
ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Часть первая. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ	9
<i>Глава первая. Основные физические явления и процессы в электрических аппаратах</i>	<i>9</i>
1.1. Тепловые процессы в электрических аппаратах	9
1.1.1. Источники теплоты в электрических аппаратах	9
1.1.2. Анализ способов распространения теплоты в электрических аппаратах	10
1.1.3. Задачи и стадии тепловых расчетов электрических аппаратов	11
1.1.4. Теплоотдача конвекцией и излучением с поверхностей электрических аппаратов	12
1.1.5. Теплопроводность в частях электрических аппаратов	13
1.1.6. Режимы нагрева электрических аппаратов	16
1.1.7. Термическая стойкость электрических аппаратов	17
Контрольные вопросы	19
1.2. Контактные явления в электрических аппаратах	20
1.2.1. Классификация электрических контактов	20
1.2.2. Контактная поверхность и контактное сопротивление	21
1.2.3. Математическая модель электрических контактов	22
1.2.4. Влияние переходного сопротивления контактов на нагрев проводников	23
1.2.5. Температура площадки касания электрических контактов	24
1.2.6. Сваривание электрических контактов	25
Контрольные вопросы	26
1.3. Электромагнитные явления в электрических аппаратах	27
1.3.1. Источники и уравнения электромагнитного поля	27
1.3.2. Намагничивание и магнитные материалы	30
1.3.3. Силовые взаимодействия в электромагнитном поле	36
1.3.4. Магнитная система и магнитная цепь электрических аппаратов электрических аппаратов	41
Контрольные вопросы	56
<i>Глава вторая. Основные электрические и электромеханические процессы</i>	<i>57</i>
2.1. Коммутация электрической цепи	57
2.1.1. Идеальный электронный ключ	57
2.1.2. Включение электрических цепей	60
2.1.3. Отключение электрической цепи	62
2.1.4. Восстановление напряжения на коммутирующем органе	63
2.1.5. Отключение электрической цепи контактными аппаратами	64
Контрольные вопросы	68

2.2. Электрические аналоги электромеханических систем аппаратов	68
Контрольные вопросы	78
2.3. Электродинамическая стойкость электрических аппаратов	79
2.3.1. Расчет электродинамических усилий	79
2.3.2. Расчет электродинамических усилий по энергетическим зависимостям	80
2.3.3. Электродинамические усилия при переменном токе	81
Контрольные вопросы	83
Глава третья. Электромеханические аппараты автоматики	84
3.1. Электромеханические реле	84
3.1.1. Основные термины и определения	85
3.1.2. Электромагнитные реле	88
3.1.3. Поляризованные электромагнитные реле	90
3.1.4. Магнитоуправляемые герметизированные контакты (герконы) и герконовые реле	92
3.1.5. Индукционные реле	95
Контрольные вопросы	97
3.2. Электромеханические датчики и требования, предъявляемые к ним	98
3.2.1. Классификация датчиков	99
3.2.2. Пассивные датчики	100
3.2.3. Активные датчики	104
Контрольные вопросы	105
Глава четвертая. Электрические аппараты распределительных устройств низкого напряжения	106
4.1. Предохранители	106
Контрольные вопросы	109
4.2. Аппараты тепловой, температурной и токовой защиты	109
4.2.1. Аппараты тепловой защиты	109
4.2.2. Аппараты температурной защиты	111
4.2.3. Аппараты токовой защиты	112
Контрольные вопросы	113
4.3. Контактторы и магнитные пускатели	113
4.3.1. Устройство контакторов и пускателей	113
4.3.2. Особенности конструкции отдельных узлов и порядок расчета контактора	116
Контрольные вопросы	118
4.4. Автоматические выключатели	118
4.4.1. Токоограничение в автоматических выключателях	119
4.4.2. Устройство универсального автоматического выключателя	120
4.4.3. Расцепители	121
4.4.4. Разновидности автоматических выключателей	123
Контрольные вопросы	126

Глава пятая. Аппараты высокого напряжения	127
5.1. Выключатели высокого напряжения	127
5.1.1. Назначение и классификация аппаратов высокого напряжения	127
5.1.2. Условия работы аппаратов высокого напряжения и общие требования, предъявляемые к ним	129
5.1.3. Основные параметры выключателей высокого напряжения	129
Контрольные вопросы	132
5.2. Воздушные выключатели	132
5.2.1. Принцип действия воздушных выключателей и дугогасительные устройства	133
5.2.2. Конструкции воздушных выключателей	135
Контрольные вопросы	136
5.3. Элегазовые выключатели	137
5.3.1. Физико-химические свойства элегаза	137
5.3.2. Дугогасительные устройства	137
5.3.3. Конструкции элегазовых выключателей	139
Контрольные вопросы	140
5.4. Масляные выключатели	140
5.4.1. Принцип действия и дугогасительные устройства	140
5.4.2. Конструкции масляных выключателей	142
Контрольные вопросы	143
5.5. Электромагнитные выключатели	143
Контрольные вопросы	145
5.6. Вакуумные выключатели	145
5.6.1. Физические основы существования дуги в вакууме	145
5.6.2. Конструкции вакуумных выключателей	147
Контрольные вопросы	148
5.7. Разъединители, отделители и короткозамыкатели	148
5.7.1. Разъединители	148
5.7.2. Отделители и короткозамыкатели	149
Контрольные вопросы	149
5.8. Измерительные трансформаторы высокого напряжения	149
5.8.1. Назначение и принцип действия трансформатора тока	149
5.8.2. Назначение и принцип действия трансформатора напряжения	152
5.8.3. Конструкции трансформаторов тока и напряжения	154
Контрольные вопросы	154
5.9. Защитные и токоограничивающие аппараты	154
5.9.1. Разрядники и ограничители перенапряжений	154
5.9.2. Реакторы	155
Контрольные вопросы	156

Глава шестая. Применение и выбор электрических аппаратов управления и защиты	157
6.1. Аварийные режимы в цепях и способы защиты	157
6.1.1. Способы и эффективность защиты электрических цепей и потребителей	157
6.1.2. Особенности сетей 0,4 кВ	158
6.1.3. Основные технические параметры электрических аппаратов управления и защиты	160
Контрольные вопросы	166
6.2. Низковольтные комплектные устройства	167
6.2.1. Общие сведения о низковольтных комплектных устройствах	167
6.2.2. Режимы работы низковольтных комплектных устройств	167
6.2.3. Выбор габаритных размеров низковольтных комплектных устройств и особенности их монтажа	169
Контрольные вопросы	170
6.3. Методика выбора контакторов и магнитных пускателей для управления и защиты электрических двигателей	170
Контрольные вопросы	174
6.4. Методика выбора автоматических выключателей для защиты электрических цепей и электроустановок	175
Контрольные вопросы	179
Часть вторая. СИЛОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ АППАРАТЫ	180
Глава седьмая. Силовые электронные ключи	180
7.1. Общие сведения об электронных ключах и бездуговой коммутации	180
7.1.1. Электронные ключи	180
7.1.2. Статические режимы работы ключей	181
7.1.3. Динамические режимы работы ключей	182
7.1.4. Область безопасной работы и защита ключей	190
Контрольные вопросы и задачи	192
7.2. Силовые диоды	192
7.2.1. Электронно-дырочный переход	192
7.2.2. Статические вольт-амперные характеристики диода	193
7.2.3. Динамические характеристики диодов	195
7.2.4. Защита силовых диодов	197
7.2.5. Основные типы силовых диодов	198
Контрольные вопросы и задачи	199
7.3. Силовые транзисторы	199
7.3.1. Основные классы силовых транзисторов	199
7.3.2. Статические ВАХ транзисторов	203
7.3.3. Быстродействие силовых транзисторов	207
7.3.4. Обеспечение безопасной работы транзисторов	210
Контрольные вопросы и задачи	215

7.4. Тиристоры	216
7.4.1. Принцип действия обычного тиристора	216
7.4.2. Статические ВАХ тиристора	217
7.4.3. Динамические характеристики	218
7.4.4. Запираемые тиристоры	221
7.4.5. Основные типы тиристоров	222
7.4.6. Защита тиристоров	222
Контрольные вопросы и задачи	223
7.5. Модули силовых электронных ключей	223
7.5.1. Последовательное и параллельное соединение ключевых элементов	223
7.5.2. Типовые схемы модулей ключей	225
7.5.3. „Разумные” интегральные схемы	226
Контрольные вопросы и задачи	229
Глава восьмая. Пассивные компоненты и охладители силовых электронных приборов	230
8.1. Влияние повышенной частоты и несинусоидальности напряжения на работу трансформаторно-реакторного оборудования	230
Контрольные вопросы и задачи	234
8.2. Влияние формы и частоты напряжения на работу конденсатора	234
Контрольные вопросы и задачи	237
8.3. Теплоотвод в силовых электронных приборах	237
8.3.1. Тепловые режимы работы силовых электронных ключей	237
8.3.2. Охлаждение силовых электронных ключей	239
Контрольные вопросы и задачи	242
Глава девятая. Системы управления силовыми электронными аппаратами	243
9.1. Назначение и основные принципы функционирования	243
9.1.1. Общие сведения о системах управления	243
9.1.2. Основные принципы управления импульсными системами	244
Контрольные вопросы и задачи	248
9.2. Приближенное моделирование регуляторов	248
9.2.1. Общие сведения о моделировании регуляторов	248
9.2.2. Пример модели импульсного регулятора	250
Контрольные вопросы и задачи	252
9.3. Интегральные микросхемы в системах управления	252
9.3.1. Общие сведения о интегральных микросхемах	252
9.3.2. Базовые цифровые ИМС	253
9.3.3. Базовые аналоговые ИМС	254
Контрольные вопросы и задачи	255
9.4. Линейные усилители и преобразователи аналоговых сигналов	255

9.4.1. Усилители сигналов	255
9.4.2. Преобразователи аналоговых сигналов	256
Контрольные вопросы и задачи	258
9.5. Формирователи импульсов управления	258
9.5.1. Управление биполярным транзистором	258
9.5.2. Управление полевыми транзисторами	260
9.5.3. Управление тиристором	261
Контрольные вопросы и задачи	262
9.6. Генераторы и распределители импульсов	262
9.6.1. Генераторы сигналов	262
9.6.2. Распределители импульсов	264
Контрольные вопросы и задачи	265
Глава десятая. Микропроцессоры в электрических аппаратах	266
10.1. Микропроцессоры, устройства с микропроцессорами	266
10.1.1. Микропроцессор, его структура и функции	266
10.1.2. Микропроцессорные устройства	268
10.1.3. Конструкции микропроцессорных контроллеров	270
Контрольные вопросы	272
10.2. Применение микроконтроллеров в электроаппаратостроении	272
10.2.1. Микропроцессорные аппараты защиты	272
10.2.2. Аппаратура для пуска двигателей	275
10.2.3. Автоматизированная система испытаний реле	277
10.2.4. Микропроцессорные системы контроля защитной и коммутационной аппаратуры	279
Контрольные вопросы	281
Глава одиннадцатая. Статические коммутационные аппараты и регуляторы постоянного тока	282
11.1. Статические и гибридные коммутационные аппараты постоянного тока	282
11.1.1. Общие сведения о статических и гибридных аппаратах	282
11.1.2. Транзисторные реле и контакторы	283
11.1.3. Тиристорные контакторы	289
11.1.4. Гибридные аппараты постоянного тока	292
Контрольные вопросы и задачи	295
11.2. Базовые схемы регуляторов постоянного тока	295
11.2.1. Общие сведения о базовых схемах	295
11.2.2. Регуляторы-стабилизаторы непрерывного действия	297
11.2.3. Типовые структуры управления импульсными регуляторами	299
11.2.4. Импульсный регулятор с последовательным ключом	301
11.2.5. Импульсный регулятор с параллельным ключом	306
11.2.6. Импульсный регулятор с параллельным индуктивным накопителем	307

Контрольные вопросы и задачи	309
Глава двенадцатая. Статические коммутационные аппараты и регуляторы переменного тока	310
12.1. Статические и гибридные коммутационные аппараты переменного тока	310
12.1.1. Общие сведения о статических и гибридных аппаратах	310
12.1.2. Тиристорные контакторы и регуляторы переменного тока с естественной коммутацией	310
12.1.3. Тиристорные контакторы переменного тока с искусственной коммутацией	315
12.1.4. Реле и контакторы переменного тока на полностью управляемых ключах	316
12.1.5. Гибридные аппараты	318
Контрольные вопросы и задачи	319
12.2. Регуляторы переменного тока с импульсной модуляцией	319
12.2.1. Принцип управления параметрами переменного тока в четырех квадрантах комплексной плоскости	319
12.2.2. Регулирование неактивной мощности	322
12.2.3. Регулируемое полное сопротивление	324
12.2.4. Гибридный фильтр переменного тока	325
Контрольные вопросы и задачи	327
12.3. Электромагнитные управляемые компоненты	327
12.3.1. Общие сведения о электромагнитных управляемых компонентах	327
12.3.2. Дроссель насыщения без подмагничивания	328
12.3.3. Дроссель насыщения с подмагничиванием	330
12.3.4. Дроссели насыщения с самоподмагничиванием	333
12.3.5. Смещение характеристик управления, изменение их крутизны, получение релейного режима магнитного усилителя	338
12.3.6. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения и тока	338
Контрольные вопросы и задачи	341
Приложения	343
Перечень продукции концерна АВВ	343
Электротехническое оборудование, производимое на предприятиях Акционерного общества Сименс	353
Продукция фирмы Legrand	369
Основные сведения об электрооборудовании, выпускаемом компанией „Шнейдер Электрик” (Франция)	383
Перечень продукции концерна ALSTOM	395
Заключение	407
Список литературы	408

ДЛЯ ЗАМЕТОК

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие современной техники невозможно без широкого использования электрических и электронных аппаратов – устройств управления потоками энергии и информации, осуществляющих:

- включение и отключение электрических цепей объектов, принимающих участие в получении, преобразовании, передаче, распределении и потреблении электроэнергии;
- контроль и измерения параметров указанных объектов;
- защиту их от несанкционированных режимов работы;
- управление технологическими процессами;
- регулирование (поддержания на неизменном уровне или изменение по определенному закону) параметров отмеченных выше объектов;
- преобразование неэлектрических величин в электрические;
- создание магнитного поля с определенными параметрами и направлением в заданном объеме [1, 7, 51].

Начиная с 1992 г. дисциплина „Электрические и электронные аппараты” стала базовой для студентов, проходящих обучение на звание бакалавра наук по направлению 551300 „Электротехника, электромеханика и электротехнологии”. Отсутствие учебника по названной дисциплине побудило авторов восполнить имеющийся пробел. При написании учебника авторы постарались расширить основные положения курса, необходимые для усвоения таких дисциплин, как „Электромеханика”, „Автоматизированный электропривод” и для углубленного изучения электрических и электронных аппаратов студентами инженерной и магистерской подготовки. С этой целью авторы основное внимание уделили описанию фундаментальных законов, раскрытию общего, значимого для большинства разнообразных аппаратов, подчеркиванию частного каждого из них, не стремясь подробно рассматривать возможные конструкции аппаратов, методы их расчета и проектирования. По мнению авторов это позволяет получить более глубокие и разносторонние знания.

В учебник введены главы, которые ранее отсутствовали во всех учебниках и учебных пособиях – например, выбор электрических аппаратов и т. п.

Независимо от назначения, области применения, принципа действия, конструктивного исполнения и т. п. все электрические аппараты можно разделить на две большие группы:

электромеханические, непременно содержащие подвижные элементы, в результате перемещения которых и осуществляется функционирование аппарата;

статические (иногда называемые бесконтактными) или *силовые электронные*, не имеющие подвижных частей и осуществляющие возложенную на них функцию в результате изменения параметров и характеристик входящих в их состав элементов и блоков.

Исходя из этого учебник разделен на две части: в первой рассматриваются общие аспекты, присущие всем аппаратам, и детально описываются электромеханические аппараты; во второй внимание уделено силовым электронным аппаратам.

При написании *первой части учебника* работа между авторами была распределена следующим образом: аннотация, предисловие, введение и заключение написаны докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розановым; *глава 1* – докт.техн.наук, проф. В.Г. Дегтярем, канд.техн.наук, доц. А.Г. Годжелло и докт.техн.наук, проф. В.Н. Шоффой; *глава 2* – докт.техн.наук, проф. И.С. Таевым, докт.техн.наук, проф. П.А. Курбатовым и докт. техн.наук, проф. В.Г. Дегтярем; *глава 3* – докт.техн.наук, проф. В.Н. Шоффой, канд.

техн.наук, доц. Ю.С. Коробковым и канд.техн.наук доц. А.В. Савельевым; *глава 4* – докт.техн.наук, проф. Г.Г. Нестеровым, канд.техн.наук, доц. Е.Г. Акимовым, докт. техн. наук, проф. И.С. Таевым и докт.техн.наук В.Е. Райниным; *глава 5* – канд.техн.наук, доц. Н.А. Ведешенковым; *глава 6* – канд.техн.наук, доц. Е.Г. Акимовым.

В написании *второй части учебника* приняли участие: *главы 7* – докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розанов и ст.препод. М.В. Рябчицкий; *главы 8* – докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розанов и канд.техн.наук, доц. А.С. Пучков; *главы 9* – докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розанов и ст.препод. М.В. Рябчицкий; *главы 10* – канд.техн.наук, доц. С.Ю. Рыжов; *главы 11* – докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розанов; *главы 12* – докт.техн.наук, проф. Ю.К. Розанов и канд. техн.наук, доц. Ю.С. Коробков.

Второе издание учебника не содержит принципиальных изменений содержания. Устранены замечания, полученные от многочисленных читателей, включая замеченные ошибки и опечатки, частично сокращен объем материала, изменен дизайн издания.

Авторы выражают глубокую признательность всем сотрудникам кафедры электрических и электронных аппаратов, принимавшим участие в обсуждении рукописи, аспирантам и студентам кафедры, а также многочисленным читателям учебника за благожелательное отношение к настоящему изданию.

Особую благодарность коллектив кафедры выражает за помощь в издании учебника Всесоюзному научно-исследовательскому институту по монтажным и специальным строительным работам и рекламной компании „РАСТ плюс”.

Отзывы, замечания и пожелания авторы просят присылать по адресу: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 14, МЭИ, каф. Э и ЭА.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Электрические аппараты (ЭА) – это электротехнические устройства, применяемые при использовании электрической энергии, начиная от ее производства, передачи, распределения и кончая потреблением. Разнообразие видов ЭА и различие традиций мировых электротехнических школ затрудняют их классификацию. Это еще больше усугубляется многозначностью и неопределенностью самого термина аппарат (лат. „apparatus” – техническое устройство). В России термин „аппарат” был распространен с 1879 г. известным электротехником П.Н. Яблочковым на следующие электротехнические устройства того времени: рубильники, переключатели, коммутаторы, реле и регуляторы.

В настоящее время *под ЭА понимают электротехнические устройства управления потоками энергии и информации*. При этом речь может идти о потоках энергии различного вида: электрической, механической, тепловой и др. Например, потоком механической энергии от двигателя к технологической машине может управлять электромагнитная муфта. Потоками тепловой энергии можно управлять при помощи электромагнитных клапанов и заслонок. Таких примеров использования ЭА можно привести большое количество. Примером использования ЭА для управления информацией является применение реле в телефонии. Например, при создании телеграфного аппарата П.Л. Шиллинг в 1820 г. применил впервые электромагнитное реле. Простейшая формально – логическая обработка дискретной информации также может быть реализована электромагнитными реле.

Однако наибольшее распространение получили ЭА для управления потоками электрической энергии для изменения режимов работы, регулирования параметров, контроля и защиты электротехнических систем и их составных частей. Как правило, функции таких ЭА осуществляются посредством коммутации (включения и отключения) электрических цепей с различной частотой, начиная от относительно редких, нерегулярных значений до периодических высокочастотных, например, в импульсных регуляторах напряжения.

Одним из основных признаков классификации ЭА является напряжение. По этому признаку различают аппараты низкого (до 1000 В) напряжения (АНН) и аппараты высокого (свыше 1000 В) напряжения (АВН). Большинство *аппаратов низкого напряжения* условно можно разделить на следующие основные виды:

аппараты управления и защиты – автоматические выключатели, контакторы, реле, пускатели электродвигателей, переключатели, рубильники, предохранители, кнопки управления и другие аппараты, управляющие режимом работы оборудования и его защитой;

аппараты автоматического регулирования – стабилизаторы и регуляторы напряжения, тока, мощности и других параметров электрической энергии;

аппараты автоматики – реле, датчики, усилители, преобразователи и другие аппараты, осуществляющие функции контроля, усиления и преобразования электрических сигналов.

Следует отметить, что АНН иногда классифицируют по величине коммутируемого тока: слаботочные (до 10 А) и сильноточные (свыше 10 А). При этом нижние пределы коммутируемых современными ЭА токов достигают 10^{-9} А, а напряжений – 10^{-5} В.

Аппараты высокого напряжения работают в сетях с напряжением до 1150 кВ переменного тока и 750 кВ постоянного тока и также существенно различаются по своим функциям. К АВН обычно относят следующие основные виды аппаратов:

выключатели высокого напряжения, обеспечивающие включение и отключение электрических цепей в различных режимах работы, включая аварийные, например, короткое замыкание (КЗ);

токоограничивающие реакторы для ограничения токов КЗ и *шунтирующие реакторы* для ограничения перенапряжений и компенсации реактивной мощности;

ограничители перенапряжений на основе разрядников и элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой (например, оксидо-цинковые ограничители перенапряжений – ОПН);

разъединители и отделители для отключения цепи без тока при ремонте электрооборудования;

измерительные трансформаторы для высоковольтных цепей.

Электрические аппараты как низкого, так и высокого напряжения обычно являются конструктивно законченными техническими устройствами, реализующими определенные функции и рассчитанными на разные условия эксплуатации.

В основе большинства *электромеханических ЭА* лежит контактная система с различными типами приводов – ручным, электромагнитным, механическим и др. Процессы, протекающие в ЭА, определяются различными и многообразными физическими явлениями, которые изучаются в электродинамике, механике, термодинамике и других фундаментальных науках.

Одной из наиболее сложных задач, решаемых при разработке электромеханического ЭА, является обеспечение работоспособности электрических контактов в том числе и при гашении электрической дуги, возникающей при выключении ЭА. Большой вклад в развитие теории процессов на контактах и методов эффективного гашения электрической дуги внесли отечественные ученые: В.В. Петров, М.О. Доливо-Добровольский, А.Я. Буйлов, Г.Т. Третьяк, Г.В. Буткевич, О.Б. Брон, Н.Е. Лысов, Г.А. Кукеков, А.М. Залесский, И.С. Таев, О.Я. Новиков, В.В. Афанасьев и др. Совершенствование многих видов ЭА неразрывно связано с развитием теории электромагнитного поля и методов расчета магнитных цепей. Большое влияние на развитие научных основ этого направления оказали работы отечественных ученых: Р.Л. Аронова, Б.К. Буля, В.С. Кулебакина, А.Ф. Сотскова, И.И. Пеккера, А.Г. Никитенко, А.Г. Сливинской, А.В. Гордона, Н.Е. Лысова, М.А. Любчика, Ф.А. Ступеля и др.

Наличие подвижных механических частей, явления искро- и дугообразования при коммутации, ограниченное быстродействие и другие негативные факторы, присущие электромеханическим ЭА, инициировали работы по созданию статических ЭА, которые в научно-технической литературе ранее назывались бесконтактными, а в последнее время – *силовыми электронными аппаратами*. Первыми статическими устройствами, на основе которых начали создавать статические ЭА, были дроссели насыщения, управляемые путем подмагничивания постоянным током (магнитные усилители). Нелинейность их вольт-амперных характеристик и управляемость относительно маломощным сигналом позволили создать на их основе усилители, регуляторы и статические реле. Эффективность таких устройств особенно возросла при включении в схемы таких устройств полупроводниковых диодов. Наиболее значительные успехи на этом направлении были достигнуты в 50–60-е годы. При этом значительный вклад в развитие ЭА на основе магнитных усилителей внесли отечественные ученые: Е.Л. Львов, Р.А. Липман, Л.В. Шопен и др.

Освоение промышленностью производства мощных биполярных транзисторов и создание тиристоров обусловило, начиная с 60-х годов, новый этап полупроводниковых приборов, на основе которых были созданы различные типы быстродействующих реле, регуляторов, пускателей для асинхронных двигателей и др. Одновременно начало формироваться новое направление в области электрических аппаратов, в рамках которого разрабатывались гибридные электрические аппараты, обладающие достоинствами как электромеханических, так и полупроводниковых аппаратов. Однако низкая технико-экономическая эффективность большинства видов статических и гибридных аппаратов на этом этапе развития электронной техники ограничивала область и масштабы их внедрения в производство.

В 80-х годах начался новый этап в развитии силовой электроники, который был обусловлен созданием мощных быстродействующих и полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов: мощных полевых транзисторов и транзисторов с изолиро-

ванными затвором, запираемых тиристоров и др. Одновременно развитие электронных технологий позволило организовать массовое производство силовых интегральных модулей компактных конструкций. В одном корпусе они объединяют как силовые электронные ключи, так и элементы микроэлектроники с различной степенью интеграции. Такие модули позволяют реализовать различные законы регулирования, включая формирование сигналов защиты, диагностики и др. При необходимости модули могут также включать в себя микропроцессоры или соответствующий интерфейс для сопряжения с устройствами управления более высоких уровней. В результате расширенных функциональных возможностей такие модули получили название „интеллектуальных” или „разумных”.

Элементная база современной силовой электроники не только существенно расширила диапазон коммутируемых мощностей до единиц мегаватт, позволила поднять верхний уровень частоты коммутации электронных ключей, что сделало возможным создавать аппараты управления, регулирования и защиты постоянного и переменного тока с высокими технико-экономическими показателями. Появились новые виды силовых электронных аппаратов, управляющих качеством электрической энергии и коэффициентом мощности.

Новый класс силовых электронных аппаратов создан в результате достижений современной силовой электроники. Эти аппараты обладают большими функциональными возможностями в части реализации законов управления, защиты, диагностики текущего состояния, развитым интерфейсом для обмена информацией с внешней средой.

Однако они не могут заменить большинство видов электромеханических ЭА, поскольку уступают последним по ряду важных параметров. Силовые электронные ключи по принципу действия не обеспечивают такого низкого уровня потерь мощности во включенном (проводящем) состоянии как металлические контакты и, с другой стороны, не способны создать уровень изоляции, соответствующий разомкнутым контактам ЭА. В этой связи для определенных условий применения наиболее эффективным по технико-экономическим показателям оказываются гибридные ЭА. Последние являются компромиссным техническим решением, позволяющим соединить положительные качества электромеханических и силовых электронных аппаратов в одном комбинированном устройстве.

Следует отметить, что достижения современной микроэлектроники и, в частности, *микропроцессорной техники* в настоящее время также используются практически в ЭА всех видов, как электромеханических, так и силовых электронных. Это позволяет существенно расширить их функциональные возможности, обеспечить эффективный контроль и диагностику, а также возможность управления с различных иерархических уровней системы, в которой используются ЭА.

В более широком смысле ЭА в настоящее время можно считать техническими устройствами, относящимися к новой, перспективной области техники – мехатронике, являющейся синтезом электромеханики и электроники. Говоря о роли силовой электроники, авторы делают акцент на том, что она позволяет создавать исполнительные, силовые органы устройства или непосредственно управлять электрическими параметрами мощных электромеханических устройств. Примером являются силовые электронные аппараты, позволяющие осуществлять мягкий пуск или останов двигателя, или управлять работой двигателей постоянного тока в импульсных режимах. Пока не было соответствующей элементной базы, реализация таких технических решений была практически невозможна. По существу из-за недостаточно развитой элементной базы отсутствовало звено, способное реализовать эффективное взаимодействие слаботочных систем управления и мощных исполнительных устройств. В то же время в ЭА используется очень широкая номенклатура электронных приборов, что и определило название специальности „*Электрические и электронные аппараты*”.

С учетом современной классификации ЭА, особенностей физических процессов в них и многообразия конструктивных решений в настоящем учебнике выделены две части, объединенные одним названием „*Электрические и электронные аппараты*”. Часть первая учебника охватывает электромеханические аппараты, а часть вторая – электронные аппараты и аппараты с микропроцессорным управлением.

В приложениях приведены сведения о продукции ведущих фирм в области высоковольтного и низковольтного электротехнического оборудования: концерна ABB, фирмы Siemens AG, фирмы Legrand, компании „Шнейдер Электрик” и концерна ALSTOM. Приведенные материалы дают представление о современных достижениях в области электроаппаратостроения и могут быть полезны не только для студентов, изучающих курс „Электрические и электронные аппараты”, но и специалистов, связанных с проектированием и эксплуатацией электротехнических систем различного назначения. Следует также отметить, что приведенная информация может быть успешно использована службами маркетинга в электротехнике. При необходимости получения более детальной информации рекомендуем обращаться в представительства, адреса которых указаны в Приложениях.

Дополнительно к учебнику прилагается CD-ROM, в состав которого входят: электронная версия учебника в PDF-формате; перечень контрольных вопросов для самопроверки с различными вариантами ответов; задание и методические указания к курсовому проекту по курсу „Электрические и электронные аппараты”, часть 1; СУБД „Выбор 2.2” и набор баз данных для выбора электрических аппаратов в рамках курсового проекта. Ко 2-ой части учебника подготовлены задачи или тесты в программных средствах Pspice.

Учебник поставляется с CD-ROM.

Часть первая ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Глава первая ОСНОВНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ И ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

1.1. ТЕПЛОВЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

Электрические аппараты являются сложными электротехническими устройствами, содержащими много элементов, одни из которых являются проводниками электрических токов, другие — проводниками магнитных потоков, а третьи служат для электрической изоляции. Часть элементов может

перемещаться в пространстве, передавая усилия другим узлам и блокам. Работа большей части аппаратов связана с преобразованием одних видов энергии в другие. При этом, как известно, неизбежны потери энергии и превращение ее в теплоту.

1.1.1. ИСТОЧНИКИ ТЕПЛОТЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

При протекании тока по электрическому проводнику в нем выделяется мощность, которая для однородного проводника с равномерной плотностью постоянного тока I определяется как

$$P = I^2 R, \quad (1.1)$$

где R — активное электрическое сопротивление однородного проводника длиной l и поперечным сечением S

$$R = \frac{\rho l}{S}. \quad (1.2)$$

Удельное электрическое сопротивление материала проводника зависит от температуры ν и в большинстве случаев (до температуры 150÷200 °С) вычисляется

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha\nu), \quad (1.3)$$

где ρ_0 — удельное сопротивление при температуре 0 °С; α — температурный коэффициент сопротивления.

Как известно из курса теоретических основ электротехники, *поверхностным эффектом* называется явление неравномерного распределения плотности переменного тока по поперечному сечению одиночного проводника, а *эффектом близости* — явление неравномерного распределения плотности переменного тока, обусловленное влиянием друг на друга близко расположенных проводников с токами.

Неравномерность распределения плотности тока при поверхностном эффекте приводит к возникновению дополнительных по сравнению с постоянным током потерь мощности, которые учиты-

ваются коэффициентом поверхностного эффекта $k_{\text{п}} \geq 1$.

Было установлено, что коэффициент поверхностного эффекта для немагнитных проводников зависит от формы и геометрических размеров проводника, а также от соотношения $\sqrt{f/R_{100}}$, где f — частота переменного тока; R_{100} — активное электрическое сопротивление постоянному току проводника определенной длины (обычно $l = 100$ м).

Коэффициент близости $k_{\text{б}}$ также, как и коэффициент поверхностного эффекта $k_{\text{п}}$ зависит от выражения $\sqrt{f/R_{100}}$, геометрических размеров, формы проводников и от расстояния между ними. В отличие от коэффициента поверхностного эффекта, коэффициент близости может быть больше, меньше или равным единице.

Значения коэффициентов $k_{\text{п}}$ и $k_{\text{б}}$ приведены в [2].

Таким образом (1.1) приобретает вид

$$P_{\sim} = k_{\text{п}} k_{\text{б}} P_{=} = k_{\text{п}} k_{\text{б}} I^2 R, \quad (1.4)$$

где P_{\sim} и $P_{=}$ — потери мощности при переменном и постоянном токе соответственно.

В проводниках из ферромагнитных материалов явления поверхностного эффекта и эффекта близости проявляются значительно сильнее, а коэффициенты $k_{\text{п}}$ и $k_{\text{б}}$ в этих случаях существенно больше, чем в немагнитных проводниках.

Профессором Н.Е. Лысовым была предложена эмпирическая формула для вычисления потерь мощности при протекании переменного тока по проводникам из ферромагнитного металла [1]

$$P = (2,9 - 3,25) 10^{-4} \left(\frac{I}{\Pi}\right)^{5/3} S_{\text{охл}} \sqrt{f}, \quad (1.5)$$

где $S_{\text{охл}}$, Π – площадь поверхности охлаждения и периметр поперечного сечения проводника; f – частота переменного тока.

В ферромагнитных нетокопроводящих частях электрического аппарата, находящихся в переменном магнитном поле, также имеют место источники теплоты, которые обусловлены вихревыми токами, возникающими тогда, когда переменный во времени магнитный поток пронизывает ферромагнитные части аппарата.

Для сплошного замкнутого магнитопровода расчет потерь мощности в нем можно производить по (1.5), в которой вместо тока I необходимо подставить МДС IN , где N – число витков, а вместо периметра Π – среднюю длину магнитопровода $l_{\text{ср}}$. Этой же формулой можно пользоваться и при определении потерь мощности для случая, когда токопровод заключен внутрь кольца из ферромагнитного материала.

Если магнитопровод выполнен из листовой стали, то потери мощности в нем определяются на основании приведенных в справочной литературе зависимостей удельных потерь от амплитудного значения индукции, частоты тока, толщины листа и сорта стали [1, 2].

Следует указать, что ферромагнитные части аппарата могут нагреваться в переменном магнитном поле, даже если они не образуют замкнутую систему для магнитного потока [1].

Выше были рассмотрены основные, наиболее общие для всех электрических аппаратов, источники теплоты. Имеется еще ряд источников теплоты, которые в одних аппаратах играют существенную роль, а в других ими можно пренебречь.

Так в электромеханических аппаратах, предназначенных для коммутации электрических цепей, мощным источником теплоты является электрическая дуга. В других аппаратах потери на трение или удар составляют довольно большую долю от общих потерь мощности. Электрические аппараты, имеющие движущиеся жидкости или газы должны быть рассчитаны с учетом гидравлических потерь, а изоляция высоковольтных и высокочастотных аппаратов с учетом диэлектрических потерь и т. п.

1.1.2. АНАЛИЗ СПОСОБОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ТЕПЛОТЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

Различают три способа распространения теплоты в пространстве: теплопроводностью, тепловым излучением и конвекцией.

Теплопроводность – распространение тепловой энергии при непосредственном соприкосновении отдельных частиц или тел, имеющих разную температуру.

В соответствии с гипотезой Фурье количество теплоты d^2Q , проходящее через элементарную площадку изотермической поверхности dS за промежуток времени dt , определяется как

$$d^2Q = -n_0 \lambda \frac{\partial v}{\partial n} dS dt. \quad (1.6)$$

Здесь λ – теплопроводность; n_0 – единичный вектор нормали к площадке dS .

Для большинства веществ в определенном диапазоне температуры теплопроводность зависит от температуры линейно, т. е.

$$\lambda = \lambda_0 [1 + \beta(v - v_0)],$$

где λ_0 – теплопроводность при температуре $v = v_0$; β – температурный коэффициент теплопроводности.

Тепловое излучение – распространение внутренней энергии тела путем электромагнитных волн. Совокупность процессов взаимного излучения, поглощения, отражения и пропускания энергии в системе различных тел называют *теплообменом излучением*.

В общем случае плотность собственного излучения подчиняется закону Стефана-Больцмана

$$p = 5,67\epsilon \left(\frac{T}{100}\right)^4, \quad (1.7)$$

где p – плотность теплового потока; ϵ – коэффициент излучения тела ($0 \leq \epsilon \leq 1$); T – температура, К.

Конвекция – распространение теплоты при перемещении объемов жидкостей или газов в пространстве из областей с одной температурой в области с другой температурой.

Различают естественную и вынужденную конвекцию. При вынужденной конвекции жидкость или газ движутся за счет внешних сил (например, под действием насоса, вентилятора и т. п.). При естественной конвекции движение происходит за

счет выталкивающих (Архимедовых) сил, возникающих из-за различных плотностей холодных и горячих частиц жидкости или газа.

Поскольку конвекция обусловлена движением жидкости или газа и при конвекции неизбежно соприкосновение частиц с различной температурой, что сопровождается теплопроводностью, то при аналитическом описании процесса конвекции в систему уравнений войдут, уравнение теплопроводности с учетом массообмена (уравнение энергий), уравнение движения жидкости (уравнение Навье-Стокса), уравнение неразрывности жидкости или газа, а также условия однозначности (начальные и граничные условия).

1.1.3. ЗАДАЧИ И СТАДИИ ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Источники теплоты в электрических аппаратах при их работе образуют температурное поле:

$$v = v(x, y, z, t). \quad (1.9)$$

Максимальное значение температуры при этом не должно превышать допустимое значение, которое зависит от многих факторов и устанавливается стандартами.

Кроме допустимой температуры стандартами установлена температура окружающей среды. Для большинства электрических аппаратов при расчете длительных режимов работы температура окружающей среды (воздуха) принимается равной $+35^\circ\text{C}$ [1].

В общем случае задачей теплового расчета является определение мощности источников теплоты и расчет параметров температурного поля, причем максимальная температура не должна быть выше допустимой.

На предварительной стадии расчета необходимо выявить источники теплоты в электрическом аппарате, выдать рекомендации по уменьшению их мощности и оценить возможность уменьшения максимальной температуры до допустимого значения при условии наименьшего расхода материалов на аппарат.

Для уменьшения мощности источников теплоты в электрических аппаратах:

применяют проводниковые материалы с малым удельным сопротивлением;

при резко выраженном поверхностном эффекте используют трубчатые проводники, чем достигается более равномерное распределение плотности тока по сечению;

при наличии составных шин их располагают таким образом, чтобы поверхностный эффект и эффект близости оказывали возможно меньшее влияние на мощность источников теплоты;

Решение системы дифференциальных уравнений часто вызывает большие трудности. Поэтому при инженерных расчетах используют упрощенную формулу Ньютона, в соответствии с которой тепловой поток (количество теплоты в единицу времени) от поверхности твердого тела к окружающей среде (жидкости или газу) или, наоборот, от окружающей среды к поверхности тела пропорционален площади охлаждающей поверхности тела $S_{\text{охл}}$ (поверхности соприкосновения твердого тела со средой) разности температуры поверхности v и среды v_0 , т. е.

$$P = k_T S_{\text{охл}} (v - v_0), \quad (1.8)$$

где k_T — коэффициент теплоотдачи.

если применяют пакет параллельно расположенных шин, то крайние шины пакета снабжают ферромагнитными бандажами, которые снижают коэффициент близости;

в конструкции нетокопроводящих частей вместо ферромагнитных используются неферромагнитные материалы — немагнитный чугун, латунь, бронза и т. п.;

в нетокопроводящих ферромагнитных деталях на пути магнитного потока выполняют прорезы, причем полученный таким образом воздушный промежуток часто заполняют немагнитным материалом (заваривают неферромагнитным электродом);

применяют короткозамкнутые витки на пути магнитного потока в ферромагнитной детали.

Перечисленные выше случаи далеко не в полной мере охватывают все возможные методы уменьшения мощности источников теплоты. В каждом конкретном случае необходимо проводить дополнительные специальные исследования.

После возможного уменьшения мощности источников теплоты следует выявить пути уменьшения максимальной температуры в аппарате. Из формулы Ньютона [см. (1.8.)] видно, что при постоянных значениях мощности P и температуры окружающей среды v_0 температуру поверхности тела v можно уменьшить за счет увеличения коэффициента теплоотдачи k_T или площади $S_{\text{охл}}$ охлаждающей поверхности. Такой способ уменьшения температуры называется *интенсификацией охлаждения*. Увеличение коэффициента теплоотдачи осуществляется различными способами: окраской нагреваемых частей аппарата краской, имеющей больший коэффициент излучения ϵ , чем поверхность, которая не была окрашена; вынужденной конвекцией, жидкостным охлаждением и т. п.

При вынужденной конвекции коэффициент теплоотдачи может быть повышен на порядок величин по сравнению с коэффициентом теплоотдачи естественной конвекции.

Жидкостное охлаждение при естественной конвекции также существенно повышает коэффициент теплоотдачи.

Интенсификация охлаждения путем увеличения площади охлаждающей поверхности достигается увеличением геометрических размеров аппарата, или применением радиаторов охлаждения, т. е. искусственным увеличением площади охлаждающей поверхности.

На стадии уточненного теплового расчета электрических аппаратов необходимо определить следующее:

допустимую нагрузку $P_{\text{доп}}$, зная допустимую температуру, геометрические размеры аппарата и способ его охлаждения. Это *прямая задача* и решается

довольно просто, поскольку можно однозначно определить коэффициент теплоотдачи и, используя формулу Ньютона, легко найти $P_{\text{доп}}$, а, следовательно, и $I_{\text{доп}}$;

требуемую площадь охлаждающей поверхности, зная способ охлаждения, допустимую температуру и нагрузку. Это *первая обратная задача*. Здесь коэффициент теплоотдачи находится подбором, так как он зависит от геометрических размеров аппарата;

способ и параметры охлаждения по известным нагрузке, допустимой температуре и заданных размерах аппарата. Это *вторая прямая задача*;

параметры температурного поля в аппарате (выяснить максимальную температуру всех частей), зная ток, способ охлаждения и размеры аппарата. Эта *вторая обратная задача* решается подбором, поскольку и коэффициент теплоотдачи и мощность источников теплоты зависят от температуры.

1.1.4. ТЕПЛОТДАЧА КОНВЕКЦИЕЙ И ИЗЛУЧЕНИЕМ С ПОВЕРХНОСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

В формуле Ньютона [см. (1.8)] для конвективного теплообмена коэффициент теплоотдачи k_T в общем случае отражает два вида теплоотдачи с поверхности твердого тела в окружающую среду, а именно: теплоотдачу конвекцией и теплоотдачу излучением, т. е. можно записать

$$k_T = k_{T,K} + k_{T,И}, \quad (10)$$

где $k_{T,K}$ и $k_{T,И}$ — коэффициенты теплоотдачи конвекцией и излучением соответственно.

При низкой температуре, незначительно превышающей комнатную, тепловое излучение с поверхностей электрических аппаратов невелико. Однако, при температуре 50–100 °С тепловое излучение, как правило, соизмеримо с теплоотдачей конвекцией.

В расчетах теплоотдачи излучением следует учитывать не только собственное излучение тел, определяемое по закону Стефана-Больцмана [см. (1.7)], но и взаимное расположение этих тел.

Если одно тело находится внутри другого тела и имеет температуру T_1 , коэффициент излучения тела ϵ_1 и поверхность площадью охлаждения $S_{\text{охл1}}$, второе тело соответственно T_2 , ϵ_2 и $S_{\text{охл2}}$ и при этом $T_1 > T_2$, $S_{\text{охл1}} > S_{\text{охл2}}$, а самооблучение первого тела отсутствует, то согласно [1] результирующий удельный поток теплового излучения с поверхности первого тела определяется:

$$p_{12} = \frac{5,67 \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right]}{\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{S_{\text{охл1}}}{S_{\text{охл2}}} \left(\frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)}. \quad (1.11)$$

В частном случае, когда электрический аппарат находится в окружающей среде с температурой T_0 достаточно далеко от других тел, удельный тепловой поток с его поверхности в окружающую среду определится как

$$p = 5,67\epsilon \left[\left(\frac{T}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_0}{100} \right)^4 \right], \quad (1.12)$$

а коэффициент теплоотдачи излучением

$$k_{T,И} = \frac{p}{\nu - \nu_0}, \quad (1.13)$$

где ν и ν_0 — температура поверхности тела и окружающей среды соответственно.

Коэффициент теплоотдачи конвекцией в общем случае может быть определен из решения соответствующей системы уравнений при соответствующих условиях однозначности. Однако, на практике его определяют экспериментально и, используя теорию подобия, указанную систему уравнений представляют в виде уравнений подобия, справедливых для определенных условий и случаев. Для конвективной теплоотдачи уравнение подобия в общем случае имеет вид

$$\text{Nu} = f(\text{Fo}, \text{Gr}, \text{Pr}, \text{Re}), \quad (1.14)$$

где Nu, Fo, Gr, Pr и Re — числа подобия Нуссельта, Фурье, Грасгофа, Прандтля и Рейнольдса соответственно:

$$\text{Nu} = \frac{k_{T,K} L}{\lambda}; \quad \text{Fo} = \frac{at}{L^2}; \quad \text{Gr} = \beta g L^3 \frac{\theta}{\nu^2}; \quad \text{Pr} = \frac{\nu}{a}; \\ \text{Pr} = \frac{\nu}{a}; \quad \text{Re} = \frac{wL}{\nu},$$

где $k_{т.к}$ – коэффициент теплоотдачи конвекцией; L – характерный линейный размер тела; λ , a , ν – теплопроводность и температуропроводность материала тела, кинематическая вязкость среды соответственно; t – время; b – температурный коэффициент объемного расширения; g – ускорение свободного падения; w – скорость жидкости или газа; $\theta = \nu - \nu_0$; ν , ν_0 – температура поверхности тела и окружающей среды соответственно.

Числа подобия вычисляются при определяющей температуре и характерном размере, которые указываются в каждом конкретном случае.

Если известно уравнение подобия, то коэффициент теплоотдачи конвекцией определяется как

$$k_{т.к} = Nu \frac{\lambda}{L}. \quad (1.15)$$

Уравнения подобия конвективной теплоотдачи для многих встречающихся на практике случаев приведены в [1, 2, 3].

Для естественной конвекции в неограниченном пространстве [1] уравнение подобия имеет вид

$$Nu_m = C [Gr Pr]_m^n,$$

где C , n определяются из табл. 1.1.

Таблица 1.1. Значения величин C и n

Gr Pr	n	C
Меньше 10^{-3}	0	0,5
$10^{-3}-5 \cdot 10^2$	0,125	1,18
$5 \cdot 10^2-2 \cdot 10^7$	0,25	0,54
$2 \cdot 10^7-10^{13}$	0,33	0,135

Определяющая температура находится как

$$\nu_m = \frac{(\nu_{ж} + \nu_{п})}{2},$$

где $\nu_{ж}$, $\nu_{п}$ – соответственно температура жидкости или газа в точках достаточно удаленных от поверхности тела и температура поверхности тела.

Индекс m в уравнениях подобия показывает при какой температуре необходимо производить расчеты.

В качестве характерного размера принимается высота тела, для шаров и горизонтальных цилиндров их диаметр.

Из формулы (1.15) можно определить среднее значение коэффициента теплоотдачи по поверхности тела. Если тело имеет явно выраженные, достаточно протяженные горизонтальные поверхности, то коэффициент теплоотдачи верхней поверхности необходимо увеличить на 30%, а нижней соответственно уменьшить на 30%.

В практических расчетах теплопередачи в ограниченном пространстве, например, между концентрическими трубами с малыми зазорами или в вертикальных щелях между плоскими стенками аппарата, обычно сложный процесс теплообмена заменяют эквивалентным процессом теплопроводности. Средняя плотность теплового потока вычисляется следующим образом:

$$p = \lambda_3 \frac{\nu_1 - \nu_2}{\delta},$$

где δ – толщина щели или зазор между трубами; ν_1 , ν_2 – температура стенок аппарата; λ_3 – эквивалентная теплопроводность, которая учитывает передачу теплоты теплопроводностью и конвекцией и определяется из соотношения

$$\lambda_3 = \epsilon_k \lambda,$$

где λ – теплопроводность жидкости или газа, заполняющих щель; ϵ_k – коэффициент конвекции, значение которого можно определить из уравнения подобия [2]

$$\epsilon_k = A [Gr Pr]_{cp}^r.$$

В качестве определяющего размера принимается ширина щели δ , в качестве определяющей температуры

$$\nu_{cp} = \frac{(\nu_1 + \nu_2)}{2}.$$

Значения A , r см. в табл.1.2.

Таблица 1.2. Значения величин A и r

Gr Pr	r	A
Меньше 10^3	0	1
10^3-10^6	0,3	0,105
10^6-10^{10}	0,2	0,4

1.1.5. ТЕПЛОПРОВОДНОСТЬ В ЧАСТЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Для случая, когда имеется однородное изотропное тело, микроскопические частицы которого неподвижны друг относительно друга, физические параметры тела постоянны, а внутренние

источники теплоты равномерно распределены в теле. Используя закон Фурье (1.6), можно получить дифференциальное уравнение теплопроводности [3]

$$\frac{\partial v}{\partial t} = a \operatorname{div}(\nabla v) + q/c\gamma, \quad (1.16)$$

где v — температура в произвольной точке пространства; t — время; q — плотность теплового потока мощностей источников теплоты; a — температуропроводность; c — удельная теплоемкость; γ — плотность среды.

Рассмотрим установившийся тепловой режим плоской стенки (рис. 1.1,а) без внутренних источников теплоты, с граничными условиями первого рода: $v = v_1$ при $x = 0$ и $v = v_2$ при $x = \delta$.

Тогда (1.16) будет иметь вид $d^2v/dx^2 = 0$.

Общее решение этого уравнения после вычисления постоянных интегрирования примет вид

$$v = v_1 - \frac{v_1 - v_2}{\delta} x. \quad (1.17)$$

Здесь $v_1 > v_2$.

Из (1.6) и (1.17) получаем

$$P = \frac{v_1 - v_2}{R_T}. \quad (1.18)$$

Уравнение (1.17) называют законом Ома для теплопроводности. При этом тепловому потоку P соответствуют электрический ток I , температуре v_1 и v_2 — электрические потенциалы φ_1 и φ_2 , а теплопроводности λ — электропроводность $1/\rho$ (ρ — удельное электрическое сопротивление).

Величину

$$R_T = \frac{\delta}{\lambda S}, \quad (1.19)$$

где S — площадь поперечного сечения стенки, а δ — толщина стенки, называют тепловым сопротивлением плоской стенки без внутренних источников теплоты. Используя указанную выше аналогию, со-

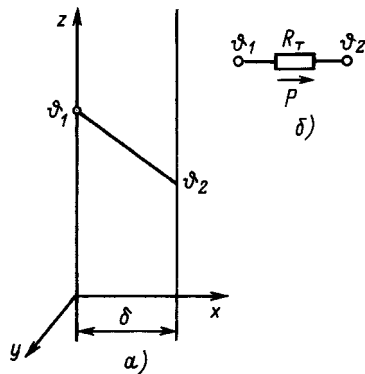


Рис. 1.1. К расчету теплопроводности через плоскую стенку без внутренних источников теплоты: а — распределение температуры; б — эквивалентная схема замещения

ставим эквивалентную схему замещения (рис. 1.1,б). После этого задачу теплопроводности решают, используя законы Ома и Кирхгофа.

Если плоская стенка состоит из нескольких слоев с нулевыми тепловыми сопротивлениями между ними, то в схеме на рис. 1.1,б R_T является суммой n последовательно включенных сопротивлений. Распределение температуры в данном случае будет иметь вид ломанной линии.

Если с одной стороны плоской стенки окружающая среда с температурой v_{01} и коэффициентом теплоотдачи k_{T1} , а с другой стороны окружающая среда с температурой v_{02} и k_{T2} , то эквивалентная схема замещения будет иметь вид, изображенный на рис. 1.2.

В этой схеме R_{T2} — тепловое сопротивление плоской стенки, R_{T1} и R_{T3} — тепловые сопротивления теплоотдачи конвекцией от среды с температурой v_{01} к стенке и от стенки к среде с температурой v_{02} . Тепловое сопротивление теплоотдачи конвекцией $R_{T,k}$ в общем случае может быть получено из формулы Ньютона (1.8)

$$R_{T,k} = \frac{1}{k_T S_{\text{охл}}}. \quad (1.20)$$

В тепловом расчете стационарного режима изолированных по всей длине проводников используют схему замещения, изображенную на рис. 1.2,б, в которой $v_{01} = v_1$, а $R_{T1} = 0$. Тепловой поток представляет собой в рассматриваемом случае мощность источников теплоты в проводнике.

При этом, если проводник имеет прямоугольное поперечное сечение, то сопротивление R_{T2} определяют по (1.19), а сопротивление R_{T3} по (1.20). Для проводника имеющего круговое поперечное сечение сопротивления R_{T2} и R_{T3} определяют из справочной литературы, например [2].

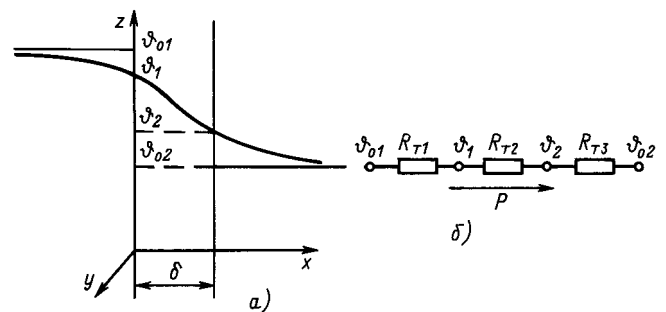


Рис. 1.2. К расчету теплопроводности через плоскую стенку без внутренних источников теплоты: а — распределение температуры; б — эквивалентная схема замещения

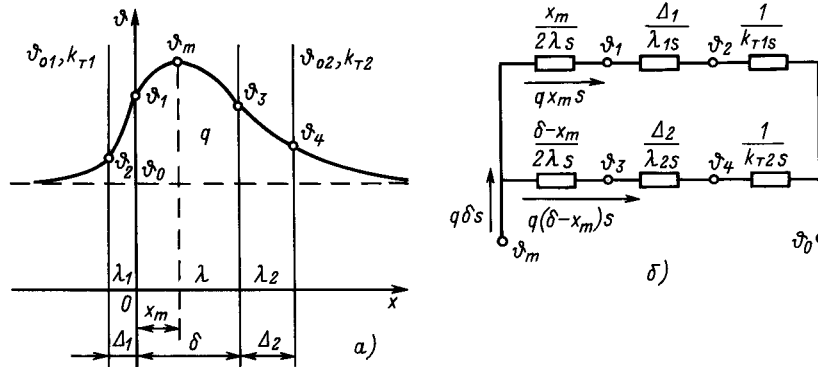


Рис. 1.3. К расчету теплопроводности через плоскую стенку с равномерно распределенными в ней источниками теплоты:
 а – распределение температуры;
 б – эквивалентная схема замещения

Кроме стенок без источников теплоты в электрических аппаратах часто встречаются стенки с равномерно распределенными источниками теплоты, при этом, их тепловые сопротивления можно определить по [2]. В общем случае электрические аппараты имеют плоские стенки с источниками теплоты, у которых имеются стенки без источников теплоты и теплоотдача происходит с двух сторон (рис. 1.3, а, б). Тогда внутри стенки с источниками теплоты будет иметь место слой (координата x_m) с максимальной температурой ϑ_m , часть теплоты, выделяющейся в стенке будет распространяться в левую сторону от плоскости $x = x_m$, другая часть – в правую сторону и схема замещения будет иметь вид, изображенный на рис. 1.3, б.

Координата, соответствующая наиболее нагретому слою в этом случае [1]

$$x_m = \frac{\delta \left(\frac{\delta}{2\lambda} + \frac{\Delta_2}{\lambda_2} + \frac{1}{k_{\tau 2}} \right)}{\left(\frac{\delta}{\lambda} + \frac{\Delta_1}{\lambda_1} + \frac{\Delta_2}{\lambda_2} + \frac{1}{k_{\tau 1}} + \frac{1}{k_{\tau 2}} \right)}. \quad (1.21)$$

Для цилиндрических стенок с источниками теплоты схема замещения будет такой же, как и схема замещения плоской стенки, а тепловые сопротивления, тепловые потоки и радиус наиболее нагретого слоя можно вычислить по соотношениям, приведенным в справочной литературе [2].

Катушки электрических аппаратов без магнитопроводов рассматривают как стенки с равномерно распределенными источниками теплоты, причем если катушка плоская, используют метод расчета плоской стенки, а если цилиндрическая, то метод расчета цилиндрической стенки.

Удельную мощность источников теплоты в катушке определяют [1]

$$q = \rho (IN)^2 / k_3 S_{о.к}^2, \quad (1.22)$$

где (IN) – МДС катушки; ρ – удельное электрическое сопротивление; k_3 – коэффициент заполнения; $S_{о.к}$ – площадь обмоточного окна.

Для определения теплопроводности катушки используют эмпирические формулы [2].

В расчетах радиаторов охлаждения применяют методику теплового расчета стержней без источников теплоты, находящихся в окружающей среде с температурой ϑ_0 , коэффициентом теплоотдачи k_{τ} и температурой на торце стержня радиатора $\vartheta_1 > \vartheta_0$.

Если пренебречь теплоотдачей с торца стержня, то зависимость температуры по длине l будет иметь вид

$$\Theta = \Theta_1 \text{ch} [m(l-x)] / \text{ch}(ml), \quad (1.23)$$

тепловое сопротивление стержня

$$R_{\tau} = [\text{ch}(ml) - 1] / [\text{sh}(ml) (\sqrt{k_{\tau} \Pi / \lambda S})], \quad (1.24)$$

где $\Theta = \vartheta - \vartheta_0$; $\Theta_1 = \vartheta_1 - \vartheta_0$; Π , S – периметр и площадь сечения стержня; λ – теплопроводность материала стержня; $m = \sqrt{k_{\tau} \Pi / \lambda S}$.

Общее тепловое сопротивление поверхности, имеющей охлаждающие ребра определяют

$$R_m = \frac{R_{\text{н}} R_{\text{р}}}{(R_{\text{р}} + n R_{\text{н}})}, \quad (1.25)$$

где $R_{\text{р}}$ – тепловое сопротивление ребра охлаждения, определяемое по (1.24); $R_{\text{н}}$ – тепловое сопротивление неоребренной поверхности; n – число охлаждающих ребер.

1.1.6. РЕЖИМЫ НАГРЕВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

При эксплуатации электрических аппаратов могут иметь место следующие режимы работы:

продолжительный — при котором температура аппарата достигает установившегося значения и аппарат при этой температуре остается под нагрузкой сколь угодно длительное время;

прерывисто-продолжительный — при котором аппарат остается под нагрузкой при установившемся значении температуры ограниченное техническими условиями время;

повторно-кратковременный — при котором, температура частей электрического аппарата за время нагрузки не достигает установившегося значения, а за время паузы не достигает температуры холодного состояния;

кратковременный — при котором в период нагрузки температура частей электрического аппарата достигает установившегося значения, а в период отсутствия нагрузки достигает температуры холодного состояния;

короткого замыкания — это частный случай кратковременного режима работы, когда температура частей электрического аппарата значительно превосходит установившуюся температуру при нормальном режиме работы.

Рассмотрим неустановившийся процесс нагрева аппарата в момент времени $t = 0$ при начальной температуре $v = v_H$. Пусть мощность источников теплоты в момент времени $t = 0$ возросла от нулевого значения, до значения $P = P_0(1 + \alpha v_H)$.

Из анализа теплового баланса можно получить дифференциальное уравнение, решение которого при $k_T S_{\text{охл}} \neq P_0 \alpha$

$$v = \frac{P_0 + k_T S_{\text{охл}} v_0}{k_T S_{\text{охл}} - P_0 \alpha} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + v_H e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (1.26)$$

при $k_T S_{\text{охл}} = P_0 \alpha$

$$v = v_H + \frac{(P_0 + k_T S_{\text{охл}} v_0)}{C} t. \quad (1.27)$$

Графические решения (1.26) и (1.27) представлены на рис.1.4. При остывании аппарата (см. рис.1.5)

$$\Theta = \Theta_H e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1.28)$$

где C — теплоемкость; $\Theta = v - v_0$; $\Theta_H = v_H - v_0$;
 $\tau = \frac{C}{k_T S_{\text{охл}}}$.

Причем при $k_T S_{\text{охл}} > P_0 \alpha$, $\tau > 0$ и величина

$$v_y = \frac{P_0 + k_T v_0 S_{\text{охл}}}{k_T S_{\text{охл}} - P_0 \alpha} \quad (1.29)$$

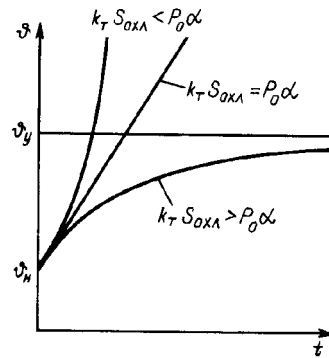


Рис. 1.4. Кривые нагрева электрических аппаратов

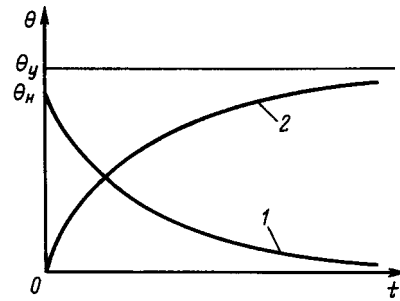


Рис 1.5. Простейший вид кривых остывания (1) и нагрева (2) электрического аппарата

называется *установившимся значением температуры*, а величина τ — постоянной времени нагрева, она положительна и имеет размерность времени. Таким образом (1.26) можно упростить

$$v = v_y (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + v_H e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (1.30)$$

Если начальная температура аппарата равна температуре окружающей среды $v_H = v_0$, то кривая нагрева (1.30) описывается уравнением (рис.1.5)

$$\Theta = \Theta_y (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (1.31)$$

Рассмотрим повторно-кратковременный режим нагрева электрического аппарата, когда он нагружается источниками теплоты постоянной мощностью в течение времени t_p (рабочий период) и охлаждается за время t_n (время паузы) таким образом, что рабочие периоды и периоды пауз бесконечно повторяются (рис.1.6,а).

Кривая нагрева (рис.1.6,б) имеет пилообразный вид [1], причем

$$\frac{\Theta_y}{\Theta_{п-к}} = \frac{1 - e^{-\frac{(t_p + t_n)}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}} \geq 1. \quad (1.32)$$

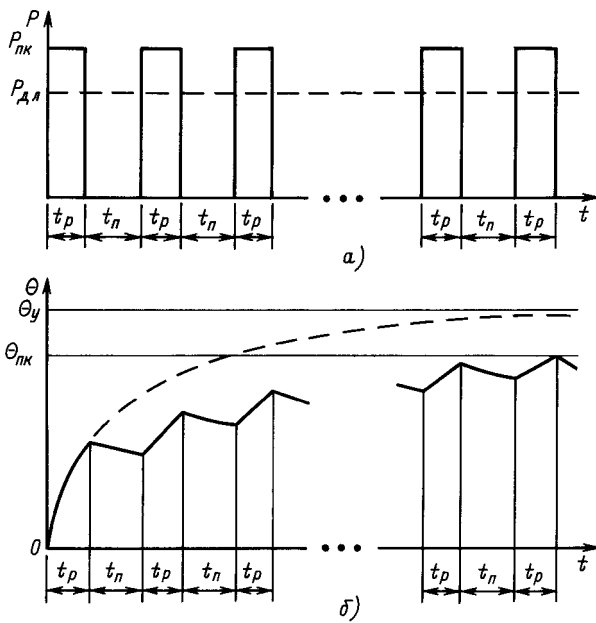


Рис. 1.6. К расчету повторно-кратковременного нагрева электрических аппаратов:
а – график нагрузки; б – кривые нагрева

Максимальная температура электрического аппарата при повторно-кратковременном режиме нагрева ($\vartheta_{пк} = \Theta_{пк} + \vartheta_0$) меньше, чем при продолжительном режиме ($\vartheta_y = \Theta_y + \vartheta_0$) при условии равенства мощностей источников теплоты в том и другом случаях ($P_{пк} = P_{пр}$). Поскольку превышения температуры и мощности, отдаваемые в окружающую среду при установившемся и квазистационарном режимах нагрева связаны линейной зависимостью Ньютона, то при прочих равных условиях (равен-

ство коэффициентов теплоотдачи и равенство охлаждающих поверхностей)

$$\frac{\Theta_y}{\Theta_{пк}} = \frac{P_{пр}}{P_{пк}}.$$

Отношение

$$k_p = \frac{P_{пк}}{P_{пр}} = \frac{1 - e^{-\frac{(t_p+t_n)}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}} \quad (1.33)$$

называется коэффициентом перегрузки по мощности и показывает во сколько раз можно увеличить мощность источников теплоты в электрическом аппарате при повторно-кратковременном режиме работы по сравнению с мощностью при продолжительном режиме при условии равенства допустимой температуры в том и другом случаях.

Поскольку при прочих равных условиях мощность источников теплоты в большинстве случаев пропорциональна квадрату тока (1.4), то вводят коэффициент перегрузки по току, который равен $k_I = \sqrt{k_p}$.

Если $t_p + t_n \leq 0,1\tau$, то и $t_n < 0,1\tau$. В этом случае с погрешностью, не превышающей 5% можно определить

$$k_p = \frac{t_p + t_n}{t_p}. \quad (1.34)$$

Часто в расчетах используется понятие „относительная продолжительность включения”. Эта величина определяется как

$$\frac{t_p}{t_p + t_n} \cdot 100 \% = \text{ПВ}\% . \quad (1.35)$$

Тогда

$$k_p = \frac{100}{\text{ПВ}\%}. \quad (1.36)$$

1.1.7. ТЕРМИЧЕСКАЯ СТОЙКОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Термической стойкостью электрических аппаратов называется способность их выдерживать без повреждений, препятствующих дальнейшей работе, термическое воздействие протекающих по токоведущим частям токов заданной длительности. Количественной характеристикой термической стойкости является ток термической стойкости, протекающий в течение определенного промежутка времени. Наиболее напряженным для электрического аппарата является режим короткого замыкания, в процессе которого токи по сравнению с номинальными могут возрастать в десятки раз, а мощности источников теплоты в сотни раз.

Термическая стойкость электрического аппарата зависит при этом не только от режима короткого

замыкания, но и от теплового состояния, предшествующего режиму короткого замыкания.

При коротком замыкании электрические аппараты подвергаются значительным термическим воздействиям. Как правило, это аварийный режим работы и поэтому время его действия ограничивается на минимально возможное. Для большинства электрических аппаратов это время $t \leq 0,1\tau$, т. е. не превосходит времени нагрева при адиабатном процессе (нагрев без теплообмена с окружающей средой). Другими словами режим короткого замыкания можно рассматривать как кратковременный режим работы, при котором температура электрического аппарата может достигать значений, превосходящих допустимую температуру в продолжи-

тельном режиме. Это возможно, поскольку время кратковременного режима обычно небольшое, за которое не может произойти существенных изменений в старении изоляции и других элементах, которые ограничивают температуру в продолжительном режиме работы.

Тем не менее и в этом случае существуют ограничения, которые в основном диктуются температурой рекристаллизации материала токоведущих частей. В электрических аппаратах высокого напряжения приняты следующие значения максимальной температуры при кратковременном режиме работы [1]:

неизолированных токоведущих частей из меди или ее сплавов – 300 °С;

алюминиевых токоведущих частей – 200 °С;

токоведущих частей (кроме алюминиевых), соприкасающихся с органической изоляцией или маслом – 250 °С.

Поскольку режим нагрева при коротком замыкании адиабатный, то теплоотдачей в окружающую среду с поверхности аппарата можно пренебречь и уравнение теплового баланса можно записать как

$$P_0(1 + \alpha v) = C \frac{dv}{dt}. \quad (1.37)$$

Для упрощения будем рассматривать адиабатный нагрев единицы объема проводника. Тогда

$$P_0 = J^2 \rho_0,$$

где J – плотность электрического тока в проводнике; ρ_0 – удельное электрическое сопротивление проводника при температуре 0 °С,

$$C = c \gamma,$$

где c – удельная теплоемкость; γ – плотность материала проводника.

Поскольку при коротких замыканиях температура проводника может достигать больших значений, то следует учесть, что $c = c_0(1 + \beta v)$. Тогда (1.37) можно представить в виде

$$\frac{dv}{dt} = \frac{J^2 \rho_0 (1 + \alpha v)}{\gamma c_0 (1 + \beta v)}, \quad (1.38)$$

где c_0 – удельная теплоемкость при $v = 0$ °С.

Если $J \neq J(t)$, то после интегрирования (1.38) при $v = 0$, получим

$$J^2 t = \frac{\gamma c_0}{\rho_0} \left[\frac{\alpha - \beta}{\alpha^2} \ln(1 + \alpha v) + \frac{\beta}{\alpha} v \right]. \quad (1.39)$$

Это уравнение является трансцендентным и представляет собой функциональную зависимость $v = v(J^2 t)$. Величина $J^2 t$ называется *квадратичным импульсом плотности тока*.

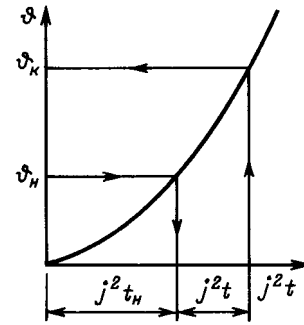


Рис. 1.7. К расчету режима КЗ по кривой адиабатного нагрева

Для каждого материала, зная α , β , ρ_0 , c_0 , γ , можно построить зависимости, называемые кривыми адиабатного нагрева [1, 2, 3].

Обычно кривые адиабатного нагрева приведены для температуры $v_H = 0$. Если $v_H \neq 0$ и по заданному $J^2 t$ требуется найти температуру проводника, то поступают следующим образом. Для данной температуры v_H по кривой адиабатного нагрева находят значение $J^2 t_H$ (рис. 1.7). Затем на оси абсцисс от значения $J^2 t_H$ откладывают отрезок, равный $J^2 t$ и по кривой адиабатного нагрева находят конечную температуру проводника v_K .

Следует отметить, что кривые адиабатного нагрева позволяют решать как прямую, так и обратную задачи, т. е. по значению $J^2 t$ находить температуру проводника и обратно по заданной температуре – допустимое значение квадратичного импульса плотности тока.

В системах большой мощности плотность тока не изменяется при коротком замыкании. В этом случае можно пользоваться кривыми адиабатного нагрева. Из (1.39), где плотность тока имеет постоянное значение, также легко вычислить квадратичный импульс плотности тока.

Если короткое замыкание происходит вблизи генератора, то плотность тока не остается неизменной во времени, поскольку ток короткого замыкания в общем случае состоит из аperiodической и периодической составляющих; причем амплитуда периодической составляющей меняется в процессе короткого замыкания. Наибольшее значение амплитуды периодической и наибольшее значение аperiodической составляющих зависят от момента короткого замыкания.

На практике вводят понятие „фиктивное время t_{Φ} короткого замыкания”

$$\int_0^{\Phi} j^2 dt = J_y^2 t_{\Phi}, \quad (1.40)$$

где J_y — установившееся значение плотности тока короткого замыкания.

Таким образом, фиктивное время короткого замыкания — это время, в течение которого установившийся ток короткого замыкания оказывает такое же термическое воздействие на токоведущие части, как действительный ток короткого замыкания за действительное время короткого замыкания.

Следует отметить, что фиктивное время короткого замыкания может быть больше и меньше действительного времени короткого замыкания. Обычно фиктивное время короткого замыкания определяют по кривым $t_{\phi} = t_{\phi}(\beta'')$, имеющимся в справочной литературе [2, 4].

Здесь

$$\beta'' = \frac{i_n}{\sqrt{2}I_d},$$

где i_n — пиковое значение тока короткого замыкания; I_d — действующее значение установившегося тока короткого замыкания.

Введя понятие „фиктивное время короткого замыкания”, можно легко вычислить квадратичный импульс плотности тока и для расчета воспользоваться кривыми адиабатного нагрева.

Поскольку термическая стойкость характеризуется током термической стойкости, то зная время короткого замыкания и материал проводника, а также его допустимую температуру кратковременного нагрева, можно по кривым адиабатного нагрева определить плотность тока термической стойкости аппарата. После этого можно решать две задачи, а именно: по известному поперечному сечению проводника определить ток термической стойкости или по заданному току термической стойкости найти необходимое поперечное сечение токоведущих частей.

Расчетные времена коротких замыканий стандартизированы и приняты равными 10; 5 и 1 с. В соответствии с этими временами и токи термической стойкости носят название 10-ти секундный, 5-ти секундный и 1-секундный ток термической стойкости соответственно.

Так как времена короткого замыкания и плотности токов взаимосвязаны

$$J_1^2 t_1 = J_2^2 t_2,$$

легко можно получить формулу пересчета токов термической стойкости

$$I_1^2 = 5I_5^2 = 10I_{10}^2.$$

Наконец, следует отметить, что можно при помощи кривых адиабатного нагрева решать и обратную задачу, а именно: зная требуемый ток термической стойкости и поперечное сечение проводника, проверить, удовлетворяет ли проводник этой термической стойкости с точки зрения допустимой температуры кратковременного нагрева.

Контрольные вопросы

1. Напишите уравнения кривых нагрева и остывания.
2. Дайте основное определение постоянной времени нагрева.
3. Что такое адиабатный процесс нагрева?
4. В течение какого времени в долях от постоянной времени нагрева процесс нагрева можно считать адиабатным?
5. Какое из двух геометрически подобных тел, большое или маленькое, быстрее достигнет установившейся температуры?
6. Дайте определение установившегося превышения температуры тела.
7. Дайте определение повторно-кратковременного режима работы.
8. Почему при повторно-кратковременном режиме работы мощность источников теплоты может быть больше, чем при продолжительном режиме при одних и тех же значениях допустимой температуры?
9. Дайте определение коэффициентов перегрузки по мощности и по току.
10. Дайте определение относительной продолжительности включения.
11. Дайте определение кратковременного режима работы электрического аппарата.
12. Дайте определение режима короткого замыкания.
13. Что такое квадратичный импульс плотности тока?
14. Что представляют собой зависимости адиабатного нагрева?
15. Что такое „фиктивное время короткого замыкания”?
16. Укажите примерные значения допустимых температур при кратковременных режимах работы электрических аппаратов.
17. Дайте определение тока термической стойкости электрического аппарата.
18. Как пользоваться кривыми адиабатного нагрева тогда, когда начальная температура аппарата отлична от нулевого значения?

1.2. КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

Электрический контакт — это соприкосновение тел, обеспечивающее протекание тока в электри-

ческой цепи. Нередко, соприкасающиеся тела называются контактами или контакт-детальями.

1.2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Виды контактных соединений, наиболее часто встречающиеся в электрических аппаратах, классифицируются по различным признакам [1, 7].

По виду соединения электрические контакты могут быть:

взаимонеподвижные: разъемные (например, болтовое соединение); неразъемные (сварные, паяные, напыленные);

взаимоподвижные: неразмыкающиеся — предназначенные для осуществления передачи электрической энергии с неподвижных частей установки на подвижную или наоборот: щеточные скользящие (рис. 1.8,*а*); жидкометаллические (рис. 1.8,*б*); роликовые (рис. 1.8,*в*); размыкающиеся — расходящиеся в процессе работы [мостиковые контакты (рис. 1.9,*а*), розеточные (рис. 1.9,*б*), щеточные (рис. 1.9,*в*), пальцевые или ножевые (рис. 1.9,*г*), с плоскими пружинами (рис. 1.9,*д*)].

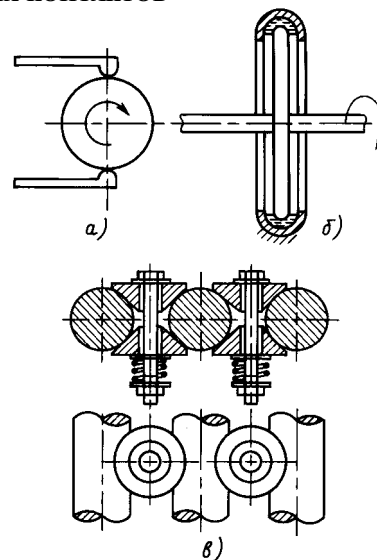


Рис. 1.8. Неразмыкающиеся взаимоподвижные контакты: *а* — щеточные скользящие; *б* — жидкометаллические; *в* — роликовые

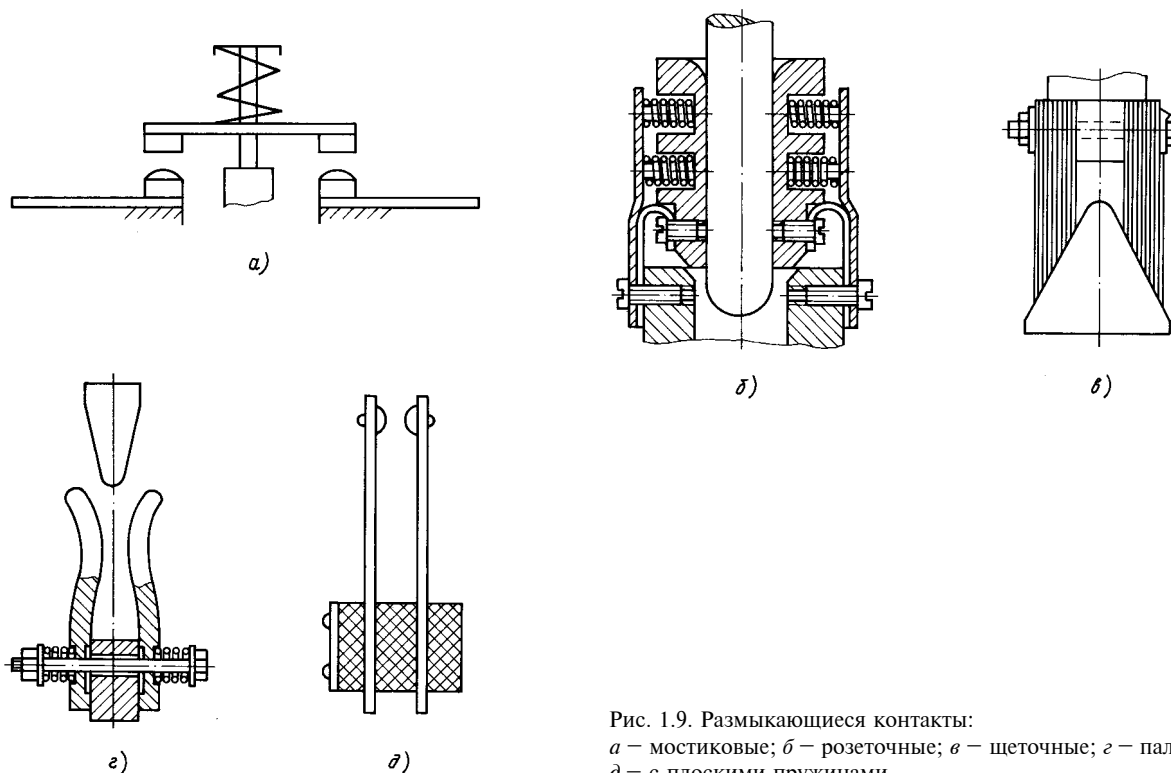


Рис. 1.9. Размыкающиеся контакты: *а* — мостиковые; *б* — розеточные; *в* — щеточные; *г* — пальцевые; *д* — с плоскими пружинами

1.2.2. КОНТАКТНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ И КОНТАКТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Для выяснения сущности явления электрического контакта рассмотрим механический контакт двух металлических твердых тел. При любой, сколь угодно чистой обработке два металлических тела соприкасаются не по всей видимой поверхности, а лишь в отдельных точках по микровыступам (рис.1.10,а). Обычно для обеспечения надежного протекания электрического тока контакты сжимают силой, которая называется *силой контактного нажатия*. Эта сила может создаваться при затяжке болтов, при обжатии контактного наконечника на конце провода или кабеля или из-за деформации пружин контактной системы. При этом микровыступы, по которым произошел начальный контакт, деформируются; в соприкосновение могут прийти другие выступы и они также могут деформироваться. На поверхности образуются площадки, которые и воспринимают усилие контактного нажатия. Давление в разных точках поверхности контактных площадок в общем случае не одинаково и может вызывать как упругие, так и пластические деформации.

Таким образом, механический контакт двух тел происходит не по всей видимой поверхности, а лишь в отдельных точках; при сжатии их силой — по отдельным площадкам.

Представим рассмотренные выше поверхности тел, которые находились в соприкосновении (рис.1.10,б).

Общая поверхность тел, с которой производится контакт, называется *кажущейся контактной поверхностью*. На этой поверхности можно увидеть площадки, полученные в результате деформации микровыступов, которые воспринимают усилие [8]. Эта часть контактной поверхности называется *поверхностью, воспринимающей усилие*.

Очевидно, что электрический ток может проходить только в точках контактной поверхности, в которых имеет место механический контакт, т. е. через точки поверхности, воспринимающие

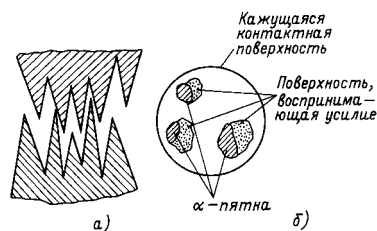


Рис 1.10. Контакт твердых тел:
а — профилограмма контактирования;
б — контактная поверхность

усилие. Однако условие механического контакта является необходимым, но недостаточным.

При ближайшем рассмотрении поверхности, воспринимающей усилие, можно видеть, что она весьма неоднородна, а именно: в общем случае одна часть ее покрыта пленками оксидов, другая — адгезионными или хемосорбированными слоями атомов кислорода и, наконец, третья часть представляет собой чисто металлическую поверхность.

Для прохождения электрического тока поверхность, покрытая оксидными пленками, обладает большим электрическим сопротивлением, поскольку удельное сопротивление оксидов на несколько порядков выше удельного сопротивления чистых металлов. Например, для меди удельное электрическое сопротивление при 0°C составляет $1,62 \cdot 10^{-8}$ Ом·м, для оксида меди (CuO) — $1 \div 10$ Ом·м, для закиси меди (Cu_2O) — $10^6 \div 10^7$ Ом·м.

Через поверхность, покрытую адгезионными и хемосорбированными слоями кислорода, электрический ток может протекать за счет туннельного эффекта. Этот участок поверхности имеет квазиметаллический характер проводимости.

И наконец, третья часть поверхности проводит свободно электрический ток благодаря чисто металлической проводимости.

Квазиметаллические и металлические поверхности контакта принято называть *α-пятнами* [8]. Это именно те части контактной поверхности, через которые в электрических контактах протекает ток.

В электрических контактах ток проходит только через небольшую часть кажущейся контактной поверхности, и, следовательно, он должен испытывать сопротивление при прохождении через зону контакта.

Рассмотрим однородный линейный проводник постоянного поперечного сечения (рис.1.11,а), по которому протекает постоянный ток I . Между точками a и b , находящимися на расстоянии l , измерим разность потенциалов U_1 . Тогда активное сопротивление участка проводника $R_1 = U_1/I$.

Разрежем проводник в средней части l и затем снова соединим его, сжав силой P (рис. 1.11,б). При протекании того же тока I получим разность потенциалов между точками a и b , U_2 , отличную от разности потенциалов U_1 . В этом опыте сопротивление $R_2 = U_2/I$.

Разность сопротивлений $R_k = R_1 - R_2$ называется *переходным сопротивлением контакта*.

Из рассмотренного выше можно предположить, что увеличение сопротивления R_k произошло из-за наличия оксидных пленок на поверхности контакта

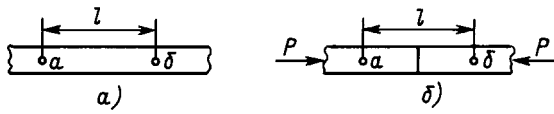


Рис. 1.11. К определению переходного сопротивления контактов: a – проводник; b – проводник с контактом

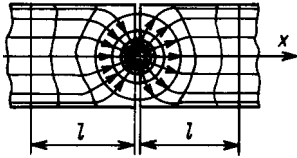


Рис. 1.12. Область стягивания электрического контакта

и их сопротивления $R_{пл}$. Однако, из опытных данных, переходное сопротивление контактов оказывается большим, чем сопротивление $R_{пл}$, и даже если сопротивление $R_{пл} = 0$, то сопротивление R_k

1.2.3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Математическая модель электрических контактов, предложенная в начале века Р. Хольмом и используемая по настоящее время, основана на следующих допущениях:

контактные элементы однородны, выполнены из одного материала и полубесконечны;

удельное сопротивление материала контактов не зависит от температуры и протекающего тока;

контактная поверхность (α -пятно) представляет собой круглую плоскую площадку, совершенно чистую, без посторонних слоев и пленок, причем радиус площадки a значительно меньше радиуса кажущейся контактной поверхности;

линии тока расположены на гиперболоидах вращения, а эквипотенциальные поверхности представляют собой эллипсоиды вращения.

Для вычисления сопротивления стягивания воспользуемся аналогией полей токов в контакте и электростатического поля заряженного диска.

Установим сначала связь между значением электрического сопротивления в изотропном однородном проводнике и значением емкости поля плоского конденсатора.

На расстоянии d в проводнике тока выделим две параллельные площадки ΔS (рис. 1.13,а). Электрическое сопротивление параллелепипеда определяется как

$$R = \rho d / \Delta S .$$

В электрическом поле емкость плоского конденсатора

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \Delta S / d ,$$

для твердых контактов всегда будет отличаться от нуля.

Очевидно, кроме пленок на поверхности контакт-деталей существуют еще какие-то причины возникновения переходного сопротивления.

Рассмотрим протекание тока через электрический контакт с одним α -пятном (рис.1.12). Если на некотором удалении от α -пятна линии тока параллельны друг другу, то в непосредственной близости от него они искривляются и „стягиваются” к α -пятну [8]. Область электрического контакта, где линии тока искривляются, стягиваясь к α -пятну, называется *областью стягивания*.

В областях стягивания поперечное сечение проводника используется не полностью для протекания электрического тока, что и вызывает дополнительное по сравнению с сопротивлением однородного проводника активное сопротивление. Это сопротивление называется *сопротивлением стягивания*.

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды; $\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi$ – электрическая постоянная.

Тогда

$$RC = \rho \epsilon_r \epsilon_0 . \tag{1.41}$$

Выражение (1.41) является общим и часто используется для вычисления, входящих в него величин, например, сопротивления стягивания рассматриваемой модели контакта.

Половина электростатического поля отдельно взятого заряженного диска радиуса a аналогична половине поля токов модели контакта (рис. 1.13,б): в нашем случае аналогичны нижние половины полей.

Как известно [8], емкость диска

$$C = 8\epsilon_r \epsilon_0 a .$$

Емкость половины диска

$$C_{1/2} = 4\epsilon_r \epsilon_0 a .$$

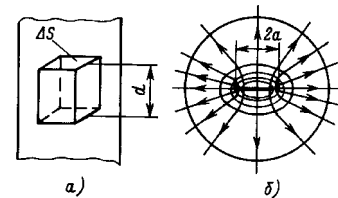


Рис. 1.13. К расчету сопротивления стягивания: a – плоскопараллельное поле; b – поле заряженного диска

Тогда, используя последнее выражение и общее соотношение (1.41), получаем

$$R_{c,1/2} C_{1/2} = R_{c,1/2} 4\epsilon\epsilon_0 a = \rho\epsilon\epsilon_0,$$

откуда

$$R_{c,1/2} = \frac{\rho}{4a}.$$

Следовательно, общее электрическое сопротивление стягивания контакта будет равно удвоенному значению, т. е.

$$R_c = \frac{\rho}{2a}. \quad (1.42)$$

Последняя формула называется формулой Хольма.

При упругих деформациях радиус круглой площадки определяется из выражения [8]

$$a = m (Pr/E)^{1/3}, \quad (1.43)$$

где P — усилие сжатия тел; E — модуль упругости материала контактов; r — радиус кривизны сферической поверхности контакта детали; $m = 1.11$ при соприкосновении шарообразной и плоской поверх-

ностей; $m = 0,9$ при соприкосновении двух шарообразных поверхностей.

Если деформации пластические, то

$$a = \left[\frac{P}{\pi\sigma_{см}} \right]^{1/2}, \quad (1.44)$$

где $\sigma_{см}$ — временное сопротивление смятия материала контактов.

Для определения сопротивления контактов используют эмпирическую формулу

$$R_k = \frac{K_0}{(0,102P)^n}, \quad (1.45)$$

где n — показатель степени, $n = 0,3 \div 0,8$; K_0 — коэффициент, зависящий от материала, из которого изготовлены контакты.

Таблица 1.3. Значения коэффициента K_0

Материал	Медь	Серебро	Латунь	Алюминий
K_0 , мкОм/Н ⁿ	400	60	670	4000

1.2.4. ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КОНТАКТОВ НА НАГРЕВ ПРОВОДНИКОВ

Наличие переходного сопротивления контактов неизбежно приводит к тому, что в зоне контакта выделяется теплота. Всякий электрический контакт является дополнительным источником теплоты. В контактном соединении можно выделить зону стягивания, т. е. ту часть проводников, прилегающих к поверхности контакта, в которой сосредоточено сопротивление стягивания. Разумеется, сопротивление, обусловленное наличием посторонних пленок, также сосредоточено в этой зоне, непосредственно между поверхностями контакта. Для цилиндрических проводников с контактными пятнами, расположенными на их оси, зона стягивания практически ограничена плоскостями, отстоящими примерно на расстоянии $3/4$ диаметра от плоскости контакта [1]. Ввиду того, что наружная поверхность зоны стягивания невелика, в первом приближении можно пренебречь количеством теплоты, отдаваемой в окружающую среду непосредственно этой поверхностью, и считать, что теплота, генерируемая в этой зоне, распространяется в части проводника, прилегающей к этой зоне, а далее с поверхности проводников — в окружающую среду. На рис. 1.14 изображены тепловые потоки в симметричном контакте. Мощность потерь, обусловленная сопротивлением контакта R_k создает два тепловых потока. Из за симметрии системы эти

потоки одинаковы и каждый из них определяется как

$$P = I^2 R_k / 2.$$

Тепловой поток, выходящий через наружную поверхность проводников, обозначен на рисунке P_0 .

Для описанной идеализированной картины контакта можно рассчитать распределение температуры в проводнике вне зоны стягивания.

Дифференциальное уравнение, описывающее распределение превышения температуры θ поверхности проводников, имеет вид [8]

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - p^2\theta + q_V/\lambda = 0, \quad (1.46)$$

где λ — теплопроводность материала проводника; $p = \sqrt{k_T\Pi/\lambda S}$; S — площадь поперечного сечения проводника; Π — периметр поперечного сечения проводника; k_T — коэффициент теплоотдачи с поверхности проводника; $q_V = J^2\rho$; J — плотность тока в проводнике; ρ — удельное электрическое сопротивление проводника; q_V — объемная плотность источников теплоты.

При удалении от контакта, когда $x \rightarrow \infty$, превышение температуры проводника $\Theta_{\Pi} = I^2\rho/(Sk_T\Pi)$

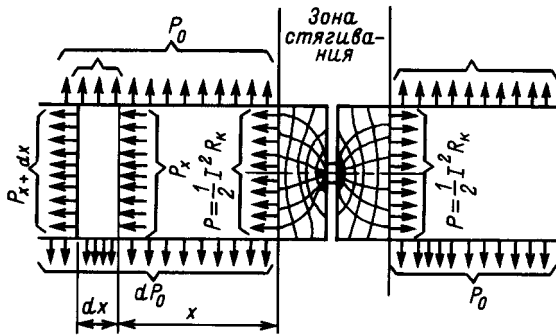


Рис. 1.14. К расчету влияния сопротивления контактов на нагрев проводников

1.2.5. ТЕМПЕРАТУРА ПЛОЩАДКИ КАСАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Теоретическая оценка температуры площадки касания может быть дана для идеализированной модели контакта на основании теоремы, доказанной Кольраушем и Диссельхорстом в 1900 г. [8]: *в симметричной области стягивания все эквипотенциальные поверхности являются изотермическими.* Рассмотрим трубку тока в зоне стягивания и некоторый элемент этой трубки, заключенный между двумя эквипотенциальными поверхностями.

Пусть одна из этих поверхностей имеет потенциал φ . Тепловой поток, проходящий через элементарный участок dS этой поверхности, есть вся мощность, выделяемая в трубке в пределах от площадки касания с потенциалом φ_a до эквипотенциала φ , т.е. по закону Джоуля-Ленца

$$dP = (\varphi - \varphi_a) J dS. \quad (1.49)$$

Плотность тока J площадки dS определяется из закона Ома

$$J = \frac{1}{\rho} \frac{d\varphi}{dn}, \quad (1.50)$$

где n — вектор нормали к поверхности dS ; ρ — удельное электрическое сопротивление материала контактов.

Вместе с тем, по закону Био-Фурье для той же площадки тепловой поток dP может быть выражен через градиент температуры и теплопроводность λ :

$$dP = -\lambda \frac{dv}{dn} dS, \quad (1.51)$$

где v — температура площадки dS .

Подставив (1.50) в (1.49) и сравнив с (1.51), получим

$$\frac{1}{\rho}(\varphi - \varphi_a)d\varphi = -\lambda dv. \quad (1.52)$$

определяется из уравнения Ньютона-Рихмана. Распределение превышения температуры может быть определено как

$$\Theta(x) = e^{-px} I^2 R_k / (2p\lambda S) + \Theta_n. \quad (1.47)$$

В зоне контакта, при $x = 0$ получим

$$\Theta(0) = I^2 R_k / (2\sqrt{k_T \Pi \lambda S}). \quad (1.48)$$

Из решения (1.47) следует, что при $x = 5/p$ влиянием одного контакта на другой можно пренебречь. В реальных силовых аппаратах при диаметре медного проводника $d > 2,5$ мм при расстояниях до 1 м влиянием контактов друг на друга пренебрегать нельзя. В этом случае приходится использовать метод суперпозиции, подробное описание которого можно найти в [1, 9].

Потенциал площадки касания может быть выбран произвольно. При $\varphi_a = 0$ получим дифференциальное уравнение Хольма-Кольрауша

$$-\varphi d\varphi = \rho \lambda dv. \quad (1.53)$$

Решение этого уравнения с разделенными переменными можно записать, интегрируя правую и левую части в соответствующих пределах. Если падение напряжения на контакте U_k , то потенциал эквипотенциала, принимаемой за границу области стягивания, отличается от потенциала площадки касания на $U_k/2$. Температура указанной эквипотенциала — v_k , из (1.53) определяется как:

$$\int_0^{U_k/2} \varphi d\varphi = \int_{v_k}^{v_a} \rho \lambda dv, \quad (1.54)$$

где v_a — температура контактной площадки.

После интегрирования левой части уравнения получим

$$\frac{U_k^2}{8} = \int_{v_k}^{v_a} \rho \lambda dv. \quad (1.55)$$

Интегрирование правой части затрудняется тем, что удельное сопротивление материала ρ и его теплопроводность λ зависят от температуры. Но для приближенных оценок можно, воспользовавшись теоремой о среднем интегрального исчисления записать

$$\frac{U_k^2}{8} = (\rho \lambda)_{cp} (v_a - v_k), \quad (1.56)$$

откуда следует, что превышение температуры площадки контакта над температурой границы зоны

стягивания $\theta_{ак} = v_a - v_k$ пропорционально квадрату падения напряжения на контакте.

Из решения (1.56) следует, что для каждого данного материала существуют определенные, характерные для него падения напряжения на контактах, при которых температура контактного пятна достигает значений, характеризующих фазовое состояние материала. Так, температуре рекристаллизации соответствует *напряжение рекристаллизации*, которое называют еще напряжением размягчения, поскольку при рекристаллизации наступает размягчение металла. Температуре плавления материала соответствует *напряжение плавления*, а температуре кипения — *напряжение кипения*. Для некоторых металлов значения этих напряжений приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4. Значения напряжений размягчения, плавления и кипения

Металл	U_p , В	$U_{плав}$, В	$U_{кип}$, В
Cu	0,12	0,43	0,79
Ag	0,09	0,37	0,67
Pt	0,25	0,65	1,5
W	0,4	1,1	2,1
Au	0,08	0,43	0,9

Приведенные выше теоретические зависимости и получаемые на их основе значения U_p , $U_{плав}$ и $U_{кип}$ могут быть подтверждены экспериментально, что впервые было сделано Р. Хольмом при исследовании зависимости сопротивления контактов от падения напряжения на них.

Основанием для такого эксперимента служат следующие соображения. Сопротивление стягивания контакта зависит от радиуса α -пятна a и удельного сопротивления ρ , радиус α -пятна — от силы сжатия и упругих свойств материала, а удельное

1.2.6. СВАРИВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Использование контактов при условии, что напряжение U_k не превзойдет напряжения U_p возможно лишь в слаботочных аппаратах. В сильноточных аппаратах, предназначенных для работы в режимах короткого замыкания, ток может возрастать в десятки раз, условие $U_k < U_p$ или условие $U_k < U_{плав}$ привело бы к необходимости создания чрезмерно больших усилий сжатия контактов. Поэтому в сильноточных аппаратах не исключено расплавление α -пятна в замкнутом состоянии контактов, что, естественно, может привести к свариванию контактов так, как это происходит при точечной электросварке.

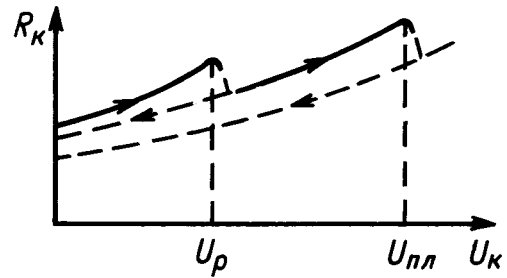


Рис. 1.15. Зависимость сопротивления контактов от падения напряжения на них

сопротивление от температуры контактов. На интервале температуры, в котором упругие свойства слабо изменяются, сопротивление контакта из данного материала при заданной силе сжатия зависит только от температуры. Приблизительно эта зависимость описывается выражением [8]

$$R_k(v_a) \approx R_k(v_k) \left[1 + \frac{2}{3} \alpha (v_a - v_k) \right]. \quad (1.57)$$

Поскольку $v_a - v_k$ зависит от падения напряжения, то очевидно, сопротивление R_k является функцией падения напряжения U_k . Причем эта функция монотонно возрастает. При достижении значения напряжения размягчения U_p упругие свойства металла в области α -пятна резко изменяются (металл размягчается), и под воздействием не изменившейся силы сжатия площадь α -пятна увеличивается, а сопротивление R_k резко уменьшается.

Следующее уменьшение сопротивления контактов происходит при достижении напряжения плавления. Характер получаемых кривых иллюстрируется рис. 1.15.

Напряжение размягчения учитывается для нормирования контактов малой мощности. Для них обычно принимают, что допустимое падение напряжения не должно превосходить $(0,5 \div 0,8) U_p$.

Ток, при котором в установившемся режиме нагрева происходит оплавление площадки касания контактов, называется *минимальным током плавления* ($I_{плав\infty}$).

Из (1.56) и выражения для сопротивления стягивания с учетом закона Ома легко получить

$$I_{плав\infty} = a_{плав} \sqrt{32(\lambda/\rho)} (v_a - v_k). \quad (1.58)$$

При этом значения ρ и λ соответствуют температуре плавления, а радиус контактной площадки a (с учетом размягчения, предшествующего плавлению).

нию) выбирается в 1,5 раза больше радиуса, рассчитанного при температуре ν_k .

При больших значениях тока в расчетах можно использовать (1.44). Тогда из (1.58) следует, что ток сваривания $I_{св}$ может определяться как

$$I_{св} = k \sqrt{P}, \quad (1.59)$$

где P – сила сжатия контактов; k – эмпирический коэффициент.

Для медных и латунных контактов проф. Г.В. Буткевичем экспериментально получено, что k изменяется в пределах от 1000 до 2000 А/Н^{1/2} [1].

Значения, определенные из (1.59), соответствуют настолько прочному свариванию, что для разрыва образовавшейся при этом связи между контактами необходимо усилие, которое может достигать сотен и тысяч ньютонов. В действительности сваривание контактов наступает при меньших токах, при которых появляются микроплощадки схватывания. Схватывание может проявляться и без оплавления при размягчении и сдавливании контактов по типу холодной сварки. Однако в аппаратах высокого напряжения обычно не учитывают это явление, потому что привод рассчитывается так, что он в состоянии разорвать контакты при некотором небольшом схватывании.

Безусловно, следует иметь в виду, что сваривание контактов существенно зависит от их конструкции, так как последняя во многом определяет электродинамические силы, действующие на контакты.

В контактных системах можно рассматривать два типа электродинамических сил. Первые возникают в любых контактных системах и обусловлены самой природой контактных явлений, т. е. стягиванием линий тока к контактной площадке. Эти силы P_d , впервые обнаруженные Двайтом, носят его имя. Второй вид сил – это силы, обусловленные взаимодействием элементов контура тока контактной системы, называемые часто контурными P_k . Силы Двайта всегда отталкивают один контакт от другого. При этом на один контакт радиуса r в осесимметричной контактной системе вдоль оси контактов действует сила [1]

$$P_d = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} \ln \frac{r}{a}. \quad (1.60)$$

Контрольные вопросы

1. Что такое площадь контакта и чем она отличается от кажущейся видимой поверхности контактов?
2. Что такое переходное сопротивление контактов?
3. Назовите составляющие переходного сопротивления контактов.
4. Как определяется сопротивление стягивания в математической модели электрических контактов Р. Хольма?
5. Как связаны сопротивление и емкость между аналогичными эквипотенциалами поля токов проводимости и подобного ему электростатического поля?

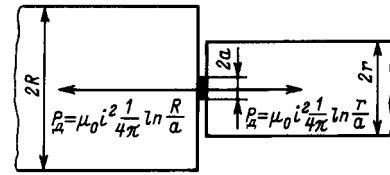


Рис. 1.16. К определению сил отталкивания в контактах при протекании тока

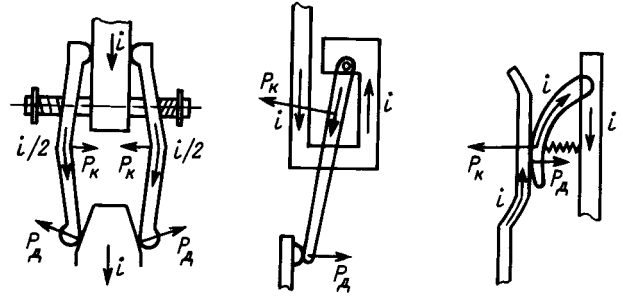


Рис. 1.17. Типы компенсаторов электродинамических усилий в контактах

Необходимо отметить, что на разные контактные тела действуют различные силы Двайта, показанные на рис. 1.16.

Контурные силы могут быть направлены так, чтобы компенсировать действие сил Двайта. Это видно на схемах компенсаторов электродинамических контактных усилий (рис. 1.17), где через P_k обозначены контурные силы, компенсирующие силы Двайта P_d .

В быстродействующих автоматических выключателях контурные электродинамические силы используют для ускорения отбрасывания подвижного контакта, что приводит к быстрому введению в цепь сопротивления возникающей электрической дуги. Последняя ограничивает нарастание тока при коротком замыкании.

Рассматривая вопросы сваривания контактов следует заметить, что радикальное разрешение этой проблемы состоит в использовании жидкометаллических контактов.

6. По какому закону изменяется температура проводника при удалении от электрического контакта?
7. Сформулируйте условия, при которых точку на токопроводе можно считать настолько удаленной от контакта, что влиянием нагрева контакта можно пренебречь.
8. На каком расстоянии от контакта в медном токопроводе сечения 2×8 мм можно пренебречь влиянием контакта на нагрев проводника, если коэффициент теплоотдачи с поверхности проводника в окружающее пространство равен $10 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$?
9. Какие точки характеристики $R(U)$ контакта определяются свойствами контактного материала?
10. Каково должно быть сопротивление контакта из серебра, чтобы при токе 1000 А его контактная площадка не расплавлялась?
11. Дайте наименьшую и наибольшую оценки значения сваривающего тока для медных контактов, сжатых силой 15 Н .
12. Два медных контактных стержня диаметром 10 мм сжаты такой силой, что при токе 1000 А температура контактной площадки достигает температуры размягчения. Найдите радиус контактной площадки и силы Двайта, отталкивающие контакты.

1.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

1.3.1. ИСТОЧНИКИ И УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Работа любого электрического аппарата сопровождается электромагнитными явлениями, которые определяют его функционирование, а также часто создают нежелательные воздействия на этот же аппарат, соседние устройства, экологию и пр. Эти явления подчиняются ряду законов, обобщающих знания о возникновении, распространении и взаимодействии электромагнитных полей со средой. На основании этих законов строятся математические модели поля, т.е. замкнутые системы расчетных уравнений, учитывающие условия конкретной задачи.

Математическое описание физически определенного поля вектора \mathbf{F} базируется на постулате о существовании двух его элементарных составляющих: вихревой $\mathbf{F}^{\text{в}}$, у которой отсутствуют истоки, т.е. её дивергенция равна нулю ($\nabla \mathbf{F}^{\text{в}} = 0$), и потенциальной $\mathbf{F}^{\text{п}}$, у которой отсутствуют вихри, т.е. её ротор равен нулю ($\nabla \times \mathbf{F}^{\text{п}} = 0$). С помощью этих составляющих можно воссоздать топографию любой сложности распределения векторов в пространстве.

Если поместить железные опилки в магнитное поле, то вихревая составляющая этого поля образует из опилок замкнутые цепочки, а потенциальная — сходящиеся или расходящиеся не замкнутые на себя цепочки.

Стационарное электрическое поле

В электростатическом поле переменными являются вектор напряженности электрического поля \mathbf{E} , вектор электрического смещения (электрическая индукция) \mathbf{D} и вектор электрической поляризации \mathbf{P} . Напряженность \mathbf{E} характеризует силовое воздействие электрического поля на единичный

Физические поля создаются источниками. Из теоремы разложения Гельмгольца [13] следует, что там где располагаются эти источники, ротор или дивергенция вектора поля отличны от нуля. Значение ротора равно объемной плотности векторного источника вихревой составляющей поля, а значение дивергенции — объемной плотности источника потенциальной составляющей поля.

Эти общие положения распространяются на электромагнитное поле, которое описывается двумя уравнениями Максвелла [14], определяющими связь между электрическими и магнитными величинами, характеризующими это поле. Однозначность математического описания поля с помощью уравнений Максвелла достигается добавлением к ним *материальных уравнений среды*.

При анализе многих электротехнических устройств, в том числе электрических аппаратов, электромагнитное поле приближенно разделяют на компоненты:

- стационарное электрическое (электростатическое) поле;
- стационарное магнитное поле;
- переменное во времени и появляющееся мгновенно во всем пространстве (не учитываются волновые процессы) квазистационарное электромагнитное поле.

пробный заряд в данной точке. Предполагается, что внесение в поле пробного заряда не изменяет источники, создающие это поле. Электрическое смещение связано с напряженностью и поляризацией следующей зависимостью

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (1.61)$$

где $\epsilon_0 = (1/36\pi) \cdot 10^{-9}$ [Ф/м] – электрическая постоянная, ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость.

В нелинейных средах относительная диэлектрическая проницаемость и вектор поляризации зависят от напряженности. В анизотропных средах зависимость проницаемости от напряженности имеет тензорный характер, а вектора поляризации – вид векторной функции напряженности $\mathbf{P}(\mathbf{E})$. Математические выражения этих зависимостей называют *материальными уравнениями диэлектрических материалов*. Для решения задач электростатического поля они должны быть заданы дополнительно к уравнению (1.61).

В той части пространства, где расположены источники электростатического поля, согласно дифференциальной форме электростатической теоремы Гаусса [14], дивергенции векторов \mathbf{D} и \mathbf{E} отличаются от нуля:

$$\nabla \mathbf{D} = \rho_{\text{своб}}, \quad (1.62)$$

$$\nabla \mathbf{E} = (\rho_{\text{своб}} + \rho_{\text{связ}})/\epsilon_0, \quad (1.63)$$

где $\rho_{\text{своб}}$ – объемная плотность свободного заряда; $\rho_{\text{связ}}$ – объемная плотность связанного заряда, определяемая дивергенцией вектора поляризации:

$$\rho_{\text{связ}} = -\nabla \mathbf{P}. \quad (1.64)$$

Вихревые составляющие у полей векторов \mathbf{D} , \mathbf{E} и \mathbf{P} отсутствуют, так как равны нулю роторы $\nabla \times \mathbf{D}$ и $\nabla \times \mathbf{E}$. Поэтому распределение в пространстве составляющих векторных полей \mathbf{D} и \mathbf{E} потенциально. Так напряженность электростатического поля

$$\mathbf{E} = -\nabla \phi_3, \quad (1.65)$$

где ϕ_3 – скалярный электрический потенциал.

Выражение (1.65) представляет собой решение *уравнения Пуассона* [14] для скалярного электрического потенциала

$$\nabla^2 \phi_3 = -(\rho_{\text{своб}} + \rho_{\text{связ}})/\epsilon_0, \quad (1.66)$$

которое следует из (1.63) и (1.65).

В областях поля, не содержащих зарядов, уравнение (1.66) превращается в *уравнение Лапласа*

$$\nabla^2 \phi_3 = 0. \quad (1.67)$$

Уравнения (1.65) и (1.66) являются уравнениями в частных производных, допускающими существование множества решений, из которых только одно удовлетворяет так называемым краевым условиям, соответствующим конкретной задаче расчета неизвестных потенциалов, напряженностей и зарядов. В зависимости от постановки задачи в качестве краевых условий используются значения потенциала ϕ_3 , его пространственных производных или граничные условия расположения векторов напряженности \mathbf{E} и электрического смещения (электрической индукции) \mathbf{D} на поверхности раздела разнородных сред. Так *при отсутствии свободного заряда на поверхности раздела двух сред тангенциальные составляющие (индекс "t") вектора \mathbf{E} и нормальные составляющие (индекс "n") вектора \mathbf{D} не претерпевают разрыва*, и граничные условия выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{t1} = \mathbf{E}_{t2}; \quad \mathbf{D}_{n1} = \mathbf{D}_{n2}; \quad \epsilon_{r1} \mathbf{E}_{n1} = \epsilon_{r2} \mathbf{E}_{n2}; \\ \epsilon_{r1} \mathbf{D}_{t1} = \epsilon_{r2} \mathbf{D}_{t2}. \end{aligned} \quad (1.68)$$

Для выполнения условий однозначности решения краевой задачи должны быть известны также диэлектрические свойства материалов в виде зависимостей: $\epsilon_r(E)$, $D(E)$ или $P(E)$.

Стационарное магнитное поле

Стационарное магнитное поле характеризуется следующими векторными переменными: магнитная индукция \mathbf{B} , определяемая как сила, действующая на проводник с током, напряженность магнитного поля \mathbf{H} и намагниченность среды \mathbf{M} . Эти переменные связаны соотношениями

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} = \mu_a \mathbf{H},$$

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{B}_M,$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Гн/м] – магнитная постоянная; μ_r – относительная магнитная проницаемость; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость, $\mathbf{B}_M = \mu_0 \mathbf{M}$ – индукция намагниченности.

Источники вихревых составляющих переменных магнитного поля определяются *первым уравнением Максвелла в дифференциальной форме*

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad (1.70)$$

где \mathbf{J} для стационарного магнитного поля – вектор плотности стороннего тока (тока проводимости) $i_{\text{ст}}$.

Первое уравнение Максвелла в интегральной форме представляет собой *закон полного тока*

$$\int_L \mathbf{H} dl = \int_S \mathbf{J} dS. \quad (1.71)$$

Здесь интеграл $\int_S \mathbf{J} dS$ для стационарного магнитного поля равен $i_{\text{ст}}$.

Источники потенциальных составляющих переменного магнитного поля определяются правилом непрерывности линий магнитной индукции: поле вектора магнитной индукции не имеет истоков, т.е.

$$\nabla \mathbf{B} = 0. \quad (1.72)$$

Поле вектора магнитной индукции в соответствии с этим правилом имеет чисто вихревой характер и создается токами в проводниках (токами $i_{\text{ст}}$) и вихрями векторов намагниченности в деталях из магнитных материалов, так как имеет место соотношение

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0(\nabla \times \mathbf{H} + \nabla \times \mathbf{M}) = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \nabla \times \mathbf{M}. \quad (1.73)$$

Поле вектора напряженности может содержать как вихревую $\mathbf{H}^{\text{в}}$, так и потенциальную $\mathbf{H}^{\text{п}}$ составляющие с истоками в намагниченной среде

$$\nabla \mathbf{H} = \nabla(\mathbf{H}^{\text{в}} + \mathbf{H}^{\text{п}}) = \nabla(\mathbf{B}/\mu_0 - \mathbf{M}) = -\nabla \mathbf{M}. \quad (1.74)$$

Вектор магнитной индукции может быть выражен через векторный магнитный потенциал \mathbf{A}

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (1.75)$$

Используя (1.70) и (1.75), для вихревого (без истоков) стационарного магнитного поля получаем

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu_0 \mathbf{J}. \quad (1.76)$$

При $\mathbf{J} = 0$

$$\nabla^2 \mathbf{A} = 0. \quad (1.77)$$

Уравнения (1.76) и (1.77) одностепенны соответственно уравнению Пуассона (1.66) и уравнению Лапласа (1.67) для электростатического поля.

С учетом (1.75) и выражения

$$\int_S (\nabla \times \mathbf{A}) dS = \int_L \mathbf{A} dl, \quad (1.78)$$

следующего из теоремы Стокса, получаем связь магнитного потока Φ , протекающего через поверхность S , ограниченную контуром L , с векторным магнитным потенциалом \mathbf{A}

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} dS = \int_L \mathbf{A} dl = \int_L A dl \cos(A, l). \quad (1.79)$$

Переменное квазистационарное электромагнитное поле

Переменное квазистационарное электромагнитное поле характеризуется одновременным существованием в пространстве взаимосвязанных электрического и магнитного полей. Эта взаимосвязь определяется вторым уравнением Максвелла-законом электромагнитной индукции:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t. \quad (1.85)$$

Уравнение (1.85) выражает факт индуктирования в любой среде вихревого электрического поля изменяющимся во времени магнитным полем. На-

Для плоскопараллельного поля

$$\Phi_{1,2} = (A_1 - A_2)l, \quad (1.80)$$

где $\Phi_{1,2}$ – магнитный поток сквозь площадь, определяемую расстоянием между точками 1 и 2 на картине поля и глубиной поля l ; A_1 и A_2 – значения векторного магнитного потенциала в точках 1 и 2 соответственно.

В областях пространства без токов магнитное поле кроме векторного обладает также скалярным магнитным потенциалом ϕ_M , определяемым соотношением

$$\mathbf{H} = -\nabla \phi_M, \quad (1.81)$$

что следует из первого уравнения Максвелла (1.70).

Из (1.72) и (1.81) вытекает, что в однородной и изотропной среде скалярный магнитный потенциал подчиняется уравнению Лапласа

$$\nabla^2 \phi_M = 0. \quad (1.82)$$

При наличии ферромагнитных деталей приведенные выше уравнения стационарного магнитного поля дополняются материальными уравнениями ферромагнетиков используемых материалов в виде одной из взаимосвязанных нелинейных функций

$$B = f(H), \quad M = f(H) \text{ или } M = f(B). \quad (1.83)$$

Краевые задачи стационарного магнитного поля формулируют и решают для ограниченных областей исследования, когда на границах раздела разнородных сред известны либо абсолютные значения параметров поля, либо условия расположения векторов. Так при отсутствии токов на поверхности раздела двух сред тангенциальные составляющие вектора напряженности \mathbf{H} и нормальные составляющие вектора индукции \mathbf{B} не претерпевают разрыва, и граничные условия выглядят следующим образом

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{n1} &= \mathbf{H}_{n2}; \quad \mathbf{B}_{n1} = \mathbf{B}_{n2}; \quad \mu_{r1} \mathbf{H}_{n1} = \mu_{r2} \mathbf{H}_{n2}; \\ \mu_{r1} \mathbf{B}_{t1} &= \mu_{r2} \mathbf{B}_{t2}. \end{aligned} \quad (1.84)$$

личие проводящего контура не является обязательным. В проводящей среде индуктированное электрическое поле вызывает вихревые токи, изменяющие картину магнитного поля в соответствии с законом полного тока (1.71), в котором плотность \mathbf{J} в отличие от стационарного магнитного поля определяется не только сторонним током $i_{\text{ст}}$, но и вихревым током $i_{\text{в}}$.

Если в (1.85) подставим выражение магнитной индукции через векторный магнитный потенциал

[см.(1.75)], то, имея в виду возможность замены последовательности дифференцирования по времени и пространственным координатам, получим:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\partial(\nabla \times \mathbf{A})/\partial t = -\nabla \times (\partial \mathbf{A}/\partial t)$$

или, учитывая, что сумма роторов равна ротору суммы:

$$\nabla \times (\mathbf{E} + \partial \mathbf{A}/\partial t) = 0. \quad (1.86)$$

Решение уравнения (1.86) может быть представлено в виде:

$$\mathbf{E} + \partial \mathbf{A}/\partial t = -\nabla \varphi_3, \quad (1.87)$$

поскольку ротор всякого градиента тождественно равен нулю.

Это решение привело Максвелла к следующему выражению для определения напряженности электрического поля:

$$\mathbf{E} = -\nabla \varphi_3 - \partial \mathbf{A}/\partial t, \quad (1.88)$$

в которое входит градиент скалярного электрического потенциала.

Равенство (1.88) представляет собой *дифференциальное выражение закона электромагнитной индукции*.

Действительно, интегрируя (1.88) по замкнутому контуру L , получим:

$$e = \int_L \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \int_L \nabla \varphi_3 d\mathbf{l} - \partial \left(\int_L \mathbf{A} d\mathbf{l} \right) / \partial t. \quad (1.89)$$

Первый интеграл в правой части (1.89) равен нулю; второй же интеграл по (1.79) дает нам магнитный поток. Поэтому выражение (1.89) тождественно *закону Фарадея*

$$e = -\partial \Phi / \partial t. \quad (1.90)$$

Если магнитное поле \mathbf{B} неизменно во времени, но среда движется относительно этого поля со скоростью \mathbf{v} , то в среде также индуцируется напряженность электрического поля

$$\mathbf{E}' = \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (1.91)$$

и соответствующая ей электродвижущая сила

$$e' = \int_L \mathbf{E}' d\mathbf{l} = \int_L (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l}. \quad (1.92)$$

Предполагается, что векторные величины \mathbf{B} и \mathbf{E}' измеряются в одной и той же системе отсчета.

С учетом (1.89) и (1.91) получаем *обобщенное второе уравнение Максвелла в дифференциальной форме*

$$\mathbf{E} = -\nabla \varphi_3 - \partial \mathbf{A}/\partial t + (\mathbf{v} \times \mathbf{B}). \quad (1.93)$$

Трем слагающим этого уравнения можно дать следующие названия, облегчающие запоминание их физического смысла:

$-\nabla \varphi_3$ — напряженность в конденсаторе; $-\partial \mathbf{A}/\partial t$ — напряженность в трансформаторе; $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ — напряженность в электромашинном генераторе (или *конденсаторная, трансформаторная и генераторная напряженности*). Вместо названия генераторная напряженность используется также термин *напряженность движения*.

Обобщенному уравнению Максвелла соответствует электродвижущая сила

$$e = -\partial \left(\int_L \mathbf{A} d\mathbf{l} \right) / \partial t + \int_L (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l}. \quad (1.94)$$

Здесь $-\partial \left(\int_L \mathbf{A} d\mathbf{l} \right) / \partial t$ — *трансформаторная э.д.с.*; $\int_L (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l}$ — *генераторная э.д.с. (э.д.с. движения)*.

Выше было показано, что первая слагаемая в уравнении (1.94) тождественна закону Фарадея (см. (1.90)). Можно показать, что вторая слагаемая также тождественна этому закону (см., например, решение задачи 6.3 в [101]).

1.3.2. НАМАГНИЧИВАНИЕ И МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Строго говоря, все вещества магнитны, поскольку магнитны их атомы. Магнитные свойства веществ обуславливаются главным образом движением элементарных носителей зарядов — электронов, которые, вращаются как вокруг своей оси (спиновое движение), так и по орбите вокруг ядра (орбитальное движение). Эти движения электронов эквивалентны круговым микротокам, создающим в материале магнитные моменты. Кроме того могут возникать индуцированные моменты, вызываемые вращением электронов вокруг оси направления воздействующего внешнего поля, что связано с явлением электромаг-

нитной индукции. Объемная плотность магнитных моментов называется *вектором намагниченности* \mathbf{M} .

Магнитные свойства материалов характеризуются зависимостями индукции \mathbf{B} или намагниченности \mathbf{M} от напряженности поля \mathbf{H} — *материальными уравнениями*. Эти уравнения соотносятся с конкретной точкой пространства и в общем случае имеют вид векторных функций векторных параметров магнитного поля, а также предыстории намагничивания. Такие функции позволяют воспроизводить как изотропные, так и анизотропные и гистерезисные свойства магнитных материалов.

По магнитным свойствам все материалы подразделяются на *парамагнетики, диамагнетики, ферромагнетики, антиферромагнетики и ферримагнетики (ферриты)*.

Диамагнетики и парамагнетики относятся к материалам со слабыми магнитными свойствами.

В диамагнетиках спиновые и орбитальные моменты компенсируют друг друга — при отсутствии внешнего поля эти материалы не имеют собственного суммарного момента. Индуктированные же в них моменты ослабляют внешнее поле, поэтому магнитная проницаемость диамагнитного вещества меньше магнитной постоянной μ_0 .

У атомов парамагнетиков имеются собственные суммарные магнитные моменты, существующие независимо от внешнего магнитного поля. Однако тепловое движение электронов в парамагнетиках препятствует их самопроизвольной (спонтанной) ориентации, и результирующая намагниченность парамагнетика при отсутствии внешнего поля равна нулю. При наложении внешнего поля магнитные моменты ориентируются вдоль него. Происходит усиление поля по сравнению с полем, созданным той же магнитодвижущей силой в пустоте. Поэтому магнитная проницаемость парамагнетиков больше чем μ_0 .

Значительно более сильный эффект намагничивания наблюдается у *ферромагнетиков*. Ферромагнетизм наблюдается у некоторых металлов (железа, кобальта, никеля). Кроме того ферромагнитными могут быть сплавы из ферромагнитных и из ферромагнитных и неферромагнитных элементов. Известны также ферромагнитные сплавы только из неферромагнитных элементов, например, сплавы марганца с медью и алюминием, марганца с серебром и алюминием.

Между атомами ферромагнитных веществ существуют так называемые обменные силы, противо-

действующие дезориентирующему тепловому движению электронов. Под действием этих сил магнитные моменты группы атомов ориентируются параллельно друг другу и образуют элементарные объемы — домены, самостоятельно (спонтанно) намагниченные до насыщения. Магнитный момент домена приблизительно в 10^{15} раз больше магнитного момента атома.

Рассмотрим процесс намагничивания образца ферромагнетика (рис.1.18,*а*). В ненамагниченном состоянии векторы спонтанной намагниченности расположены в нем по всем направлениям равномерно (рис.1.18,*б*). При наложении внешнего магнитного поля с возрастающей напряженностью векторы спонтанной намагниченности, изначально ориентированные в разных доменах по-разному, постепенно выстраиваются в одном направлении. Этот процесс называется *техническим намагничиванием*. Он характеризуется *кривой начального намагничивания* (рис.1.18,*а*) — зависимостью $B(H)$ или зависимостью $M(H)$ в материале.

При воздействии слабого намагничивающего поля (участок ОА) происходят обратимые смещения междоменных границ. Домены, магнитные моменты которых имеют малый угол с направлением внешнего поля, плавно растут в объеме за счет соседних доменов (рис.1.18,*в*). Кривая начального намагничивания на этом участке, называемом *областью Релея*, имеет небольшой наклон с положительной крутизной. При снятии намагничивающего поля форма доменов восстанавливается. Намагниченность образца опять становится равной нулю.

В более сильных полях (участок АС) движение границ доменов перестает быть плавным. Отдельные участки изменяют свое положение скачкообразно, что приводит к скачкообразному изменению намагниченности образца (*эффект Баркгаузена*). Кривая намагничивания круто идет вверх. В конечной точке этого участка векторы спонтанной намагниченности доменов будут в объеме всего образца ориентированы вдоль одной из его так называемых осей легкого намагничивания, имеющей минимальный угол с направлением поля (рис.1.18,*з*). Движение границ на этом участке большей частью необратимо. При уменьшении внешнего поля до нуля намагниченность образца не возвращается в исходную точку, а определяется кривой CD, т. е. образец остается намагниченным. Это явление называется *магнитным гистерезисом*.

При дальнейшем увеличении напряженности (начиная с конца участка АС) преобладает процесс обратимого поворота векторов намагниченности доменов в сторону направления приложенного поля (участок СЕ) до достижения *технического*

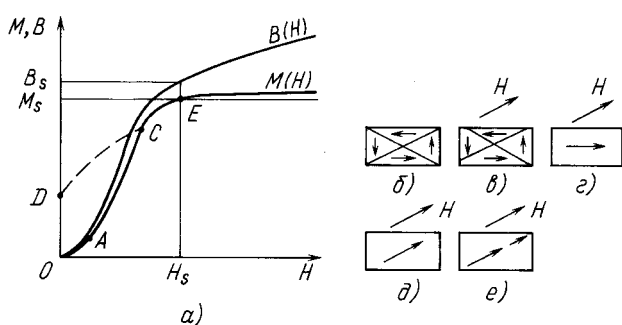


Рис. 1.18. Схема процесса намагничивания: *а* — кривые начального намагничивания; *б* — размагниченное состояние; *в* — смещение границ доменов; *г, д* — вращение магнитных моментов; *е* — парапроцесс

насыщения материала в конце этого участка (точка E), когда вектора спонтанной намагниченности совпадают с вектором поля (рис.1.18,д). Это состояние наступает при *напряженности технического насыщения* H_s , которой на кривой $B(H)$ соответствует *магнитная индукция технического насыщения* B_s , а на кривой $M(H)$ — *намагниченность технического насыщения* M_s .

Дальнейший процесс намагничивания близок к процессам намагничивания парамагнетиков. В этой области возрастает намагниченность самих спонтанных областей за счет переориентации отдельных спиновых магнитных моментов, дезориентированных тепловым движением. Дело в том, что только при абсолютном нуле температуры в области спонтанной намагниченности (в домене) спиновые магнитные моменты (спины) все направлены в одну сторону. При температуре же выше абсолютного нуля есть антипараллельные спины. Поле переориентирует их, и намагниченность растет (рис.1.18,е), но существенно в меньшей степени, чем на предыдущих участках кривой начального намагничивания.

С увеличением температуры нарушается параллельность спинов в домене, все больше появляется антипараллельных спинов. Спонтанная намагниченность снижается. Для конкретного ферромагнитного материала существует определенная температура, при которой доменные образования полностью исчезают, т.е. исчезает спонтанная намагниченность. Эта температура носит название „температура точки Кюри”. Для железа она равна 790 °С, для никеля 340 °С, для кобальта 1150 °С, для пятидесятипроцентного (50% Fe + 50%Ni) пермаллового сплава 550 °С. Выше температуры точки Кюри ферромагнитные материалы ведут себя как парамагнетики.

Уменьшение температуры ниже температуры точки Кюри возвращает материалу магнитные свойства, причем он становится размагниченым, т.е. приобретает доменную структуру с нулевой результирующей намагниченностью. Поэтому разогрев изделий из ферромагнитных материалов выше температуры точки Кюри используется для их полного размагничивания.

Помимо начальной кривой намагничивания существуют и другие виды, в частности, *основная (или коммутационная) кривая намагничивания*, являющаяся геометрическим местом вершин *частных статических симметричных петель гистерезиса* (рис.1.19).

Петлями гистерезиса (рис.1.19) называют кривые, отражающие изменения магнитного состоя-

ния магнитных материалов под действием циклически изменяющегося внешнего магнитного поля. При испытаниях этих материалов петли гистерезиса строятся для функций $B(H)$ или $M(H)$ внутри материала в зафиксированном направлении. *Статическая петля гистерезиса* (СПГ) определяются при медленном изменении внешнего поля ($dH/dt \approx 0$), т. е. практически при постоянном токе.

Пусть мы намагнитили материал до технического насыщения (H_s, B_s) — точка 1 на рис.1.19. Последующее снижение напряженности поля H внутри материала до нуля (участок 1-2 на петле гистерезиса) позволяет определить значение *остаточной магнитной индукции* B_r (точка 2). Дальнейшее увеличение напряженности поля в отрицательном направлении (участок 2-3) до значения H_{cb} (*коэрцитивная сила по магнитной индукции*) приводит к $B=0$ (точка 3). Далее материал перемагничивается в отрицательном направлении (участок 3-4) до насыщения при $H=-H_s$. Изменение напряженности поля в положительном направлении замыкает предельный гистерезисный цикл по кривой 4-5-6-1, представляющей собой отражение спинки петли 1-2-3-4 относительно точки 0, — получаем *предельную статическую петлю гистерезиса* (ПСПГ).

Множество состояний материала в пределах площади, охватываемой ПСПГ, может быть достигнуто при изменениях напряженности магнитного поля, приводящих к частным симметричным или частным несимметричным гистерезисным циклам.

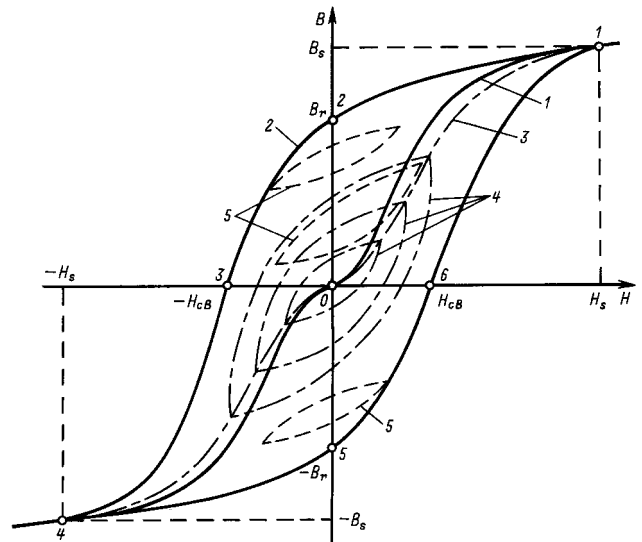


Рис. 1.19. Магнитный гистерезис:

1 — кривая начального намагничивания; 2 — предельный гистерезисный цикл; 3 — основная кривая намагничивания; 4 — симметричные частные циклы; 5 — несимметричные частные циклы

Частные симметричные гистерезисные циклы (циклы 4 на рис.1.19) опираются вершинами на основную кривую намагничивания.

Частные несимметричные гистерезисные циклы образуются, если начальная точка отхода не находится на основной кривой намагничивания при симметричном изменении напряженности поля (циклы 5 на рис.1.19), а также при несимметричном изменении напряженности поля.

Связь между магнитной индукцией B и напряженностью H магнитного поля по основной кривой намагничивания определяется через абсолютную магнитную проницаемость μ_a (см.(1.69)). Для того, чтобы охарактеризовать связь B и H в конкретной точке кривой намагничивания при малых изменениях этих величин, используют динамическую (дифференциальную) магнитную проницаемость

$$\mu_{ad} = dB/dH. \quad (1.95)$$

Качественные зависимости μ_a и μ_{ad} от H приведены на рис.1.20.

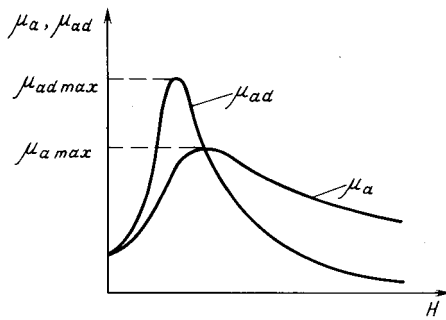


Рис. 1.20. Кривые магнитной проницаемости

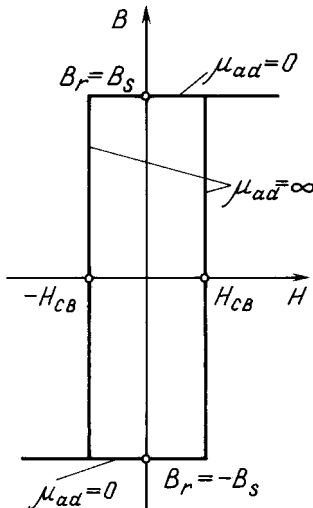


Рис. 1.21. Идеальная прямоугольная кривая намагничивания

Кривые намагничивания и гистерезисные циклы строятся также для зависимостей намагниченности M от напряженности поля H . В этом случае на предельном гистерезисном цикле отмечаются характерные точки:

намагниченность насыщения материала M_s при H_s ;

остаточная намагниченность M_r , когда напряженность поля в материале равна нулю;

коэрцитивная сила по намагниченности H_{cm} , когда намагниченность в материале равна нулю (коэрцитивные силы по индукции и намагниченности не равны друг другу).

Форма СПГ (рис.1.19) характеризуется наклоном пологих и крутых участков. В ряде электрических аппаратов (магнитные усилители, магнитные логические элементы, аппараты силовой электроники и др.) используются магнитные материалы, СПГ которых при анализе работы этих аппаратов обоснованно представляется идеально прямоугольной (рис.1.21). Для СПГ такой формы на вертикальных участках $\mu_{ad} = \infty$, а на горизонтальных участках $\mu_{ad} = 0$.

Площадь СПГ определяет потери в ферромагнетике при его статическом (медленном) перемагничивании, которые называются *потерями на гистерезис*.

Электромагнитные компоненты многих электрических аппаратов работают на переменном токе. Поэтому описание свойств ферромагнетиков в таких аппаратах посредством СПГ приводит к неправильным результатам, особенно на повышенных частотах. Для этих целей используют *динамические петли гистерезиса* (ДПГ), которые представляют собой зависимости $B(H)$, когда $dH/dt \gg 0$ (рис.1.22). При этом с повышением частоты перемагничивания ДПГ расширяют свою площадь, т. е. увеличиваются потери в ферромагнетике. Кроме того крутые участки ДПГ становятся более пологими. Это объясняется запаздыванием ориентации доменов от изменения H (явление магнитной вязкости) и вихревыми токами в ферромагнетике, препятствующими процессу перемагничивания. На характер ДПГ оказывают влияние не только свойства ферромагнетика, но и другие факторы, например, вид перемагничивающего устройства (источник тока или источник напряжения), форма воздействующих токов и напряжений, конструкция магнитопровода и др.[85].

Ферромагнитные материалы разделяют на магнитомягкие и магнитотвердые.

Магнитомягкие ферромагнитные материалы обладают малой коэрцитивной силой ($H_{св} < 0,4$ кА/м),

высокой магнитной проницаемостью (μ_r до $300 \cdot 10^3$) и в значительной своей части — большей магнитной индукцией технического насыщения (B_s до $1,5 \div 2,4$ Тл).

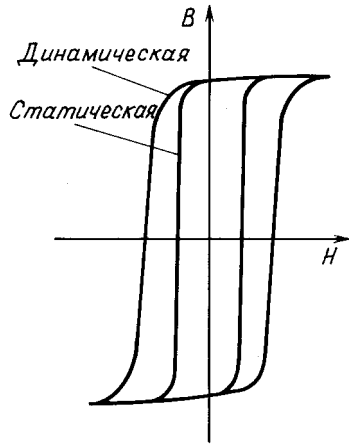


Рис. 1.22. Статическая (СПГ) и динамическая (ДПГ) петли гистерезиса

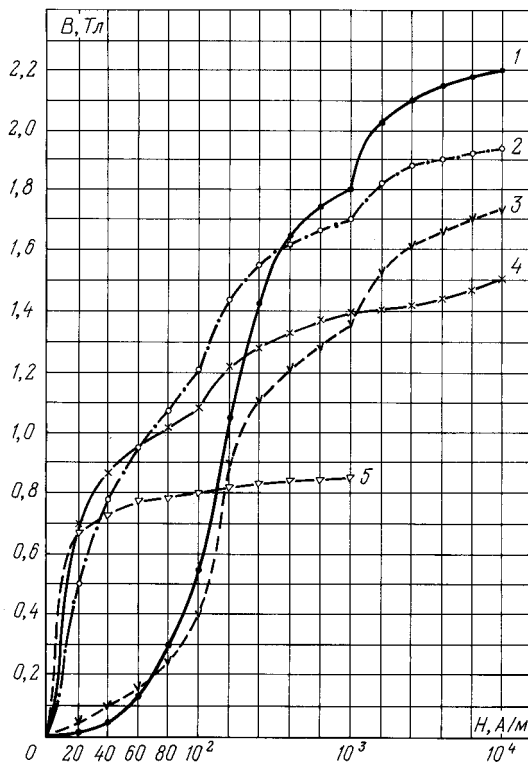


Рис. 1.23. Кривые намагничивания некоторых наиболее используемых магнитомягких материалов: 1 — пермаллой (сплав 50% Fe и 50% Co); 2 — электротехническая сталь 3413; 3 — электротехническая сталь 1211; 4 — пермаллой 50Н; 5 — пермаллой 79НМ

К ним относятся технически чистое железо, электротехнические стали, пермаллой, пермендюр и аморфные сплавы. Благодаря малой коэрцитивной силе они имеют узкую СПГ, что определяет малые потери на гистерезис. Высокая магнитная индукция насыщения обеспечивает прохождение максимального магнитного потока через заданную площадь поперечного сечения.

Эти свойства позволяют использовать магнитомягкие материалы в электрических аппаратах для магнитопроводов и концентраторов магнитных потоков. Основные кривые намагничивания некоторых из таких материалов приведены на рис. 1.23.

Технически чистое железо содержит менее 0,05% углерода и минимальный процент примесей, в том числе кремния. По многим параметрам к этому материалу близки низкоуглеродистые электротехнические стали с μ_r до $(3 \div 6) \cdot 10^3$, $H_{св} = (0,06 \div 0,1)$ кА/м и $B_s \approx 2,1$ Тл. Эти материалы, выпускаемые в виде листов и прутков, применяются при изготовлении маломощных электромагнитов.

Кремнистые электротехнические стали содержат 0,5÷5% кремния и поэтому имеют высокое удельное электрическое сопротивление, что снижает потери на вихревые токи. Их максимальная относительная магнитная проницаемость составляет $(6 \div 40) \cdot 10^3$, коэрцитивная сила $H_{св}$ менее 0,1кА/м, а индукция технического насыщения доходит до $(1,9 \div 2,1)$ Тл. Кремнистые электротехнические стали выпускаются в виде листов и лент и используются для изготовления шихтованных магнитопроводов быстродействующих электромагнитов постоянного тока и электромагнитов переменного тока, а также для витых сердечников магнитных компонентов силовой электроники. Они применяются при рабочих частотах от 50 Гц до 5 кГц. При более высоких частотах из магнитомягких ферромагнитных материалов используются пермаллой.

Пермаллой — это сплавы железа с никелем, легированные другими элементами (Mo, Cr, Cu, Si и пр). Существуют два вида пермаллоев: высоконикелевые с содержанием никеля 70÷80% (например, марка 79НМ) и низконикелевые с содержанием никеля 40÷50% (например, марка 50Н).

В слабых магнитных полях пермаллой обладают более высокой магнитной проницаемостью чем электротехнические стали — см. рис. 1.23. Значения максимальной относительной магнитной проницаемости достигает у низконикелевых пермаллоев $125 \cdot 10^3$, а у высоконикелевых — $300 \cdot 10^3$. Для них также характерны низкие значения коэрцитивной силы ($H_{св} \approx 0,002 \div 0,08$ кА/м). Благодаря этим двум факторам пермаллой отличаются высокой прямо-

угольностью СПГ и малой её площадью. Последнее определяет малые потери на гистерезис. Однако магнитная индукция технического насыщения у этих материалов ($0,5 \div 1,5$ Тл) ниже чем у электротехнических сталей.

Пермаллои выпускаются в виде лент, листов и прутков. Минимальная толщина ленты достигает 5 мкм.

С точки зрения уменьшения габаритов и массы различных электромагнитных аппаратов большой интерес представляют сплавы железа с кобальтом (сплавы типа *пермендюр*).

Их магнитная индукция технического насыщения достигает 2,4 Тл. Максимальная относительная магнитная проницаемость у большинства этих сплавов составляет $4,5 \cdot 10^3 \div 40 \cdot 10^3$, а коэрцитивная сила достаточно низкая ($0,02 \div 0,26$ кА/м).

Преимущество сплавов железо-кобальт перед технически чистым железом становится ощутимым в области индукций выше 1 Тл. Так вблизи индукции 1,8 Тл проницаемость кобальтовых сплавов больше чем у железа приблизительно в 40 раз. Поэтому эти сплавы применяют, в частности, для полюсных наконечников с высокой индукцией.

Посредством специальных режимов прокатки, отжига и магнитной обработки из сплава 49%Fe, 49%Co и 2%V удалось создать анизотропный материал, имеющий практически прямоугольную СПГ и максимальную относительную магнитную проницаемость до $70 \cdot 10^3$. При индукции 2 Тл проницаемость у него снижается до $33 \cdot 10^3$, однако при высоких индукциях она у этого сплава в 500 раз выше проницаемости железа, применяемого в магнитопроводах электромагнитных реле.

Высокая стоимость железокобальтовых сплавов предопределяет их применение главным образом в специальной аппаратуре.

Аморфные сплавы отличаются от указанных выше магнитомягких материалов отсутствием кристаллической решетки. Аморфное состояние структуры достигается закаливанием расплавленного материала с очень большой скоростью (примерно 10^3 °C/с). Основой таких материалов являются различные сплавы железа с бором и кремнием, легированные различными компонентами, например хромом. Аморфные сплавы отличаются от кристаллических рядом повышенных магнитных и механических свойств, а также высокой антикоррозионной стойкостью. Основное их преимущество — низкое значение удельных потерь на перемагничивание (более чем на порядок меньше у отдельных марок этих сплавов по сравнению с кристаллическими сплавами). Это позволяет получить значи-

тельный экономический эффект при производстве серийных электромагнитных компонентов за счет снижения их металло- и энергоемкости [87].

Магнитотвердые ферромагнитные материалы отличаются большими значениями коэрцитивной силы ($H_{св} > 40$ кА/м) и магнитной энергии, отдаваемой во внешнее пространство выполненными из них и намагниченными изделиями. Эти изделия называются *постоянными магнитами*, которые совместно с обмотками, по которым протекает ток, являются первичными источниками магнитного поля. Важнейшей характеристикой таких материалов является участок СПГ, расположенный во втором квадранте (между положительной осью магнитной индукции B , намагниченности M или индукции намагниченности B_M и отрицательной осью напряженности поля H — см. рис.1.19). Этот участок СПГ называется *кривой размагничивания*. Кривые размагничивания наиболее используемых в настоящее время магнитотвердых материалов даны на рис.1.24.

Выбор магнитотвердого материала определяется назначением постоянного магнита, а также технологическими и экономическими соображениями. Кроме того необходимо учитывать вопросы механической прочности, устойчивости к воздействию размагничивающих полей и окружающей температуры.

Более подробные сведения о магнитотвердых материалах и постоянных магнитах можно полу-

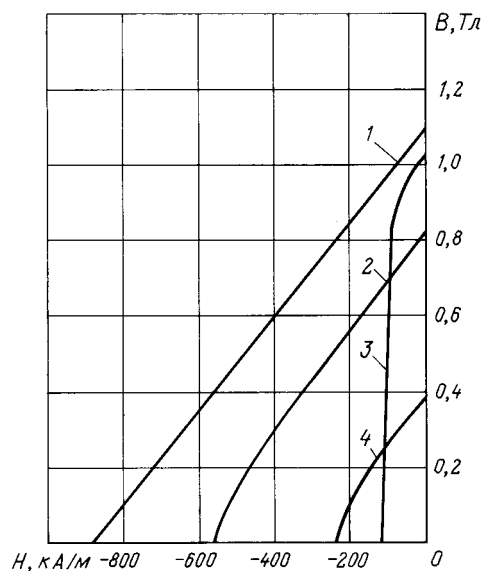


Рис. 1.24. Кривые размагничивания некоторых наиболее используемых магнитотвердых материалов:

1 — сплав NdFeB; 2 — редкоземельный сплав KC37A; 3 — сплав альинико ЮНДК35Т5БА; 4 — феррит стронция 28СА

чить из параграфа 1.3.4 настоящего учебника и из специальной литературы, например [16].

В электрических аппаратах используются также материалы, которые по своим свойствам относятся к *антиферромагнетикам*. У них оказывается энергетически выгодным антипараллельное расположение спинов соседних атомов. Созданы антиферромагнетики, обладающие значительным собственным магнитным моментом, приближающимся (в 2–5 раз меньше) к моменту ферромагнетиков. Такие материалы получили название *ферримагнетиков (ферритов)*. В отличие от металлических, хорошо проводящих ферромагнитных материалов, ферриты являются полупроводниками. Поэтому их удельное электрическое сопротивление намного превышает аналогичное сопротивление сталей и сплавов. Высокое значение электрического сопротивления позволяет значительно снизить вихревые токи и вызываемые ими потери мощности.

Ферриты изготавливают путем прессования и термической обработки порошков из окислов железа, цинка, марганца и других материалов. Максимальная относительная магнитная проницаемость у них равна $(2\div 5)\cdot 10^3$, а индукция технического насыщения $0,35\div 0,5$ Тл [87]. Ферриты бывают как магнитомягкие (никелевые, марганцевые), так и магнитотвердые (бариевые, стронциевые).

Малые потери мощности от вихревых токов, а также возможность производства изделий из них произвольной формы обусловило широкое использование магнитомягких ферритов в качестве магнитопроводов. Изделия из магнитомягких, так называемых *терромагнитных ферритов* (с низкими температурами точки Кюри – $10\div 70$ °С) нашли применение в пожарных извещателях. Магнитотвердые ферриты (например, феррит стронция, – рис. 1.24), используются для изготовления постоянных магнитов.

Для создания магнитопроводов с малыми значениями магнитной проницаемости, мало зависящей от воздействия постоянных и переменных полей, используются *магнитодиэлектрики*. Эти материалы имеют очень высокое удельное электрическое сопротивление, что практически исключает возникновение в них вихревых токов. Среди таких материалов наибольшее распространение получил альсифер – тройной сплав алюминия, кремния и железа. Низкие значения абсолютной магнитной проницаемости μ_a (от нескольких единиц до сотен) позволяют эффективно использовать эти сплавы в реакторах и фильтрах с практически постоянной индуктивностью в широком диапазоне изменения напряженности магнитного поля.

1.3.3. СИЛОВЫЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ПОЛЕ

Анализ силовых взаимодействий в электромеханических аппаратах требуется для установления количественных связей между электрическими и механическими величинами. В частности, для электромагнитов одной из основных характеристик является зависимость *электромагнитной силы* (или *электромагнитного момента*) от положения подвижного элемента (в электромагнитах – это якорь) для различных постоянных значений напряжения,

приложенного к обмотке, или тока в обмотке. Такую зависимость называют *тяговой характеристикой*. Возникающие при преобразовании электрической энергии в механическую в этих аппаратах электромагнитная сила или электромагнитный момент полностью определяются параметрами электромагнитного поля. Как показано в подразделе 1.3.1, электромагнитное поле создается его источниками.

Определение электростатических сил

На распределенные в пространстве электрические объемные заряды плотностью ρ и поверхностные заряды плотностью σ действует электростатическая сила $P_{эс}$, определяемая *законом Кулона* для распределенных зарядов.

$$P_{эс} = \int_V \rho E dV + \int_S \sigma E dS, \quad (1.96)$$

где V и S – объем и площадь поверхностей, занимаемые зарядами, с которыми определяется силовое взаимодействие поля; E – напряженность внешнего по отношению к текущей точке интегрирования электрического поля, т.е. поля, созданного всеми внешними по отношению к данной точке зарядами.

Определение электромагнитных сил

а) *Определение электромагнитной силы взаимодействия проводников с током и магнитного поля на основе использования закона Ампера и закона Био-Савара-Лапласа*

Закон Ампера в дифференциальной форме определяет элементарную электромагнитную силу $d\mathbf{P}_{\text{эм}}$, действующую на элементарный участок $d\mathbf{l}$ бесконечно тонкого проводника с током i , находящийся в однородном магнитном поле с индукцией \mathbf{B} , создаваемом внешними по отношению к этому участку источниками:

$$d\mathbf{P}_{\text{эм}} = i(d\mathbf{l} \times \mathbf{B}) = i dl \sin\gamma, \quad (1.97)$$

где γ — угол между векторами $d\mathbf{l}$ и \mathbf{B} .

Магнитная индукция \mathbf{B} , создаваемая в середине участка длиной $d\mathbf{l}$ внешним элементарным источником длиной $d\mathbf{l}'$ и током i' , при отсутствии ферромагнитных участков в поле (или пренебрежении их влиянием) находится, используя закон Био-Савара-Лапласа

$$d\mathbf{B} = \mu_0 i' (d\mathbf{l}' \times \mathbf{r}) / 4\pi r^3 = \mu_0 i' dl' \sin\alpha / 4\pi r^2, \quad (1.98)$$

где \mathbf{r} — радиус-вектор от середины длины $d\mathbf{l}'$ до середины длины $d\mathbf{l}$, α — угол между векторами $d\mathbf{l}'$ и \mathbf{r} .

Полная электромагнитная сила $\mathbf{P}_{\text{эм}}$, действующая на весь проводник длиной l и током i , находится суммированием $d\mathbf{P}_{\text{эм}}$.

Если требуется учесть конкретные размеры поперечного сечения проводников, используется понятие коэффициента его формы [2,4].

Электромагнитные силы, возникающие при воздействии магнитного поля на проводники с током, называются также *электродинамическими силами* (см. п. 2.3).

б) *Определение электромагнитной силы по изменению магнитной энергии или магнитной коэнергии (энергетический метод)*

Электромагнитная сила $P_{\text{эм}}$ может быть определена по изменению *магнитной энергии* (энергии, запасаемой магнитным полем) W магнитной системы (рис.1.25) при перемещении x подвижного элемента в условиях постоянства магнитных потоков Φ_k всех n возбуждающих контуров ($\Phi_k = \text{const}$; $k = 1, 2, \dots, n$) или постоянстве потокосцеплений ψ_k всех n возбуждающих катушек [5,103,104]:

$$P_{\text{эм}} = -(\partial W / \partial x). \quad (1.99)$$

Знак „минус“ в (1.99) означает, что при независимости потоков (или потокосцеплений) от перемещения подвижного элемента электромагнитная

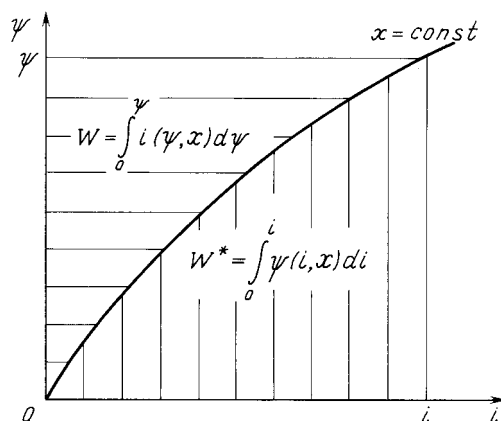


Рис. 1.25. Магнитная энергия W и магнитная коэнергия W^* в электромагнитной системе без остаточного магнетизма

сила направлена в сторону уменьшения магнитной энергии системы.

В условиях постоянства токов всех возбуждающих контуров или катушек ($i_k = \text{const}$; $k = 1, 2, \dots, n$) при перемещении x подвижного элемента сила $P_{\text{эм}}$ находится по изменению *магнитной коэнергии* W^* (рис.1.25) [5,102]:

$$P_{\text{эм}} = \partial W^* / \partial x. \quad (1.100)$$

На примере магнитной системы с одной возбуждающей катушкой, расположенной в определенном положении на магнитопроводе, магнитная коэнергия представляет собой механическую работу, совершаемую электромагнитными силами при перемещении этой катушки, заранее возбужденной током $i_k = \text{const}$ и предварительно бесконечно удаленной с магнитопровода в среду с магнитной проницаемостью $\mu = 0$, в прежнее положение на магнитопроводе. В [5] можно ознакомиться с другим (равнозначимым) примером физической интерпретации магнитной коэнергии.

Из (1.100) следует, что при условии постоянства токов в возбуждающих контурах или катушках электромагнитная сила направлена в сторону увеличения магнитной коэнергии.

Использование понятия магнитной коэнергии оправдано только для нелинейных систем, так как в этом случае изменение магнитной коэнергии не равно изменению магнитной энергии.

Для линейной магнитной системы

$$\begin{aligned} W &= W^* = \sum_{k=1}^n W_k = \sum_{k=1}^n W_k^* = \\ &= \sum_{k=1}^n i_k \Phi_k / 2 = \sum_{k=1}^n i_k^2 L_k / 2. \end{aligned} \quad (1.101)$$

Здесь L_k – эквивалентная (с учетом влияния остальных контуров) статическая индуктивность k -го контура.

Магнитное поле в линейной магнитной системе представляется в виде суммы полей, возбуждаемых отдельно токами i_m в её контурах, где $m = 1, 2, \dots, n$. Тогда поток Φ_k , сцепленный с k -м контуром при заданных токах в контурах, равен сумме потоков Φ_{km} , образованных всеми токами i_m :

$$\Phi_k = \sum_{m=1}^n \Phi_{km} = \sum_{m=1}^n i_m L_{km} = i_k L_k, \quad (1.102)$$

где $L_{km} = \Phi_{km}/i_m$ – статическая взаимдуктивность контуров k и m .

Из (1.102) следует

$$L_k = (\sum_{m=1}^n i_m L_{km})/i_k, \quad (1.103)$$

а из (1.101) и (1.102)

$$W = W^* = 0,5 \sum_{k=1}^n i_k \sum_{m=1}^n i_m L_{km}. \quad (1.104)$$

Например, для системы, состоящей из двух контуров:

$$\sum_{m=1}^n i_m L_{km} = i_1 L_{k1} = i_2 L_{k2};$$

$$\sum_{k=1}^n i_k \sum_{m=1}^n i_m L_{km} = i_1^2 L_{11} \pm i_1 i_2 L_{12} \pm i_2 i_1 L_{21} + i_2^2 L_{22};$$

$$L_1 = L_{11} + i_2 L_{12}/i_1; \quad L_2 = L_{22} + i_1 L_{21}/i_2.$$

Тогда для такой системы

$$W = W^* = i_1^2 L_{11}/2 + i_2^2 L_{22}/2 \pm i_1 i_2 M, \quad (1.105)$$

где L_{11} и L_{22} – статические самоиндуктивности контуров 1 и 2; $M = L_{12} = L_{21}$ – статическая взаимдуктивность этих контуров.

Знак ”+” перед последним членом в (1.105) соответствует согласному включению контуров, а знак „-” – встречному.

Для линейной магнитной системы с одной обмоткой возбуждения

$$W = W^* = i\psi/2, \quad (1.106)$$

где i и ψ – соответственно ток и потокосцепление обмотки.

При неизменном токе в обмотке и линейной магнитной системе из (1.100) и (1.106) следует

$$\begin{aligned} P_{\text{эм}} &= 0,5i (d\psi/dx) = 0,5i^2 (dL/dx) = \\ (i = \text{const}) & \\ &= 0,5F^2 (d\Lambda_{\Sigma\psi}/dx), \end{aligned} \quad (1.107)$$

где L и F – статическая индуктивность и магнитодвижущая сила (МДС) обмотки; $\Lambda_{\Sigma\psi} = \psi/FN$ – суммарная магнитная проводимость магнитной системы, приведенная по потокосцеплению обмотки к её МДС и числу витков N (см. пп. 1.3.4.).

Аналогичное выражение для электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = 0,5F^2 (d\Lambda_{\Sigma\psi}/d\alpha), \quad (1.108)$$

$(i = \text{const})$

где α – угловое перемещение подвижного элемента.

При неизменном потокосцеплении обмотки из (1.99) и (1.106) для линейной магнитной системы

$$\begin{aligned} P_{\text{эм}} &= -0,5\psi (di/dx) = \\ (\psi = \text{const}) & \\ &= -0,5\psi^2 [d(1/\Lambda_{\Sigma\psi})/d\alpha]/N^2. \end{aligned} \quad (1.109)$$

Соответственно, выражение для электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = -0,5\psi^2 [d(1/\Lambda_{\Sigma\psi})/d\alpha]/N^2. \quad (1.110)$$

$(\psi = \text{const})$

При питании обмотки линейной магнитной системы от источника напряжения переменного тока и допущении независимости потокосцепления обмотки от перемещения подвижного элемента (см. пп. 1.3.4) из (1.109) с учетом принятия $i = I_m \sin \omega t$ и $\psi = \psi_m \sin \omega t$ (I_m и ψ_m – амплитудные значения соответственно тока и потокосцепления) следует выражение для мгновенного значения электромагнитной силы

$$P_{\text{эм}} = -P_{\text{эм}m} \sin^2 \omega t = -0,5P_{\text{эм}m} (1 - \cos 2\omega t), \quad (1.111)$$

где амплитудное значение силы

$$P_{\text{эм}m} = 0,5\psi_m (dI_m/dx) = \psi (dI/dx). \quad (1.112)$$

В (1.112) ψ и I – действующие значения потокосцепления и тока, определяемые из выражений

$$\psi = E/\omega = E/2\pi f; \quad (1.113)$$

$$E = \sqrt{U^2 - (IR)^2}, \quad (1.114)$$

где E и U – действующие значения ЭДС обмотки и напряжение питания, R – активное сопротивление цепи обмотки.

Среднее значение электромагнитной силы за период T

$$P_{\text{эм.ср}} = (1/T) \int_0^T P_{\text{эм}} dt = 0,5P_{\text{эм}m} = 0,5\psi (dI/dx). \quad (1.115)$$

Из (1.111) и (1.115) следует

$$P_{\text{эм}} = -P_{\text{эм.ср}} (1 - \cos 2\omega t). \quad (1.116)$$

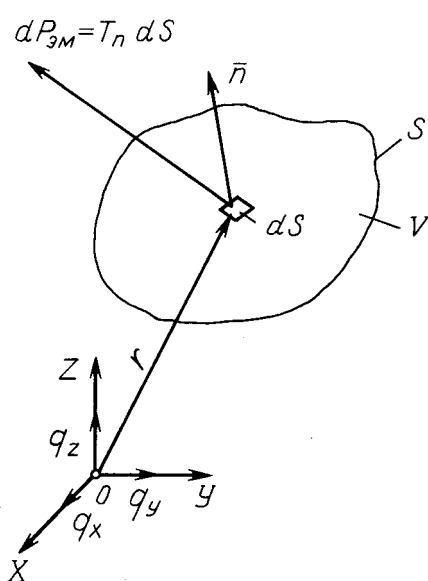


Рис. 1.26. Выражение электромагнитной силы $P_{эм}$, действующей на объем V в области магнитного поля, через натяжение T_n

Метод расчета электромагнитной силы по изменению магнитной энергии или магнитной коэнергии целесообразно использовать, когда магнитное поле системы можно выразить аналитически, в частности, при описании процессов в электромагнитной системе уравнениями электрических и магнитных цепей.

в) *Определение электромагнитной силы по натяжению в магнитном поле*

Электромагнитная сила $P_{эм}$ представляется как сумма элементарных сил натяжения $dP_{эм}$, действующих извне на каждый элемент dS поверхности S , охватывающей объем V в области магнитного поля (рис.1.26) [103]:

$$P_{эм} = \int_S dP_{эм} = \int_S T_n dS, \quad (1.117)$$

где

$$T_n = \lim_{(\Delta \rightarrow 0)} (\Delta P_{эм} / \Delta S) \quad (1.118)$$

– натяжение, представляющее собой силу, действующую извне на единицу поверхности.

Элементарная электромагнитная сила $dP_{эм}$ зависит не только от размера элемента dS , но и от его ориентации, т. е. расположения его центра относительно системы координат (здесь принимаем декартову систему) и направления внешней нормали \mathbf{n} к этому элементу (рис.1.26).

В выбранной системе координат

$$T_n = q_x T_{nx} + q_y T_{ny} + q_z T_{nz}, \quad (1.119)$$

где q_x, q_y, q_z – единичные векторы (орты) соответственно по осям x, y, z ;

T_{nx}, T_{ny}, T_{nz} – составляющие T_n по этим осям.

Тогда

$$P_{эм} = q_x P_{эмx} + q_y P_{эмы} + q_z P_{эмz}, \quad (1.120)$$

где

$$\begin{aligned} P_{эмx} &= \int_S T_{nx} dS; \quad P_{эмы} = \int_S T_{ny} dS; \\ P_{эмz} &= \int_S T_{nz} dS. \end{aligned} \quad (1.121)$$

Можно показать, что

$$T_n = (\mathbf{B}B_n - 0,5B^2\mathbf{n}) / \mu_r \mu_0. \quad (1.122)$$

Выражение (1.122) представляет собой формулу Максвелла для натяжения.

Из выражений (1.117) и (1.122) следует формула Максвелла для электромагнитной силы

$$P_{эм} = (1/\mu_r \mu_0) \int_S (\mathbf{B}B_n - 0,5B^2\mathbf{n}) dS. \quad (1.123)$$

В формулах (1.122) и (1.123) \mathbf{B} – вектор магнитной индукции в рассматриваемой точке поверхности S ; $\mu_r \mu_0 = \mu_a$ – абсолютная магнитная проницаемость среды в этой точке (в воздухе $\mu_r = 1$); \mathbf{n} – единичный нормальный вектор (нормальный орт) к той части поверхности, на которую действует натяжение T_n ; B_n и B – соответственно нормальная составляющая и модуль вектора \mathbf{B} .

В системе координат x, y, z

$$\mathbf{B} = q_x B_x + q_y B_y + q_z B_z; \quad (1.124)$$

$$\mathbf{n} = q_x \cos(\mathbf{n}, q_x) + q_y \cos(\mathbf{n}, q_y) + q_z \cos(\mathbf{n}, q_z); \quad (1.125)$$

$$\begin{aligned} B_n = \mathbf{n}\mathbf{B} &= B_x \cos(\mathbf{n}, q_x) + B_y \cos(\mathbf{n}, q_y) + \\ &+ B_z \cos(\mathbf{n}, q_z). \end{aligned} \quad (1.126)$$

После подстановки (1.124)–(1.126) в (1.122) с учетом (1.119) получаем:

$$\begin{aligned} T_{nx} &= [(B_x^2 - 0,5B^2) \cos(\mathbf{n}, q_x) + B_x B_y \cos(\mathbf{n}, q_y) + \\ &+ B_x B_z \cos(\mathbf{n}, q_z)] / \mu_r \mu_0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{ny} &= [B_y B_x \cos(\mathbf{n}, q_x) + (B_y^2 - 0,5B^2) \cos(\mathbf{n}, q_y) + \\ &+ B_y B_z \cos(\mathbf{n}, q_z)] / \mu_r \mu_0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{nz} &= [B_z B_x \cos(\mathbf{n}, q_x) + B_z B_y \cos(\mathbf{n}, q_y) + \\ &+ (B_z^2 - 0,5B^2) \cos(\mathbf{n}, q_z)] / \mu_r \mu_0. \end{aligned} \quad (1.127)$$

В случае, когда поверхность S разделяет объем V (рис.1.26), заполненный ферромагнетиком с $\mu_r = \infty$, и воздушную среду ($\mu_r = 1$), вектор \mathbf{B} направлен по \mathbf{n} ; с учетом этого из (1.117) и (1.122):

$$P_{эм} = 0,5(1/\mu_0) \int_S B^2 \mathbf{n} dS. \quad (1.128)$$

Если на какой-то площади S_k , являющейся частью поверхности S ферромагнитной детали, поле можно считать равномерным ($B_k = \text{const}$), то при допущении для ферромагнетика $\mu_r = \infty$ на этот участок действует электромагнитная сила

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\text{ЭМ}} &= 0,5(1/\mu_0) \int_{S_k} B_k^2 dS = 0,5(1/\mu_0) B_k^2 S_k = \\ &= 0,5(1/\mu_0) \Phi_k^2 / S_k, \end{aligned} \quad (1.129)$$

где магнитный поток $\Phi_k = B_k S_k$.

Для подавляющего большинства практических задач, встречающихся при анализе электромеханических аппаратов, допустимо приближенно использовать формулы (1.128) и (1.129) уже при $\mu_r > 100$, в чем можно убедиться, решив задачи (1.13, 1.15 и 5.13 в [101].

Суммируя элементарные моменты $d\mathbf{M}_{\text{ЭМ}} = [\mathbf{r} d\mathbf{P}_{\text{ЭМ}}]$ относительно центра координат O (рис.1.26), найдем выражение для электромагнитного момента, действующего на объем V относительно этого центра.

$$\mathbf{M}_{\text{ЭМ}} = \int_S [\mathbf{r} \mathbf{T}_n] dS = \mathbf{q}_x M_{\text{ЭМ}x} + \mathbf{q}_y M_{\text{ЭМ}y} + \mathbf{q}_z M_{\text{ЭМ}z}, \quad (1.130)$$

где

$$\begin{aligned} M_{\text{ЭМ}x} &= \mathbf{q}_x M_{\text{ЭМ}} = \int_S (yT_{nz} - zT_{ny}) dS; \\ M_{\text{ЭМ}y} &= \mathbf{q}_y M_{\text{ЭМ}} = \int_S (zT_{nx} - xT_{nz}) dS; \\ M_{\text{ЭМ}z} &= \mathbf{q}_z M_{\text{ЭМ}} = \int_S (xT_{ny} - yT_{nx}) dS - \end{aligned}$$

— составляющие момента относительно осей x , y и z .

г) *Определение электромагнитной силы по её объемной и поверхностной плотностям в магнитном поле*

Электромагнитная сила, действующая на ферромагнетик объемом V , определяется этим способом [103] по формуле

$$\mathbf{P}_{\text{ЭМ}} = \int_V \mathbf{p}_{\text{ЭМ}V} dV + \int_{S_p} \mathbf{p}_{\text{ЭМ}S} dS, \quad (1.131)$$

где $\mathbf{p}_{\text{ЭМ}V}$ — объемная плотность силы в пределах объема, в котором нет разрыва магнитной проницаемости (нет границ между средами с различными магнитными проницаемостями); $\mathbf{p}_{\text{ЭМ}S}$ — поверхностная плотность силы на поверхностях разрыва магнитной проницаемости, например, на границе между ферромагнетиком и воздухом; S_p — сумма поверхностей разрыва магнитной проницаемости в пределах объема V .

Объемная плотность электромагнитной силы

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{\text{ЭМ}V} &= \mathbf{q}_x p_{\text{ЭМ}Vx} + \mathbf{q}_y p_{\text{ЭМ}Vy} + \mathbf{q}_z p_{\text{ЭМ}Vz} = (\mathbf{J} \times \mathbf{B}) - 0,5 H^2 \nabla \mu_a = \\ &= (\mathbf{J} \times \mathbf{B}) + 0,5 B^2 \nabla (1/\mu_a), \end{aligned} \quad (1.132)$$

где $p_{\text{ЭМ}Vx}$, $p_{\text{ЭМ}Vy}$, $p_{\text{ЭМ}Vz}$ — составляющие $\mathbf{p}_{\text{ЭМ}V}$ по осям x , y , z ; \mathbf{J} — объемная плотность токов, распределенных в объеме dV (рис.1.27).

Из (1.132) следует, что вторая составляющая объемной плотности силы пропорциональна квадрату напряженности поля, коллинеарна градиенту μ_a и направлена по отношению к нему в противоположную сторону, т. е. в сторону уменьшения магнитной проницаемости.

Формулу (1.132) также можно назвать *формулой Максвелла для объемной плотности электромагнитной силы*, так как она им впервые выведена для составляющих этой плотности.

Поверхностная плотность электромагнитной силы, приложенной к элементу dS поверхности раздела S_p между средами 1 и 2 (рис.1.28):

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{\text{ЭМ}S} &= 0,5 \mathbf{n}_2 [H_{\tau}^2 (\mu_{a1} - \mu_{a2}) + \\ &+ B_n^2 (1/\mu_{a2} - 1/\mu_{a1})], \end{aligned} \quad (1.133)$$

где \mathbf{n}_2 — нормаль, внешняя по отношению к среде 1; μ_{a1} и μ_{a2} — магнитные проницаемости в средах 1 и 2; $H_{\tau}^2 = H_{\tau 1}^2 = H_{\tau 2}^2$ и $B_n^2 = B_{n1}^2 = B_{n2}^2$ — квадраты тангенциальных составляющих напряженности и нормальные составляющие индукции на элементе dS поверхности S_p .

Поверхностная плотность электромагнитной силы, действующая на границе между средами, всегда направлена по нормали в сторону среды с меньшей магнитной проницаемостью. Предположим, например, что среда 1 — ферромагнетик, а среда 2 — воздух (рис.1.28). Тогда $\mu_{a2} < \mu_{a1}$, значе-

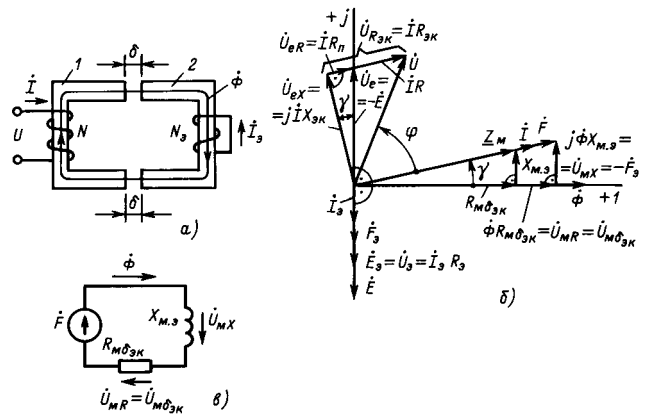


Рис. 1.27. Определение объемной плотности силы $\mathbf{p}_{\text{ЭМ}V}$

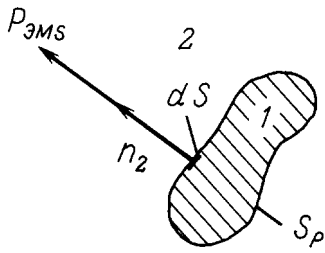


Рис. 1.28. Определение поверхностной плотности силы $\mathbf{P}_{эмс}$

ние в квадратных скобках в (1.133) положительно и плотность силы $\mathbf{P}_{эмс}$ направлена по нормали \mathbf{n}_2 , т. е. в сторону воздуха.

Формула (1.133) вытекает из формулы (1.132), поэтому её можно назвать *формулой Максвелла*

для поверхностной плотности электромагнитной силы.

С учетом объемной и поверхностной плотностей электромагнитной силы действующий на выделенный объем V электромагнитный момент

$$M_{эм} = \int_V (\mathbf{r} \times \mathbf{p}_{эмв}) dV + \int_{S_p} (\mathbf{r} \times \mathbf{p}_{эмс}) dS. \quad (1.134)$$

Формулы Максвелла, приведенные в методах в) и г) справедливы для линейных и нелинейных изотропных безгистерезисных сред и могут быть использованы для расчета электромагнитных сил и моментов магнитной системы произвольной формы при условии, что предварительно проведен расчет её магнитного поля (см., например, [15]).

1.3.4. МАГНИТНАЯ СИСТЕМА И МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Магнитная система — это совокупность проводников с током (или постоянных магнитов) и (при необходимости) магнитомягких элементов, предназначенная для создания заданной конфигурации магнитного поля и его значения в определенном месте пространства. Магнитомягкие элементы магнитной системы образуют магнитопровод, который служит для уменьшения магнитного сопротивления потоку и подведения его к тому месту пространства, где поток используется. Расчет поля магнитной системы осуществляется либо непосредственно методами теории поля (полевые методы), либо методами теории цепей, вытекающими из теории поля. Поле подавляющего большинства магнитных систем электрических аппаратов трехмерно. Расчет трехмерных полей полевыми методами обычно связан со значительными объемами вычислительных работ. Но эти методы более универсальны, дают возможность, если требуется, точнее решить задачу, чем могут обеспечить методы теории цепей. Поэтому во многих случаях их целесообразно использовать как математические модели высокого уровня, когда уже предварительно существенно сужена область поиска размеров магнитной системы и необходимо только „отшлифовать” проектирование.

Методы теории цепей широко применяются в настоящее время и будут применяться в обозримом будущем, особенно на первых стадиях проектирования.

Магнитная цепь — это упрощенное представление о магнитной системе и ее магнитном поле, при котором электромагнитные процессы описываются уравнениями, содержащими понятия: магнитодви-

жущая сила (МДС), разность скалярных магнитных потенциалов (магнитное напряжение), магнитный поток, магнитная проводимость, магнитное сопротивление. Эти понятия формально аналогичны, соответственно, понятиям электродвижущая сила, электрическое напряжение, ток проводимости и сопротивление электрической цепи.

Аналогия между электрическими и магнитными цепями формальна. Например, удельная электрическая проводимость проводников примерно в 10^{10} – 10^{20} раз выше чем у изоляторов, тогда как магнитная проницаемость магнитомягких материалов обычно только в 10^3 – 10^6 раз больше чем у немагнитных материалов. Магнитные цепи большинства магнитных систем электрических аппаратов разомкнуты немагнитными зазорами, которые, однако, не прерывают магнитный поток, а только увеличивают магнитное сопротивление на его пути. Изоляционный же промежуток в электрической цепи постоянного тока практически прерывает ток. Магнитная проницаемость зависит от потока, а электрическая удельная проводимость практически не зависит от тока (без учета нагрева проводника). Эти отличия делают расчеты магнитных цепей более сложными чем расчеты электрических цепей.

Магнитные цепи постоянного тока. Для анализа и расчета магнитных цепей постоянного тока используются три закона: первый и второй законы Кирхгофа и закон Ома для магнитных цепей.

Первый закон Кирхгофа. Алгебраическая сумма магнитных потоков Φ в узле магнитной цепи равна нулю

$$\sum \Phi = 0. \quad (1.135)$$

Поток, входящий в узел, берется с одним знаком, а выходящий из узла — с другим.

Первый закон Кирхгофа для магнитной цепи вытекает из условия непрерывности линий магнитной индукции: $\int_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = 0$, где B — магнитная индукция; S — площадь некоторой замкнутой поверхности.

Второй закон Кирхгофа. Алгебраическая сумма магнитных напряжений на магнитных сопротивлениях любого произвольно выбранного замкнутого контура обхода равна алгебраической сумме МДС, действующих в этом контуре

$$\sum U_M = \sum F, \quad (1.136)$$

где U_M — магнитное напряжение на сопротивлении участка контура; F — МДС, действующая в этом контуре.

Если направление обхода контура совпадает с действительным или условно принимаемым (когда оно не очевидно) положительным направлением магнитного напряжения, то это напряжение подставляется со знаком плюс, если не совпадает, то со знаком минус. Положительное направление магнитного напряжения на магнитном сопротивлении совпадает с положительным направлением потока в этом сопротивлении. Если направление МДС совпадает с направлением обхода, то оно подставляется со знаком плюс, если не совпадает, то со знаком минус.

Определение в результате расчетов какой-либо величины с плюсом означает, что предварительно принятое условно положительное направление совпадает с действительным; если же с минусом, то оно противоположно действительному.

Второй закон Кирхгофа для магнитной цепи вытекает из закона полного тока: $\int_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum \mathbf{I}$, где

\mathbf{H} — напряженность магнитного поля вдоль замкнутого контура обхода длиной l ; $\sum \mathbf{I}$ — алгебраическая сумма токов, пронизывающих этот контур.

Закон Ома для участка магнитной цепи постоянного тока

$$\Phi = \frac{U_M}{R_M} = U_M \Lambda, \quad (1.137)$$

где R_M — магнитное сопротивление участка магнитной цепи; Λ — магнитная проводимость этого участка.

Закон Ома для магнитной цепи вытекает из закона полного тока с учетом (1.136).

Точность расчета магнитной системы методами цепей в значительной степени зависит от точности

определения магнитных проводимостей участков немагнитного пространства, окружающего магнитную систему.

Рассмотрим некоторую произвольную трубку магнитного потока в воздухе (рис. 1.29), между концами которой действует магнитное напряжение $U_M = \varphi_{M1} - \varphi_{M2}$, где φ_{M1} и φ_{M2} — скалярные магнитные потенциалы концов трубки. Магнитная проводимость элементарного участка этой трубки с площадью dS и длиной dl согласно (1.137)

$$\Delta\Lambda = \frac{\mathbf{B} d\mathbf{S}}{\mathbf{H} dl}. \quad (1.138)$$

Тогда магнитная проводимость всей трубки

$$\Lambda = \frac{\int_S \mathbf{B} d\mathbf{S}}{\int_l \mathbf{H} dl}, \quad (1.139)$$

где \mathbf{B} и \mathbf{H} — соответственно векторы магнитной индукции и напряженности поля; S — площадь произвольного сечения трубки, в котором производится расчет потока Φ по индукции \mathbf{B} ; l — длина линии магнитной индукции, по которой рассчитывается циркуляция \mathbf{H} , равная U_M .

Если магнитное поле в воздухе определено векторным магнитным потенциалом \mathbf{A} , то с учетом $\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} = \mu_0 \mathbf{H}$ и теоремы Стокса

$$\left(\int_S \text{rot } \mathbf{A} d\mathbf{S} = \int_{l_1} \mathbf{A} d\mathbf{l}_1 \right)$$

$$\Lambda = \frac{\mu_0 \int_{l_1} \mathbf{A} d\mathbf{l}_1}{\int_l \text{rot } \mathbf{A} d\mathbf{l}}, \quad (1.140)$$

где l_1 — контур, ограничивающий сечение S .

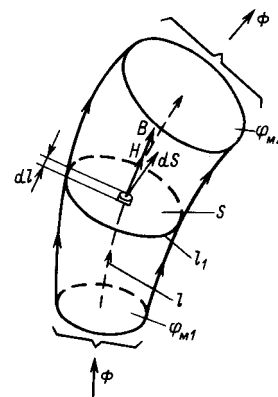


Рис. 1.29. Определение магнитной проводимости произвольной трубки магнитного потока

Из (1.139) и (1.140) следует, что для определения Λ в общем случае необходимо знать векторные характеристики поля. Это связано с решением соответствующей граничной задачи, что осуществить аналитически чаще всего невозможно и приходится использовать численные или другие приближенные методы, с которыми можно ознакомиться в [17–20].

Для простейшего распределения поля – плоскопараллельного участка площадью S и длиной l , имея в виду, что для такого поля в пределах всего участка $B = \mu_0 H = \text{const}$, из (1.139) следует,

$$\Lambda = \frac{\mu_0 S}{l}. \quad (1.141)$$

Магнитное сопротивление участка магнитопровода с постоянной площадью поперечного сечения S и длиной l

$$R_{\text{м.м}} = \frac{l}{\mu_a S} = \frac{\rho_{\text{м}} l}{S}. \quad (1.142)$$

Здесь μ_a и $\rho_{\text{м}} = 1/\mu_a$ – соответственно абсолютная магнитная проницаемость и удельное магнитное сопротивление материала магнитопровода.

При использовании методов расчета цепей поступают следующим образом.

1. Анализируют качественное (но полное) распределение поля в магнитной системе.

2. Реальную конфигурацию поля заменяют упрощенной конфигурацией, состоящей из отдельных участков, достаточно просто описываемых математически; некоторыми участками пренебрегают; вихревые области поля часто заменяют безвихревыми, для чего объемное распределение токов приводят к бесконечно тонкой ленте или нити.

3. Составляют магнитную цепь.

4. Находят магнитные проводимости (или магнитные сопротивления) отдельных участков поля в воздухе и других неферромагнитных участках.

5. Проводят расчет магнитной цепи с учетом или без учета магнитного сопротивления магнитопровода.

При расчете магнитной цепи решается обычно одна из двух задач: прямая или обратная. В прямой задаче известным является магнитный поток Φ (или магнитная индукция B) на некотором участке магнитной системы; требуется определить магнитодвижущую силу (МДС) обмотки F . В обратной задаче задана МДС обмотки; требуется определить поток (или индукцию). Как при прямой, так и при обратной задачах известны также все размеры магнитной системы и материал магнитопровода. В подавляющем большинстве случаев расчеты магнитных цепей постоянного тока проводят без учета гистерезиса намагничивания.

Рассмотрим магнитную систему прямоходового электромагнита, изображенную на рис. 1.30,а. Ее магнитопровод состоит из подвижного элемента – якоря 1 – и неподвижного сердечника 2. Последний имеет две вертикальные части и одну соединяющую их внизу горизонтальную часть – ярмо. Якорь отделен от сердечника двумя воздушными зазорами δ_1 и δ_2 , называемыми *рабочими зазорами*. Именно из-за изменения этих зазоров происходит преобразование энергии и обеспечивается функционирование аппарата. Кроме рабочих зазоров в магнитной системе могут присутствовать паразитные (немагнитные, воздушные) зазоры, обусловленные особенностями конструкции и технологическими условиями ее выполнения. Магнитное поле создается током в обмотке 3, охватывающей левую вертикальную часть сердечника. Направление тока показано крестиком (от нас) и точкой (к нам) на поперечном сечении обмотки.

Ток и линии магнитной индукции создаваемых им магнитных потоков, образуют правовинтовую систему. В дальнейшем магнитный поток, проходящий через рабочие зазоры, будем называть условно рабочим потоком, а остальные потоки – потоками рассеяния.

На рис. 1.30,а представлена картина поля рассматриваемой магнитной системы [21].

Введем ряд упрощений в рассматриваемую магнитную систему и ее магнитное поле – рис. 1.30,б. Обмотку представим в виде бесконечно тонкой ленты 3 длиной $l_{\text{об}}$, расположенной непосредственно на левой вертикальной части сердечника длиной l_c и примем $l_{\text{об}} = l_c$. При указанных представлении и размещении обмотки исчезают потоки рассеяния $\Phi_{\text{в.н}}$ и $\Phi_{\text{в.в}}$ (рис. 1.30,а). Пренебрежем также „наружным” потоком рассеяния $\Phi_{\text{с.н}}$, считая его существенно меньшим аналогичного „внутреннего” потока рассеяния $\Phi_{\text{с.в}}$ (рис. 1.30,а). Поле последнего примем плоскопараллельным и ограниченным сверху горизонтальной штриховой линией. Будем также считать, что рабочий поток проходит из сердечника в якорь в зазоре δ_1 и далее из якоря в сердечник в зазоре δ_2 только в пределах торцов сердечника, причем области прохождения этого потока в обоих зазорах считаем одинаковыми; для упрощения расчета магнитных проводимостей этих областей ([17–20]) ограничим их в плоскости чертёжа частями окружности.

Выделим элементарную трубку потока рассеяния, удаленную на расстояние x от ярма (рис.1.30,в). В общем случае поток, протекающий по этой трубке,

$$d\Phi_{dx} = U_{\text{мдс}} \lambda_{dx} dx, \quad (1.143)$$

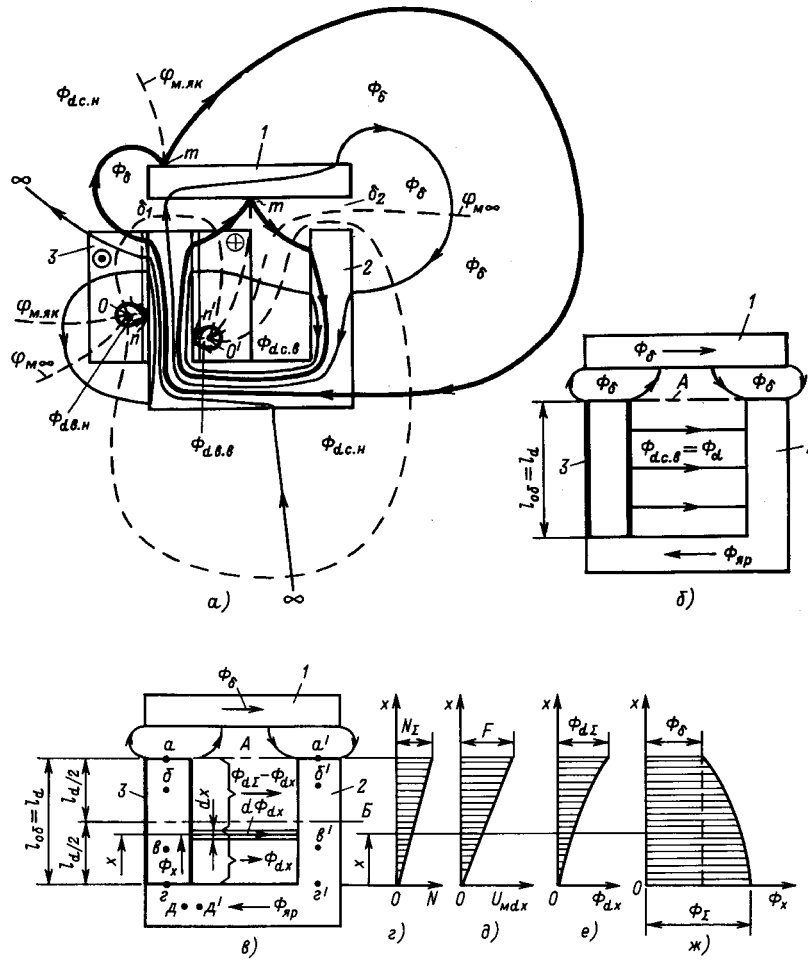


Рис. 1.30. Анализ магнитного поля и распределения магнитных потоков в магнитной системе постоянного тока: а – картина магнитного поля; б – упрощенная магнитная система; в – схема потокораспределения; г-ж – эпюры изменения соответственно числа витков обмотки, разности магнитных потенциалов, потока рассеяния и потока в магнитопроводе

где $U_{мдх}$ и $\lambda_{дх}$ – соответственно магнитное напряжение на элементарной трубке (между вертикальными частями сердечника) и удельная (на единицу длины l_d) магнитная проводимость рассеяния на расстоянии x от ярма; dx – ширина трубки.

При равенстве конфигураций вертикальных частей сердечника для принятой упрощенной картины поля (рис. 1.30, б)

$$U_{мдх} = \int_0^x f_x dx - \Phi_{ЯР} R_{М.ЯР} - 2 \int_0^x \Phi_x r_{МХ} dx. \quad (1.144)$$

Здесь f_x – удельная (на единицу длины) МДС обмотки; $\Phi_{ЯР}$ – магнитный поток в ярме; $R_{М.ЯР}$ – магнитное сопротивление ярма; Φ_x и $r_{МХ}$ – соответ-

ственно магнитный поток в вертикальных частях сердечника и удельное сопротивление этих частей на расстоянии x от ярма.

Значение удельного магнитного сопротивления

$$r_{МХ} = \frac{1}{\mu_{ах} S_{сх}} = \frac{\rho_{МХ}}{S_{сх}}, \quad (1.145)$$

где $\mu_{ах}$, $\rho_{МХ}$ и $S_{сх}$ – абсолютная магнитная проницаемость, удельное магнитное сопротивление материала и площадь поперечного сечения вертикальных частей сердечника на расстоянии x от ярма.

С учетом (1.136) и (1.137) и закона полного тока

$$\int_0^x \Phi_x r_{МХ} dx = \int_0^x H_x dx, \quad (1.146)$$

где H_x – напряженность поля в вертикальных частях сердечника на расстоянии x от ярма.

С учетом (1.143) и (1.144) следует, что поток рассеяния, ушедший с левой вертикальной части сердечника на его правую часть на расстоянии x ,

$$\Phi_{dx} = \int_0^{\kappa} U_{Mdx} \lambda_{dx} dx = \iint_{00}^{\kappa\kappa} f_x \lambda_{dx} dx dx - \Phi_{я\pi} R_{м.я\pi} \int_0^{\kappa} \lambda_{dx} dx - 2 \iint_{00}^{\kappa\kappa} \Phi_{x'_{Mx}} \lambda_{dx} dx dx. \quad (1.147)$$

При пренебрежении магнитным сопротивлением магнитопровода ($\mu_{ax} = \infty$, $\rho_{mx} = 0$, $R_{м.я\pi} = 0$)

$$U_{Mdx} = \int_0^{\kappa} f_x dx. \quad (1.148)$$

При равномерном распределении витков обмотки вдоль ее длины (рис. 1.30,з) $f_x = f = \text{const}$, из (1.148) следует

$$U_{Mdx} = f x \quad (1.149)$$

(см. рис. 1.30,д).

В упрощенной картине поля (рис. 1.30,б) мы допустили равномерность распределения потока рассеяния, что означает при пренебрежении магнитным сопротивлением магнитопровода $\lambda_{dx} = \lambda_d = \text{const}$.

Тогда из (1.143) с учетом (1.149)

$$d\Phi_{dx} = f \lambda_d x dx \quad (1.150)$$

и из (1.147) после интегрирования с учетом $l_{об} = l_d$

$$\Phi_{dx} = f \lambda_d x^2 / 2 = F \lambda_d x^2 / 2 l_d \quad (1.151)$$

(рис. 1.30,е).

Суммарный поток рассеяния ($x = l_d$)

$$\Phi_{d\Sigma} = F \frac{\lambda_d l_d}{2}. \quad (1.152)$$

Поток в вертикальных частях сердечника на расстоянии x (рис. 1.30,в)

$$\Phi_x = \Phi_\delta + (\Phi_{d\Sigma} - \Phi_{dx}) = F \Lambda_{\delta\text{ЭК}} + F \lambda_d \frac{l_d^2 - x^2}{2 l_d}, \quad (1.108)$$

где $\Lambda_{\delta\text{ЭК}}$ – эквивалентная магнитная проводимость двух последовательных рабочих зазоров δ_1 и δ_2 .

С учетом принятого допущения об идентичности областей поля в рабочих зазорах $\Lambda_{\delta\text{ЭК}} = 1/R_{м\delta\text{ЭК}} = (\Lambda_{\delta_1} \Lambda_{\delta_2}) / (\Lambda_{\delta_1} + \Lambda_{\delta_2}) = \Lambda_\delta / 2$, где $R_{м\delta\text{ЭК}}$ – магнитное сопротивление, соответствующее проводимости $\Lambda_{\delta\text{ЭК}}$.

График распределения потока Φ_x вдоль оси x дан на рис. 1.30,ж.

При $x = l_d$ поток Φ_x равен потоку Φ_δ , а при $x = 0$ – потоку в ярме $\Phi_{я\pi}$ и представляет для принятых допущений (в том числе $\mu_a = \infty$) суммарный поток магнитной системы

$$\Phi_\Sigma = \Phi_{я\pi} = F(\Lambda_{\delta\text{ЭК}} + K_\Phi \Lambda_{d\Sigma\Gamma}). \quad (1.154)$$

Здесь $\Lambda_{d\Sigma\Gamma} = \lambda_d l_d$ – суммарная магнитная проводимость плоскопараллельного поля рассеяния рассматриваемой магнитной системы (рис. 1.30,б,в), определяемая только ее геометрией; $K_\Phi = 1/2$ – коэффициент приведения по потоку магнитной проводимости рассеяния рассматриваемой магнитной системы к МДС обмотки F .

Часть выражения (1.154), заключенная в скобки, представляет собой суммарную магнитную проводимость рассматриваемой магнитной системы, приведенную по потоку Φ_Σ к МДС обмотки F :

$$\Lambda_{\Sigma\Phi} = \frac{1}{R_{\Sigma\Phi}} = \frac{\Phi_\Sigma}{F} = \Lambda_{\delta\text{ЭК}} + K_\Phi \Lambda_{d\Sigma\Gamma}, \quad (1.155)$$

где $R_{\Sigma\Phi}$ – магнитное сопротивление, соответствующее суммарной магнитной проводимости $\Lambda_{\Sigma\Phi}$.

Отношение $\Phi_\Sigma / \Phi_\delta = \sigma_{\Sigma\Phi}$ называется суммарным коэффициентом рассеяния магнитной системы по потоку.

Суммарное потокоцепление рассматриваемой магнитной системы

$$\Psi = \Psi_\delta + \int_0^{l_d} d\Psi_{dx}. \quad (1.156)$$

Так как линии магнитной индукции рабочего потока Φ_δ в рассматриваемой упрощенной модели поля (рис. 1.30,б) охватывают все витки обмотки N_Σ , то $\Psi_\delta = N_\Sigma \Phi_\delta$.

Дифференциальное выражение для потокоцепления рассеяния

$$d\Psi_{dx} = N_x d\Phi_{dx} \quad (1.157)$$

где N_x – число витков обмотки, охватываемых потоком $d\Phi_{dx}$. Для равномерной намотки витков и $l_{об} = l_d$ имеем $N_x = N_\Sigma x / l_d$.

Тогда из (1.156) с учетом (1.150) после интегрирования

$$\Psi_\Sigma = N_\Sigma F (\Lambda_{\delta\text{ЭК}} + K_\Psi \Lambda_{d\Sigma\Gamma}). \quad (1.158)$$

Здесь $K_\Psi = 1/3$ – коэффициент приведения по потокоцеплению магнитной проводимости рассеяния рассматриваемой магнитной системы к МДС F и суммарному числу витков N_Σ обмотки.

Часть (1.158), заключенная в скобки, представляет собой суммарную магнитную проводимость рассматриваемой магнитной системы, приведенную по потокосцеплению Ψ_Σ к F и N_Σ обмотки:

$$\Lambda_{\Sigma\Psi} = \frac{\Psi_\Sigma}{N_\Sigma F} = \Lambda_{\delta\epsilon\kappa} + K_\Psi \Lambda_{d\Sigma\Gamma} \quad (1.159)$$

С учетом того, что $K_\Phi = 1/2$, а $K_\Psi = 1/3$, из сравнения (1.155) и (1.159) следует: $\Lambda_{\Sigma\Psi} < \Lambda_{\Sigma\Phi}$.

Отношение $\Psi_\Sigma/\Psi_\delta = \sigma_{\Sigma\Psi}$ называется суммарным коэффициентом рассеяния по потокосцеплению. Индуктивность L и магнитная энергия W_M рассматриваемой магнитной системы при всех принятых выше допущениях

$$L = \frac{\Psi_\Sigma}{I} = N_\Sigma^2 (\Lambda_{\delta\epsilon\kappa} + K_\Psi \Lambda_{d\Sigma\Gamma}) \quad (1.160)$$

$$W_M = \frac{\Psi_\Sigma I}{2} = \frac{LI^2}{2} = F^2 \frac{\Lambda_{\delta\epsilon\kappa} + K_\Psi \Lambda_{d\Sigma\Gamma}}{2} \quad (1.161)$$

Эти выражения могут быть использованы для расчета по энергетическим формулам электромагнитной силы, создаваемой данной магнитной системой. Выражение (1.160), кроме того, необходимо для определения постоянной времени этой магнитной системы и временных параметров электромагнитных аппаратов с ее применением.

На рис. 1.31,а приведена магнитная цепь рассматриваемой магнитной системы, составленная по упрощенной картине поля (рис. 1.30,б) без учета магнитного сопротивления магнитопровода. На рис. 1.31,б,в показаны последовательные этапы преобразования этой исходной схемы замещения до простейшей цепи рис. 1.31,в с источником МДС и суммарным магнитным сопротивлением $R_{M\Sigma\Phi}$ на его зажимах.

При анализе магнитной системы с учетом магнитного сопротивления магнитопровода решить аналитически (1.144), (1.147) и подобные им уравнения, определяющие распределение в магнитной системе магнитных напряжений и потоков, чаще всего не удается даже при $f_x = \text{const}$ и $\lambda_{dx} = \text{const}$. Это связано со сложностью нахождения μ_{ax} , определяемой, в свою очередь, при заданном материале магнитопровода распределением потоков в магнитной системе, так как μ_{ax} зависит от индукции.

Для преодоления этого затруднения поступают, например, следующим образом.

1. Детали магнитопровода, между которыми по воздуху проходит распределенный поток (например, поток Φ_d в рассматриваемой магнитной системе) разбивают на ряд участков; путь доли суммарного распределенного потока, проходящий между

двумя из этих участков по воздуху, представляют сосредоточенным в виде ветви магнитной цепи с соответствующим магнитным сопротивлением воздушного промежутка, включенным между началами, концами или серединами этих участков. Истинная распределенная магнитная цепь заменяется „менее распределенной” – расчетной магнитной цепью.

2. Магнитопровод с изменяющимся по его длине магнитным потоком (в рассматриваемой магнитной системе – Φ_x) заменяется суммой участков, в пределах каждого из которых поток принимается неизменным, а соответственно, при постоянной вдоль длины участка площадью его поперечного сечения, принимается неизменной и магнитная индукция. Чем больше участков, тем ближе расчетная магнитная система к первичной.

В качестве примера каждую из вертикальных частей сердечника длиной l_d рассматриваемой магнитной системы разобьем на два равных участка – см. горизонтальную штриховую линию B на рис. 1.30,б. Поток рассеяния Φ_{d1} между первыми (верхними) участками сосредоточим в ветвь магнитной цепи с сопротивлением $R_{M\delta 1}$, подключенным к точ-

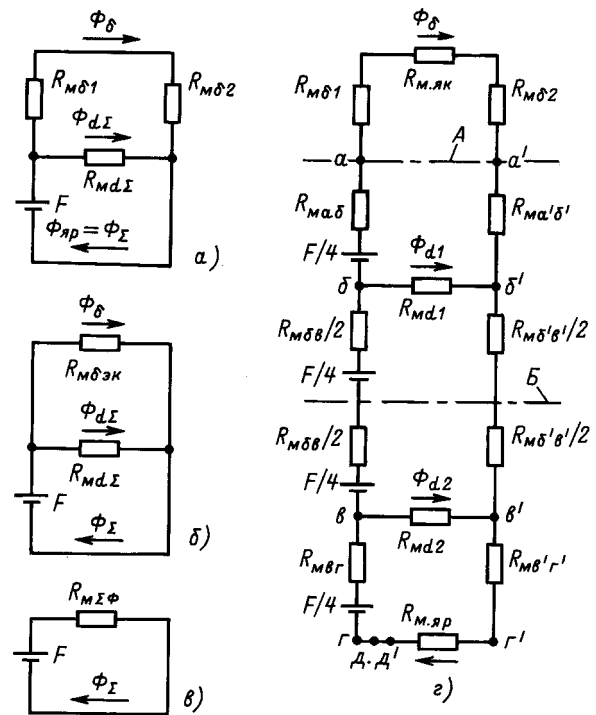


Рис. 1.31. Магнитные цепи системы, изображенной на рис. 1.30,б.

а–в – без учета магнитного сопротивления магнитопровода; з – с учетом магнитного сопротивления магнитопровода

кам δ и δ' посредине соответственно левого и правого верхних участков. Поток рассеяния Φ_{d2} между вторыми (нижними) участками сосредоточим в ветвь с сопротивлением R_{md2} , подключенным к точкам b и b' , соответствующим серединам нижних участков.

На рис. 1.31,з приведена эквивалентная принятому разбиению магнитная цепь с учетом магнитного сопротивления магнитопровода. Обозначения в цепи понятны при совместном рассмотрении рис. 1.30,в и рис. 1.31,з. Определение параметров такой цепи осуществляется путем последовательных итераций. Если задан поток Φ_δ и необходимо найти МДС обмотки F , то задаются последовательно рядом значений F и при каждом из этих значений рассчитывают магнитную цепь до тех пор, пока магнитное напряжение между бесконечно близкими точками d и d' (рис. 1.30,в и рис. 1.31,з) не станет отличаться по модулю от нуля меньше заранее заданного малого значения $\varepsilon \ll F$. Соответствующее этому условию значение F будет искомым.

Магнитные цепи переменного тока. Значение тока в обмотке магнитной системы, подключенной к источнику переменного напряжения u , не равно этому напряжению, деленному на активное сопротивление провода обмотки, как это имеет место в магнитной системе постоянного тока в статическом или квазистатическом режимах работы (при бесконечно медленном перемещении якоря).

Связь между мгновенными значениями напряжения u , тока i , активного сопротивления R и потокосцепления ψ на переменном токе определяется выражением

$$u = iR + \frac{d\psi_\Sigma}{dt}, \quad (1.162)$$

где $iR = u_R$, $d\psi_\Sigma/dt = u_e = -e$; u_R — активная составляющая напряжения; u_e — реактивная составляющая напряжения, равная по модулю и обратная по фазе ЭДС обмотки e .

Если пренебречь u_R и считать, что $\psi_\Sigma = \psi_{\Sigma m} \sin \omega t$, то

$$\begin{aligned} u &= \omega \psi_{\Sigma m} \cos \omega t = \sqrt{2} \omega \psi_\Sigma \cos \omega t = \\ &= U_m \cos \omega t = \sqrt{2} U \cos \omega t. \end{aligned}$$

Откуда

$$\psi_{\Sigma m} = \sqrt{2} \psi_\Sigma = \frac{U_m}{\omega} = \frac{U}{4,44f}. \quad (1.163)$$

Таким образом, если задано напряжение, то задано и потокосцепление, которое при допущении $u_R = 0$ не зависит от рабочего зазора δ . По обмотке

должен протекать ток такого значения, чтобы создать это потокосцепление.

Если пренебречь магнитным сопротивлением магнитопровода, то из (1.163) с учетом (1.159) следует

$$I = \frac{U}{\omega N_\Sigma^2 \Lambda_{\Sigma\psi}}. \quad (1.164)$$

Таким образом, ток в обмотке будет возрастать с увеличением рабочего зазора δ , так как при этом уменьшается значение $\Lambda_{\Sigma\psi}$.

Конечно, из этого не следует делать вывод, что с увеличением δ рабочий поток остается неизменным. Суммарное потокосцепление Ψ_Σ складывается из рабочего потокосцепления Ψ_δ и потокосцепления рассеяния $\Psi_{d'}$. С увеличением зазора δ потокосцепление рассеяния увеличивается, а рабочее потокосцепление уменьшается.

Кроме того, если учесть падение напряжения на активном сопротивлении R , то

$$\Psi_\Sigma = \frac{\sqrt{U^2 - (IR)^2}}{\omega}, \quad (1.165)$$

а так как с увеличением зазора δ ток увеличивается, то суммарное потокосцепление Ψ_Σ уменьшается. Однако это уменьшение, так же как и уменьшение рабочего потокосцепления (а соответственно и рабочего потока) значительно меньше, чем в такой же магнитной системе постоянного тока. По этой причине тяговые характеристики магнитной системы (например, зависимости электромагнитной силы от рабочего зазора) переменного тока более пологи, чем тяговые характеристики магнитных систем постоянного тока.

При расчете магнитной системы переменного тока кроме активных магнитных сопротивлений воздушных промежутков и магнитопровода необходимо учитывать потери в магнитопроводе из-за гистерезиса и вихревых токов, а также действие вторичных электропроводящих контуров (дополнительные замкнутые обмотки, короткозамкнутые витки, другие электропроводящие тела), пронизываемых потоком первичной обмотки магнитной системы. Потери определяют разные фазы магнитных потоков и МДС. Для учета этой особенности по аналогии с электрическими цепями используются комплексные значения магнитных сопротивлений. Значения магнитного потока, потокосцепления, МДС и магнитного напряжения также представляются в комплексном виде, например,

$$\Phi_m = \frac{U_{Mm}}{Z_m}, \quad (1.166)$$

где Z_M – комплексное магнитное сопротивление, которое определяется как

$$Z_M = R_M + jX_M. \quad (1.167)$$

Здесь R и X_M – соответственно активная и реактивная составляющие Z_M .

Если $\Phi_t = \Phi_m \sin \omega t$, то $u_M = U_{Mm} \sin(\omega t + \gamma)$, где угол

$$\gamma = \arctg(X_M/R_M) \quad (1.168)$$

называется *углом потерь*.

Согласно (1.166) комплексное магнитное сопротивление участка магнитопровода

$$Z_{M.M} = \frac{U_{M.M.m}}{\Phi_m} = \frac{H_m l}{B_m S}. \quad (1.169)$$

Обозначим $\rho_{MZ} = H_m/B_m = H/V$. Эта величина – *комплексное удельное магнитное сопротивление материала магнитопровода*. Обратная ей величина $\mu_a = 1/\rho_{MZ} = B/H$ – *комплексная магнитная проницаемость материала магнитопровода*.

Разложим ρ_{MZ} на активную ρ_{MR} и реактивную ρ_{MX} составляющие:

$$\rho_{MZ} = \rho_{MR} + j\rho_{MX}. \quad (1.170)$$

Тогда $Z_{M.M} = \rho_{MZ} l/S = (\rho_{MR} + j\rho_{MX}) l/S$.

Согласно (1.167) активная и реактивная составляющие $Z_{M.M}$:

$$R_{M.M} = \rho_{MR} l/S; \quad X_{M.M} = \rho_{MX} l/S. \quad (1.171)$$

Активная составляющая комплексного магнитного напряжения $U_{M.M.R} = \Phi R_{M.M}$, а реактивная $U_{M.M.X} = j\Phi X_{M.M}$.

Для вычисления ρ_{MX} необходимо знать потери на вихревые токи и перемагничивание. Значения этих потерь приводятся в нормативных документах, технических условиях на материал или находятся расчетным путем [19].

Значения ρ_{MZ} определяются по кривой намагничивания, снятой на переменном токе соответствующей частоты. Затем рассчитываются значения $\rho_{MR} = \sqrt{\rho_{MZ}^2 - \rho_{MX}^2}$.

Для ряда материалов ρ_{MR} и ρ_{MX} можно найти по кривым зависимостей от магнитной индукции [19]. При этом следует иметь в виду, что часто в технической литературе, в том числе в [19] за комплексное удельное магнитное сопротивление вместо $\rho_{MZ} = H_m/B_m = H/V$ принято отношение действующего значения напряженности магнитного поля к амплитуде магнитной индукции, т. е. H/B_m .

Магнитопроводы магнитных систем переменного тока выполняют в основном из кремнистых

электротехнических сталей, которые обладают малыми потерями на перемагничивание (мала коэрцитивная сила) и на вихревые токи (повышенное удельное электрическое сопротивление). В целях уменьшения потерь на вихревые токи магнитопроводы изготавливают шихтованными в виде набора электрически изолированных друг от друга пластин толщиной от 0,1 до 1 мм. Для снижения потерь в магнитной системе переменного тока используют также и другие материалы, например, магнитомягкие ферриты, аморфные сплавы.

Рассмотрим простейшую магнитную систему, представляющую собой тороидальный магнитопровод с равномерно намотанной на нем обмоткой (рис. 1.32,а). Полная (для электрической и магнитной цепей) векторная диаграмма такой системы дана на рис. 1.32,б, а схема ее магнитной цепи – на рис. 1.32,в. Обмотка имеет активное сопротивление R и подключена к источнику напряжения U переменного тока. Комплексные действующие значения величин на диаграмме соответствуют эквивалентным синусоидам [23].

Вектор напряжения U_e разложен на две составляющие: активную U_{eR} , совпадающую по фазе с током I , и реактивную U_{eX} , опережающую ток на 90° . В свою очередь $U_{eR} = IR_{\Pi}$, а $U_{eX} = jIX_{\text{ЭК}}$. Значение R_{Π} определяется потерями в магнитопровode P_{Π} ($R_{\Pi} = P_{\Pi}/I^2$), а эквивалентное реактивное сопротивление обмотки $X_{\text{ЭК}} = \omega L_{\text{ЭК}}$, где $L_{\text{ЭК}}$ – ее эквивалентная индуктивность.

Используя векторную диаграмму рис. 1.32,б, определим выражения для $L_{\text{ЭК}}$ и R_{Π} . Значение ЭДС $E = \omega N\Phi$. Из векторной диаграммы следует, что $\Phi = IN \cos\gamma/R_{M.M}$. Тогда $E = I\omega L_0 \cos\gamma$, где

$$L_0 = N^2/R_M \quad (1.172)$$

– индуктивность обмотки без потерь в магнитопроводе и экранах.

В данном случае $L_0 = N^2/R_{M.M}$. Согласно векторной диаграмме

$$E = U_e = U_{eX}/\cos\gamma = IX_{\text{ЭК}}/\cos\gamma = I\omega L_{\text{ЭК}}/\cos\gamma,$$

где $\gamma = \arctg(X_{M.M}/R_{M.M})$.

Приравняв два полученных выражения для ЭДС обмотки, получаем

$$L_{\text{ЭК}} = L_0 \cos^2\gamma. \quad (1.173)$$

Обращаясь еще раз к векторной диаграмме, имеем $E = U_e = U_{eR}/\sin\gamma = IR_{\Pi}/\sin\gamma$, что дает нам возможность определить

$$R_{\Pi} = \omega L_0 \sin\gamma \cos\gamma. \quad (1.174)$$

Эквивалентное комплексное сопротивление обмотки

$$Z = R_{\text{ЭК}} + jX_{\text{ЭК}}, \quad (1.175)$$

где

$$R_{\text{ЭК}} = R + R_{\text{П}} \quad (1.176)$$

— ее эквивалентное активное сопротивление.

Комплексное напряжение питания

$$U = U_{R_{\text{ЭК}}} + U_{eX}, \quad (1.177)$$

и его действующее значение

$$U = \sqrt{U_{R_{\text{ЭК}}}^2 + U_{eX}^2}. \quad (1.178)$$

Здесь $U_{R_{\text{ЭК}}} = IR_{\text{ЭК}}$.

Суммарные активные потери в магнитной системе

$$P = IU \cos \varphi = IU_{R_{\text{ЭК}}} = I^2 R_{\text{ЭК}}, \quad (1.179)$$

где φ — угол сдвига фаз между током и напряжением, равный

$$\varphi = \arctg(X_{\text{ЭК}}/R_{\text{ЭК}}). \quad (1.180)$$

Рассмотрим теперь магнитную систему рис. 1.33,а, содержащую магнитопровод, состоящий из двух (1 и 2) частей, разделенных одинаковыми воздушными зазорами δ . На левой части магнитопровода расположена первичная обмотка с N витками. К обмотке подведено напряжение U . На правой части магнитопровода расположена вторичная обмотка (электромагнитный экран) с числом витков N_3 . Рассмотрим работу такой магнитной

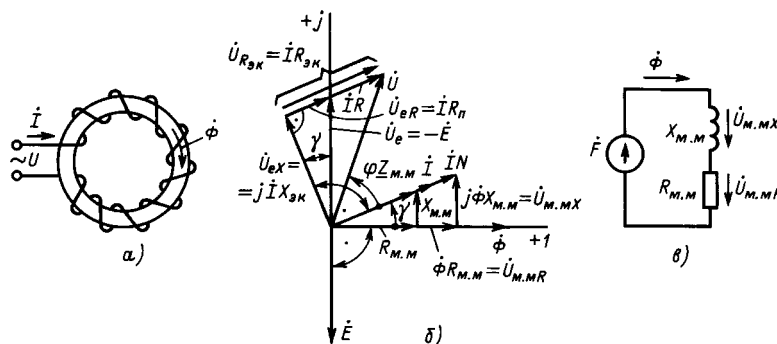


Рис. 1.32. Магнитная система переменного тока в виде тороидального магнитопровода с равномерно намотанной обмоткой (а), ее полная векторная диаграмма (б) и схема магнитной цепи (в)

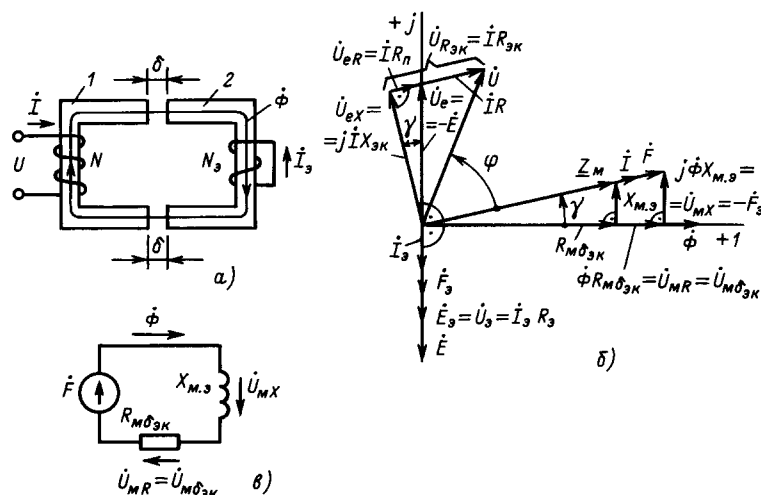


Рис. 1.33. К анализу магнитной системы переменного тока с двумя воздушными зазорами и электромагнитным экраном без учета рассеяния и магнитного сопротивления магнитопровода:

а — магнитная система; б — полная векторная диаграмма; в — схема магнитной цепи

системы при согласных условно положительных направлениях [23] токов и МДС обмоток (рис. 1.33,а). Обмотки связаны между собой общим магнитным потоком Φ . Потоками рассеяния обмоток и магнитным сопротивлением магнитопровода пренебрежем.

Условно положительное направление потока Φ также можно выбрать произвольно. Здесь и далее будем его связывать правилом правого винта с током первичной обмотки.

Для электрических цепей первичной обмотки и экрана можно записать:

$$U = IR + U_e ; \quad (1.181)$$

$$U_e = -E = j\omega N\Phi ; \quad (1.182)$$

$$U_3 = E_3 = I_3 R_3 = -j\omega N_3 \Phi . \quad (1.183)$$

Для магнитной цепи:

$$F + F_3 = U_{MR} = U_{мдэк} = \Phi R_{мдэк} , \quad (1.184)$$

где $F = IN$, $F_3 = I_3 N_3$, $R_{мдэк}$ — эквивалентное магнитное сопротивление двух воздушных зазоров δ .

По полученным уравнениям на рис. 1.33,б построена полная векторная диаграмма. По действительной оси отложен поток Φ . От потока отстают на 90° ЭДС E и E_3 . С ЭДС E_3 , индуктированной в экране, совпадает по направлению [см. (1.182)] ток I_3 , а значит и МДС F_3 .

Сумма МДС F и F_3 дает магнитное напряжение $U_{MR} = U_{мдэк}$ на активном сопротивлении $R_{мдэк}$. Это напряжение совпадает по фазе с потоком Φ [см.(1.184)].

Из (1.184) и векторной диаграммы следует, что вектор F имеет активную U_{MR} и реактивную U_{MX} составляющие:

$$F = U_{MR} + U_{MX} , \quad (1.185)$$

где

$$U_{MX} = -F_3 . \quad (1.186)$$

Замена F_3 на реактивное магнитное напряжение U_{MX} равносильна замене ее на реактивное магнитное сопротивление экрана $X_{м.э}$, поток в котором отстает от магнитного напряжения на 90° :

$$U_{MX} = j\Phi X_{м.э} . \quad (1.187)$$

Таким образом исследуемая магнитная цепь формально приводится к магнитной цепи с одной обмоткой (рис. 1.33,в). Из (1.183) следует:

$$I_3 = \omega N_3 \Phi / R_3 . \quad (1.188)$$

Так как $U_{MX} = F_3 = I_3 N_3$, то с учетом (1.187) и (1.188) имеем

$$X_{м.э} = I_3 N_3 / \Phi = \omega N_3^2 / R_3 . \quad (1.189)$$

Тогда (рис. 1.33,в):

$$Z_M = R_{мдэк} + jX_{м.э} . \quad (1.190)$$

На рис. 1.33,б вектор U_e аналогично предыдущему случаю (рис. 1.32,б) разложен на две составляющие: активную $U_{eR} = IR_{\Pi}$ и реактивную $U_{eX} = jIX_{\text{эк}} = jI\omega L_{\text{эк}}$. Сравнивая векторные диаграммы рис. 1.32,б и рис. 1.33,б, приходим к выводу, что для магнитной системы с экраном при принятых допущениях остаются справедливыми (1.172)–(1.180). Следует только учитывать, что в (1.173) и (1.174), применительно к магнитной системе, изображенной на рис. 1.33,а, при принятых допущениях $L_0 = N^2 / R_{мдэк}$; $\gamma = \arctg (X_{м.э} / R_{мдэк})$.

Если построить с учетом диаграммы рис. 1.33,б кривые изменения во времени потока, а также ЭДС и токов в первичной обмотке и экране, то можно убедиться, что при принятых допущениях большую часть времени действительные направления МДС первичной обмотки и экрана встречны, а меньшую — согласны. Встречное направление МДС означает, что в эти моменты времени действительное направление тока I_3 противоположно предварительно принятому на рис. 1.33,а условно положительному направлению.

Сравнение векторных диаграмм рис. 1.32,б и рис. 1.33,б показывает их структурную идентичность. Следовательно, анализируя магнитную систему с экраном при учете активного и реактивного магнитных сопротивлений магнитопровода, а также магнитного сопротивления воздушных зазоров и пренебрежении рассеянием первичной обмотки и экрана, можно использовать уже известные (1.172)–(1.180). Необходимо только учитывать, что тогда (1.172) примет вид:

$$L_0 = N^2 / (R_{м.эк} + R_{м.м}),$$

где $\gamma = \arctg [(X_{м.э} + X_{м.м}) / (R_{мдэк} + R_{м.м})]$.

Комплексное магнитное сопротивление в этом случае:

$$Z_M = (R_{мдэк} + R_{м.м}) + j(X_{м.э} + X_{м.м}) . \quad (1.191)$$

Анализ магнитной системы переменного тока с учетом потоков рассеяния первичной обмотки и экрана, а также разветвленных магнитных систем переменного тока более сложен и не является предметом рассмотрения в данном учебнике. С этими вопросами можно ознакомиться в [19, 23].

Магнитные системы с постоянными магнитами. Постоянные магниты — это тела, выполненные из специальных сплавов или изготовленные путем спекания частиц различных материалов, которые, будучи намагниченными, способны за счет запа-

сенной магнитной энергии служить источником магнитного поля.

Важнейшей характеристикой материала постоянного магнита является кривая размагничивания, представляющая собой часть предельной петли гистерезиса $B = f(H)$ этого материала, расположенная во втором квадранте осей B и H .

Существует и другие разновидности кривой размагничивания: $B_M = f(H)$, где $B_M = \mu_0 M$ — индукция намагниченности M материала, и $M = f(H)$.

Если известна одна из этих характеристик, то другую можно построить на основании выражения (1.69).

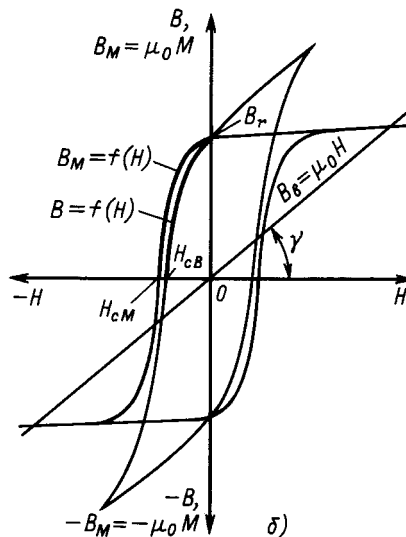
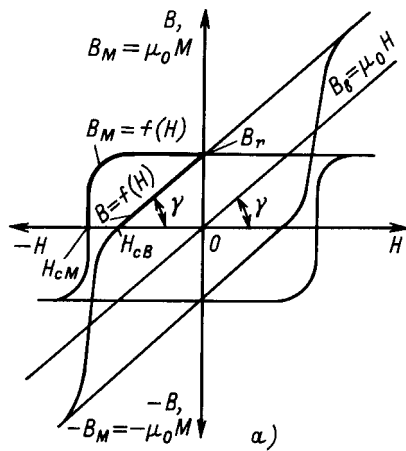


Рис. 1.34. Предельные петли гистерезиса и кривые размагничивания $B_M = f(H)$ и $B = f(H)$ для закритического (а) и докритического (б) материалов

Процедура построения иллюстрируется рис. 1.34,а,б, на котором по оси ординат отложены B и B_M . Пусть задана петля гистерезиса $B_M = f(H)$ и надо построить петлю гистерезиса $B = f(H)$. Из начала координат проводят прямую, характеризующую поле в вакууме $B_B = \mu_0 H$, угол наклона γ которой к оси H определяется выражением

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{B_B}{H K_M} = \frac{\mu_0}{K_M}, \quad (1.192)$$

где $K_M = m_B / m_H$ — отношение масштабов по осям B и H .

В первом квадранте B_M , B_B и H положительны. Поэтому кривая $B = f(H)$ здесь проходит выше кривой $B_M = f(H)$. Во втором квадранте B_M положительна, а H и B_B отрицательны; кривая $B = f(H)$ проходит ниже кривой $B_M = f(H)$.

Практически прямоугольной может быть только кривая размагничивания $B_M = f(H)$. Соответствующая ей кривая размагничивания $B = f(H)$ при широкой петле $B_M = f(H)$ представляет в этом случае линию, наклоненную к оси H на угол γ , тангенс которого определяется из (1.192) (рис. 1.34,а).

Важнейшими параметрами кривых размагничивания являются остаточная магнитная индукция B_r и коэрцитивная сила по индукции H_{cB} или по намагниченности H_{cM} (рис. 1.34). Всегда H_{cM} больше H_{cB} .

Чем выше у материала значение H_{cM} , тем существенней разница между H_{cM} и H_{cB} (сравни рис. 1.34,а и рис. 1.34,б).

Допустим, что $H_{cM} = \infty$. Тогда при прямоугольной петле гистерезиса $B_M = f(H)$ $B_M = B_r = \text{const}$ и во втором квадранте $B = B_M - \mu_0 H = B_r - \mu_0 H$. Но при $B = 0$ $H = H_{cB}$, которая в этом случае достигает своего предельно возможного значения

$$H_{cB \text{ пред}} = B_r / \mu_0. \quad (1.193)$$

Отношение

$$\Theta = \frac{\mu_0 H_{cB}}{B_r} \quad (1.194)$$

называется магнитной твердостью материала.

Из (1.193) и (1.194) получаем предельное значение магнитной твердости

$$\Theta_{\text{пред}} = \mu_0 H_{cB \text{ пред}} / B_r = 1. \quad (1.195)$$

Существующие магнитотвердые материалы подразделяются на две группы: закритические и докритические.

У материалов первой группы „колени“ левой, ниспадающей части петли гистерезиса лежит в третьем квадранте, а ее участок в пределах второго квадранта прямолинеен (рис. 1.34,а). У материалов

второй группы „колени” этой части петли гистерезиса находится во втором квадранте, и ее участок в пределах второго квадранта имеет вид гиперболы (рис. 1.34, б).

Различие вида кривых размагничивания в основном зависит от отношения $\mu_0 H_{CB}$ к B_r . Чтобы кривая размагничивания во всем втором квадранте имела линейный характер необходимо (рис. 1.34, а), чтобы соблюдалось равенство: $B_r / H_{CB} K_M = \operatorname{tg} \gamma$. Тогда с учетом (1.192) необходимо, чтобы $\mu_0 H_{CB} / B_r = 1$. Но $H_{CM} > H_{CB}$, поэтому требуется соблюдение условия $\mu_0 H_{CM} / B_r > 1$. Если $\mu_0 H_{CM} / B_r < 1$, то „колени” ниспадающей части петли гистерезиса лежит в третьем квадранте.

Примерами закритических материалов служат магнитотвердые ферриты марок 6БИ240, 15БА300; материал марки КС37 на основе интерметаллического соединения „самарий-кобальт”; сплавы „неодим-железо-бор”. В группу докритических материалов входят сплавы типа альнико и монокристаллы из аналогичных материалов. Например, сплавы марки ЮН14ДК24, ЮНДК35Т5АА, ЮНДК40Т8.

Некоторые марки магнитотвердых ферритов относятся к *критическим* материалам (промежуточным между закритическими и докритическими), у которых „колени” кривой размагничивания $B = f(H)$ находится на границе второго и третьего квадрантов (марки 18БА220, 22БА220). Материал марки КСП37 на основе соединения самарий-кобальт можно отнести также к критическим.

Для использования постоянного магнита необходимо, чтобы он в магнитной системе был с воздушным зазором. Составляющая МДС постоянного магнита, затрачиваемая на проведение потока в этом зазоре, называется *свободной МДС* (падением магнитного напряжения в магнитопроводе здесь и далее пренебрегаем). При отсутствии зазора (магнитная система замкнута, индукция в постоянном магните равна B_r) вся МДС постоянного магнита расходуется на проведение потока по постоянному магниту (здесь также пренебрегаем падением магнитного напряжения в магнитопроводе)

$$F = H_c I_{п.м}, \quad (1.196)$$

где $I_{п.м}$ — длина постоянного магнита.

При наличии воздушного зазора в магнитной системе

$$F = F_{п.м} + F_\delta. \quad (1.197)$$

Здесь $F_{п.м}$ и F_δ — доли суммарной МДС магнита F , расходуемые соответственно на проведение потока в постоянном магните и зазоре.

Введение зазора оказывает на постоянный магнит размагничивающее действие, которое предста-

вим в виде размагничивающей напряженности поля H . Тогда индукция в постоянном магните уменьшится с B_r до B [см. точку α_0 на кривой размагничивания $B = f(H)$ (рис. 1.35)]. Если пренебречь рассеянием, то поток в воздушном зазоре Φ_δ равен потоку в постоянном магните $\Phi_{п.м}$:

$$\Phi_\delta = F_\delta \Lambda_\delta = H I_{п.м} \Lambda_\delta = \Phi_{п.м} = B S_{п.м}, \quad (1.198)$$

где Λ_δ — магнитная проводимость зазора; $S_{п.м}$ — площадь поперечного сечения постоянного магнита.

Из рис. 1.35 с учетом (1.196) следует

$$\frac{B}{H} \frac{1}{K_M} = \frac{\Lambda_\delta I_{п.м}}{S_{п.м} K_M} \frac{1}{K_M} = \operatorname{tg} \alpha. \quad (1.199)$$

Таким образом, имея кривую размагничивания постоянного магнита, его размеры $I_{п.м}$, $S_{п.м}$ и зная Λ_δ , можно, пользуясь (1.199), вычислить поток в зазоре. Для этого необходимо провести на диаграмме рис. 1.35 прямую из начала координат под углом

$$\alpha = \operatorname{arctg} \left(\frac{\Lambda_\delta I_{п.м}}{S_{п.м} K_M} \right). \quad (1.200)$$

Эта прямая называется *линией проводимости*.

Точка пересечения линии проводимости с кривой размагничивания $B = f(H)$ определяет значения B и H в постоянном магните

По найденной индукции B из (1.198) находят потоки в постоянном магните и зазоре (при пренебрежении рассеянием). При учете рассеяния в (1.200) необходимо подставить в формулу не проводимость Λ_δ , а суммарную проводимость всей магнитной системы с постоянным магнитом. Тогда получаемое значение индукции B соответствует нейтральному сечению постоянного магнита. В этом же сечении $\Phi_{п.м} = B S_{п.м}$, а поток в воздушном зазоре

$$\Phi_\delta = \frac{\Phi_{п.м}}{\sigma_{\Sigma\Phi}} = \frac{B S_{п.м}}{\sigma_{\Sigma\Phi}}, \quad (1.201)$$

где $\sigma_{\Sigma\Phi}$ — суммарный коэффициент рассеяния магнитной системы по потоку.

При проектировании магнитной системы с постоянным магнитом стремятся к максимальному использованию материала постоянного магнита,

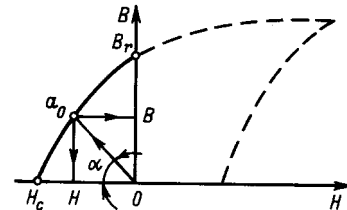


Рис. 1.35. Определение координат рабочей точки постоянного магнита на кривой размагничивания

сводящемуся к получению максимального значения отдаваемой им свободной (внешней) магнитной энергии.

Магнитная энергия, сосредоточенная в воздушном зазоре

$$W_M = \frac{\Phi_\delta F_\delta}{2}. \quad (1.202)$$

Принимая, что $\Phi_\delta = \Phi_{п.м} = BS_{п.м}$ (без учета рассеяния) и допуская коллинеарность и постоянство B и H по всему объему магнита $V_{п.м}$, и учитывая $F_\delta = HI_{п.м}$, получаем

$$W_M = \frac{BHI_{п.м}S_{п.м}}{2} = \frac{BHV_{п.м}}{2}. \quad (1.203)$$

Материал постоянного магнита характеризуется магнитной энергией, отнесенной к единице его объема, т. е. значением

$$\omega_M = \frac{BH}{2}. \quad (1.204)$$

Пользуясь кривой размагничивания $B = f(H)$, можно построить кривую $\omega_M = f(B)$ (рис. 1.36). Эта кривая имеет максимум $\omega_{M \max}$.

При $H_{сМ} = \infty$ кривая $B = f(H)$ в пределах второго квадранта (рис. 1.34,а) является прямой, проходящей через точки B_r и $H_{сВ}$. Следовательно предельное значение ω_M :

$$\begin{aligned} \omega_{M.пред} &= (B_r/2)(H_{сВ}/2)/2 = \\ &= (B_r/2)(B_r/2\mu_0)/2 = B_r^2/8\mu_0. \end{aligned} \quad (1.205)$$

В процессе работы магнитной системы рабочий зазор может меняться, что приводит к изменению магнитной проводимости системы. Допустим, что постоянный магнит, предварительно намагниченный полностью в намагничивающей установке, после удаления из этой установки „имел” рабочую точку a_0 на кривой размагничивания $B = f(H)$ (рис. 1.37), которой соответствует угол α_1 , индукция B и напряженность H . При соединении постоянного магнита с магнитопроводом магнитной системы магнитная проводимость системы увеличивается, чему будет соответствовать новый угол α_2 и большая индукция в постоянном магните. Однако увеличение индукции в постоянном магните происходит не по кривой размагничивания, а по некоторой другой кривой a_0bc , называемой *кривой возврата*. При полном замыкании магнитной системы ($\alpha = \pi/2$) имели бы индукцию B_1 . Если магнитопровод удалить, то индукция будет изменяться примерно по кривой $cd a_0$. Кривые a_0bc и $cd a_0$ являются кривыми частных циклов намагничивания и размагничивания. Ширина петли частного цикла обычно невелика, и петлю заменяют прямой a_0c , называемой *прямой возврата*. Отношение

$$\rho_b = \frac{\Delta B}{\Delta H} = K_M \operatorname{tg} \gamma' \quad (1.206)$$

называется *коэффициентом возврата*.

Предельное значение коэффициента возврата с учетом $\operatorname{tg} \gamma' = \operatorname{tg} \gamma$ и (1.192):

$$\rho_{b.пред} = \mu_0. \quad (1.207)$$

Рассмотрим влияние формы постоянных магнитов на их характеристики. На рис. 1.38,а приведены две пары кривых размагничивания: 1 и 2 — зависимости $B = f(H)$ соответственно для закритического и докритического материалов; 1' и 2' — зависимости $B_M = f(H)$ для этих же материалов.

Линия проводимости Od_1 , проведенная под углом α_1 , соответствует постоянному магниту в форме тонкой пластинки, намагниченной перпендикулярно к ее плоскости. Линия проводимости Od_2 , проведенная под углом α_2 , соответствует постоянному магниту в форме длинного стержня, намагниченного продольно.

Пересечение двух указанных линий проводимости с кривой размагничивания 1 дает точки d_1 и d_2 , которым на кривой размагничивания 1' соответствуют точки d_1' и d_2' . Последние находятся на практически горизонтальном участке зависимости

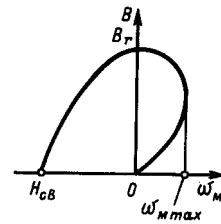


Рис. 1.36. К определению свободной магнитной энергии постоянного магнита

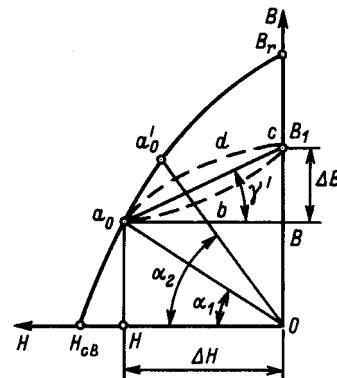


Рис. 1.37. Кривые и линия возврата материала постоянного магнита

$B_M = f(H)$ – кривая 1'. Поэтому значения намагниченности M в них одинаковы. Таким образом, магнитный момент постоянного магнита $m_{п.м.}$, равный (при допущении одномерности поля M) $\int M dV$, при использовании закритического материала изменяется лишь при изменении объема V магнита и практически не зависит от его формы.

Рассмотрим постоянный магнит из докритического материала. Пересечение тех же линий проводимости с кривой размагничивания 2 дает точки b_1 и b_2 , которым на кривой размагничивания 2' соответствуют точки b_1' и b_2' . Как видно, в этом случае намагниченность и, следовательно, магнитный момент существенно зависят от формы постоянного магнита.

Проанализируем влияние стороннего (внешнего) магнитного поля на постоянные магниты, выполненные из тех же двух видов материалов. Пусть постоянный магнит изготовлен из закритического

материала и имеет форму, которой соответствует линия проводимости с углом α (рис. 1.38, б). Тогда рабочая точка постоянного магнита на кривой 1 при отсутствии стороннего поля находится в положение „ d_1 ”, а на кривой 1' – в положение „ d_1' ”. Как видно из рис. 1.38, б, принятое значение размагничивающего поля практически не изменило намагниченность постоянного магнита из закритического материала, а, следовательно, и его магнитный момент.

Проведение аналогичного анализа с постоянным магнитом, выполненным из докритического материала (кривые 2 и 2') показывает, что воздействие такого же размагничивающего поля вызывает значительное изменение намагниченности (сравни точки b_1 и b_2 на кривой 2') в постоянном магните и его магнитного момента.

При снятии воздействия поля ($-H_{ст}$) постоянный магнит из закритического материала восстанавливает свои характеристики, так как рабочая точка на кривой 1 из положения „ d_2 ” практически возвращается в положение „ d_1 ”. Магнит же из докритического материала не восстанавливает свои характеристики, так как возврат рабочей точки из положения „ b_2 ” происходит не по кривой 2, т. е. не в положение „ b_1 ”, а по линии возврата b_2-c в положение „ c ”.

Поляризованные магнитные системы. Поляризованные магнитные системы отличаются от неполяризованных, например, от уже рассмотренной (см. рис. 1.30, а), тем, что они имеют два вида источника магнитного поля – поляризующий и управляющий. Источником поляризующего поля в большинстве случаев являются постоянные магниты, но иногда для этой цепи используется специальная обмотка с током. Управляющее поле создается МДС управляющей обмотки. Основной отличительной особенностью поляризованной магнитной системы является зависимость ее действия не только от значения, но и от направления тока в управляющей обмотке. При отсутствии тока в этой обмотке на подвижную часть магнитной системы – якорь действует электромагнитная сила, создаваемая поляризующим полем.

Применение постоянного магнита позволяет получить фиксированное положение якоря независимо от наличия или отсутствия источника тока и исключает потребление энергии в нерабочий период. Наличие поляризующего поля определяет также высокую чувствительность и быстродействие электрических аппаратов на основе поляризованных магнитных систем. Это связано главным образом с тем, что при срабатывании этих аппаратов магнитное поле не создается вновь полностью,

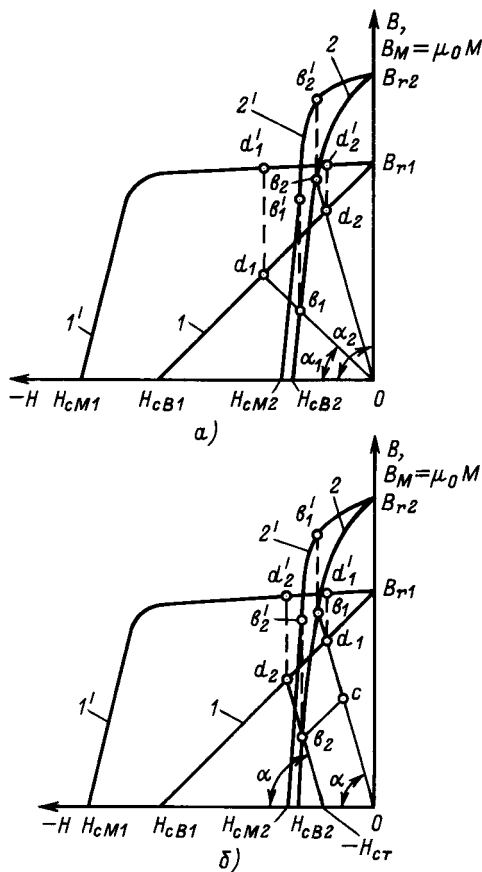


Рис. 1.38. Влияние формы постоянного магнита (а) и стороннего магнитного поля (б) на характеристики магнитов, выполненных из закритического и докритического материалов

а происходит только перераспределение магнитных потоков.

Поляризованные магнитные системы являются основой высокочувствительных быстродействующих реле, электромагнитных преобразователей электрического сигнала в пропорциональное угловое или линейное перемещение, быстродействующих автоматических выключателей, блокирующих устройств и т. д.

Существует большое разнообразие поляризованных магнитных систем. В зависимости от схемы магнитной цепи они делятся на магнитные системы с *последовательной, дифференциальной и мостовой магнитными цепями* [17, 22, 23]. Каждая из этих групп имеет много разновидностей. В настоящее время наибольшее распространение получили магнитные системы с дифференциальными и мостовыми магнитными цепями. Некоторые из них приведены на рис. 1.39.

В качестве примера рассмотрим принцип действия одной из дифференциальных магнитных систем (рис. 1.39,а). Она состоит из магнитопровода 1, на котором размещены две (2 и 4) обмотки управ-

ления, включенные последовательно и согласно. С магнитопроводом жестко скреплен постоянный магнит 3, создающий поляризующий магнитный поток $\Phi_{п.м}$ (обозначен сплошными линиями). Якорь 5 может поворачиваться на оси б в подшипниках (не показаны на рисунке). Поток $\Phi_{п.м}$ проходит через воздушный зазор δ_2 в якорь и затем разветвляется на два потока ($\Phi_{п.м\delta_1}$ и $\Phi_{п.м\delta_3}$), проходящие соответственно через воздушные зазоры δ_1 и δ_3 . При отсутствии тока в обмотках и горизонтальном положении якоря действующие на него электромагнитные силы в зазорах δ_1 и δ_3 одинаковы. Якорь при этом находится в неустойчивом положении: при незначительном повороте якоря (например, против часовой стрелки, т. е. в сторону уменьшения зазора δ_1 и увеличения зазора δ_3) электромагнитная сила в зазоре δ_1 увеличится, а в зазоре δ_3 уменьшится. В результате якорь переходит в положение, изображенное на рис. 1.39,а.

После включения обмоток с полярностью, показанной на рисунке, создается управляющий магнитный поток Φ_y (обозначен штриховыми линиями), проходящий последовательно через зазоры δ_1 и δ_3 . При этом в зазоре δ_1 происходит вычитание потоков $\Phi_{п.м\delta_1}$ и Φ_y , а в зазоре δ_3 — сложение потоков $\Phi_{п.м\delta_3}$ и Φ_y . При определенной МДС обмоток электромагнитная сила в зазоре δ_3 станет больше электромагнитной силы в зазоре δ_1 , и (при условии отсутствия других сил) якорь повернется по часовой стрелке и займет другое крайнее положение. В этом положении якорь останется и после снятия напряжения с обмоток. Если снова включить обмотки, но с изменением полярности тока, то якорь перебросится в противоположном направлении.

В дифференциальных схемах на ось якоря (рис. 1.39,а) или плоскую пружинную подвеску (рис. 1.39,б) действуют значительные усилия, причиной которых является воздействие электромагнитных сил на якорь. В первом случае при перемещении якоря в подшипниках возникают значительные силы трения, что отрицательно сказывается на чувствительности аппарата. Во втором случае те же усилия, вызывают не только изгиб пружины, но и ее растяжение, что приводит к необходимости применять для пружины материалы с высоким временным сопротивлением разрыву. Мостовые схемы (рис. 1.39,в-е) этим недостатком не обладают. Еще одним из недостатков дифференциальных схем является невозможность полного разделения поляризующего и управляющего потоков в якоре. Это вызывает необходимость увеличения площади поперечного сечения и, следовательно, массы якоря,

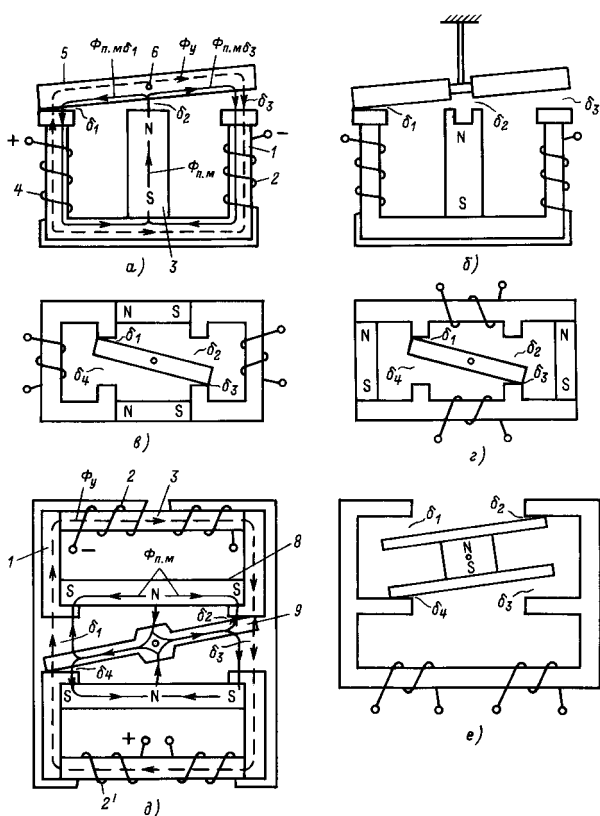


Рис. 1.39. Примеры дифференциальных (а, б) и мостовых (в-е) схем поляризованных магнитных систем

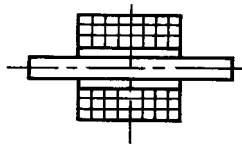
что снижает быстрдействие аппарата и его устойчивость к внешним механическим воздействиям. В некоторых мостовых схемах (например, рис. 1.39, в–д) один из потоков (управляющий или поляризуемый) направлен вдоль якоря, а второй — поперек.

В отличие от дифференциальных схем, имеющих практически только два рабочих зазора (δ_1 и δ_3 на рис. 1.39, а), мостовые схемы характеризуются

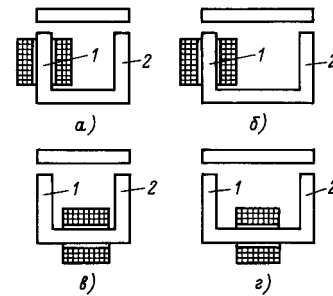
как минимум четырьмя такими зазорами ($\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ на рис. 1.39, в–е). Это в ряде случаев (см., например, рис. 1.39, е) дает возможность уменьшить примерно вдвое магнитное сопротивление управляющему потоку по сравнению с аналогичным сопротивлением схем с двумя зазорами, так как магнитные сопротивления зазоров на пути управляющего потока в первом случае расположены попарно параллельно (δ_1 и δ_4 , а также δ_2 и δ_3).

Контрольные вопросы

1. Почему любое векторное поле можно представить в виде суммы двух элементарных составляющих: вихревой и потенциальной?
2. Какие дополнительные источники возникают в переменном электромагнитном поле по сравнению со стационарным магнитным полем?
3. Какие методы расчета электромагнитных сил Вы знаете?
4. Объясните процесс намагничивания предварительно размагниченного ферромагнитного тела.
5. Какие магнитные материалы Вы знаете? Их свойства?
6. Изобразите на предельной петле гистерезиса частные несимметричные гистерезисные циклы, расположенные в первом и третьем квадрантах.
7. В какой части магнитопровода указанной магнитной системы магнитный поток имеет наибольшее значение? Что надо предпринять, чтобы измерить этот поток? Отличается ли этот поток от максимального потока системы?



8. В какой из магнитных систем наименьший магнитный поток рассеяния, если допустить, что он замыкается только между стержнями 1 и 2? МДС у всех систем одинакова.



9. Изобразите зависимость действующего значения тока в обмотке магнитной системы, подключенной к источнику переменного напряжения, от рабочего зазора.
10. Что учитывает реактивная составляющая комплексного магнитного сопротивления?
11. Что понимается под линией возврата при функционировании постоянного магнита?
12. Как определяется свободная магнитная энергия единицы объема постоянного магнита? Что такое „максимальная свободная магнитная энергия“?
13. Объясните принцип действия поляризованной магнитной системы:
 - а) с дифференциальной магнитной цепью?
 - б) с мостовой магнитной цепью?
14. Чем объясняется более высокая чувствительность электрических аппаратов с поляризованной магнитной системой по сравнению с аппаратами с неполяризованной системой?

Глава вторая
ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

2.1. КОММУТАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Коммутация электрической цепи — процесс замыкания или размыкания электрической цепи. Коммутация может происходить под воздействием внешних или внутренних для данного устройства источников напряжения или тока.

При анализе и расчете процессов коммутации необходимо учитывать общий закон коммутации:

при коммутации индуктивных электрических цепей не могут изменяться скачком ток цепи и магнитный поток ($di/dt \neq \infty$ и $d\Phi/dt \neq \infty$);

при коммутации емкостных цепей не могут изменяться скачком напряжение и электрический заряд ($dU/dt \neq \infty$, $dQ/dt \neq \infty$).

Этот закон необходимо учитывать, в частности, при выборе начальных условий при решении дифференциальных уравнений, описывающих процессы коммутации электрических и магнитных цепей.

Под *глубиной коммутации* понимают отношение сопротивления $R_{отк}$ коммутирующего органа в отключенном состоянии к сопротивлению $R_{вкл}$ во включенном состоянии

$$h_k = \frac{R_{отк}}{R_{вкл}}$$

Для бесконтактных аппаратов обычно $h_k = 10^4 \div 10^7$, для контактных $h_k = 10^6 \div 10^{14}$.

2.1.1. ИДЕАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ КЛЮЧ

Понятие „ключ” в электротехнике обычно относится к устройствам коммутации. В электронных устройствах электронным ключом принято называть устройство для бесконтактной коммутации тока в электрических цепях автоматики, телемеханики, вычислительной и измерительной техники и т. п. Основным элементом электронного ключа — полупроводниковый или электровакуумный прибор, работающий в режиме „включение-отключение”.

В электромеханике коммутирующие контактные электрические аппараты обычно называются выключателями, разъединителями, переключателями и т. п. Понятие „ключ” к ним редко применяется, хотя эти аппараты по существу также выполняют функции ключа.

С развитием силовой электроники силовые электронные ключи стали заменять контактные коммутационные элементы или совмещаться с ними (гибридные аппараты) и понятие „ключ” вошло в область электромеханики.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) идеального электронного ключа (рис. 2.1, а) отражает два крайних (статических) состояния. Из характеристики следует, что идеальный ключ может проводить ток $\pm i_S$ противоположных направлений в включенном состоянии и выдерживать напряжения $\pm U_S$ противоположных полярностей. В включенном состоянии идеального ключа напряжение $U_S = 0$ при токах i_S , допускаемых по термической стойкости электронного ключа, а в выключенном состоянии $i_S = 0$ при напряжении U_S , не превышающем допустимого по обратному напряжению электронно-

го ключа. Потери активной мощности в статических режимах $P_S = i_S U_S$ равны нулю.

Коммутация является динамическим процессом и поэтому основные параметры и характеристики ключа определяются динамическими свойствами и физической природой ключа, а также зависят от характера нагрузки в коммутируемой цепи. Упрощенно переход электронного ключа из одного

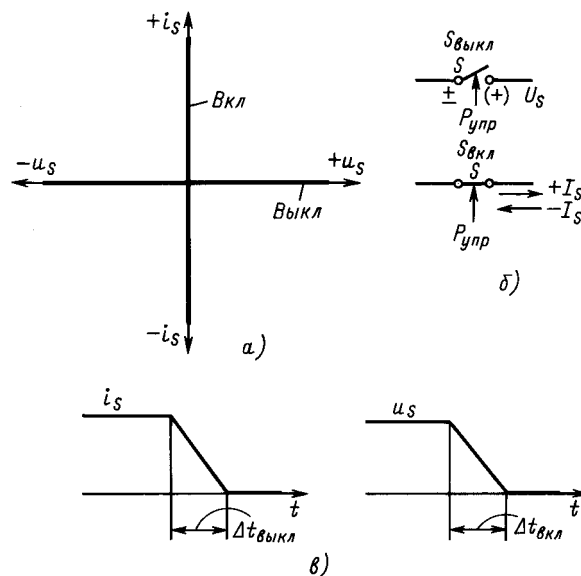


Рис. 2.1. Идеальный электронный ключ: а — вольт-амперная характеристика; б — условные изображения в выключенном и включенном состояниях; в — диаграммы тока (при выключении) и напряжения (при включении) электронного ключа

состояния в другое можно характеризовать изменением во времени его сопротивления, убывающего при включении и возрастающего при выключении. Быстродействие ключа определяет скорость изменения его сопротивления (рис. 2.1,б). Логично характеризовать динамику идеального ключа максимальным быстродействием. Формально это быстродействие можно выразить следующим образом. Предположим, что при включении напряжение на ключе $U_S(t)$ снижается до нуля по линейному закону (в идеальном электронном ключе) за время $\Delta t_{\text{вкл}}$, а при выключении ток ключа $i_S(t)$ снижается до нуля за время $\Delta t_{\text{выкл}}$ (рис. 2.1,в). Для идеального ключа, обладающего динамическими свойствами, $\Delta t_{\text{вкл}} \rightarrow 0$ и $\Delta t_{\text{выкл}} \rightarrow 0$. При такой интерпретации коммутационного процесса ток при включении $i_S(t)$ и напряжение при выключении $U_S(t)$ будут функциями параметров цепи и будут отражать реакцию коммутирующей цепи на мгновенное изменение напряжения или тока.

Для полной характеристики идеального ключа следует принять затрачиваемую при коммутации мощность управления $P_{\text{упр}} \rightarrow 0$, т.е. считать управление чисто информационным процессом. На рис. 2.2,а приведена схема ключа.

Для идеального электронного ключа характерны очень короткие продолжительности времен включения $\Delta t_{\text{вкл}}$ и выключения $\Delta t_{\text{выкл}}$. Поэтому для них можно принять линейные изменения во времени токов $i_S(t)$ и напряжений $U_S(t)$. Для схемы ком-

мутации активного сопротивления R нагрузки (рис. 2.2,б) выделяемая при включении энергия определяется как

$$W_S = \int_0^{\Delta t_{\text{выкл}}} i_S(t) U_S(t) dt = \int_0^{\Delta t_{\text{выкл}}} (U_S^0 / R) (1 - \frac{t}{\Delta t_{\text{выкл}}}) U_S^0 \frac{t}{\Delta t_{\text{выкл}}} dt = \frac{(U_S^0)^2 \Delta t_{\text{выкл}}}{6R}, \quad (2.1)$$

где U_S^0 — напряжение в установившемся режиме.

При коммутации электрической цепи идеальным ключом $\Delta t_{\text{вкл}} \rightarrow 0$ и $\Delta t_{\text{выкл}} \rightarrow 0$ и, следовательно, $W_S \rightarrow 0$. Таким образом коммутация цепи с активным сопротивлением идеальным ключом приводит к вполне объяснимому результату. В динамическом режиме ключ не подвергается воздействию токов и напряжений, которые превышали бы значения, соответствующие значениям этих величин в статическом режиме. Это можно проиллюстрировать графическим изображением траекторий переключения, т.е. зависимостей изменения тока от напряжения и наоборот в процессе коммутации (рис. 2.2,б,в).

Иначе процессы коммутации протекают в цепях с емкостными или индуктивными элементами. При идеализации электрического ключа очевидно противоречие с общим законом коммутации, являющимся фундаментальным в теории цепей при ана-

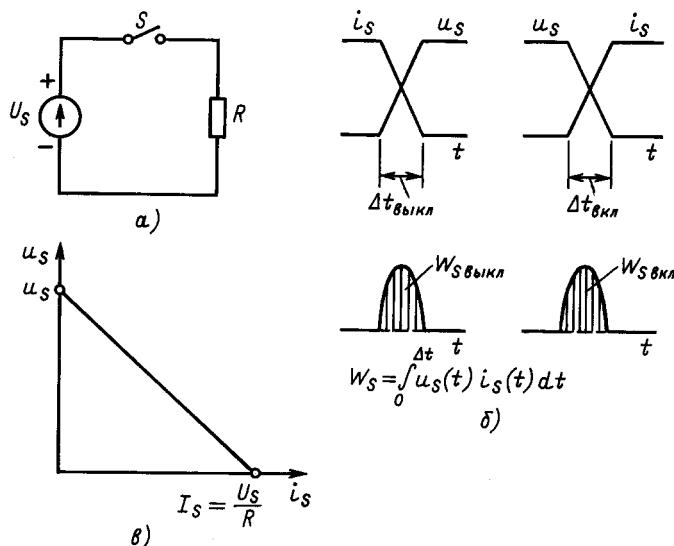


Рис. 2.2. Коммутация активной нагрузки: а — схема замещения; б — диаграммы токов, напряжений при коммутации; в — вольт-амперная характеристика идеального электронного ключа

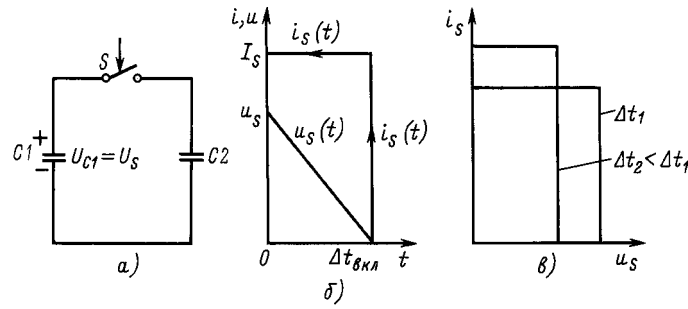


Рис. 2.3. Коммутация емкостной нагрузки:
 а – схема замещения; б – диаграммы напряжения и тока; в – вольт-амперные характеристики

лизе переходных процессов. Однако при более внимательном анализе процессов коммутации в этих случаях нетрудно убедиться, что идеализация ключа не противоречит основному закону физики – закону сохранения энергии. Противоречия же с законом коммутации могут быть легко устранены при пересмотре в этих случаях традиционно принимаемых допущений об идеальности и сосредоточенности элементов коммутируемой цепи. Рассмотрим эти процессы более внимательно. На рис. 2.3,а представлена схема подключения конденсатора емкостью C_2 с начальным значением напряжения U_{C2} к конденсатору емкостью C_1 , предварительно заряженному до напряжения $U_{C1} > 0$. Считая электронный ключ идеальным, а также принимая допущения, аналогичные принятым при рассмотрении коммутации цепи с активным сопротивлением, можно записать

$$\begin{aligned}
 W_S &= \int_0^{\Delta t_{\text{вкл}}} \frac{U_S(t) C dU_S}{2 dt} = \\
 &= \int_0^{\Delta t_{\text{вкл}}} U_S \left(1 + \frac{t}{\Delta t_{\text{вкл}}}\right) \frac{C dU_S(t)}{dt} dt = \\
 &= \int_0^{\Delta t_{\text{вкл}}} U_S \left(1 + \frac{1}{\Delta t_{\text{вкл}}}\right) C \left(-\frac{U_S}{\Delta t_{\text{вкл}}}\right) dt = -\frac{CU_S^2}{4}. \quad (2.2)
 \end{aligned}$$

Цифра „2” в знаменателе показывает, что в конце коммутации напряжение на конденсаторе C_2 станет равным $U_{C2} = 1/2 U_{C1}$; в переходном процессе за время $\Delta t_{\text{вкл}}$ действует разность напряжений $U_{C1} - U_{C2} = (1/2)U_{C1}$, а не полное U_{C1} .

До коммутации в конденсаторе запасена энергия $W_{C1} = \frac{CU^2}{2}$. Согласно закону сохранения электрического заряда в замкнутой системе после коммутации напряжения на конденсаторах примут сле-

дующие значения $U_{C1} = U_{C2} = U/2$. Следовательно, после коммутации энергия, запасенная в электрической цепи при равенстве емкостей $C_1 = C_2 = C$ станет равной

$$W_{\Sigma} = W_{C1} + W_{C2} = \frac{C\left(\frac{U}{2}\right)^2}{2} + \frac{C\left(\frac{U}{2}\right)^2}{2} = \frac{CU^2}{4}. \quad (2.3)$$

При принятых допущениях об идеальности элементов схемы, включая ключевой элемент, создается впечатление нарушения энергетического баланса. Однако доля „исчезнувшей” энергии точно соответствует значению энергии W_S , выделенной при коммутации. Для идеального ключа время коммутации $\Delta t_{\text{вкл}} \rightarrow 0$, а ток $i_S(t) \rightarrow \infty$. По существу имеет место очень узкий импульс тока, который математически описывается функцией Дирака $\delta(t)$, представляющей собой единичный мгновенный импульс (рис. 2.3,в), для которого $\Delta t \rightarrow 0$, $h \rightarrow \infty$, а площадь импульса остается равной единице, т. е. $\int_{-\infty}^{+\infty} \nu(t) dt = 1$. Конечное значение площади в данном случае согласуется с конечным значением заряда ($q = CU/2$), который прошел через ключ S в процессе коммутации. Если не нарушать принятые допущения об отсутствии в схеме элементов с активными потерями, то такой мгновенный энергетический импульс можно рассматривать как импульс энергетических квантов, излученный электромагнитным полем коммутируемой цепи. О вероятности такого процесса рассеяния излучением выделенной в электронном ключе электромагнитной энергии свидетельствуют значения тока $i_S(t) \rightarrow \infty$ и времени $\Delta t \rightarrow 0$.

В реальных ключах при сохранении допущений об идеальности остальных элементов схемы эта энергия выделяется преимущественно в виде тепловой энергии. При этом параметры тепловыделяющих элементов будут определяться видом ключа

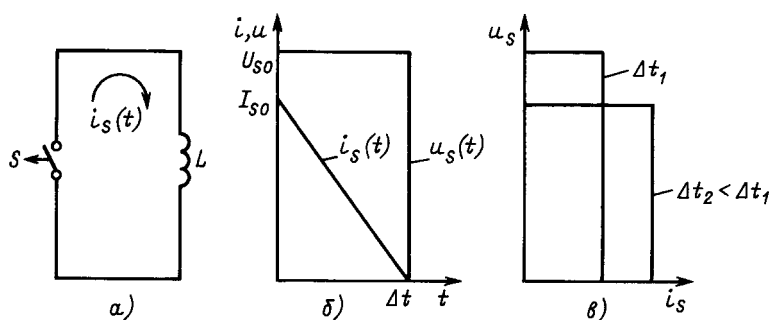


Рис. 2.4. Коммутация индуктивной нагрузки:
 а – схема замещения; б – диаграммы напряжения и тока; в – вольт-амперные характеристики

(электромеханический, полупроводниковый и др.). Следует отметить, что в отличие от коммутации цепи с активным сопротивлением в рассматриваемом случае траектория коммутации ключа S является динамической ВАХ, зависящей от значения $\Delta t_{\text{вкл}}$ (рис. 2.3, б).

Аналогичный подход может быть использован при рассмотрении отключения идеальным электрическим ключом цепи с постоянной индуктивностью, так как электромагнитные процессы в ней дуальны процессам в емкости. На рис. 2.4, а представлена схема включения короткозамкнутой цепи с индуктивностью L и начальным значением коммутируемого тока $I_S(0)$. Тогда в соответствии с принятыми допущениями энергия, выделяемая при замыкании ключа, может быть выражена соотношением

$$W_S = \int_0^{\Delta t_{\text{выкл}}} i_S(t) U_S(t) dt = \int_0^{\Delta t_{\text{выкл}}} \left[I_S(0) - \frac{I_S(0)}{\Delta t_{\text{выкл}}} t \right] \frac{L di_S(t)}{dt} dt = -\frac{LI_S^2(0)}{2}. \quad (2.4)$$

При $\Delta t_{\text{выкл}} \rightarrow 0$ данный интеграл соответствует мгновенному энергетическому импульсу, излучаемому идеальным ключом S . При этом напряжение на ключе $U_S \rightarrow 0$, и время коммутации $\Delta t_{\text{выкл}} \rightarrow 0$. Диаграммы тока i_S и напряжения U_S ключа, а также

ВАХ ключа S при коммутации цепи с индуктивностью представлены на рис. 2.4, б, в. В реальных ключах эта энергия также в основном превращается в тепловую энергию, выделяемую в ключе.

В первой части настоящего учебника рассматриваются электромеханические коммутационные аппараты, статические ВАХ которых близки к ВАХ идеального ключа. Однако физические явления, возникающие в электромеханических контактах, и их инерционность делают их динамические характеристики принципиально отличными от соответствующих характеристик идеального электронного ключа. Следует однако отметить, что современные электронные ключи приближаются к идеальным по динамическим показателям и значительно уступают электромеханическим аппаратам по статическим ВАХ.

При анализе процессов и характеристик реальных электронных ключей надо учитывать, что реальная нагрузка в сетях и цепях сочетает в себе активное сопротивление и индуктивность, которые определяют времена протекания переходных процессов коммутации. Реальные времена и изменяющиеся во времени параметры процессов коммутации оказываются далеко не теми, которые определил бы сам контактный или электронный коммутирующий ключ.

2.1.2. ВКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Активно-индуктивная цепь постоянного тока. Уравнение баланса напряжений цепи, включаемой на постоянное напряжение, имеет вид

$$iR + L \frac{di}{dt} = U_0. \quad (2.5)$$

Его решение: $i_{\Sigma} = i_{\text{уст}} + i_{\text{пер}}$, где $i_{\text{уст}}$ – установившееся после прекращения переходного процесса значение тока; $i_{\text{пер}}$ или $i_{\text{св}}$ – переходная (свободная)

составляющая тока переходного режима, определяемая при отсутствии влияния источника питания.

Установившийся ток $i_{\text{уст}} = I_0 = U_0/R$. Переходный ток находится из решения уравнения:

$$i_{\text{пер}}R + L \frac{di_{\text{пер}}}{dt} = 0; \quad \frac{di_{\text{пер}}}{dt} = -\frac{dt}{L/R}.$$

После интегрирования

$$\ln i_{пер} = -\frac{t}{\tau_{эм}} + C_{и} .$$

В начальный момент времени $t = 0$ ток $i = 0$. Тогда постоянная интегрирования $C_{и} = -U_0/R$. Окончательно результирующий ток будет иметь вид

$$i = U_0/R (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}}) . \quad (2.6)$$

В начальный момент переходного процесса производная di/dt

$$\frac{di_{\Sigma}}{dt_{t=0}} = \frac{I_0}{\tau_{эм}} .$$

На основе этого соотношения можно принять, что касательная к кривой $i_{\Sigma}(t)$, проведенная из начала координат, отсечет на линии установившегося тока I_0 отрезок времени, равный электромагнитной постоянной времени $\tau_{эм}$.

Активно-индуктивная цепь переменного тока. Исходное уравнение:

$$iR + L \frac{di}{dt} = U_{max} \sin(\omega t + \Psi) , \quad (2.7)$$

где Ψ – угол включения, определяемый отрезком времени от момента перехода напряжения цепи через нуль до момента „открытия аппарата для тока” (замыкания контактов).

Уравнение (2.7) решается аналогично предыдущему. Слагающая установившегося тока

$$i_{уст} = \frac{U_{max}}{Z} \sin(\omega t + \Psi - \varphi) ;$$

$$\varphi = \arctg(\omega L/R); \quad Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} .$$

Слагающая переходного тока определяется аналогично предыдущему случаю: при условии $t = 0, i_{\Sigma} = 0$. Тогда

$$i_{пер} = C_U e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}}; \quad C_U = -\frac{U_{max}}{Z} \sin(\omega t + \Psi).$$

Таким образом мгновенное значение тока будет подчиняться следующему соотношению

$$i_{\Sigma}(t) = \frac{U_{max}}{Z} \left[\sin(\omega t + \Psi - \varphi) - \sin(\Psi - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}} \right] =$$

$$= i_{пер} + i_{апер} .$$

Кривая результирующего тока содержит две составляющие – периодическую $i_{пер}$ и аperiodическую $i_{апер}$. Кривые процессов включения изображены на рис. 2.5.

Ударный ток включения $I_{уд}$ и ударный коэффициент в неблагоприятных условиях ($\Psi = 0, \varphi = \frac{\pi}{2}, t = \frac{\pi}{\omega}$) определяются как

$$I_{уд} = \frac{U_{max}}{Z} \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau_{эм}}} \right); \quad (2.8)$$

$$k_{уд} = \frac{I_{уд}}{I_{max}} = 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau_{эм}}} . \quad (2.9)$$

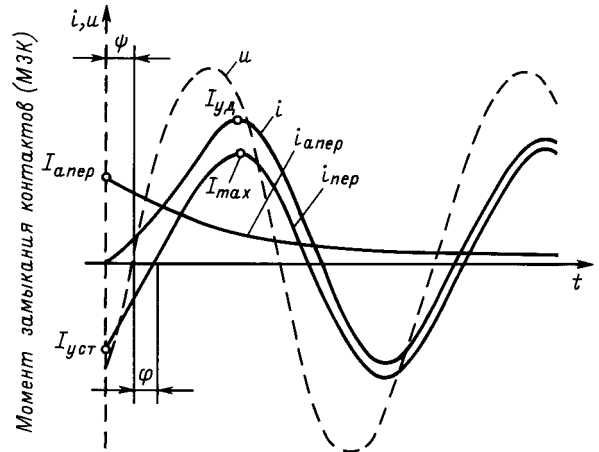


Рис. 2.5. Кривые процессов включения RL -цепи к источнику синусоидального напряжения

Характерные значения для условий работы аппаратов высокого напряжения – $\tau_{эм} = 10^{-2}$ с, $k_{уд} = 1,8$; аппаратов низкого напряжения $\tau_{эм} = 10^{-3}$ с, $k_{уд} = 1,4$.

Электродинамические усилия в контактах аппаратов при включении могут возрастать из-за ударного тока в $k_{уд}^2$ раз.

Трансформатор на холостом ходе. Включается напряжение на первичную обмотку N трансформатора, вторичная обмотка разомкнута. Уравнение процесса имеет вид

$$iR + \frac{d\Phi}{dt} = u_{max} \sin(\omega t + \Psi).$$

С учетом соотношения $L = \Psi/i, \Psi = N\Phi$ и $i = \Psi/L$ исходное уравнение решается относительно потока Φ :

$$\frac{d\Phi}{dt} + \frac{R}{L} \Phi = \frac{U_{max}}{N} \sin(\omega t + \Psi). \quad (2.10)$$

На основе закона электромагнитной индукции получим

$$U = -N \frac{d\Phi}{dt} = U_{max} \sin \omega t; \quad \Phi = \frac{U_{max}}{\omega N} \cos \omega t;$$

$$\Phi_{max} = U_{max}/\omega N .$$

Тогда

$$\frac{d\Phi}{dt} + \frac{R}{L} \Phi = \Phi_{max} \sin(\omega t + \Psi).$$

Аналогично предыдущему получим решение этого дифференциального уравнения:

$$\Phi_{пер}(t) = \Phi_{max} \sin(\omega t + \Psi - \varphi) ;$$

$$\Phi_{апер}(t) = C_{и} e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}};$$

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_{max} \sin(\omega t + \Psi - \varphi) + C_{и} e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}} .$$

В соответствии с начальными условиями при $t = 0$ остаточный поток $\Phi_{ост}$ может принимать положительные и отрицательные значения. Постоянная интегрирования при $t = 0$ определяется как

$$C_{и} = \pm \Phi_{ост} - \Phi_{max} \sin(\omega t + \Psi) ;$$

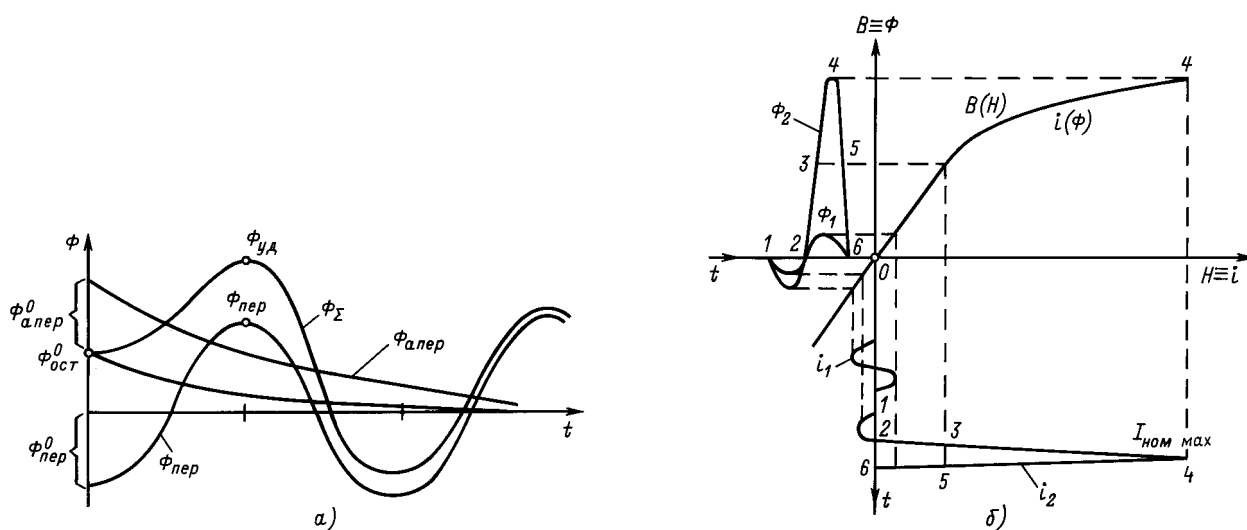


Рис. 2.6. Изменение магнитных потоков при включении трансформатора (а) и построение кривых намагничивающего тока (б)

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_{max} \sin(\omega t + \Psi - \varphi) + [\pm \Phi_{ост} - \Phi_{max} \sin(\Psi - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau_{эм}}}]$$

Кривые изменения во времени магнитных потоков при включении трансформатора приведены на рис. 2.6,а.

При определенных условиях остаточный поток увеличит ударный поток $\Phi_{уд}$, вызовет насыщение стали и бросок намагничивающего тока $I_{номmax}$. Гра-

фическое определение его на основе кривой намагничивания $B(H)$ стали магнитопровода иллюстрируется на рис. 2.6,б (ось H соответствует оси тока i в трансформаторе; кривые намагничивающих токов i_1 и i_2 для потоков Φ_1 и Φ_2 построены по точкам 1–6). Бросок тока намагничивания может быть в десятки раз больше, а электродинамические силы отталкивания контактов в сотни раз превосходить усилия, соответствующие номинальным условиям.

2.1.3. ОТКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

В процессе отключения электрического тока коммутационный орган электрического аппарата превращается из проводника электрического тока в изолятор. Это превращение протекает в соревновании двух процессов – нарастания электрической прочности коммутирующего органа, называемой восстанавливающей прочностью, и нарастания напряжения на нем, называемого восстанавливающимся напряжением. Такая трактовка относится как к постоянному, так и переменному току, а также как к контактным, так и к полупроводниковым (бесконтактным) электрическим аппаратам.

Общее условие отключения цепи с током: кривая восстанавливающейся прочности $U_{в.п}(t)$, определяемая коммутирующим органом, должна лежать выше кривой восстанавливающегося напряжения $U_{в}(t)$, определяемого параметрами отключаемой цепи. На рис. 2.7,а,б это условие изображено графически для постоянного и переменного тока. В первом случае напряжение восстанавливается до постоянного напряжения источника U_0 с возможностью кратковременного перенапряжения U_{max} , во втором – до мгновенного значения напряжения

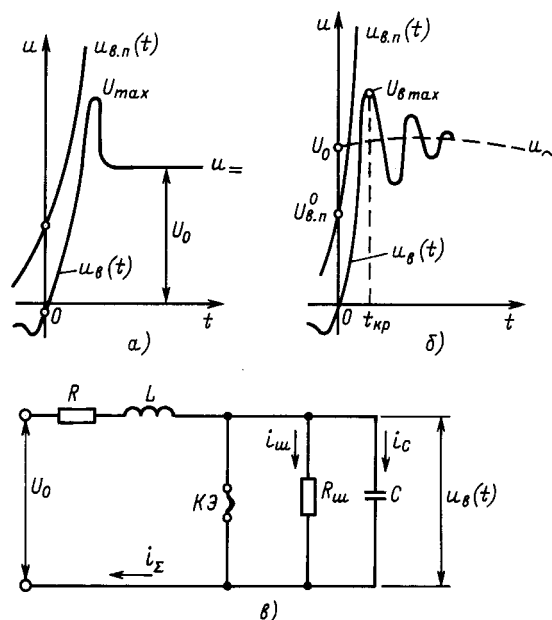


Рис. 2.7. Общее условие отключения постоянного (а) и переменного (б) токов и схема контура восстанавливающегося напряжения (в): КЭ – коммутирующий элемент

источника U_0 в момент перехода тока через нуль, называемого возвращающимся напряжением промышленной частоты.

Для отключения цепи с индуктивностью надо вывести из нее электромагнитную энергию $W_{эм} = LI^2/2$. В контактных аппаратах эта энергия преобразуется в основном в тепловую энергию плазмы и рассеивается в окружающую среду, в бесконтактных (полупроводниковых) при необхо-

димости превращается в энергию заряда конденсаторов. При переменном токе необходимость преобразования электромагнитной энергии $W_{эм}$ отпадает, если цепь тока разорвать при переходе тока через нуль, когда электромагнитная энергия $W_{эм} = 0$. Проведение тока цепи от момента размыкания контактов до его перехода через нуль обеспечивается электрической дугой, в бесконтактных аппаратах – полупроводниковым элементом.

2.1.4. ВОССТАНОВЛЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ НА КОММУТИРУЮЩЕМ ОРГАНЕ

При коммутации электрических цепей электрическими аппаратами необходимо рассмотреть процесс восстановления напряжения на контактах. Схема контура для расчета напряжения $U_B(t)$ изображена на рис. 2.7,в. Ввиду кратковременности процесса мгновенное значение напряжения источника принимается постоянным. Оно зависит от номинального (линейного) напряжения сети $U_{ном}$, синуса угла сдвига фаз между током и напряжением ($\sin \varphi$) и коэффициента схемы $k_{сх}$: при фазном напряжении сети – $k_{сх} = 1/\sqrt{3}$; при линейном – $k_{сх} = 1$; для первой рвушей фазы в трехфазной сети – $k_{сх} = 1,5$. Возвращающееся напряжение промышленной частоты:

$$U_0 = \sqrt{2/3} k_{сх} U_{ном} \sin \varphi. \quad (2.11)$$

Шунтирующее сопротивление $R_{ш}$ специально включается в схему аппарата для облегчения условий отключения цепи или оно имитирует остаточное сопротивление коммутирующего органа (за нулем тока). Емкость C – это приведенная к зажимам аппарата эквивалентная емкость отключающей сети.

Параметры переходного процесса в контуре (рис. 2.7,в) определяются из следующих соотношений:

Баланс напряжений в контуре

$$U_0 = i_{\Sigma} R + L \frac{di_{\Sigma}}{dt} + U_B(t); \quad (2.12)$$

суммарный ток

$$i_{\Sigma} = i_{ш} + i_C;$$

ток шунта

$$i_{ш} = \frac{U_B(t)}{R_{ш}};$$

ток конденсатора

$$i_C = C \frac{dU_C}{dt}.$$

Основное влияние на напряжение U_0 оказывает сопротивление нагрузки R , определяя значение

$\sin \varphi$ в (2.11). Принимая здесь R равным нулю, из (2.12) находим

$$\frac{d^2 U_B}{dt^2} + \frac{1}{CR_{ш}} \frac{dU_B}{dt} + \frac{U_B}{LC} = \frac{U_0}{LC}. \quad (2.13)$$

При начальных условиях: $t = 0, U_B = 0, dU_B/dt = 0$, решение (2.13) будет иметь вид [10]:

$$U_B(t) = U_0 \left\{ 1 - \left[\frac{\alpha}{m} \operatorname{sh}(mt) + \operatorname{ch}(mt) \right] e^{-\alpha t} \right\} \quad (2.14)$$

где $m = \sqrt{\frac{1}{4C^2 R_{ш}^2} - \frac{1}{LC}}$; $\alpha = \frac{1}{2CR_{ш}}$.

Для промышленной частоты тока (50 Гц) можно считать $\alpha/m \ll 1$. Тогда

$$U_B(t) = U_0 \left[1 - \operatorname{ch}(mt) e^{-\alpha t} \right]. \quad (2.15)$$

Если $m < 0$, то переходной процесс носит колебательный характер и гиперболические функции в соответствии с соотношением $\operatorname{ch}(jx) = \cos x$ переходят в круговые и (2.14) принимает вид

$$U_B(t) = U_0 \left[1 - \cos(\omega_0 t) e^{-\alpha t} \right]; \quad (2.16)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0,$$

где f_0 – частота собственных колебаний напряжения $U_B(t)$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4C^2 R_{ш}^2}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

Частота собственных колебаний, Гц, в сетях низкого напряжения [9]

$$f_0 = (2300 \div 2600) U_{ном}^{-0,8} I_0^{0,2}. \quad (2.17)$$

В сетях высокого напряжения частота собственных колебаний составляет приблизительно $f_0 \approx 0,3 \div 10$ кГц.

Если $m > 0$, то переходной процесс носит аperiодический характер и зависимость (2.14) имеет вид

$$U_B(t) = U_0 [1 - e^{-\alpha_1 t}]; \quad \alpha_1 = \frac{R_{ш}}{L}. \quad (2.18)$$

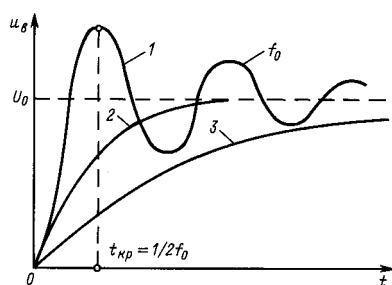


Рис. 2.8. Кривые $U_B(t)$ при шунтирующих сопротивлениях больше (1), равно (2) и меньше (3) критического шунтирующего сопротивления

Условие перехода колебательного процесса в апериодический

$$R_{ш} \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = R_{ш.кр} , \quad (2.19)$$

где $R_{ш.кр}$ — критическое шунтирующее сопротивление.

Колебательный процесс можно перевести в апериодический также путем увеличения активного сопротивления нагрузки R

$$R \geq 2\sqrt{L/C} . \quad (2.20)$$

2.1.5. ОТКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ КОНТАКТНЫМИ АППАРАТАМИ

Отключение цепи контактным аппаратом характеризуется возникновением плазмы, которая проходит разные стадии газового разряда в процессе преобразования межконтактного промежутка из проводника электрического тока в изолятор. При токах выше 1 А возникает стадия дугового разряда 1 (рис. 2.9); при снижении тока возникает стадия тлеющего разряда 2 (у катода); стадия 3 — таунсендовский разряд, и, наконец, стадия 4 (стадия изоляции, в которой носители электричества — электроны и ионы — не образуются за счет ионизации, а могут поступать из окружающей среды).

Для стадии дугового разряда характерны высокая температура (более 3000 К), большая плотность тока (до 10^6 А/см^2) и небольшой градиент напряжения (10–100 В/см).

Тлеющий разряд образуется в прикатодной зоне с околоскатодным напряжением 200–300 В и напряженностью поля $E_{ок} \approx 10^4 \text{ В/см}$.

Третью стадию характеризуют кривые Пашена — зависимости напряжения пробоя $U_{пр}$ от произведения давления газа p на длину изоляционного промежутка l (рис. 2.10). При малом давлении, когда произведение pl мало, электроны на своем пути

На рис. 2.8 приведены кривые $U_B(t)$ при различных значениях шунтирующего сопротивления $R_{ш}$.

Коэффициент амплитуды восстанавливающегося напряжения при колебательном процессе, полученный на основе решения (2.16) при $t = \pi/\alpha$, равен

$$k_a = \frac{U_{Bmax}}{U_0} = 1 + e^{-\alpha/2f_0} . \quad (2.21)$$

Средняя скорость увеличения напряжения при колебательном процессе

$$\left(\frac{dU_B}{dt}\right)_{cp} = \frac{k_a U_0}{t_{кр}} = \frac{k_a U_0}{(1/2f_0)} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} k_{сх} k_a f_0 U_{ном} \sin\phi . \quad (2.22)$$

Влияние параметров цепи на $U_B(t)$ сводится к следующему:

активное сопротивление нагрузки уменьшает $\sin\phi$ и напряжение U_0 ;

индуктивность L увеличивает $\sin\phi$ и напряжение U_0 , снижает собственную частоту f_0 и $(dU_B/dt)_{cp}$;

емкость C снижает f_0 и $(dU_B/dt)_{cp}$;

шунтирующее сопротивление $R_{ш}$ снижает $(dU_B/dt)_{cp}$ и U_0 (в сочетании с сопротивлением R нагрузки).

к аноду встречают небольшое количество нейтральных частиц и ионизация затруднена. В этих условиях, чтобы иметь в промежутке достаточное количество положительных ионов, способных сделать разряд самоподдерживающимся, требуется повысить напряжение. При высоком давлении, наоборот, электроны не в состоянии приобрести на малом пути свободного пробега необходимую энергию для ионизации. Поэтому для достижения необходимого уровня ионизации электрическая прочность с ростом давления также повышается. Если за U_{min} произведение pl уменьшается не из-за p , а из-за l , то кривая $U_{пр} = f(pl) \rightarrow 0$ (штриховая линия). Напряжения пробоя здесь снижаются под влиянием автоэлектронной эмиссии с катода при малых расстояниях между электродами из-за вытягивания бугорков на металле электростатическими силами. При давлении выше атмосферного и расстояниях между контактами более миллиметра справедлива правая часть кривой Пашена.

В стадии дугового разряда преобладает термическая ионизация — разбиение атомов на электроны и положительные ионы за счет энергии теплового поля, при тлеющем — возникает ударная ио-

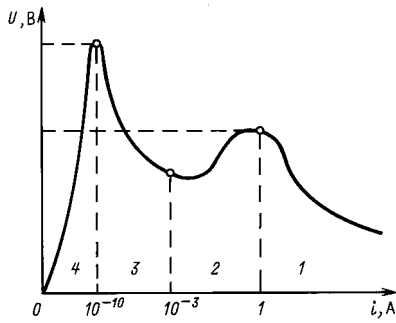


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика стадий газового разряда

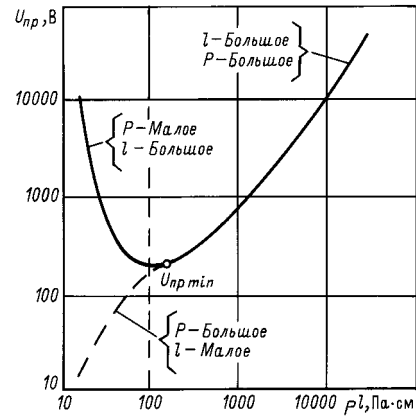


Рис. 2.10. Кривая Пашена для воздуха при $T = 273 \text{ K}$

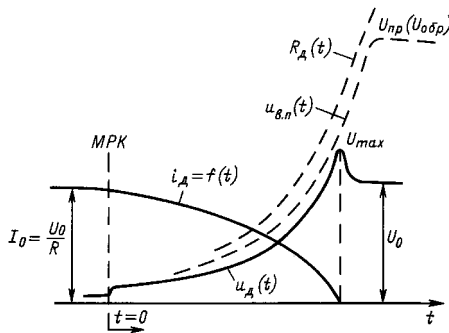


Рис. 2.11. Характеристика процессов отключения постоянного тока:
МРК – момент размыкания контактов

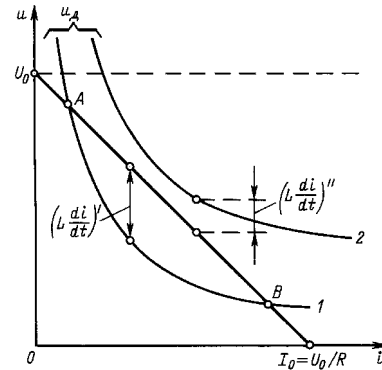


Рис. 2.12. К определению условия гашения дуги постоянного тока

низация у катода за счет соударения с электронами, разгоняемыми электрическим полем, при таунсендовском разряде ударная ионизация преобладает во всем столбе дуги газового разряда.

Отключение постоянного тока. При отключении постоянного тока сопротивление возникающей дуги R_d непрерывно увеличивается до бесконечности, восстанавливаемая прочность $U_{в.п}(t)$ — до напряжения пробоя $U_{пр}$ „холодного” промежутка, ток i уменьшается до нуля, напряжение дуги $U_d(t)$ увеличивается до возникающего в конце процесса перенапряжения U_{max} , которое уменьшается до напряжения источника U_0 (рис. 2.11).

Математическое описание процессов производится на основе решения системы двух дифференциальных уравнений — уравнения баланса напряжений в отключаемой цепи и динамической вольт-амперной характеристики дуги, которые здесь не приводятся.

Приближенный расчет процессов возможен на основе статической вольт-амперной характеристики дуги и уравнения баланса напряжений в цепи:

$$U_0 = iR + L di/dt + U_d(i_d) . \quad (2.23)$$

Для характеристики 1 дуги (рис. 2.12) составляющие этого уравнения таковы, что $(L di/dt)' > 0$ и дуга горит устойчиво. Для характеристики 2 дуги, лежащей выше реостатной характеристики цепи, производная $(L di/dt)'' > 0$ — отрицательна и дуга гаснет. Очевидно, что точка B является точкой устойчивого горения дуги, а точка A — неустойчивого.

Отсюда следует условие гашения дуги постоянного тока:

статическая вольт-амперная характеристика дуги должна лежать выше реостатной характеристики $(U_0 - I_0)$ отключаемой цепи.

Если изменение тока дуги во времена ее гашения выразить

$$i_d(t) = I_0 \left[1 - \left(\frac{t}{t_d} \right)^n \right],$$

где $n > 1$ или $n < 1$, то из (2.23) получим формулу для расчета перенапряжения

$$U_{max} = U_0 \left(1 + \frac{n\tau_{эм}}{t_d} \right), \quad (2.24)$$

где $\tau_{эм} = L/R$; t_d — время дуги.

Отключение переменного тока. Отключение цепи переменного тока подразделяется на две стадии: стадию горения дуги — от момента размыкания контактов до момента последнего перехода тока через нуль и стадию гашения дуги — за переходом тока через нуль, когда кривая восстанавливающейся прочности лежит выше кривой восстанавливающегося напряжения, то есть когда выполняется условие отключения цепи переменного тока (рис. 2.13).

Увеличивающееся сопротивление дуги $R_d(t)$, напряжение дуги $U_d(t)$, восстанавливающаяся прочность $U_{в.п}(t)$ после первого перехода тока через нуль при замыкании контактов обеспечивают условие отключения цепи ($U_{в.п} > U_d$). Процесс восстановления напряжения $U_b(t)$ имеет колебательный характер с собственной частотой f_0 . В конце процесса остаточный ток $i_{ост}$ исчезает, а восстанавливающаяся прочность $U_{в.п}(t)$ становится равной напряжению пробоя холодного промежутка между контактами.

Для обеспечения успешного отключения переменного тока также нередко применяют несколько разрывов дуги на полюс аппарата. В условиях коммутации цепей низкого напряжения с их высокой собственной частотой время восстанавливающегося напряжения $U_b(t)$ очень мало и восстанавливающаяся прочность за это время изменится мало.

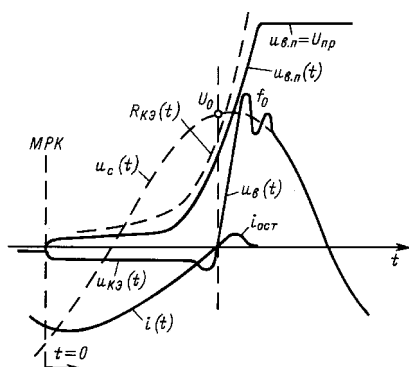


Рис. 2.13. Характеристики процессов отключения цепей переменного тока контактным аппаратом

Ее можно считать равной начальной восстанавливающейся прочности $U_{в.п}^0$ (в момент перехода тока через нуль). Тогда при числе разрывов n на полюс аппарата условие гашения дуги с u (2.11) для возвращающегося напряжения U_0 можно выразить соотношениями:

$$nU_{в.п}^0 \geq k_a U_0; \quad n \geq \frac{\sqrt{2/3} k_a k_{сх} U_{ном} \sin \varphi}{U_{в.п}^0}, \quad (2.25)$$

где коэффициент амплитуды k_a определяется из (2.21).

Угол сдвига фаз между током и напряжением φ определяется с учетом активного сопротивления дуги R_d аппарата

$$\sin \varphi = \frac{\omega t}{\sqrt{(\omega t)^2 + (R + R_d)^2}}; \quad R_d = \frac{U_d}{i_d} = \frac{E_d l_d}{i_d},$$

где E_d и l_d — градиент напряжения и длина дуги.

Начальная восстанавливающаяся прочность для ограниченного дугой тока определяется как

$$I_{огр} = \frac{U_{ном}}{\sqrt{(\omega L)^2 + (R + R_d)^2}}.$$

Характеристики электрической дуги отключения и восстанавливающаяся прочность. Свойства плазмы стадии дугового разряда определяются ее высокой температурой (3000–50000 К). При этом преобладает термическая ионизация газа. Степень термической ионизации, отношение числа ионизированных частиц к их общему числу, определяется формулой Сага:

$$\alpha = \frac{N_n}{N_\Sigma} = \frac{25 \cdot 10^6 T^{1,25}}{p^{0,5}} e^{-5800 e U_n / T}, \quad (2.26)$$

где T — температура, К; p — давление, Па; eU_n — потенциал ионизации, эВ.

Вольт-амперная характеристика открытой дуги в воздухе при токе $i_d = (1 \div 20)$, А:

$$U_d = U_{0,3} + 92 l_d / \sqrt{i_d}, \quad (2.27)$$

где $U_{0,3} = (10 \div 29)$, В — околоэлектродное напряжение; l_d — длина дуги, см.

При токах выше 20 А градиент напряжения открытой дуги становится примерно постоянным и равным $E_d = (10 \div 12)$ В/см. Скорость движения дуги v_d в поперечном направлении повышает интенсивность ее охлаждения и повышает градиент напряжения:

$$E_d = \frac{92 + 0,09 v_d}{\sqrt{i_d}}.$$

На рис. 2.14,а изображены статические характеристики дуги в дугогасительной решетке I , в шелевых камерах и в предохранителях 2 и открытой

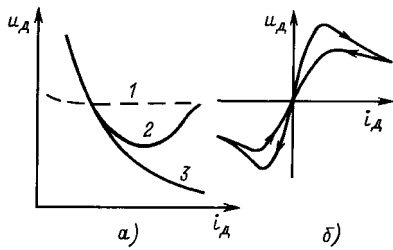


Рис. 2.14. Характеристики дугогасительных устройств (а) и динамическая характеристика дуги переменного тока (б)

дуги 3. Повышение характеристик 2 и 3 с увеличением тока вызвано усилением охлаждения столба дуги из-за тесного соприкосновения его со стенками дугогасящего устройства. Динамическая характеристика дуги переменного тока приведена на рис. 2.14, б. Статическая характеристика, в отличие от динамической, соответствует условиям неизменяющегося во времени тока.

Дифференциальное уравнение динамической характеристики дуги имеет вид

$$\frac{1}{i_d} \frac{di_d}{dt} - \frac{1}{U_d} \frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{\nu} \frac{U_d i_d - P_0 I_d}{P_0 I_d},$$

где t — время; ν — тепловая постоянная времени дуги; P_0 — удельная, на единицу длины отводимая от дуги мощность; I_d — длина дуги.

Присущая столбу дуги восстанавливающаяся прочность определяется в критических условиях динамического режима, когда подводимая к дуге мощность U_d^2 / R_d становится равной отводимой

мощности $P_0 I_d$. Тогда напряжение дуги равно восстанавливающейся прочности

$$U_{в.п} = \sqrt{P_0 I_d R_d}.$$

Измеренная для аппаратов переменного тока низкого напряжения восстанавливающаяся прочность после перехода тока через нуль выражается эмпирической формулой [11]:

$$U_{в.п}(t) = U_{в.п}^0 + k_{пт} t, \quad (2.28)$$

где $k_{пт}$ — скорость роста прочности межконтактного промежутка.

Экспериментальные зависимости начальной восстанавливающейся прочности $U_{в.п}^0$ открытой дуги для контактов из разных материалов приведены на рис. 2.15. Для аппаратов низкого напряжения $k_{пт} = (1 \div 4)$ В/мкс.

Способы воздействия на электрическую дугу в коммутационных аппаратах. Цель воздействия на столб возникающей в аппарате дуги состоит в увеличении ее активного электрического сопротивления вплоть до бесконечности, когда коммутационный орган переходит в изоляционное состояние. Практически всегда это достигается путем интенсивного охлаждения столба дуги, уменьшения ее температуры и теплосодержания, в результате чего снижается степень ионизации и количество носителей электричества и ионизированных частиц и повышается электрическое сопротивление плазмы.

Основные способы воздействия на столб дуги в коммутационных аппаратах сводятся к следующему:

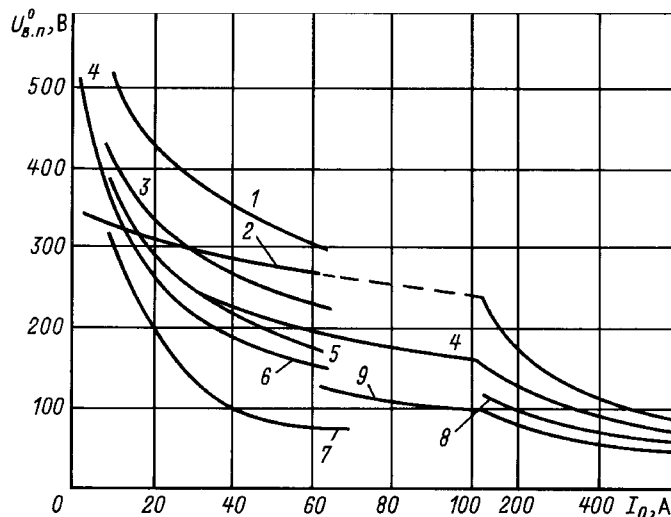


Рис. 2.15. Начальная восстанавливающаяся прочность для разных контактных материалов в функции тока открытой дуги:

1 — Ag; 2 — латунь; 3 — Ag-Ni; 4 — Cu; 5 — Ag-W; 6 — Ag-CdO; 7 — Ag; 8 — Al; 9 — Fe

увеличению длины столба дуги путем его растяжения или увеличения числа разрывов на полюс выключателя;

перемещению дуги на металлические пластины дугогасительной решетки, которые являются радиаторами, поглощающими тепловую энергию столба дуги;

перемещению столба дуги магнитным полем в щелевую камеру из дугостойкого изоляционного материала, где дуга интенсивно охлаждается изоляционными стенками;

образованию дуги в трубке из газогенерирующего материала, например, фибры; выделяемые под воздействием температуры газы создают высокое давление в трубке и „выстреливают” из нее столб дуги, а затем гасят ее;

контакты аппарата расходятся в среде минерального (трансформаторного) масла, которое разлагается под влиянием высокой температуры появившейся дуги; в дугогасительной камере образуется газопаровое дутье на „гасимую” часть дуги. Более половины образованных газов составляет водород, обладающий высокой теплоотводящей способностью;

на образующийся столб дуги направляется поток сжатого воздуха из резервуара с давлением

$20 \cdot 10^5$ Па (воздушные выключатели высокого напряжения). Поток воздуха рвет дугу;

гашению дуги в среде элегаза (SF_6) при давлении ниже $6 \cdot 10^5$ Па; в камере образуется дутье элегазовой струи, обладающей высокими электроизоляционными свойствами;

гашению дуги в вакууме; при очень низком давлении газа „недостает” атомов газа, чтобы ионизировать их и поддержать проведение тока в дуге; электрическое сопротивление канала столба дуги становится очень высоким и при достаточной длине его дуга гаснет;

синхронному размыканию контактов перед переходом переменного тока через нуль, что существенно снижает выделение тепловой энергии в образованном столбе дуги и облегчает условия восстановления его электрической прочности за переходом тока через нуль, т. е. условия гашения дуги;

применению шунтирующего дугу активного сопротивления, облегчающего условия ее гашения;

применению шунтирующих межконтактный промежуток полупроводниковых элементов, переводящих на себя ток дуги, что практически исключает образование дуги на контактах.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит разница и сходство между электрическими ключами – контактным и электронным?
2. Как рассеивается энергия, выделяемая при коммутации в контактных и электронных ключах?
3. Изобразите и докажете, какой вид будут иметь кривые тока включения RL -цепи переменного тока при условиях:

$$R \rightarrow 0 \text{ и } L \rightarrow 0 ;$$

$$R \rightarrow \infty \text{ и } L \rightarrow \infty ;$$

$$\Phi = 0 \text{ и } \varphi = \pi/2 ;$$

$$\Phi = \pi/2 \text{ и } \varphi = \pi/2 .$$

4. Какую катушку труднее отключать на постоянном и переменном токе: с железным сердечником внутри катушки или без него?
5. В чем состоит роль электрической дуги при отключении цепей постоянного и переменного тока?
6. В чем состоит роль параметров цепи в процессе восстановления напряжения и отключения цепи переменного тока?
7. Поясните характеристики плазмы и стадии плазмы при восстановлении диэлектрических свойств межконтактного промежутка аппарата.

2.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АНАЛОГИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АППАРАТОВ

Электромеханические системы электрических аппаратов отличаются разнообразностью конструкций и происходящих в них физических процессов. Естественно, что никакая самая подробная математическая модель не может претендовать на всеобъемлемость и полную адекватность представлений технического объекта. Как правило, в этом и нет необходимости. Более того, вполне оправдано

стремление инженера получить более простую формализованную модель, которая позволит ему приближенно, но с гарантированной точностью, решить задачу анализа отдельных процессов в устройстве или задачу проектирования основных функциональных узлов. Поэтому умение обосновать упрощающие допущения не менее важно, чем овладение принципами моделирования отдельных узлов.

В дальнейшем будем предполагать, что электро-механическая система электрического аппарата включает следующие основные подсистемы:

электрическую (устройства генерации, потребления и передачи энергии электрического тока);

магнитную (устройства генерации, потребления и передачи энергии электромагнитного поля);

механическую (устройства из твердых тел генерации, потребления и передачи механической энергии);

тепловую (устройства генерации, потребления и передачи тепловой энергии).

Модель отдельной подсистемы представляет процессы только своей физической природы, т. е. внутри подсистемы не происходит преобразование энергии в другой вид. Правила преобразования энергии из одного вида в другой устанавливаются через зависимые источники энергии различных подсистем.

Математическая модель электромеханической системы на макроуровне представляет собой систему алгебраических и обыкновенных дифференциальных уравнений, в которой единственной независимой непрерывно изменяющейся переменной служит время. Макромодель — это модель с сосредоточенными параметрами. В ней используются достаточно крупные элементы, представляющие свойства отдельных элементов моделируемого объекта в виде простых алгебраических функций. Анализ свойств отдельных элементов выделяется в самостоятельную задачу, решение которой требует применения методов микромоделирования, например численного анализа пространственных распределений электромагнитных или тепловых полей [15, 26].

Составление математической модели системы, включающей несколько технических подсистем различной физической природы, основано на общих для всех подсистем понятиях, позволяющих добиться единообразия формы записи уравнений. К ним относятся [25] понятия „элемент, переменные и тип уравнений”.

Названия простейших пассивных элементов для любой из подсистем соотносятся не с их конструктивными особенностями, а с характером преобразования энергии. Таких обобщенных элементов три, которые по аналогии с электрическими цепями обозначаются:

R — резистор (происходит безвозвратное рассеяние энергии);

L — индуктивность (накапливается кинетическая энергия);

C — конденсатор (накапливается потенциальная энергия).

Процессы представляются в виде временных зависимостей некоторых параметров, которые составляют совокупность искомым неизвестных математической модели и носят название *фазовых переменных*. По своему характеру такие переменные в рассматриваемых технических подсистемах могут быть отнесены к одному из двух типов: переменные *типа потока* и переменные *типа потенциала*.

Активными элементами модели будут независимые или зависимые *источники фазовых переменных*: источники типа потока (источник тока в электрических цепях) и источники типа потенциала (источник ЭДС в электрических цепях). В графическом представлении математическая модель изображается *эквивалентными схемами* электрических цепей, содержащими необходимый набор активных и пассивных элементов.

Составляющие математическую модель уравнения выражают связи между фазовыми переменными. По смысловому содержанию формируемые уравнения объединяются названиями либо компонентных, либо топологических уравнений.

Компонентные уравнения отражают физический закон функционирования каждого элемента системы и связывают разнородные фазовые переменные (поток — потенциал). Они выводятся как на основе известных ранее фундаментальных законов и их следствий (например, второй закон Ньютона в механике), так и на основе данных специальных теоретических или экспериментальных исследований (в частности микромоделированием полей, физическим макетированием и др.).

Топологические уравнения отражают структуру связей между различными элементами в подсистеме и в целом в системе и записываются для однородных фазовых переменных: отдельно для потоков и для потенциалов. Вывод топологических уравнений легко поддается формализации, так как опирается на общие правила функционирования любых технических подсистем, представляющих условия непрерывности и равновесия.

Математические записи физических законов в каждой подсистеме включают различные параметры и различны по форме. Использование понятия компонентных уравнений позволяет представить физические законы всех подсистем в одинаковой форме записи для соответствующих данной подсистеме простейших элементов R , L , C и фазовых переменных. Такие преобразования возможны благодаря существующему подобию процессов различной физической природы по отношению к накоплению и рассеянию энергии конкретного вида.

Рассмотрим компонентные уравнения простейших элементов выделенных нами подсистем

электромеханической системы. Макромодель электрической подсистемы представляют в виде цепи постоянного или переменного электрического тока [24] и в качестве фазовых переменных используют *токи* I в ветвях и *напряжения* U на ее участках. Компонентные уравнения определяют связи напряжений и токов на элементах цепи.

Для *электрического резистора* R справедлив закон Ома: $I = U/R$. Для электрической катушки *индуктивности* L в соответствии с законом электромагнитной индукции имеем: $U = LdI/dt$; $L = d\Psi/dI$, где Ψ – потокосцепление катушки индуктивности.

Для *электрического конденсатора* C в соответствии с законом электрической индукции справедливо соотношение: $I = CdU/dt$; $C = dq/dU$, где q – заряд конденсатора.

Первичными источниками энергии в электрических цепях будут источники тока и ЭДС (напряжения).

При моделировании электромеханических систем выделяются как электрическая, так и магнитная подсистемы. Поэтому при построении электрической цепи переменного тока требуется четкое разграничение составляющих индуцированной ЭДС, представляемых собственно ЭДС и отдельно напряжением на индуктивности. Обычно стараются придерживаться правила, когда включенная в электрическую цепь индуктивность не зависит от параметров системы, т. е. постоянна, а источники индуцированной ЭДС могут зависеть от параметров электрической и других подсистем.

Макромодель магнитной подсистемы строится на основе понятий магнитной цепи [24], т. е. используется представление пространственной картины магнитного поля в виде отдельных трубок магнитного потока [27]. Каждая трубка потока заменяется эквивалентной цепью с сосредоточенными параметрами, содержащими источники магнитодвижущей силы (МДС) или потока и магнитные активные или реактивные сопротивления. Уравнения и методы анализа магнитных цепей полностью аналогичны электрическим цепям.

В качестве фазовых переменных в магнитной подсистеме используются *магнитный поток* Φ и *магнитное напряжение* U_M .

Магнитное сопротивление R_M определяется конфигурацией трубки магнитного потока и магнитной проницаемостью среды (см. § 1.3).

Магнитное напряжение на участке с сопротивлением R_M выражается законом Ома для магнитной цепи: $U_M = \Phi R_M$.

Магнитная индуктивность L_M используется для анализа магнитных цепей при переменном потоке

для учета потерь электрической энергии в магнитной системе из-за явлений магнитного гистерезиса и возникновения вихревых токов в проводящих элементах конструкции. В отношении магнитной энергии эти явления подобны накоплению кинетической энергии в механике. Значение магнитной индуктивности L_M вычисляется или на основе экспериментальных данных, или анализом распределения электромагнитного поля в элементах конструкции магнитной системы. Помимо геометрических размеров, например, сердечника электромагнита индуктивность L_M зависит от формы петли гистерезиса и электрической проводимости материала [24]. Напряжение на магнитной индуктивности связано с магнитным потоком соотношением: $U_M = L_M d\Phi/dt$. При построении магнитных цепей процессы накопления магнитной энергии, подобные по характеру накоплению потенциальной энергии в механике, не рассматриваются и понятие магнитного конденсатора не вводится.

Первичные источники энергии представляются в виде *источников МДС* и *источников магнитного потока*.

Для электромеханической системы характерна схема преобразования электрической энергии сначала в магнитную, а затем в механическую. И наоборот, механическая энергия преобразуется в электрическую через магнитную.

При макро моделировании механических подсистем удобно рассматривать отдельно поступательное и вращательное движение элементов конструкции. При *поступательном движении* тел в качестве фазовых переменных используют *силу* P и *скорость* v . Причем в зависимости от того, какая из них принимается за переменную типа потока, а какая за переменную типа потенциала, получаем прямую или обращенную модели, одинаково пригодные для анализа. Пусть в качестве переменной типа потока выбрана сила P , переменной типа потенциала – скорость v (*прямая модель*). Элементы механической подсистемы: массы, пружины, элементы трения, объединяются общим уравнением движения, которое и является математической моделью. Для каждого отдельного элемента хорошо известны законы функционирования, легко интерпретируемые через простейшие элементы R , L , C . Из уравнения вязкого трения: $P = k_T v = v/R_{\text{мех}}$, где k_T – коэффициент вязкого трения, следует, что активное механическое сопротивление – элемент диссипации механической энергии, определяется соотношением $R_{\text{мех}} = 1/k_T$. Свойства упругого элемента, например, пружины с линейными свойствами, определяет закон Гука: $P = k_y x$, где k_y – жест-

кость (упругость) пружины; x – перемещение. Или после дифференцирования по времени: $dP/dt = k_y v$. Механическая индуктивность – это коэффициент пропорциональности между скоростью и производной силы, т. е. $v = L_{\text{мех}} dP/dt$; $L_{\text{мех}} = 1/k_y$ (по аналогии с электрической цепью $U = L dI/dt$). Второй закон Ньютона представляет собой уравнение для ускорения $P = mdv/dt$, где m – масса тела как коэффициент пропорциональности между силой и производной скорости (ускорением) может быть обозначена *механической емкостью* $C_{\text{мех}} = m$ и $P = C_{\text{мех}} dv/dt$ (по аналогии с электрической цепью $I = C dU/dt$).

Таким образом, для принятой модели, где сила – поток, а скорость – потенциал, пружина является элементом накопления кинетической энергии, а масса – потенциальной энергии.

Обращенная модель механической поступательной подсистемы обосновывается для фазовых переменных *типа потока* – скорость v , и *типа потенциала* – сила P . Тогда для вязкого трения $v = P/R_{\text{мех}}$, где $R_{\text{мех}} = k_T$, для уравнения пружины $v = C_{\text{мех}} dP/dt$, где $C_{\text{мех}} = 1/k_y$, для уравнения массы $P = L_{\text{мех}} dv/dt$, где $L_{\text{мех}} = m$. В обращенной модели элементом накопления кинетической энергии служит масса, а потенциальной – упругая среда.

Прямая модель вращательного движения соотносится с фазовыми переменными: *типа потока* – момент сил M , *типа потенциала* – угловая скорость – ω . Вязкое трение вращательного движения определяется соотношением $M = k'_T \omega = \omega/R_{\text{мех}}$, где $R_{\text{мех}} = 1/k'_T$, k'_T – коэффициент трения вращения. Закон Ньютона вращательного движения $M = J d\omega/dt$, где J – момент инерции, записывается по аналогии с электрической цепью через механическую емкость: $M = C_{\text{мех}} d\omega/dt$, где $C_{\text{мех}} = J$ – элемент накопления потенциальной энергии. Упругие элементы во вращательном движении сводятся к спиральным пружинам, для которых справедливо уравнение $M = k'_y \varphi$, где k'_y – угловая жесткость пружины, φ – угол закручивания. После дифференцирования, принимая во внимание, что $\omega = d\varphi/dt$, получаем $\omega = L_{\text{мех}} dM/dt$ и $L_{\text{мех}} = 1/k'_y$. Упругий элемент в прямой модели вращательного движения будет механической индуктивностью, в которой происходит накопление кинетической энергии.

Обращенная модель вращательного движения с фазовыми переменными типа потока – угловая скорость ω и типа потенциала – момент M имеет следующие выражения для простейших элементов: $R_{\text{мех}} = k'_T$; $L_{\text{мех}} = J$; $C_{\text{мех}} = 1/k'_y$.

Математическая макромодель с сосредоточенными параметрами для анализа *распределений теплоты* [29, 30] обосновывается, как правило, при использовании фазовых переменных *типа потока* – *тепловой поток* Φ_T , и *типа потенциала* – *температура* v .

Передача теплоты теплопроводностью, конвекцией и излучением в макромоделях представляется одномерными приближениями в уравнениях законов Фурье и Ньютона: $p_T = -\lambda dv/dx \approx -\lambda(v_2 - v_1)/\Delta l$, $p_T = -k_T(v_2 - v_1)$, где p_T – плотность теплового потока; λ – коэффициент теплопроводности; k_T – коэффициент теплопередачи; v_1 и v_2 – температуры тела на границах рассматриваемого участка длиной Δl для теплопроводности или v_1 – температура тела и v_2 – температура окружающей среды для конвекции в точке на границе раздела.

Если рассматривать уравнения передачи теплоты по трубке теплового потока, то получим соотношения для *тепловых активных сопротивлений*: $\Phi_T = \Delta v/R_{T, \text{кл}}$ и $\Phi_T = \Delta v/R_{T, \text{кв}}$, где $\Delta v = v_1 - v_2$; $R_{T, \text{кл}}$ – тепловое сопротивление (для линейной трубки $R_{T, \text{кл}} = \Delta l/(\lambda S)$, определяющее распространение теплоты теплопроводностью; $R_{T, \text{кв}} = 1/(k_T S)$ – тепловое сопротивление, определяющее распространение теплоты конвекцией и излучением; S – площадь сечения участка.

Тепловым конденсатором может быть любое тело, обладающее теплоемкостью $C_T = cm$, где c – удельная теплоемкость; m – масса тела. Уравнение теплоемкости связывает изменение количества теплоты dQ с изменением температуры dv тела $dQ = C_T dv$. Тепловой поток есть изменение количества теплоты в единицу времени, поэтому $\Phi_T = dQ/dt = C_T(dv/dt)$. Таким образом емкостью теплового конденсатора в математической модели будет теплоемкость тела. Компонентное уравнение для тепловой индуктивности не имеет физического смысла при оперировании выбранными выше фазовыми переменными.

Отдельные элементы в каждой подсистеме объединяются в замкнутые эквивалентные схемы, которые komponуются на основе топологических уравнений, т. е. известных условий непрерывности и равновесия.

Эквивалентная схема электромеханической системы – это совокупность схем электрических цепей, представляющих элементы и их связи во всех входящих в систему и выделенных нами подсистемах в соответствии с принятыми аналогиями. Взаимосвязь между различными подсистемами при построении эквивалентных схем задается через *зависимые источники фазовых переменных и зависимые*

параметры пассивных элементов — зависимые от переменных другой подсистемы.

Условия равновесия выражаются через фазовые переменные типа потока, а условия непрерывности — через переменные типа потенциала. Форма уравнений одинаковая для любой подсистемы.

В электрической подсистеме уравнение равновесия определяется первым законом Кирхгофа (сумма токов, подсоединенных к узлу ветвей равна нулю), а уравнение непрерывности — вторым законом Кирхгофа (в замкнутом контуре сумма напряжений на элементах равна нулю): $\sum I_k = 0$, $\sum U_j = 0$. Аналогичные соотношения справедливы для других подсистем при замене на соответствующие фазовые переменные. В магнитной подсистеме используются законы Кирхгофа для магнитной цепи: сумма магнитных потоков в точке разветвления равна нулю, сумма магнитных напряжений на элементах в замкнутом контуре равна нулю: $\sum \Phi_k = 0$, $\sum U_{Mj} = 0$.

В механической поступательной подсистеме прямая модель основана на принципе д'Аламбера: сумма действующих на тело сил, включая инерционные, равна нулю (переменные типа потока): $\sum P_k = 0$. Для векторов и координатных составляющих абсолютных скоростей справедливо соотношение (переменные типа потенциала): $\sum v_j = 0$.

В обращенной модели фазовые переменные меняются местами и естественно топологические соотношения сохраняются.

В механической вращательной подсистеме для тела: сумма всех моментов равна нулю $\sum M_k = 0$, и сумма угловых скоростей вдоль оси вращения равна нулю $\sum \omega_j = 0$.

В тепловой подсистеме: сумма тепловых потоков в узле разветвления равна нулю $\sum \Phi_{т.к} = 0$, сумма температур на элементах при обходе по замкнутому контуру равна нулю $\sum v_j = 0$.

Составление эквивалентной схемы производится в следующей последовательности [25].

1. На основании анализа конструкции электромеханического устройства выделяют подсистемы: электрическую, магнитную, механическую и др., которые по мнению исследователя необходимо включить в общую модель. Если в какой-либо подсистеме имеется несколько функционально независимых частей или подсистема характеризуется сложной разветвленной структурой, то ее условно разделяют на участки, построение эквивалентных схем для которых не будет вызывать затруднений.

2. В каждой подсистеме определяют значимые для последующего анализа элементы, обосновывают их электрические аналоги, представляются

структуры связей в подсистемах в виде эквивалентных схем электрических цепей.

Составление эквивалентных схем — не полностью формализованная процедура, так как в них отражаются только те элементы и связи реального устройства, которые по мнению инженера оказывают определяющее влияние на его функционирование. Естественно стремление получить наиболее простую модель, но с необходимой полнотой представляющей свойства устройства.

3. Устанавливаются связи между подсистемами, которые выражаются функциями источников фазовых переменных и параметров отдельных элементов от фазовых переменных других взаимосвязанных подсистем. Например, вынуждающая сила в механической подсистеме будет функцией магнитного потока магнитной подсистемы, а магнитное сопротивление — функцией перемещения якоря электромагнита.

Порядок составления эквивалентных схем иллюстрирует следующий пример.

На рис. 2.16 приведена конструкция электромеханического устройства, состоящего из электромагнита: неподвижного П-образного стального магнитопровода с катушкой, к которой подключается постоянное напряжение, и подвижного якоря в виде стальной пластины, соединенного штоком в опоре скольжения с закрепленной на неподвижном основании пружиной. Принцип действия устройства заключается в притяжении якоря к магнитопроводу. При подключении катушки к источнику напряжения в ней появляется ток, возникает магнитный поток в деталях электромагнита и усилие на якоре, которому противодействует инерционная сила, сила трения штока в опоре и упругая сила пружины. Под действием этих сил якорь совершает поступательное движение, т. е. электрическая энергия преобразуется в механическую. Часть энергии источника преобразуется в тепловую при протекании тока в проводе катушки и возбуждении вихревых токов в стальном магнитопроводе.

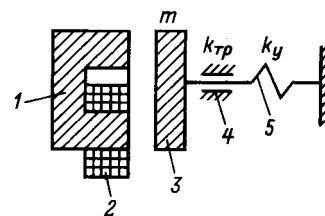


Рис. 2.16. Схема электромеханического устройства: 1 — стальной магнитопровод; 2 — катушка; 3 — стальной якорь; 4 — опора скольжения; 5 — пружина

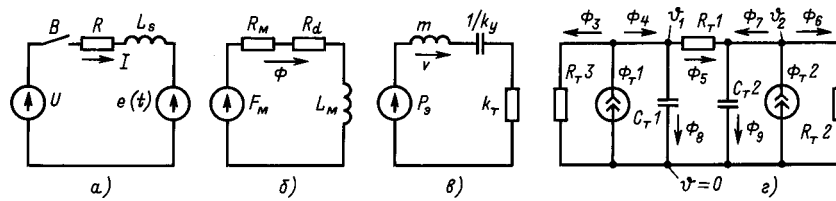


Рис. 2.17. Эквивалентные схемы электромеханической системы (рис. 2.16):
 а – электрическая подсистема; б – магнитная подсистема; в – механическая подсистема;
 г – тепловая подсистема

Для последующего анализа выделяем четыре подсистемы: электрическую, магнитную, механическую и тепловую. Учитывая, что данное устройство не относится к прецизионным электромагнитным механизмам, можно опираться на упрощенные представления процессов, что отражается в эквивалентных схемах указанных подсистем.

Эквивалентная схема электрической подсистемы изображена на рис. 2.17,а. В ней последовательно соединены: источник постоянного напряжения U , выключатель B , провод активным сопротивлением R , катушка индуктивности L_s , связанная с магнитными потоками рассеяния (часть полного магнитного потока катушки, не сцепленная с якорем) и некоторая ЭДС $e(t) = -d\psi/dt$, определенная рабочим потоком электромагнита, сцепленным с якорем. Обычно допускается постоянство индуктивности рассеяния, и в схеме электрической цепи зависимыми будут параметры двух элементов. Активное сопротивление зависит от температуры провода, т. е. от параметров тепловой подсистемы, а ЭДС от временной функции магнитного потока, который в свою очередь определяется параметрами магнитной и механической подсистем (положением якоря).

Эквивалентная схема магнитной подсистемы приведена на рис. 2.17,б. Она состоит из источника магнитодвижущей силы $F_m = IN$, где N – число витков катушки эквивалентных активных магнитных сопротивлений стальных магнитопровода и якоря R_m и немагнитного зазора между сердечником и якорем R_d , а также индуктивности, определенной вихревыми токами в проводящих деталях электромагнита. Магнитодвижущая сила F_m зависит от фазовой переменной электрической подсистемы – тока I , а магнитное сопротивление R_d от параметров механической подсистемы – зазора b . Рабочий магнитный поток и магнитные напряжения на участках цепи определяются аналогично токам и напряжениям в электрической цепи с такой же схемой.

Эквивалентная схема механической подсистемы (рис. 2.17,в) построена на основе принципа обра-

щенной модели, в которой действующее на якорь электромагнитное усилие определено источником ЭДС P_p , а элементы: масса якоря, жесткость пружины и трение в опоре, – представляются последовательным соединением индуктивности, конденсатора и активного сопротивления. Ток в такой схеме эквивалентен скорости якоря, а напряжения на элементах – составляющим результирующей силы, действующей на якорь. Зависимым параметром будет электромагнитное усилие, которое в рассматриваемых приближениях пропорционально квадрату магнитного потока.

Эквивалентная схема тепловой подсистемы (рис. 2.17,г) содержит два зависимых источника тепловых потоков (аналоги источников тока в электрической цепи). Это рассеиваемая электрическая мощность на активном сопротивлении катушки Φ_{T1} , пропорциональная квадрату тока, и мощность электрических потерь в магнитопроводе и якорю Φ_{T2} , пропорциональная в первом приближении квадрату магнитного потока. Выделением тепла из-за трения в опоре скольжения пренебрегаем. Тепловые потоки источника Φ_{T1} – аналоги токов в электрических цепях, аккумулируют тепло в тепловой емкости материала катушки C_{T1} , проникают от катушки через сопротивление теплопроводности R_{T1} к магнитопроводу (теплоемкость магнитопровода C_{T2}) и рассеиваются в воздухе теплопроводностью и конвекцией R_{T2} . Часть теплового потока катушки непосредственно рассеивается в воздухе теплопроводностью и конвекцией R_{T3} . Второй источник теплового потока Φ_{T2} подключается параллельно тепловой емкости магнитопровода. Схема тепловой цепи только приближенно отражает характер процессов в тепловом поле. Определение конкретных параметров элементов схемы и уточнение ее конфигурации производится на основе анализа пространственного распределения теплового и электромагнитного полей (как правило расчетом полей на ЭВМ).

В составленных эквивалентных схемах все четыре подсистемы взаимосвязаны через зависимые ис-

точники фазовых переменных и зависимые параметры пассивных элементов (активное сопротивление провода катушки, магнитное сопротивление зазора между магнитопроводом и якорем).

Предложенные эквивалентные схемы не являются единственно возможными и естественно отражают понимание физических процессов инженером в рамках поставленной перед ним задачи.

Непосредственно математическая модель представляет собой запись системы дифференциальных уравнений по составленным эквивалентным схемам четырех подсистем и выражения для зависимых параметров.

Существуют хорошо разработанные формальные методы и программное обеспечение получения математических моделей по известным эквивалентным схемам. Для решения систем дифференциальных уравнений обычно используются численные методы [31], например, метод Рунге-Кутты. Исключения составляют простейшие уравнения, для которых несложно получить решения в аналитической форме.

Анализ установившихся режимов работы устройств с линейными параметрами и синусоидальными функциями фазовых переменных производится по математическим моделям в комплексной форме записи уравнений. При этом задача сводится к решению систем линейных алгебраических уравнений.

Рассмотрим особенности наиболее характерных механических узлов электрических аппаратов [9] и их эквивалентные схемы.

Две массы, соединенные пружинами между собой и с неподвижным основанием (рис. 2.18). Принимается, что массы пружин малы и не учитываются. Независимым источником фазовых переменных будет сила P , действующая на массу m_1 . Элементы механической подсистемы: массы m_1 и m_2 , трение скольжения первого и второго тела о поверхность $k_{тp1}$, $k_{тp2}$, жесткости двух пружин k_{y1} , k_{y2} . Для упрощения построения эквивалентной схемы в целях предотвращения возможных ошибок используют

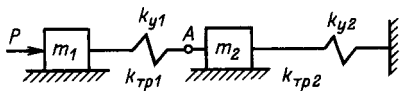


Рис. 2.18. Схема механического узла из двух масс, соединенных пружинами между собой и с неподвижным основанием

прием разделения сложного устройства на два простых в точке A . Точка A движется со скоростью v_2 массы m_2 , поэтому для левой и правой относительно точки A частей можно составить отдельные эквивалентные схемы. Для прямой модели получаем две схемы, изображенные на рис. 2.19,а, а для обращенной модели – две схемы на рис. 2.19,б. В этих схемах присутствуют либо источники фазовой переменной типа потока, либо типа потенциала, заданные скоростью v_2 . Полученные схемы легко объединяются, так как скорость v_2 одна и та же скорость массы m_2 для обеих частей устройства. Объединенные схемы устройства для прямой и обращенной модели приведены на рис. 2.20,а,б. Источники скорости v_2 в них исключены.

Математическая модель – система дифференциальных уравнений для фазовых переменных, выведенная на основе законов Кирхгофа для представленных на рис. 2.20 эквивалентных схем, имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} v_1 k_{тp1} + m_1 dv_1/dt + k_{y1} x_3 &= P; \\ v_2 k_{тp2} + m_2 dv_2/dt + k_{y2} x_2 + k_{y1} x_3 &= 0; \\ v_2 &= dx_2/dt; v_3 = dx_3/dt; v_3 = v_1 + v_2. \end{aligned}$$

Шарнирная связь тела с неподвижным основанием (рис. 2.21). В электрических аппаратах с электромагнитным приводом используется механический узел, который можно представить в виде твердого тела (якоря электромагнита), подвешенного одним концом через шарнир на неподвижном основании и соединенным пружиной в центре масс также с неподвижным основанием. В общем случае на это тело действуют приведенные к центру масс внешние силы P_B произвольного направления.

Под действием момента M результирующей силы реакции шарнира P_Σ тело совершает вращательное движение вокруг оси, проходящей через центр масс C :

$$M_x = P_{\Sigma x} r \cos \varphi; M_y = P_{\Sigma y} r \sin \varphi.$$

Результирующая сила определяется уравнением поступательного движения по осям X и Y .

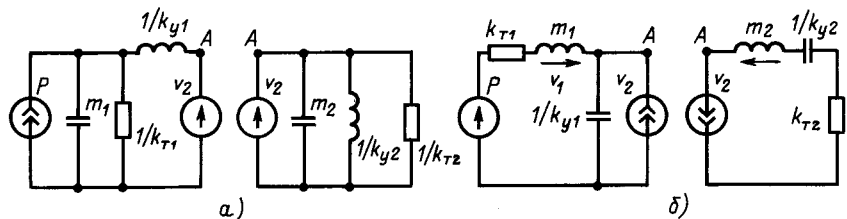


Рис. 2.19. Промежуточное построение эквивалентных схем механического узла рис. 2.18:

а – прямая модель; б – обращенная модель

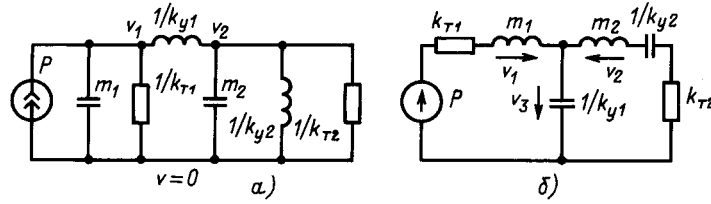


Рис. 2.20. Окончательный вид эквивалентных схем механического узла рис. 2.18:
а — прямая модель; б — обратная модель

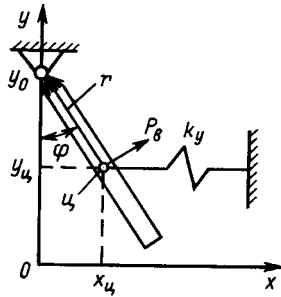


Рис. 2.21. Механический узел с шарнирной связью тела с неподвижным основанием

В неподвижной системе координат XOY , ось Y которой проходит через шарнир, составляющие поступательного перемещения центра масс ($x_{ц}$, $y_{ц}$) выражаются через параметры вращательного движения (φ , r) формулами: $x_{ц} = r \sin \varphi$; $y_{ц} = y_0 - r \cos \varphi$.

Для фазовых переменных — составляющих линейной скорости центра масс (v_x , v_y) и угловой скорости вращения — соотношения получаются дифференцированием формул для перемещений: $v_x = r \omega \cos \varphi$, $v_y = r \omega \sin \varphi$, $\omega = d\varphi/dt$.

Эквивалентные схемы рассматриваемого механического узла, изображенные на рис. 2.22 (прямая модель) и рис. 2.23 (обратная модель) содержат по две схемы для координатных составляющих линейных скоростей и сил поступательного движения центра масс, по одной схеме для угловой скорости и момента вращательного движения тела относительно центра масс и по одной схеме интеграторов для определения угла через угловую скорость. Текущий угол поворота необходим для вычисления моментов и линейных скоростей по приведенным выше формулам.

Источниками в эквивалентных схемах поступательного движения выделены заранее не известные составляющие линейной скорости центра масс, зависящие от угловой скорости вращательного движения. В качестве пассивных элементов учтена масса тела m и жесткость пружины k_y (последняя только для движения по оси x).

Источники в эквивалентных схемах вращательного движения представляют собой моменты координатных составляющих результирующих сил реакции шарнира и определяются фазовыми переменными в эквивалентных схемах поступательного перемещения. В рассматриваемом простейшем случае в схемах учитывается только момент инерции тела J относительно центра масс.

Полную математическую модель для составленных эквивалентных схем образуют уравнения цепей и выражения для зависимых источников фазовых переменных

$$P_{\Sigma x} = mdv_x/dt + k_y x - P_x; \quad x = \int_0^t v_x dt;$$

$$P_{\Sigma y} = mdv_y/dt - P_y;$$

$$Jd\omega/dt = M_x + M_y;$$

$$v_x = r \omega \cos \varphi, \quad v_y = r \omega \sin \varphi, \quad \varphi = \int_0^t \omega dt,$$

$$M_x = P_{\Sigma x} r \cos \varphi, \quad M_y = P_{\Sigma y} r \sin \varphi$$

Блок щелчковых контактов (рис. 2.24). Этот часто используемый в реле механический узел состоит из штока массой m_1 , который через расположенные под углом пружины связан с контактной рейкой массой $m_2 = 2m$. Особенность узла в том, что усилие пружин P_y в направлении движения штока нелинейно зависит от перемещения x в соответствии с формулой

$$P_y = 2k_y \left(1 - \frac{\sqrt{x_0^2 + r^2}}{\sqrt{(x_0 - x)^2 + r^2}} \right) (x_0 - x),$$

где x_0 — начальное положение штока, при котором усилие пружины равно нулю; k_y — жесткость одной пружины.

При движении штока результирующая упругая сила принимает нулевые значения три раза: при $x = 0$, x_0 , $2x_0$. Причем при условии $x = x_0$ рейка находится в положении неустойчивого равновесия

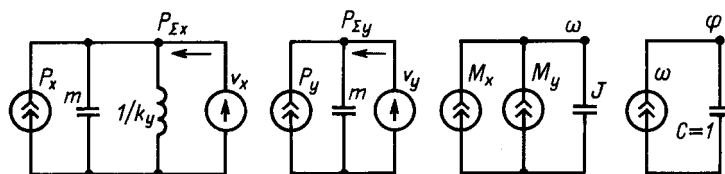


Рис. 2.22. Эквивалентные схемы узла с шарнирной связью тела с неподвижным основанием (прямая модель)

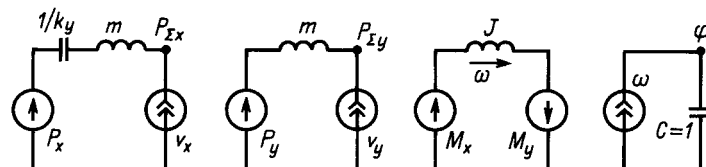


Рис. 2.23. Эквивалентные схемы узла с шарнирной связью тела с неподвижным основанием (обращенная модель)

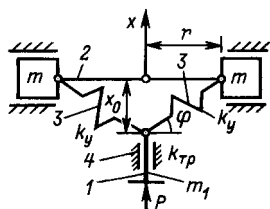


Рис. 2.24. Схема блока щелчковых контактов: 1 – шток; 2 – контактная рейка; 3 – пружины; 4 – опора скольжения

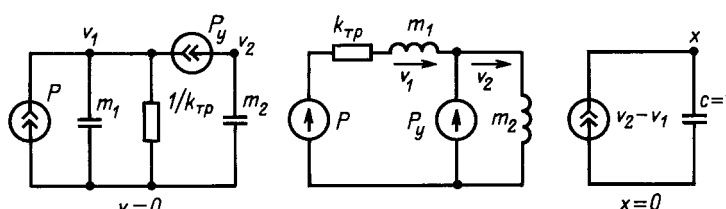


Рис. 2.25. Эквивалентные схемы блока щелчковых контактов: а – прямая модель; б – обращенная модель

и малое смещение штока приводит к перебрасыванию рейки в противоположном направлении до касания с неподвижными контактами. Это свойство используется в реле – переключателях.

Эквивалентные схемы механического узла изображены на рис. 2.25. Упругая сила в них представлена зависимым нелинейным источником фазовой переменной как функции относительного перемещения x штока и рейки. Поэтому в эквивалентные схемы включен также интегратор для вычисления перемещения x по разности скоростей $v_1 - v_2$, где v_1 – скорость штока; v_2 – скорость контактной рейки.

Система дифференциальных уравнений движения деталей узла записывается следующим образом

$$v_1 k_{тp} + m_1 dv_1/dt = P - P_y, \quad m_2 dv_2/dt = P_y;$$

$$P_y = 2k_y \left(1 - \frac{\sqrt{x_0^2 + r^2}}{\sqrt{(x_0 - x)^2 + r^2}} \right) (x_0 - x);$$

$$x = \int_0^t (v_2 - v_1) dt.$$

Пример расчета процесса включения электромагнитного реле с щелчковыми контактами. Схема

электромеханической системы реле изображена на рис. 2.26. Электромагнитный привод реле состоит из неподвижного стального магнитопровода с электрической катушкой и подвижного стального якоря. При подключении катушки к источнику постоянного напряжения возникает электромагнитная сила, которая притягивает якорь к магнитопроводу. Якорь соединен штоком в опоре скольжения с системой щелчковых контактов.

Динамические характеристики реле: зависимости тока, магнитного потока и перемещений якоря и контактов от времени, определяются электрическими, магнитными и механическими параметрами электромагнита и контактной системы. Анализ электромеханической системы производится в следующей последовательности. На первом этапе составляются эквивалентные схемы макромоделей для каждой подсистемы, в данном случае электрической, магнитной и механической. При составлении эквивалентных схем обязательно оговаривают упрощающие допущения. Возможный вариант эквивалентных схем представлен на рис. 2.27.

В электрической подсистеме выделены три элемента: источник постоянного напряжения U , активное сопротивление проводов катушки R и переменная ЭДС $e(t)$, вызванная изменением магнитно-

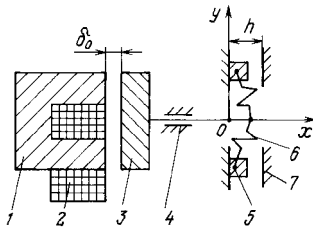


Рис. 2.26. Схема переключателя с электромагнитным приводом и щелчковыми контактами: 1 – магнитопровод электромагнита, 2 – катушка, 3 – якорь, 4 – опора скользящая, 5 – щелчковый контакт, 6 – пружины контактов, 7 – неподвижные контакты

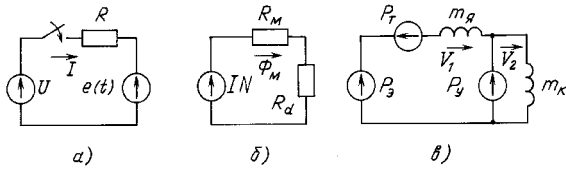


Рис. 2.27. Эквивалентные схемы электромеханической системы переключателя рис. 2.27: а – электрическая подсистема, б – магнитная подсистема, в – механическая подсистема

го потока в катушке при изменении тока и перемещениях якоря. Специальные допущения при построении схемы электрической цепи не принимались. Необходимость в использовании допущений возникает при определении параметров R , $e(t)$.

В магнитной системе упрощающее допущение о малых потоках рассеяния приводит к эквивалентной схеме магнитной цепи с одним контуром, в который включены источник МДС – IN , магнитные сопротивления стальных деталей электромагнита R_M и магнитное сопротивление воздушного зазора R_d , зависящее от положения якоря. В эквивалентную схему механической подсистемы входят три зависимых источника сил: электромагнитной силы P_3 как функции от магнитного потока, силы сухого трения в опоре скользящей P_T , функции от знака скорости якоря и силы упругости пружины щелчковых контактов P_y , функции от относительного положения штока и контактной рейки. В схему механической подсистемы входят масса якоря и штока $m_я$ и масса контактной рейки $m_к$.

Математическая модель электромеханической системы переключателя, соответствующая эквивалентным схемам, сводится к системе из пяти дифференциальных уравнений первого порядка

$$\begin{aligned} d\Phi_M/dt &= (U - RI)/N, \\ dv_1/dt &= (P_3 - P_y - P_T)/m_я & e(t) &= -N d\Phi_M/dt, \\ dv_2/dt &= P_y/m_к & \Phi_M &= IN(R_M + R_d), \\ dx_1/dt &= v_1, & R_d &= 1/\mu_0 (\delta_0 + x_1)/S_{\Pi}, \\ dx_2/dt &= v_2, & P_3 &= \Phi_M^2/(\mu_0 S_{\Pi}). \end{aligned}$$

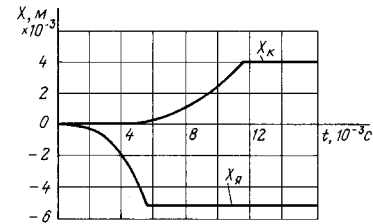
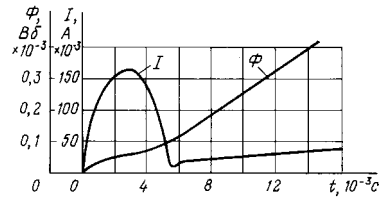


Рис. 2.28. Графики зависимостей параметров электромеханических процессов в переключателе рис. 2.27

$$P_y = 2K_y \left(1 - \frac{\sqrt{x_0^2 + r^2}}{\sqrt{(x_0 - (x_2 - x_1 + l))^2 + r^2}} \right) (x_2 - x_1 + l),$$

где I – ток в катушке, N – число витков катушки, v_1, v_2, x_1, x_2 – соответственно скорости и перемещения якоря и контактной рейки, δ_0 – начальный зазор между якорем и магнитопроводом электромагнита, S_{Π} – площадь одного полюса электромагнита, K_y – жесткость одной пружины щелчкового контакта, r – половина длины контактной рейки, x_0 – положение контактной рейки относительно штока, при котором упругое усилие пружин равно нулю, l – начальное смещение штока и контактной рейки от положения x_0 (начального поджатия пружин контактной рейки).

К представленной математической модели необходимо добавить упоры: для якоря при его смещении на расстояние δ_0 и для контактной рейки в начальном положении и при смещении контактов вправо на расстояние $X_2 = h$, где h – зазор между неподвижными контактами.

В качестве примера расчета электромеханического процесса на рис. 2.29 приведены графики зависимости тока в катушке, магнитного потока и перемещений якоря и контактов при следующих исходных данных:

$$\begin{aligned} U &= 220 \text{ В}, \quad x_0 = 10 \text{ мм}, \quad R_M = 5 \cdot 10^5 \text{ Гн}, \quad m_2 = 0,0003 \text{ кг}, \\ R &= 1000 \text{ Ом}, \quad l = 12 \text{ мм}, \quad S_{\Pi} = 200 \text{ мм}^2, \quad r = 5 \text{ мм}, \\ N &= 5600, \quad \delta_0 = 5 \text{ мм}, \quad m_1 = 0,02 \text{ кг}, \quad K_y = 10 \text{ Н/м}, \\ h &= 4 \text{ мм}. \end{aligned}$$

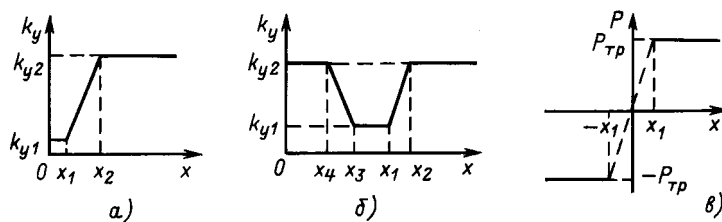


Рис. 2.29. К моделированию нелинейных механических элементов:
 а – упор; б – люфт; в – сухое трение

Сила сухого трения 10 Н.

При включении электромагнита наблюдается бросок тока, который исчезает при прекращении движения якоря ($x_1 = -\delta_0 = -5$ мм) и затем начинается плавное нарастание тока до установившегося значения с постоянной времени электромагнита. Движение якоря начинается при $t = 1,5$ мс, когда электромагнитное усилие превышает противодействующее упругое усилие пружин. Движение контактной рейки в противоположном направлении начинается при смещении якоря на расстояние $x_1 = -2$ мм (положение устойчивого равновесия рейки) в момент времени $t = 4$ мс. Время срабатывания реле составляет 11.3 мс, время движения якоря 5.4 мс.

Механические узлы электрических аппаратов отличаются неравномерным характером движений. Это ограниченные поступательные или возвратно поступательные перемещения, ограниченные вращательные или колебательные (маятниковые) перемещения приводных механизмов. В конструкциях таких узлов, как правило, присутствуют нелинейные элементы, к которым относятся *механические упоры, люфты, сухое трение* и т. п. [25].

Упор ограничивает перемещение, и в идеальном приближении может быть представлен координатной точкой, в которой скорость движения становится равной нулю, а перемещение остается неизменным до начала движения в обратном направлении. При численном анализе временных функций

движения на ЭВМ учет указанных ограничений не представляет труда. Более точное воспроизведение процессов в механическом упоре может быть получено представлением упора нелинейной пружиной. Свойства пружины – упора в виде зависимости жесткости от перемещения приведены на рис. 2.29,а. В момент касания упора в точке x_1 наступает резкое увеличение жесткости до достижения в точке x_2 полного контакта с максимальной жесткостью k_{y2} .

Люфт в механическом соединении подвижных деталей удобно представить как два расположенных с малым зазором упора и моделировать нелинейной пружиной с характеристикой жесткости, представленной на рис. 2.29,б. При положительном перемещении в точке x_1 происходит касание и в точке x_2 полный контакт деталей. При отрицательном перемещении аналогичные точки обозначены x_3 и x_4 . Расстояние x_1, x_3 равно размеру люфта.

Термин сухое трение введен для таких процессов, где сила трения не зависит от скорости и направлена противоположно движению, в отличие от вязкого трения, когда сила трения пропорциональна скорости. Механическая характеристика элемента сухого трения изображена на рис. 2.29,в в виде зависимости силы от скорости. Реально всегда существует интервал $(-x_1, x_1)$ – переходная зона от одного направления движения к противоположному, когда сухое трение подобно вязкому с большим коэффициентом трения.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные подсистемы, составляющие электромеханическую систему электрического аппарата.
2. Дайте определение понятию „макроскопической модели электромеханической системы”.
3. Дайте определения элементов, фазовых переменных, компонентных и топологических уравнений.
4. В чем отличие прямой и обращенной модели поступательного движения тела?
5. Почему не вводятся понятия магнитной емкости и тепловой индуктивности?
6. Перечислите основные этапы составления эквивалентных схем электромеханических систем электрических аппаратов.
7. В чем отличия компонентных и топологических уравнений?

2.3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ СТОЙКОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Под электродинамической стойкостью электрических аппаратов (в общем случае любого электротехнического устройства) понимается способность выдерживать без повреждений и нарушений функционального состояния механические воздействия, создаваемые протекающими через него токами. Количественной характеристикой электродинамической стойкости является ток электродинамической стойкости. При коротких замыканиях наибольшее мгновенное значение амплитуды тока короткого замыкания называется *ударным током короткого замыкания*. Ток электродинамической стойкости электрического аппарата должен быть больше ударного тока короткого замыкания для данных условий работы. Поскольку механическое воздействие, создаваемое протекающим через электрический ап-

парат током, приложено к токоведущим частям, то, говоря об электродинамической стойкости электрического аппарата, можно говорить об электродинамической стойкости его токоведущих частей.

Под нарушением функционального состояния понимается изменение положения токоведущих частей, которое приводит к непредусмотренному изменению параметров электрической цепи, например, самопроизвольное размыкание контактов контактного аппарата.

Для оценки электродинамической стойкости токоведущих частей в настоящее время используются два метода определения значений электродинамических усилий, а именно: метод, основанный на законе Ампера, и метод, базирующийся на анализе энергетических зависимостей.

2.3.1. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ

Если прямолинейный бесконечно тонкий проводник длиной l и током i находится в однородном магнитном поле с индукцией B , то на него в соответствии с законом Ампера действует механическое усилие

$$P = i [lB], \quad (2.29)$$

где l — вектор длиной l , направление которого совпадает с направлением тока i .

В общем случае в неоднородном магнитном поле на проводник элементарной длины dl действует элементарное усилие

$$dP = i [dlB]. \quad (2.30)$$

В (2.29) и (2.30) прямоугольными скобками обозначено векторное произведение. Направление усилия, действующего на проводник с током, определяется по правилу векторного произведения. Довольно часто при этом используют известное *правило левой руки*: если левую руку расположить так, чтобы вытянутые четыре пальца были направлены вдоль проводника по направлению тока, а линии магнитной индукции входили в ладонь, то вытянутый большой палец покажет направление усилия, действующего на проводник.

Если влиянием ферромагнитных масс можно пренебречь, то для определения напряженности H магнитного поля и магнитной индукции B , обусловленных наличием проводников с токами, используют закон Био-Савара-Лапласа

$$dH = \frac{i}{4\pi r^2} [dl r_0], \quad (2.31)$$

где dH — вектор напряженности магнитного поля в произвольной точке M пространства, находящейся

на расстоянии r от середины элементарной длины dl с током i ; r_0 — единичный вектор, направление которого совпадает с направлением луча, проведенного из середины проводника dl в заданную точку пространства.

Направление вектора dH определяют по правилам определения направления векторного произведения. Часто при этом используют правило винта правостороннего вращения: если винт вращать по направлению тока, то направление линии напряженности магнитного поля будет совпадать с направлением вращения головки винта.

Элементарная индукция

$$dB = \mu_0 dH, \quad (2.31)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

Таким образом, если в двух проводниках с токами выделить элементарные проводники элементарной длины dl_1 и dl_2 , то элементарное механическое усилие, действующее на проводник элементарной длины dl_1 с током i_1 , находящийся в поле тока i_2 , протекающего по проводнику dl_2 , можно определить как двойное векторное произведение

$$d^2P_{12} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi r^2} [dl_1 [dl_2 r_{21}]], \quad (2.33)$$

где r — расстояние между серединами длин элементарных проводников dl_1 и dl_2 ; r_{21} — единичный вектор, совпадающий по направлению с лучом, проведенным из середины проводника dl_2 в середину проводника dl_1 ;

модуль вектора

$$d^2 P_{12} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi r^2} dl_1 dl_2 \sin\alpha \sin\gamma, \quad (2.34)$$

где α – угол между векторами $d\mathbf{l}_2$ и \mathbf{r}_{21} ; γ – угол между векторами $d\mathbf{l}_1$ и $[d\mathbf{l}_2 \mathbf{r}_{21}]$.

Если имеется два проводника с токами i_1 и i_2 и конечными длинами l_1 и l_2 , то усилие, действующее на первый проводник, будет

$$P_{12} = \int_{l_1} \int_{l_2} d^2 P_{12} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \int_{l_1} \int_{l_2} \frac{\sin\alpha \sin\gamma}{r^2} dl_1 dl_2.$$

Это выражение можно представить в виде

$$P_{12} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} k_{12}, \quad (2.35)$$

где k_{12} – безразмерный коэффициент, зависящий только от геометрических размеров токоведущего контура. Этот коэффициент называется *коэффициентом контура электродинамических усилий* и может быть принят в качестве критерия геометрического подобия системы, поскольку для подобных в гео-

метрическом смысле систем он имеет одно и то же значение

$$k_{12} = \int_{l_1} \int_{l_2} \frac{\sin\alpha \sin\gamma}{r^2} dl_1 dl_2. \quad (2.36)$$

Для типичного расположения проводников значения коэффициентов контура электродинамических усилий приведены в [1, 2, 6]. Следует обратить внимание на то, что не всегда k_{12} равен k_{21} . В рассмотренном случае вычисления электродинамических усилий с использованием законов Ампера и Био-Савара-Лапласа предполагалось, что проводники бесконечно тонкие. Если необходимо учесть конкретные размеры проводников, то используют формулу

$$P_{12} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} k_{12} k_\Phi, \quad (2.37)$$

k_Φ – коэффициент формы поперечного сечения, значения которого для некоторых случаев приведены в [2, 4].

2.3.2. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ЗАВИСИМОСТЯМ

Рассмотрим систему, состоящую из n -контуров с токами. Положение этой системы в пространстве определяется обобщенными координатами, наименьшее число которых, необходимое для определения положения системы, равно, как известно из механики, числу степеней свободы системы. Если тело перемещается по некоторой направляющей, достаточно знать путь, пройденный телом вдоль этой направляющей от начального положения. Если тело закреплено на оси, достаточно знать угол поворота тела вокруг этой оси, если тело закреплено в одной точке, положение его может быть определено тремя углами поворота и т. п.

При таком обобщенном понятии координаты силы также должны рассматриваться как обобщенные, причем произведение обобщенной силы на производимое ею изменение обобщенной координаты должно быть равно элементарной работе, совершаемой при изменении координаты. В зависимости от выбора обобщенной координаты обобщенная сила приобретает тот или иной физический смысл, например, если обобщенная координата – линейное перемещение, то обобщенная сила – механическая сила, если обобщенная координата – угол поворота, то обобщенная сила – момент пары сил, если обобщенная координата – объем, то обобщенная сила – давление и т. п.

Пусть в системе контуров с токами под действием силы P координата g получает приращение dg

в направлении силы, а остальные координаты остаются неизменными. Если при изменении координаты g потокосцепления Ψ_k остаются неизменными, то

$$P = - \frac{dW_M}{dg} \Psi_k = \text{const}. \quad (2.38)$$

Если при изменении координаты g токи i_k остаются неизменными, то

$$P = - \frac{dW_M}{dg} i_k = \text{const}. \quad (2.39)$$

Последнее выражение наиболее часто используется при вычислении электродинамических усилий, действующих на токоведущие части электрических аппаратов.

Если $i_k = \text{const}$, это не означает, что (2.39) справедлива только для постоянного тока. Полученное выражение справедливо и для переменных токов, причем усилие вычисляется для каждого мгновенного значения тока. Понятие неизменности токов означает, что они остаются неизменными при изменении обобщенной координаты, а не во времени. Другими словами, в (2.38) и (2.39) имеют место частные производные электромагнитной энергии W_M по координате g . Из (2.39) следует, что механическая сила P направлена таким образом, чтобы электромагнитная энергия системы увеличилась.

Таким образом, механические усилия, действующие на круговой виток с током радиуса R , выполненный из круглого проводника радиусом r можно определить при следующих допущениях.

При $R \gg r$ индуктивность круглого составит [2]

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{r} - 1,75 \right).$$

Тогда

$$P_R = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{dR} = \frac{\mu_0 i^2}{2} \left(\ln \frac{8R}{r} - 0,75 \right).$$

Это усилие направлено на увеличение радиуса R и равномерно распределено по окружности длиной $2\pi R$.

Удельная нагрузка (на единицу длины окружности)

$$q_R = \frac{P_R}{2\pi R} = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi R} \left(\ln \frac{8R}{r} - 0,75 \right).$$

Из формулы для определения индуктивности следует, что существует еще усилие

$$P_r = \frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial r} = - \frac{i^2 \mu_0 R}{r}.$$

Это усилие направлено на уменьшение радиуса r и равномерно распределено по окружности длиной $2\pi r$.

Удельное значение нагрузки на единицу длины окружности радиуса r определяется как

$$q_r = \frac{P_r}{2\pi r} = - \frac{i^2 \mu_0 R}{2\pi r^2}.$$

2.3.3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСИЛИЯ ПРИ ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Расчет электродинамических усилий, действующих на токоведущие части электрических аппаратов при переменном токе, производится теми же методами и по тем же зависимостям, что и при постоянном токе. Однако из-за того, что ток изменяется с определенной частотой, характер возникающих при переменном токе усилий имеет некоторые особенности.

Если по проводникам протекает однофазный переменный ток

$$i = I_m \sin \omega t,$$

то электродинамическое усилие, действующее на проводник с током, находящийся в магнитном поле другого проводника с тем же током, определяется как

$$P_{12} = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} k_{12} = \frac{\mu_0 k_{12}}{4\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t.$$

Для упрощения расчета последнее выражение представим в виде

$$P_{12} = c_{12} I_m^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}. \quad (2.40)$$

Из (2.40) видно, что в данном случае электродинамическое усилие изменяется с двойной частотой (по отношению к частоте тока) и состоит из постоянной составляющей

$$P_{12}' = \frac{c_{12} I_m^2}{2}. \quad (2.41)$$

и переменной составляющей

$$P_{12}'' = - \frac{c_{12} I_m^2}{2} \cos 2\omega t. \quad (2.42)$$

Результирующее усилие P_{12} изменяется от 0 до $c_{12} I_m^2$ и не меняет знака.

При коротких замыканиях кроме периодической составляющей ток в общем случае содержит и апериодическую составляющую, т.е.

$$i = \sqrt{2} I (e^{-at} - \cos \omega t), \quad (2.43)$$

где I — действующее значение периодической составляющей тока короткого замыкания; a — постоянная затухания апериодической составляющей тока короткого замыкания, которая зависит от параметров источника и цепи.

Максимальное мгновенное значение тока короткого замыкания достигается при $\omega t = \pi$. Если среднее значение $a = 22 \text{ с}^{-1}$, то при частоте тока $f = 50 \text{ Гц}$ будем иметь

$$i_{max} = i_{уд} = \sqrt{2} \cdot 1,805 I = 2,55 I. \quad (2.44)$$

Тогда максимальное значение электродинамического усилия

$$P_{12max} = 6,5 c_{12} I^2. \quad (2.45)$$

Усилие P_{12} в этом случае изменяется по сложному закону, который кроме затухающей апериодической составляющей имеет синусоидальный (с частотой 2ω) характер. Минимальное значение усилия равно нулю.

В трехфазных цепях токи в отдельных фазах будут определяться как

$$i_1 = \sqrt{2} \sin \omega t;$$

$$i_2 = \sqrt{2} I \sin (\omega t - 120);$$

$$i_3 = \sqrt{2} I \sin (\omega t - 240).$$

Усилие, действующее на проводник первой фазы

$$P_1 = P_{12} + P_{13}. \quad (2.46)$$

Если провода фаз расположены параллельно друг относительно друга в одной плоскости, то векторы \mathbf{P}_{12} и \mathbf{P}_{13} направлены по одной линии. Результирующее усилие, действующее на проводник первой фазы

$$P_1 = 2I^2 \sin \omega t [c_{12} \sin (\omega t - 120) + c_{13} \sin (\omega t - 240)].$$

После тригонометрических преобразований

$$P_1 = 0,5I^2 [\sqrt{3}(c_{13} - c_{12}) \sin 2\omega t - (c_{13} + c_{12})(1 - \cos 2\omega t)]. \quad (2.47)$$

Анализ этого выражения показывает, что усилие P_1 изменяется с частотой 2ω от значения

$$P_{1\text{пр}} = 0,5I^2 [2\sqrt{c_{12}^2 + c_{13}^2 - c_{13}c_{12}} - (c_{12} + c_{13})] \quad (2.48)$$

до

$$P_{1\text{от}} = -0,5I^2 [2\sqrt{c_{12}^2 + c_{13}^2 - c_{13}c_{12}} + (c_{12} + c_{13})]. \quad (2.49)$$

При этом $P_{1\text{пр}}$ направлено на притяжение первой фазы к двум другим и называется *притягивающим*, а $P_{1\text{от}}$ — на отталкивание первой фазы от двух других и называется *отталкивающим*.

Если провода бесконечно длинные и расположены таким образом, что расстояние между первым и третьим проводами в два раза больше, чем между первым и вторым, то поскольку $c_{12} = \mu_0 k_{12}/(4\pi)$ и в данном случае $k_{12} = 2l/a$ [6], то очевидно, что $c_{12} = 2c_{13}$. Тогда из (2.48) и (2.49) можно получить

$$P_{1\text{пр}} = 0,116c_{12}I^2; P_{1\text{от}} = -1,616c_{12}I^2.$$

Очевидно, что максимальное и минимальное усилия, действующие на проводник третьей фазы будут такими же, поскольку выбор номера фазы носит условный характер, т. е.

$$P_{3\text{пр}} = P_{1\text{пр}}; P_{3\text{от}} = P_{1\text{от}}.$$

Электродинамические усилия, действующие на средний провод (вторая фаза), будут изменяться с частотой 2ω от значения

$$P_{3\text{пр}} = 0,5I^2 [2\sqrt{c_{21}^2 + c_{23}^2 + c_{21}c_{23}} - (c_{23} - c_{21})] \quad (2.50)$$

до

$$P_{3\text{от}} = -0,5I^2 [2\sqrt{c_{21}^2 + c_{23}^2 + c_{21}c_{23}} - (c_{23} - c_{21})]. \quad (2.51)$$

Поскольку $c_{21} = c_{23} = c_{12}$, то

$$P_{3\text{пр}} = \sqrt{3}c_{12}I^2, P_{3\text{от}} = -\sqrt{3}c_{12}I^2.$$

Таким образом, в трехфазной системе при синусоидальных токах на проводники, расположенные

в одной плоскости, действуют знакопеременные электродинамические усилия с частотой удвоенной по отношению к частоте тока.

Если в трехфазной системе проводники расположены в углах равностороннего треугольника, то усилие, действующее на проводник первой фазы, можно определить по (2.40). Однако в отличие от предыдущего случая векторы \mathbf{P}_{12} и \mathbf{P}_{13} направлены не по одной линии, а под углом 60° друг к другу.

В результате сложения этих векторов получим значение модуля вектора электродинамического усилия, действующего на провод первой фазы в следующем виде:

$$P_1 = \sqrt{3}c_{12}I^2 |\sin \omega t|. \quad (2.52)$$

В данном случае $c_{12} = c_{13} = c_{23}$, а $|\sin \omega t|$ — модуль синуса.

Годограф вектора \mathbf{P}_1 представляет собой окружность, проходящую через первую фазу. Центр этой окружности находится на продолжении высоты треугольника, проведенной из вершины расположения первой фазы, а диаметр равен

$$P_{1\text{max}} = \sqrt{3}c_{12}I^2.$$

На каждый из трех других проводов действуют усилия, одинаковые с рассмотренными, но с соответствующим сдвигом во времени и пространстве.

Если в трехфазной системе происходит короткое замыкание, токи имеют кроме периодических еще и аperiодические составляющие, значения которых зависят от вида и момента короткого замыкания. Вид и момент короткого замыкания влияют также на зависимости электродинамических усилий от времени, рассмотрение которых в данной работе из-за ограничения объема не представляется возможным. Отметим только, что в этом случае, как и в рассмотренных выше, имеют место пульсации электродинамических усилий, в связи с чем кроме расчета токоведущих частей на прочность необходимо производить их расчеты на жесткость. Другими словами, в процессе короткого замыкания не должно быть условий для возникновения механического резонанса, когда значения собственных частот токоведущих частей совпадают со значениями частот изменения электродинамических усилий. Во избежание механического резонанса необходимо, чтобы частота собственных колебаний токоведущих частей была меньше основной частоты электродинамического усилия. В тех случаях, когда этого невозможно достичь, необходимо увеличивать частоту собственных колебаний до тех пор, пока она не станет больше возможной частоты электродинамических усилий.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение электродинамической стойкости электрического аппарата.
2. Какие методы определения электродинамических усилий вы знаете?
3. Напишите выражение для электродинамического усилия, действующего на проводник с током в магнитном поле (закон Ампера).
4. Дайте определение коэффициента контура электродинамических усилий.
5. В каком соотношении находятся коэффициенты контуров электродинамических усилий в геометрически подобных системах ?
6. Какие геометрические величины могут быть выбраны в качестве обобщенных координат?
7. Какому основному требованию должна удовлетворять обобщенная сила?
8. Напишите выражение для определения электродинамического усилия, исходя из закона об изменении электромагнитной энергии системы.
9. С какой частотой изменяются электродинамические усилия в однофазной цепи при частоте тока 50 Гц?
10. Что такое ударный ток короткого замыкания?
11. В каких пределах изменяется значение электродинамического усилия в однофазной цепи при синусоидальном токе?
12. Имеют ли место знакопеременные усилия в трехфазной цепи?
13. Что такое собственная частота колебаний?
14. Дайте определение механического резонанса.
15. В каком соотношении должны находиться собственная частота колебаний токоведущей части и вынужденная частота электродинамического усилия при условии отсутствия механического резонанса?

Глава третья
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ АВТОМАТИКИ

К электромеханическим аппаратам автоматики относятся электромеханические реле, датчики и различные исполнительные устройства (электромагнитные

клапаны, преобразователи, муфты, подвесы, опоры), командная аппаратура (конечные и путевые выключатели, поворотные переключатели и др.).

3.1. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЛЕ

Электрическое реле — это коммутационное устройство, предназначенное производить скачкообразные изменения в управляемых цепях при заданных значениях воздействующих на него электрических величин.

Электрические реле подразделяются на два класса: электромеханические реле и статические электрические реле.

Электромеханическое реле — электрическое реле, работа которого основана на использовании относительного перемещения его элементов.

Статическое электрическое реле — электрическое реле, принцип работы которого не связан с использованием относительного перемещения его элементов.

Электрические реле в основном предназначены для коммутации цепей управления силовых аппаратов (например, цепей обмоток электромагнитного контактора), суммирования и размножения сигналов, сигнализации, связи и пр.

Для суждения о работе реле используется понятие „характеристика-управления” (рис. 3.1). Она имеет релейный характер: скачкообразное увеличение выходной величины Y при некотором значении входной электрической воздействующей величины X (ток, напряжение, частота и т.п.) и такое же скачкообразное уменьшение выходной величины, но уже при другом значении входной величины [23, 32]. При всех остальных значениях воздействующей входной величины выходная величина не меняется или изменяется незначительно.

Электромеханические реле являются наиболее часто встречающимися на практике электрическими реле. К ним относятся электромагнитные, магнитоэлектрические, индукционные, электротепловые, пьезоэлектрические, электро- и ферродинамические, магнитострикционные, вибрационные, электретные и др. реле. Особое место среди них занимают герконовые реле (реле с магнитоуправляемыми герметизированными контактами).

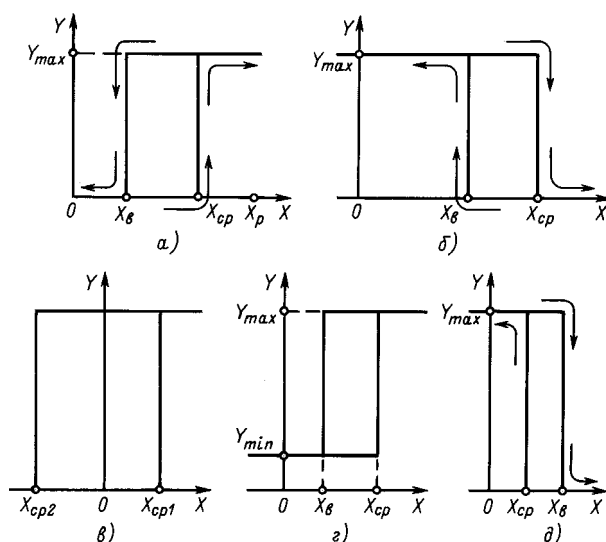


Рис. 3.1. Примеры характеристик управления аппаратов релейного действия:

$a, б, в, д$ — электромеханических; $г$ — статических электрических; $a, б, в, д$ — одностабильных; $в$ — двустабильных; $a, б, в$ — максимальных; $д$ — минимальных; $a, в, д$ — работающих на замыкание; $б$ — работающих на размыкание; $X_{сп}$ — параметр срабатывания; $X_в$ — параметр возврата (отпускания); $X_р$ — рабочий параметр; Y_{max} , Y_{min} — максимальное и минимальное значения выходного параметра

Простейшее электромагнитное реле изображено на рис. 3.2 при нулевом значении входной величины X — тока $I_{вх}$ в обмотке 1. С увеличением тока $I_{вх}$, при определенном его значении, якорь 10 отойдет от упора 11 и притянется к сердечнику 12. В процессе движения якоря его верхний конец, действуя через толкатель 9, дополнительно изогнет плоскую контактную пружину 6 вверх до соприкосновения ее контакт-детали 8 с контакт-деталью 7 контактной пружины 5, которая затем отойдет вверх от упора 4. В результате по выходной цепи после окончания переходного процесса будет протекать ток $I_{вых}$ — выходная величина Y . При дальнейшем увеличении входного тока выходной ток практически не изменится. Если теперь уменьшать входной ток, то при некотором его значении механическая сила изогнутых пружин преодолевает электромагнитную силу притяжения якоря к сердечнику — контакт-детали разомкнутся и выходная цепь обесточится. Под входной X и выход-

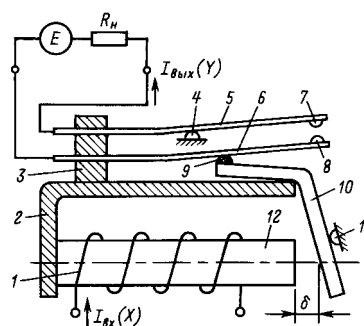


Рис. 3.2. Простейшее электромагнитное реле с одним замыкающим контактным узлом:

1 — обмотка; 2 — ядро; 3 — изоляционная планка; 4, 11 — упоры; 5, 6 — контактные пружины; 7, 8 — контакт-детали; 9 — толкатель; 10 — якорь; 12 — сердечник

ной Y величинами такого аппарата можно подразумевать и другие величины, например напряжение на обмотке и напряжение на сопротивлении нагрузки R_n .

3.1.1. ОСНОВНЫЕ ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В зависимости от области применения электромагнитные реле предназначаются для промышленной автоматики, защиты электроэнергетических систем, радиоэлектроники и др.

Наиболее массовым видом продукции первой области являются *реле управления*, предназначенные для управления и защиты электроприводов.

Для реле второй области применения, охватывающей электростанции, электрические сети и системы, часто используют более короткий термин — *реле защиты*.

Специфика областей применения определяет огромное разнообразие реле по принципу действия и конструктивным исполнениям.

Электромагнитные реле реагируют на такие электрические параметры, как ток, напряжение, мощность, электрическое сопротивление цепи (активное, реактивное, полное) и т. п.

В зависимости от выполняемых функций электромагнитные реле подразделяются на *логические* и *измерительные*.

Электромагнитное логическое реле предназначено для срабатывания и отпущения (возврата в исходное состояние) при изменении входной воздействующей величины, ненормируемой по точности. *Входная воздействующая величина электромагнитного логического реле* — это электрическая величина, на которую реле реагирует, если она воздействует на реле при заданных условиях. Существуют рекомендуемые стандартами номинальные значения и пределы рабочего диапазона воздей-

ствующих величин. Электромагнитные логические реле подразделяются на промежуточные, указательные и реле времени. *Промежуточное реле* предназначено для размножения и усиления поступающего к нему сигнала; *указательное реле* — для указания срабатывания и возврата других коммутационных аппаратов; *реле времени* — для создания выдержки времени.

Электромагнитное измерительное реле предназначено для срабатывания с определенной точностью при заданном значении или значениях характеристической величины. *Характеристическая величина электромагнитного измерительного реле* — это электрическая величина, нормируемая по точности и определяющая функциональный признак реле. Для ее образования необходимы одна или несколько входных воздействующих величин электрического измерительного реле.

Для пояснения разницы между логическим и измерительным реле сравним два реле, имеющих одну входную воздействующую величину — электрическое напряжение. Логическое реле предназначено для срабатывания и возврата при дискретном изменении входной воздействующей величины от логического нуля до логической единицы („нет” — „да”). В данном примере это означает следующее: напряжение не подано или подано на вход реле. В отличие от логического реле на измерительное реле напряжение подается постоянно, т. е. входная величина измеряется непрерывно. Напряжение для него не только входная воздей-

ствующая величина, но и характеристическая величина.

Максимальное электромеханическое реле — это измерительное электрическое реле, срабатывающее при значениях характеристической величины, больших заданного значения. *Минимальное электромеханическое реле* — измерительное реле, срабатывающее при значениях характеристической величины, меньших заданного значения.

Уставка по характеристической величине — заданное значение характеристической величины, при котором реле должно сработать. Измерительные реле бывают следующих видов: со шкалой уставок, по которой в реле вводится уставка по характеристической величине; без шкалы, но с возможностью изменения уставки; с фиксированной настройкой на определенное значение характеристической величины.

На вход измерительного реле (в отличие от логического) одновременно могут подаваться несколько входных воздействующих величин. Например, на входы реле мощности подаются ток и напряжение. Обе эти величины формируют одну характеристическую величину — мощность, которая вводится в реле по шкале уставок. У измерительных реле с одной входной воздействующей величиной характеристическая величина совпадает с последней. Исключение составляет реле частоты, в котором характеристической величиной является частота, а входной воздействующей — напряжение.

Срабатывание электромеханического реле — выполнение реле функции, для которой оно предназначено. *Возврат электрического реле* — переход реле в исходное состояние из состояния, в котором оно находится после срабатывания.

Значение параметра срабатывания (возврата) электромеханического реле — $X_{ср}$ (X_B) определяется значением входной воздействующей или характеристической величины, при котором реле соответственно срабатывает или возвращается при заданных условиях (см.рис. 3.1).

Отношение значения параметра возврата к значению параметра срабатывания называется *коэффициентом возврата* ($k_B = X_B/X_{ср}$). Для максимальных реле $k_B < 1$ (см.рис. 3.1,а,б,в); для минимальных $k_B > 1$ (см.рис. 3.1,д). Чем ближе к единице значение коэффициента возврата, тем в более узких пределах реле будет осуществлять контроль входного параметра.

Для надежного срабатывания логического реле рабочее значение X_p входной воздействующей величины выбирается с некоторым запасом (см.рис. 3.1,а). *Коэффициент запаса по входной воздействующей величине* определяется отношением $k_3 = X_p/X_{ср}$.

В зависимости от того, возвращается ли реле, изменившее свое состояние под воздействием входной воздействующей или характеристической величины в прежнее состояние после устранения этого воздействия, реле подразделяются на *одностабильные* (см.рис. 3.1,а,б,в,д) и *двустабильные* (рис. 3.1, в). Одностабильные реле возвращаются, а для возврата двустабильных реле необходимо приложить другое воздействие.

Существуют электромеханические реле (как логические, так и измерительные) с нормируемым временем (нормируется по точности одного времени или нескольких времен, характеризующих реле) и с ненормируемым временем. Заданное значение выдержки времени, при котором реле с нормируемым временем должно сработать при определенных условиях, называется *уставкой выдержки времени*.

Промежуточные и указательные логические реле имеют ненормируемое время, а реле времени — нормируемое. Последние реле могут быть следующими: со шкалой уставок выдержки времени; с регулируемой выдержкой времени, не имея шкалы уставок; с фиксированной настройкой на определенную выдержку времени.

Измерительное реле с нормируемым временем может быть с *независимой выдержкой времени* (выдержка времени практически не зависит от значения характеристической величины в заданных пределах ее изменения), с *зависимой выдержкой времени* (выдержка времени заданным образом изменяется в зависимости от значения характеристической величины) и с *ограниченно зависимой выдержкой времени*. На рис. 3.3,а–в приведены три вида характеристик зависимости времени срабатывания $t_{ср}$ от тока I в максимальном реле тока. Иногда зависимость выдержки времени от тока имеет ступеньку (рис. 3.3,г), которая свидетельствует о резком снижении времени срабатывания реле при токах, равных или больших так называемого „тока отсечки” $I_{отс}$.

В двустабильных электромеханических реле фиксация состояния осуществляется чаще всего при помощи магнитных или механических блокировок.

По роду управляющего тока реле подразделяются на реле постоянного и переменного тока. У некоторых электромагнитных реле изменение рода тока управления требует только замены катушки и изредка — других деталей. Такие реле называются *универсальными*.

Электрические реле постоянного тока, функционирование которых зависит от полярности их входной воздействующей величины, называются *поляризованными*.

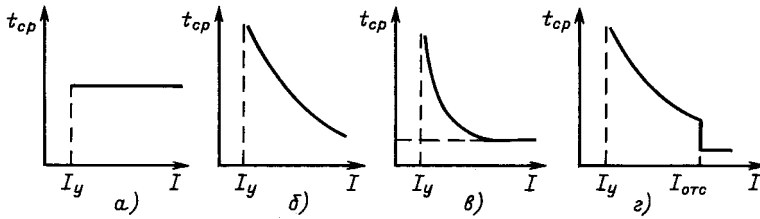


Рис. 3.3. Виды зависимости времени срабатывания реле максимального тока от характеристической величины:

a – независимая выдержка времени; *b* – зависимая выдержка времени; *v* – ограниченно зависимая выдержка времени; *z* – зависимая выдержка времени с отсечкой

Проводящая часть цепи контакта внутри реле, электрически изолированная от других частей, если цепь контакта разомкнута, называется *контактным элементом*. На рис. 3.2. один из контактных элементов представляет собой совокупность деталей 5 и 7, а второй – деталей 6 и 8. Часть контактного элемента, при помощи которого непосредственно происходит замыкание или размыкание контакта электрического реле, называется *контакт-деталью* (детали 7 и 8).

Совокупность контактных элементов с изоляцией, которые в результате их относительного движения обеспечивают замыкание или размыкание цепи контакта, предоставляют собой *контакт электрического реле** [по стандарту международной электротехнической комиссии (МЭК) – *контактный узел*] (например, на рис. 3.2. контактный узел представляет собой совокупность деталей 3, 5, 6, 7 и 8).

Функционирование реле зависит не только от входных воздействующих величин, но и от условий работы. Условия работы определяются влияющими величинами и влияющими факторами, способными изменить хотя бы одну из заданных характеристик реле (срабатывание, возврат, точность и т. д.).

При разработке электромеханических реле проводится *согласование их тяговых и механических характеристик*. *Тяговая характеристика электромагнитного реле*, – это например, зависимость электромагнитной силы $P_{ЭМ}$ или электромагнитного момента $M_{ЭМ}$, действующей (действующего) на якорь и приведенной (приведенного) к рабочему зазору δ (см.рис. 3.2.), от значения этого зазора (от угла α поворота якоря).

* Часто для краткости изложения используется термин „контакт”.

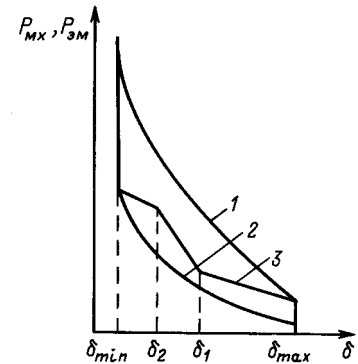


Рис. 3.4. Согласование статических тяговых (1, 2) и механической (3) характеристик реле, изображенного на рис. 3.2

При срабатывании реле электромагнитная сила (или электромагнитный момент) являются движущей, при возврате – противодействующей движению якоря. Сила трения оказывает противодействие как при срабатывании, так и при возврате. Силой трения пренебрежем.

Тяговая характеристика [$P_{ЭМ} = f(\delta)$ или $M_{ЭМ} = f(\alpha)$] при медленном перемещении якоря, если можно пренебречь изменением тока в обмотке, называется *статической*, а при быстром – *динамической*.

Под механической характеристикой [$P_{МХ} = f(\delta)$ или $M_{МХ} = f(\alpha)$] электромагнитного реле обычно понимают зависимость суммарной силы (момента) за вычетом электромагнитной силы (электромагнитного момента), действующей (действующего) на якорь и приведенной (приведенного) к рабочему зазору от значения этого зазора (от угла поворота якоря).

Механическая характеристика при медленном перемещении, когда можно пренебречь силами инерции движущихся масс, называется *статической механической характеристикой* (далее просто механической).

При срабатывании механические силы, как правило, противодействуют движению. Поэтому механическую характеристику иногда называют *противодействующей*. Однако при возврате механические силы являются движущими, поэтому термин „противодействующая” менее удачен чем „механическая”.

Для нормальной работы реле его динамические тяговые и механические характеристики при срабатывании и возврате должны быть согласованы.

Часто из-за сложности определения динамических характеристик ограничиваются согласованием только статических характеристик. Пример такого согласования дан на рис. 3.4 для реле, схематично

изображенного на рис. 3.2. На рис. 3.4 статическая тяговая характеристика 1 при МДС обмотки F_{cp} , соответствующей срабатыванию реле, проходит выше, а статическая тяговая характеристика 2 при МДС обмотки F_B , соответствующей возврату реле, — ниже чем статическая механическая характеристика 3 при

всех зазорах δ (от δ_{max} до δ_{min}). Зазор δ_1 соответствует замыканию контакт-деталей 7 и 8 (см. рис.3.2), а зазор δ_2 — отходу пружины 5 вверх от упора 4.

Подробнее согласование тяговых и механических характеристик рассмотрено в специальной литературе [например, 23, 32].

3.1.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Электромагнитные реле — это электромеханические реле, функционирование которых основано на воздействии магнитного поля неподвижной обмотки с током на подвижный ферромагнитный элемент, называемый якорем. Электромагнитные реле подразделяются на собственно электромагнитные (иногда используется термин „нейтральные электромагнитные”), реагирующие только на значение тока в обмотке, и поляризованные электромагнитные, функционирование которых определяется как значением тока, так и его полярностью.

Электромагнитные реле для промышленных автоматических устройств. Эти реле занимают промежуточное положение между сильноточными коммутационными аппаратами (контакторами, мощной электронной коммутационной техникой) и слаботочной аппаратурой. Наиболее массовым видом этих реле являются реле управления электроприводами (реле управления), а среди них — промежуточные реле. Для реле управления характерен повторно-кратковременный и прерывисто-продолжительный режимы работы с числом коммутаций до 3600 в час при высокой механической и коммутационной износостойкости (последняя — до 10^5 – $6 \cdot 10^6$ циклов коммутаций).

Примером промежуточных реле является реле серии РПЛ. Эти реле применяются для коммутации цепей постоянного тока с напряжением до 440 В и

переменного тока частотой 50 и 60 Гц с напряжением до 660 В. Допустимый ток в продолжительном режиме — 10 А. Выпускаются реле двух модификаций: РПЛ-1 с питанием входной цепи на переменном токе и РПЛ-2 с питанием на постоянном токе. Конструктивно они отличаются друг от друга только магнитной системой. Рассмотрим работу реле РПЛ-1, схематично изображенного на рис. 3.5. При подаче напряжения на обмотку 5 в магнитопроводе возникает магнитный поток, создающий электромагнитную силу, которая, преодолевая противодействие возвратной пружины 3, перемещает якорь 4 от упоров 9 таким образом, чтобы уменьшить рабочие зазоры δ и δ_1 магнитной системы. С якорем через тягу 6 и контактную пружину 1, расположенную на направляющей 10, связан контактный мостик 8 с двумя контакт-деталью 2. При некотором положении якоря последние соприкасаются с неподвижными контакт-деталью 2' и 2''. При дальнейшем движении якоря, вплоть до его конечного положения, происходит увеличение контактного нажатия из-за сжатия контактной пружины 1. Одновременно контактный мостик 8 перемещается вверх на расстояние Δ_k , так как направляющая 10 не перпендикулярна мостику. В результате проскальзывания контакт-деталей мостика относительно неподвижных контакт-деталей происходит самозачистка их поверхностей во время работы

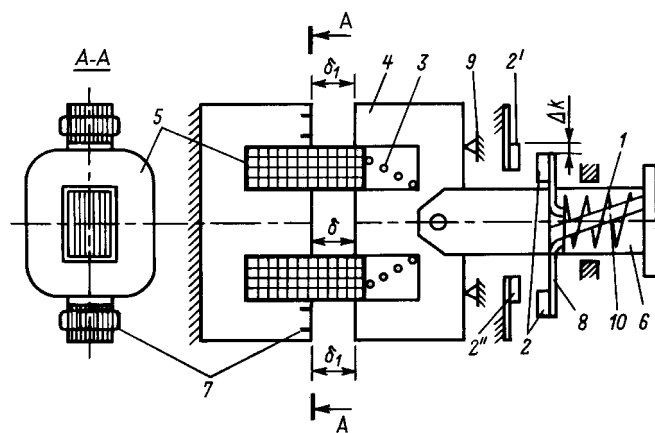


Рис. 3.5. Электромагнитное реле РПЛ

реле. При конечном положении якоря его вибрация устраняется действием короткозамкнутых витков 7.

После снятия входного сигнала магнитный поток в магнитопроводе уменьшается до остаточного значения. При некотором значении потока, большем остаточного, сила, развиваемая деформированными при срабатывании пружинами 1 и 3, становится больше электромагнитной силы. Якорь возвращается в исходное положение, контакты размыкаются. Для уменьшения остаточного потока до значения, при котором исключается „залипание” якоря, в рассматриваемой конструкции зазор δ принимается несколько большим зазора δ_1 . Поэтому при $\delta_1 = 0$ зазор $\delta > 0$.

Электромагнитные реле защиты. Эти реле преимущественно применяют в продолжительном режиме работы, поэтому предъявляемые к ним требования по механической и коммутационной износостойкости менее жесткие, чем к реле управления. Их коммутационная износостойкость составляет $10^3 \div 2 \cdot 10^4$ циклов коммутаций. Электромагнитные реле защиты выпускаются различных серий. Рассмотрим схему одного из них – реле тока РТ-40 (рис. 3.6, а, б). На шихтованном магнитопроводе 6 П-образной формы размещены две обмотки 7, создающие поток Φ . Поток замыкается по легкому (для увеличения быстродействия) Г-образному якорю 3. Под воздействием электромагнитного момента якорь стремится повернуться по часовой стрелке (рис. 3.6, б) от упора 2 к упору 1. Механический момент создается специальной пружиной 14. При токе срабатывания действующий электромагнитный момент при всех углах поворота якоря (от начального до конечного, определяемых упорами 2 и 1) больше противодействующего механического. С якорем посредством изоляционного рычага 8 жестко связаны два подвижных контактных мостика 10. В начале поворота якоря при срабатывании правый мостик разомкнет контакт-детали 9, а левый в конце поворота якоря замкнет контакт-детали 13. При токе возврата под действием механического момента якорь повернется против часовой стрелки.

Реле РТ-40, как реле защиты, должно иметь высокий коэффициент возврата. Этого можно достичь приближением тяговой характеристики реле к механической. Однако, их чрезмерное сближение при конечном положении якоря приводит к недопустимому снижению контактного нажатия на замыкающих контактах. Рациональное согласование характеристик осуществляется изменением положения упоров 1 и 2.

Грубая регулировка тока срабатывания реле (в 2 раза) осуществляется путем различного (последовательного или параллельного) соединения об-

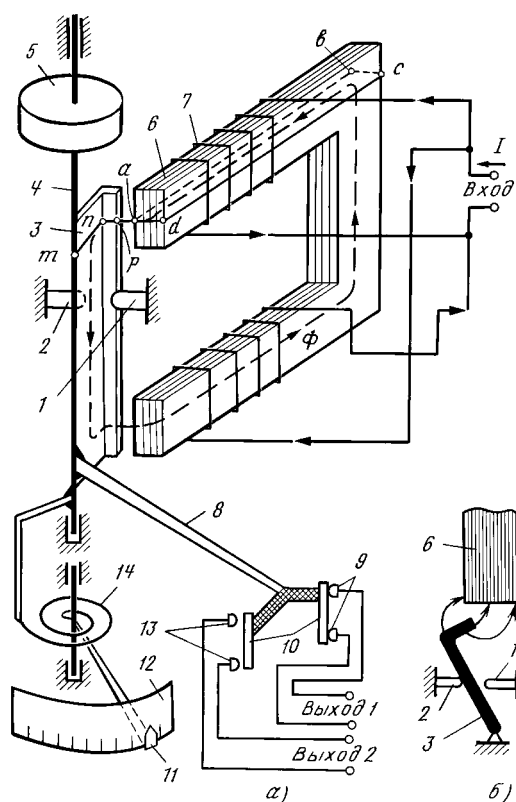


Рис. 3.6. Электромагнитное реле тока РТ-40: а – общая схема; б – якорь и сердечник реле РТ-40 в сечении плоскостью $mnpacdb$

моток 7 (на рис. 3.6, а они соединены параллельно). Плавное регулирование осуществляется перемещением указателя уставки 11 (рис. 3.6, а) по шкале уставки 12. Указатель уставки 11, соединенный с пружиной 14, при своем движении закручивает или раскручивает пружину, что соответственно приводит к подъему или отпуску механической характеристики реле.

Описанное реле может работать как на постоянном, так и на переменном токе. Для устранения вибраций якоря, возникающих при работе на переменном токе, применяется гаситель колебаний 5, в котором энергия колебания переходит в работу трения песчинок.

Электромагнитные реле радиоэлектронных устройств. По номенклатуре эти реле – самые многочисленные. К ним часто предъявляются требования коммутировать как повышенные, так и пониженные токи и напряжения. Многие типы этих реле предназначены для жестких условий эксплуатации, т. е. при воздействии постоянных ускорений, вибрации в широком диапазоне частот, ударов, значительных перепадов температуры окружающей среды, атмосферного давления, влажности и других факторов.

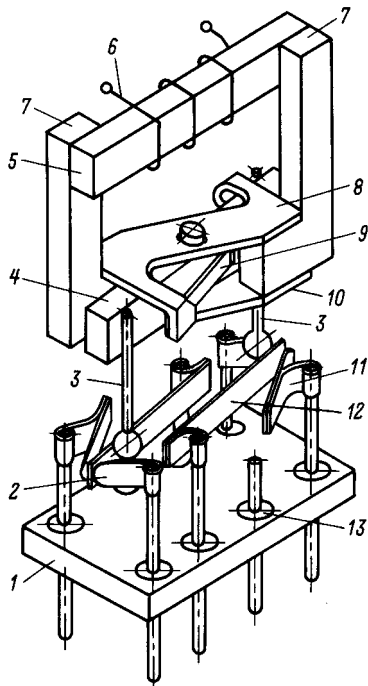


Рис. 3.7. Электромагнитное реле РЭС-80

Совершенствованию конструкций таких реле, улучшению их технических и эксплуатационных характеристик способствовала общая тенденция миниатюризации аппаратуры, широкое внедрение печатного монтажа и успехи в области бесконтактной коммутации и в микроэлектронике. Известны конструкции, содержащие в одном корпусе истинно электромагнитное реле и элементы электроники (интегральная схема, микропроцессор), что позволяет расширить функциональные и коммутационные возможности аппарата, осуществлять контроль состояния контактов, реализовывать оптимальный режим управления и т. д.

Наиболее характерными конструктивными особенностями большинства современных реле для радиоэлектронных устройств является их герметичность, применение уравновешенного якоря, крепление элементов контактного узла непосредственно

на металлических выводах, изолированных от цоколя стеклянными „слезками”, использование температуростойких проводов и изоляционных материалов. Это обеспечивает надежную работу реле при значительных механических и климатических воздействиях [33].

Одним из характерных примеров реле для радиоэлектронных устройств является реле РЭС-80 (рис. 3.7). Это реле имеет два контактных узла.

Контактный узел содержит два переключающих контакта. Каждый из них имеет подвижные размыкающуюся (2) и замыкающуюся (11) контактные пружины и подвижную переключающую контактную пружину 12. Контактные пружины не имеют прикрепленных к ним сосредоточенных контактов. Для возможности коммутации низких токов и напряжений контактные пружины покрыты тонким слоем золота. Указанные детали контактного узла прикреплены к выводам, изолированным от цоколя 1 стеклянными „слезками” 13.

Магнитная система реле содержит два полюсных наконечника 7 L-образной формы, сердечник 5 и якорь 4 с двумя полуосями – цапфами. Полюсные наконечники свариваются со стойкой 10 и планкой 8, изготовленными из нейзильбера. Цапфы якоря входят в отверстия в стойке и планке. В исходном положении якорь прижат к ограничителному упору на планке возвратной пружиной 9. После сборки якоря с полюсными наконечниками к их свободным концам приваривается сердечник с предварительно надетой на него обмоткой 6. После регулировки контактных узлов на цоколь устанавливается магнитная система. При этом имеющиеся на стойке 10 концы (не показаны на рисунке) вставляются в пазы на цоколе (также не показаны) и привариваются к нему. Переключение контактов при повороте якоря осуществляется стеклянными шариками на толкателях 3, приваренных к якорю.

Регулировка реле производится изменением хода якоря и изгибом толкателей. После регулировки вся сборка „магнитная система – контактный узел и цоколь” закрывается кожухом и герметически запаивается или заваривается.

3.1.3. ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Поляризованные электромагнитные реле подразделяются на высокочувствительные, имеющие, как правило, один переключающий контактный узел, и менее чувствительные, которые имеют до двенадцати переключающих контактных узлов. Магнитодвижущая сила и мощность срабатывания высокочувствительных поляризованных электромагнитных реле значительно меньше, а быстродействие выше

чем у наиболее чувствительных нейтральных реле. Например, мощность срабатывания у первых составляет 10–150 мкВт, у вторых – 30–100 мВт. Многоконтактные поляризованные реле, называемые также дистанционными переключателями, по МДС срабатывания аналогичны нейтральным электромагнитным реле. Современные поляризованные реле чаще всего имеют две и более обмоток,

благодаря чему возможно более гибкое построение электрических схем, управление токами различной полярности и использование этих аппаратов не только в качестве коммутационных, но и логических элементов. Конструкции магнитной системы современных поляризованных электромагнитных реле построены по принципу дифференциальных или мостовых схем. Некоторые из них приведены на рис. 1.34.

Однако, выбор той или иной магнитной системы для проектирования поляризованных реле неоднозначен и зависит от многих конструктивно-технологических факторов.

Поляризованные электромагнитные реле бывают как *одностабильными*, так и *двустабильными*. Они различаются также и по типу регулировки.

При *двухпозиционной нейтральной регулировке* контактные узлы устанавливаются симметрично относительно нейтральной линии, являющейся одной из осей симметрии магнитной системы реле. Якорь в этом случае перебрасывается от одного своего крайнего устойчивого положения к другому (с реализацией коммутации выходных цепей реле контактными узлами) практически при одинаковых по модулю МДС в обмотке (или обмотках). При включении тока в обмотке (обмотках) якорь и, соответственно, контактные узлы, остаются в том положении, в котором они находились накануне. Такие реле называются *двустабильными двухпозиционными*.

При *двухпозиционной регулировке с преобладанием* оба контактных узла располагаются по одну сторону от нейтрали, но на разных от нее расстояниях. Срабатывание таких реле происходит только при одном определенном направлении тока в обмотке (обмотках). После отключения тока якорь всегда возвращается в одно и то же первоначальное устойчивое положение, коммутируя выходные цепи реле контактными узлами в обратном порядке. Такие реле функционируют как чувствительные нейтральные электромагнитные реле, поэтому и являются *одностабильными*.

При *трехпозиционной регулировке* контактные узлы расположены так же как и при двухпозиционной нейтральной регулировке — т.е. симметрично относительно нейтрали магнитной системы. Однако при отсутствии тока в обмотке (обмотках) якорь в реле с трехпозиционной регулировкой занимает нейтральное (среднее) устойчивое положение благодаря усилию достаточно жесткой возвратной пружины, часто являющейся и подвеской. Прохождение тока через обмотки в одном направлении заставляет якорь инициировать коммутацию одного из контактных узлов. При изменении направления

тока якорь отклоняется в другую сторону от нейтрали и вызывает коммутацию второго контактного узла. Токи срабатывания в обоих направлениях, так же как и у двухпозиционных реле с нейтральной регулировкой, будут практически одинаковыми. Такие реле называются *одностабильными трехпозиционными*.

Конструкции поляризованных реле многообразны. Рассмотрим в качестве примера конструктивную схему реле РПС-47. Реле разработано на основе мостовой магнитной системы, показанной на рис. 1.39,д; схема конструкции изображена на рис. 3.8.

Магнитная система реле содержит два сердечника 3 (на рисунке показаны только половины симметричных магнитной и контактной систем), на каждом из которых расположены две обмотки 2, 2'.

Концы сердечников размещены в отверстиях четырех полюсов 1, к более тонким концам которых прикреплены два постоянных магнита 8. Якорь 9 размещен между тонкими концами полюсов и постоянными магнитами. Между концами якоря и тонкими концами полюсов имеется четыре рабочих воздушных зазора $\delta_1 - \delta_4$ (рис. 1.39,д). Одна пара обмоток соединена последовательно таким образом, чтобы создаваемый ими суммарный управляющий магнитный поток проходил в магнитной системе „вкруговую” — последовательно через сердечники и четыре рабочих воздушных зазора перпендикулярно плоскости якоря. Вторая пара обмоток соединена так же, но предназначена для создания управляющего потока противоположного направления.

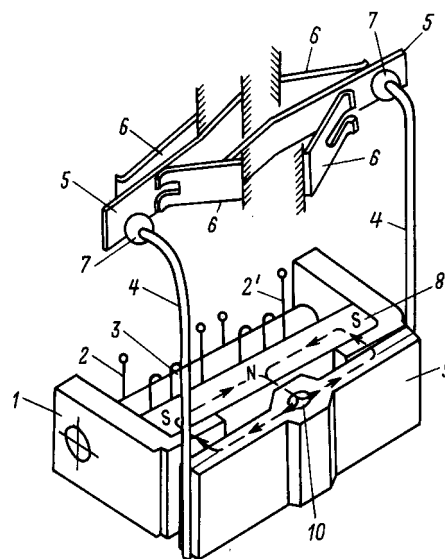


Рис. 3.8. Поляризованное электромагнитное реле РПС-47

Поляризуемый поток, выходя из северного центрального полюса магнита, проходит в среднюю часть якоря, где расположена ось вращения 10, и разделяется на два потока, которые проходят вдоль якоря в противоположных направлениях к южным полюсам магнита, пересекая рабочие воздушные зазоры. К якорю прикреплены четыре толкателя 4 (система симметрична) со стеклянными шариками 7.

Контактная система состоит из четырех подвижных переключающих пружин 5 и восьми контактных пружин 6 меньшей подвижности. Для повышения надежности контактов контактные пружины 6 имеют прорезь, что обеспечивает двойное параллельное контактирование.

Реле работает следующим образом. При подаче управляющего сигнала на одну пару обмоток (об-

мотки 2 и 2') создается управляющий поток Φ_y (штриховая линия на рис. 1.39, д), который в зазорах δ_1 и δ_3 „складывается” с поляризуемым потоком (сплошные линии), а в зазорах δ_2 и δ_4 „вычитается” из него. В результате на якоре создается вращающий момент. Якорь перебрасывается из одного крайнего положения в другое и толкатели 7 (см. рис. 3.8) перемещают переключающие пружины 5 от одних мало подвижных пружин 6 к другим. После снятия управляющего сигнала с обмоток, якорь блокируется магнитным полем постоянных магнитов. В первоначальное положение якорь и переключающие пружины возвращаются подачей сигнала управления на вторую пару обмоток, магнитный поток от которых будет „суммироваться” с поляризуемым потоком в зазорах δ_2 и δ_4 , а в зазорах δ_1 и δ_3 — „вычитаться” из него.

3.1.4. МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫЕ ГЕРМЕТИЗИРОВАННЫЕ КОНТАКТЫ (ГЕРКОНЫ) И ГЕРКОНОВЫЕ РЕЛЕ

Магнитоуправляемым контактом (МК) называется контакт электрической цепи, изменяющий состояние электрической цепи посредством механического замыкания или размыкания ее при воздействии управляющего магнитного поля на его элементы, совмещающие функции контактов и участков электрических и магнитных цепей. Магнитоуправляемый контакт, помещенный в герметизированный баллон, называется *герметизированным магнитоуправляемым контактом* или *герконом*. Появление МК позволило решить несколько задач:

устранить воздействие на область контакта как окружающей среды, так и многих продуктов, образующихся в процессе работы коммутационных электромеханических аппаратов, что расширило возможности коммутации электрических цепей с очень малыми токами (10^{-10} – 10^{-12} А) и напряжениями (10^{-6} В);

повысить механическую износостойкость (до 10^9 циклов и выше);

максимально унифицировать элементную базу и упростить коммутационные аппараты, повысить их быстродействие.

Так как детали МК реализуют функции контактов и участков электрических и магнитных цепей, их называют *контактными сердечниками* (КС). Контактные сердечники могут быть неподвижными и подвижными. Часто подвижные КС выполняются гибкими и играют роль возвратной пружины. Магнитоуправляемые контакты с гибкими подвижными КС называют *безъякорными*, так как в них отсутствует жесткий подвижный элемент магнитной системы — якорь, характерный для негерконо-

вых электромагнитных реле. К безъякорным относятся *язычковые* и *мембранные* МК. Первые получили наибольшее распространение. Якорные МК в учебнике не рассматриваются.

Существуют МК сухие (с твердыми контактами) и смоченные жидким металлом.

Сухие язычковые магнитоуправляемые контакты. Язычковыми называются МК, содержащие КС в виде консольно закрепленных пластин или стержней, изгибающихся под воздействием магнитного поля. Наиболее распространенные виды (рис. 3.9): симметричный и асимметричный замыкающие МК; переключающий МК вида РП-3 [размыкаемый (Р) и переключающий (П) контактные сердечники закреплены с одной стороны герметизированного баллона, а замыкаемый (З) с другой]; переключающий МК вида РЗ-П (размыкаемый и замыкаемый КС расположены с одной стороны баллона, а переключающий — с противоположной).

Симметричный язычковый замыкающий МК (рис. 3.9, а) — простейшая конструкция, состоящая из одинаковых подвижных КС, заваренных в стеклянную трубку диаметром от 2 до 5,5 мм, которая после изготовления МК образует герметизированный баллон. Длина баллонов составляет от 7,5 до 50 мм. Общая длина (с выводами) язычковых МК — от 20 до 80 мм. При изготовлении баллон заполняется сухим газом (например, азотом, водородом или их смесью) при различных давлениях или вакуумируется. Для того, чтобы КС выполняли свои функции, материал, из которого их изготавливают, должен обладать определенными свойствами: большой магнитной индукцией в полях с напряженностью

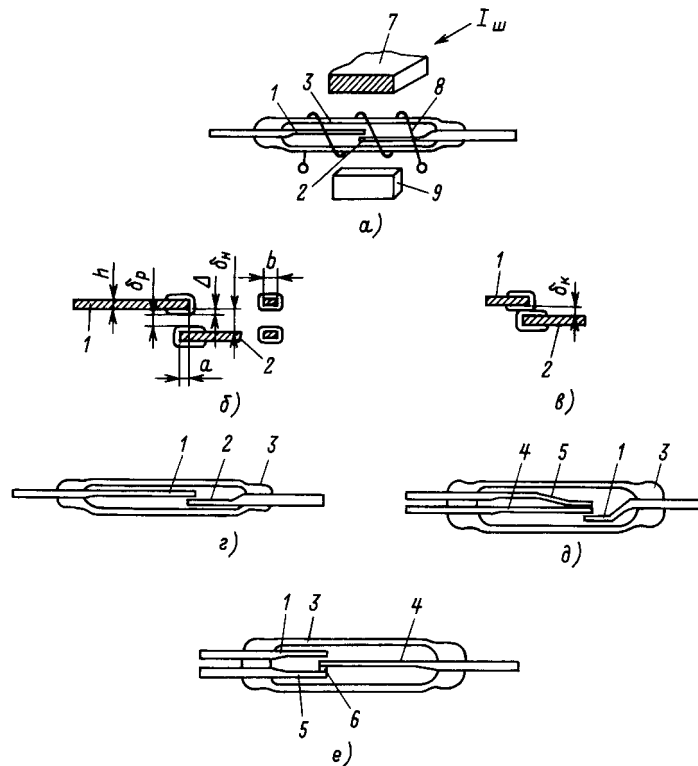


Рис. 3.9. Основные виды сухих язычковых магнитоуправляемых контактов:
a – симметричный замыкающий МК; *б, в* – разомкнутое и замкнутое положение КС замыкающего МК; *г* – асимметричный замыкающий МК; *д* – переключающий МК вида РЗ-П; *е* – переключающий МК вида РЗ-П; 1, 2 – замыкаемые КС; 3 – баллон; 4 – переключающий КС; 5 – размыкаемый КС; 6 – немагнитная контакт-деталь; 7 – шина; 8 – обмотка; 9 – постоянный магнит

приблизительно 200–700 А/м; низкой коэрцитивной силой; достаточной электропроводностью; хорошей упругостью; малой зависимостью магнитных и механических свойств от температуры в пределах ее рабочего диапазона; незначительными изменениями этих свойств после 10^8 – 10^9 упругих деформаций и ударов КС друг о друга; коэффициентом теплового расширения (КТР), близким к КТР стекла, используемого для баллона. Указанные свойства имеют, например, низконикелевые пермаллои. Контактные сердечники язычковых МК штампуются из проволоки диаметром 0,5–1,5 мм, изготовленной из этих материалов.

Внутренние концы КС в язычковых МК перекрываются на величину a и имеют контактное покрытие Δ (рис. 3.9,б) толщиной от единиц до десятков микрон. Для изготовления КС используются материалы: рутений, родий, сплавы на основе золота и др. Существуют также и более сложные (многослойные и многоструктурные) покрытия. В магнитоуправляемых контактах высокого напряжения и в МК, коммутирующих повышенные токи, применяются тугоплавкие металлы (например, вольфрам, молибден). Защитная среда в баллоне предохраняет контактные покрытия МК от окисления.

При отсутствии управляющего магнитного поля перекрывающиеся поверхности внутренних концов КС удалены друг от друга на размер немагнитного рабочего зазора δ_n . При этом между поверхностями контактных покрытий имеется раствор δ_p , который у язычковых МК составляет обычно от 40 до 300 мкм. Внешние концы КС служат для присоединения МК к коммутируемой электрической цепи. При воздействии управляющего магнитного поля от шины с током, обмотки с током или постоянного магнита (рис. 3.9,а) между КС возникает электромагнитная сила. Эта сила, преодолевая механическую силу упругости КС, приближает их внутренние концы друг к другу. При определенной напряженности поля (значение срабатывания) КС скачкообразно переходят в замкнутое состояние, которому соответствует конечный немагнитный зазор δ_k (рис. 3.9,в), определяемый суммарной толщиной контактных покрытий и неплотностью прилегания контактных поверхностей друг к другу. Уменьшение напряженности поля до значения возврата вызывает размыкание КС под действием их сил упругости.

Асимметричный язычковый замыкающий МК (рис. 3.9,г) имеет разные КС, один из которых

более гибкий. Такой МК сложнее в изготовлении, однако асимметрия помогает разрешить проблему миниатюризации, так как для одного и того же раствора и возвращающей механической силы КС длину баллона удастся получить меньше, чем при симметричном исполнении. Применение асимметричных язычковых МК дает также возможность в ряде случаев получить более компактные переключатели, управляющее магнитное поле в которых создается подвижным постоянным магнитом. Принцип действия асимметричных язычковых замыкающих МК такой же, как и у симметричных конструкций.

В электрических аппаратах на базе замыкающих МК могут быть реализованы и размыкающие контакты, если использовать поляризующее магнитное поле (например, от постоянного магнита), а управляющее поле направлять в МК встречно поляризующему.

В исходном состоянии большинства язычковых переключающих МК (рис. 3.9, *д, е*) переключающий КС механически поджат к размыкаемому. При определенном значении управляющего поля происходит перемещение переключающего КС от размыкаемого к замыкаемому. Замыкаемый КС обычно выполняется неподвижным (рис. 3.9, *д*). Из двух других КС переключающий обладает существенно большей гибкостью. Конструкционная схема, показанная на рис. 3.9, *е*, имеет один подвижный (переключающий) и два неподвижных КС. Возможность переключения в этой конструкции обеспечивается созданием асимметрии вследствие: большого немагнитного рабочего зазора между КС 4 и 5 по сравнению с зазором между КС 1 и 4 (с этой целью на КС 5 устанавливается немагнитная контакт-деталь 6, например, как показано на рисунке); разных перекрытий между КС; выполнение КС 5 с меньшей площадью поперечного сечения чем у КС 1, в целях магнитного насыщения при воздействии магнитного поля.

Выполняются КС сухих язычковых МК не только из магнитомягких материалов (пермаллоев), но и из среднекоэрцитивных материалов с высокой остаточной магнитной индукцией. В этом случае после замыкания МК его КС при снятии воздействия управляющего поля остаются в замкнутом состоянии за счет их остаточной магнитной энергии. Такие МК с магнитной памятью называются *гезаконами* (герметизированными замыкающими контактами).

Смоченные (жидкометаллические) язычковые магнитоуправляемые контакты. Смоченные (жидкометаллические МК-ЖМК) — это МК, внутри герметизированного баллона которых токопроводя-

щие детали частично или полностью смочены жидким металлом. Наиболее распространенный смачивающий материал в настоящее время — ртуть. Рассмотрим один из язычковых ЖМК (рис. 3.10). Подвижный переключающий КС расположен между контакт-деталью, закрепленной на неподвижных КС, заваренных в баллон. Нижняя часть баллона — резервуар с ртутью. Находящаяся в ртути нижняя часть переключающего КС приварена к штенгелю. По капиллярам, имеющимся на поверхности переключающего КС, ртуть поднимается к контактными поверхностям и смачивает их. Баллон заполнен водородом при давлении выше 1 МПа. Водород устраняет пленки оксидов с внутренних контактирующих и капиллярных частей ЖМК и, тем самым, способствует лучшему смачиванию их ртутью. Высокое давление газа улучшает отвод тепла, увеличивает электрическую прочность, а также повышает температуру кипения ртути. Повышение температуры кипения уменьшает количество ртути, испаряемой при коммутации.

Работа такого ЖМК возможна только при поляризации. Поляризующее магнитное поле создается либо одним постоянным магнитом, расположенным между выводами неподвижных КС или на одном из них, либо двумя постоянными магнитами, размещенными на этих выводах.

Существуют язычковые переключающие ЖМК, работающие без поляризации (выполняются аналогично сухому МК — см. рис. 3.9, *е*), а также язычковые замыкающие ЖМК.

Благодаря смоченности контактных поверхностей в ЖМК можно устранить явление дребезга (разрывы цепи при вибрации КС после их первого соударения), снизить сопротивление МК в замкнутом состоянии и повысить его стабильность до 1-2 мОм в течение срока службы. Быстрое установление контакта позволяет при помощи ЖМК формировать сигналы с наносекундным фронтом.

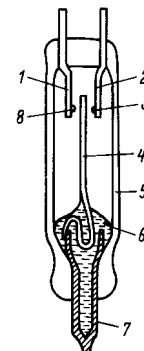


Рис. 3.10. Ртутный язычковый переключающий МК (ЖМК): 1, 2 — неподвижные КС; 3, 8 — контакт-детали; 4 — переключающий КС; 5 — баллон; 6 — резервуар с ртутью; 7 — штенгель

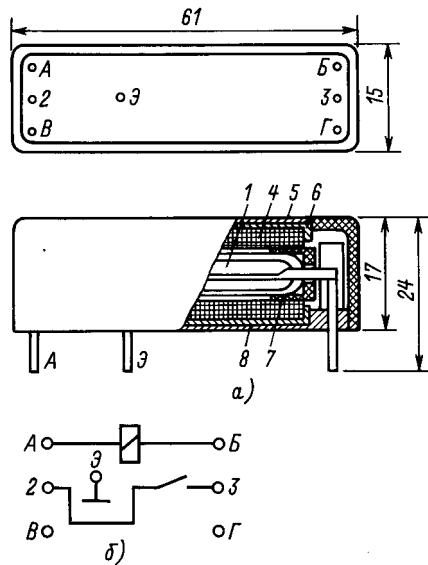


Рис. 3.11. Герконовое реле напряжения РЭС-45:
a – общий вид; *б* – электрическая схема; 1 – МК; 2, 3 – выводы цепи МК; 4 – обмотка; 5 – корпус; 6 – магнитный экран; 7 – амортизационные втулки; 8 – основание; А, Б – выводы цепи обмотки; В, Г – свободные выводы; Э – вывод экрана

Резервуарные ЖМК могут работать при наклонах от вертикального положения не более чем на 15–45°. Существуют язычковые безрезервуарные ЖМК, жидкий металл в которых находится только в капиллярах переключающего КС. Такие ЖМК работают в любом пространственном положении, однако вследствие ограниченного запаса ртути ресурс их меньше чем у резервуарных ЖМК.

Герконовые реле. Герконовые реле могут содержать: один или несколько МК; одну или несколько обмоток (или шин); полярирующие постоянные магниты (ПМ); дополнительные ферромагнитные детали, играющие роль магнитопровода, кожуха, магнитного экрана (для снижения влияния внешних магнитных полей); другие детали конструкции. Конструкция герконового реле с одним сухим замыкающим язычковым МК приведена на рис. 3.11.

3.1.5. ИНДУКЦИОННЫЕ РЕЛЕ

Работа индукционных реле основана на использовании сил взаимодействия переменных магнитных полей неподвижных обмоток с токами, индуктированными этими полями в подвижном электропроводящем элементе. Поэтому такие реле могут работать только на переменном токе. Электропроводящий элемент выполняется в виде диска, цилиндрического ротора, сектора или рамки, имеющих возможность вращения.

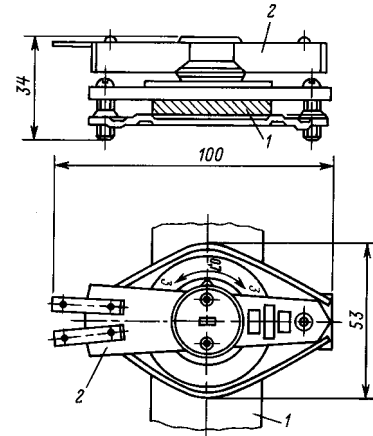


Рис. 3.12. Герконовое реле тока РТГ-01010:
 1 – шина; 2 – пластмассовая планка с МК

На основе МК создают и многоцепные реле, располагая, например, в обмотке несколько коммутационных элементов. Существуют конструкции герконовых реле и с внешним по отношению к обмотке расположением МК.

В реле тока на номинальные токи в сотни и тысячи ампер управляющим элементом является не обмотка, а шина, в которой протекает ток. Регулировка уставки в таких реле осуществляется тремя способами: изменением угла между продольными осями МК и шины; изменением расстояния между шиной и МК; введением между МК и шиной экранирующей ферромагнитной пластины. Примером реализации первого способа является реле РТГ-01010 (рис. 3.12), в котором регулировка осуществляется поворотом планки 2 (внутри которой расположен МК) относительно шины 1. Пределы регулирования уставки в этом реле – (0,7–3) $I_{ном}$.

Упрощенная схема одного из видов индукционного реле с диском изображена на рис. 3.13. Реле состоит из шихтованного магнитопровода 1 с обмоткой 2. Полюсы магнитопровода охватывают алюминиевый диск 5. Ось 4, жестко связанная с диском, может вращаться в подшипнике 3, опираясь нижним концом на подпятник 11. При отсутствии тока в обмотке подвижный контактный элемент 6 поджат к упору 8 действием пружины 10 на ось 4.

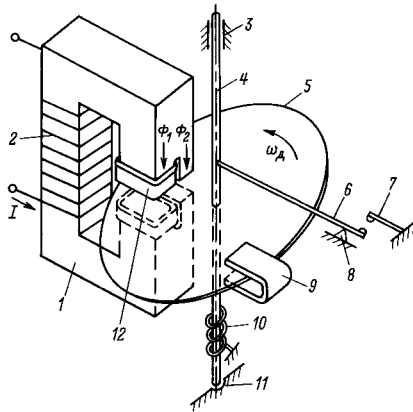


Рис. 3.13. Индукционное реле с диском

При подаче переменного тока в обмотку диск поворачивается и подвижный контактный элемент *б* замыкается с неподвижным контактным элементом *7* — реле срабатывает. Возврат реле осуществляется усилием пружины *10*. Для создания вращающего момента, достаточного для срабатывания индукционного реле, диск должен пронизываться не менее чем двумя знакопеременными магнитными потоками, сдвинутыми относительно друг друга в пространстве и во времени (по фазе), что и выполнено в рассматриваемой конструкции при помощи расщепления полюсов на две части и установки на одной из них короткозамкнутых колец *12*. * В результате в рабочем зазоре магнитной системы образуются магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 , причем поток Φ_1 отстает по фазе от потока Φ_2 на угол ψ (рис. 3.14). Эти потоки индуцируют в диске соответствующие ЭДС трансформации E_{T1} и E_{T2} , отстающие от них по фазе на 90° .

Напомним, в движущемся диске согласно закону Фарадея-Ленца будет индуцироваться суммарная ЭДС

$$e_{и} = - \frac{d\Phi}{dt} = e_{т} + e_{г} . \quad (3.1)$$

Здесь

$$e_{т} = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} - \text{ЭДС трансформации}; \quad (3.2)$$

$$e_{г} = \int [V B] dl \quad (3.3)$$

— ЭДС генерации (или ЭДС движения).

В (3.3) V — линейная скорость участка dl диска; B — магнитная индукция, создаваемая полюсом на участке dl .

При синусоидальном изменении потока $e_{т} = - \omega \Phi_m \cos \omega t$.

* Небольшой вращающий момент может возникнуть и при одном магнитном потоке [23, 35].

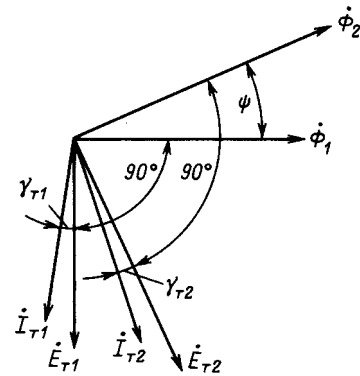


Рис. 3.14. Векторная диаграмма индукционного реле

Электродвижущие силы трансформации вызывают в диске токи трансформации I_{T1} и I_{T2} , которые из-за существования индуктивных составляющих в электрическом сопротивлении диска отстают от ЭДС соответственно на углы γ_{T1} и γ_{T2} .

Выражение для среднего суммарного значения вращающего момента [23, 35].

$$M_{вр\Sigma} = \frac{\Delta_d \omega}{2\pi\rho_3} \chi \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi , \quad (3.4)$$

где Δ_d — толщина диска; ρ_3 — удельное электрическое сопротивление материала диска; χ — геометрическая постоянная индукционной системы; Φ_{1m} и Φ_{2m} — амплитудные значения потоков Φ_1 и Φ_2 .

Геометрическая постоянная χ индукционной системы является функцией размеров полюсов, их взаимного расположения и размещения относительно диска.

При вращении диска под воздействием $M_{вр\Sigma}$ в нем появляются генераторные ЭДС (ЭДС движения), которые в литературе по индукционным реле принято называть ЭДС резания $E_{рез 1}$ и $E_{рез 2}$, обусловленные пересечением магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 диска. Направление этих ЭДС определяется правилом правой руки. В свою очередь ЭДС резания вызывают в диске токи резания $I_{рез 1}$ и $I_{рез 2}$ [23, 37].

Взаимодействие этих токов с потоками Φ_1 и Φ_2 создает тормозной момент (направлен против вращающего момента). В ряде случаев для создания дополнительного тормозного момента (с целью ограничения скорости диска) его край охватывают полюсами постоянного магнита (см. поз.9 на рис. 3.13).

Так как вращающий момент в индукционных системах является функцией частоты, амплитудных значений магнитных потоков Φ_{1m} и Φ_{2m} , а также угла сдвига фаз между комплексными значениями последних (см.3.4), то эти системы могут быть

использованы для создания различных по назначению реле:

реле частоты, если $\omega = \text{var}$, а $\Phi_{1m}\Phi_{2m} \sin \psi = \text{const}$;

реле напряжения, если $\Phi_{1m}\Phi_{2m} \equiv U_m^2 = \text{var}$, а $\omega = \text{const}$ и $\psi = \text{const}$;

реле тока, если $\Phi_{1m}\Phi_{2m} \equiv I_m^2 = \text{var}$, а $\omega = \text{const}$ и $\psi = \text{const}$;

реле активной мощности, если $\Phi_{1m}\Phi_{2m} \sin \psi \equiv UI \cos \varphi = \text{var}$ (φ – угол между U и I), а $\omega = \text{const}$;

реле реактивной мощности, если $\Phi_{1m}\Phi_{2m} \sin \psi \equiv UI \sin \varphi = \text{var}$, а $\omega = \text{const}$;

реле сопротивления – при реализации сложной схемы присоединения обмоток индукционной системы к сети [36] с применением специальных трансформаторов тока (трансреакторов).

В настоящее время в связи с бурным развитием электроники в системах защиты индукционные реле используются практически только как реле тока и мощности.

Индукционные системы с диском отличаются невысокой чувствительностью и большим временем срабатывания из-за значительного момента инерции подвижного элемента – диска. Поэтому такие системы в настоящее время применяются только в реле тока РТ-80 и РТ-90 для реализации зависимой от тока характеристики времени срабатывания. С конструкцией и работой этих реле можно ознакомиться в [35, 37].

Для создания более чувствительных и быстродействующих индукционных реле используются системы с подвижным алюминиевым цилиндрическим ротором или сектором. Система с подвижным цилиндрическим ротором используется в однофазных реле направления мощности РБМ-170 и РБМ-270. Эти реле имеют две обмотки. Одна из них подключается к трансформатору и обтекается вторичным током I_A , а вторая – к трансформатору напряжения и обтекается током I_V , пропорциональным напряжению U на зажимах обмотки. Каждый из токов создает магнитный поток, пронизывающий ротор. Потоки сдвинуты в пространстве на угол $\pi/2$ за счет применения четырехполюсной конструкции магнитной системы [23, 37]. Поскольку один из потоков пропорционален току I_A , а другой напряжению U , то вращающий момент, возникающий на роторе, пропорционален мощности на зажимах реле [см.(3.4)], и его направление зависит от направления этой мощности.

Реле РБМ-170 и РБМ-270 используются в схемах релейной защиты для выявления и отключения линий, на которых произошло короткое замыкание.

На основе индукционной системы с подвижным сектором сконструированы реле серии ДСШ, получившие широкое распространение в автоматических устройствах на железнодорожном транспорте [35, 38].

Контрольные вопросы

1. Какой вид имеют характеристики управления аппарата релейного действия?
2. Чем отличается электрическое измерительное реле от электрического логического реле?
3. Что такое коэффициент возврата реле?
4. Какие существуют виды зависимостей выдержки времени от характеристической величины измерительного реле?
5. Дайте определение электрического реле.
6. Какое электрическое реле называется электромагнитным?
7. Что такое одностабильное и двустабильное реле?
8. Что понимается под трехпозиционной регулировкой поляризованного электромагнитного реле?
9. Объясните принцип действия простейшего герконового реле.
10. Что такое жидкометаллический геркон? Поясните его функционирование.
11. Назовите виды регулировки уставки герконового реле с управляющим органом в виде шины с током.
12. Поясните принцип действия индукционного реле с диском.
13. Дайте определение ЭДС трансформации и ЭДС генерации?
14. Может ли создать вращающий момент на диске индукционной системы один магнитный поток?
15. Как повлияет на вращающий момент индукционного реле с диском изменение угла сдвига фаз от $\pi/6$ до $\pi/4$ между двумя магнитными потоками, пронизывающими диск (при прочих равных условиях)?
16. Как изменится скорость вращения диска в индукционном реле, если при прочих равных условиях диск охватить полюсами постоянного магнита?

3.2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ

Датчик — это первый элемент измерительного канала, как правило, аналоговое устройство, выдающее информацию о параметрах системы и протекающих в ней процессах. Он является основным источником электрического сигнала (изменение состояния электрической цепи за счет ее замыкания и размыкания, изменения одного из электрических параметров — R , L , C — или генерации ЭДС), который в последующей части цепи подвергается обработке, преобразованию к виду, удобному для передачи по линиям связи и дальнейшего преобразования и использования.

Электрический датчик — устройство, которое, подвергаясь воздействию некоторой, как правило, неэлектрической, физической величины (скорость, ускорение, давление, температура, влажность, освещенность, состав и процентное содержание примесей, частота колебаний, цвет и т. п.), выдает эквивалентный электрический сигнал (заряд, ток, напряжение и т. д.), являющийся функцией этой контролируемой величины [27, 39–44, 101]: $y = f(x)$, где x — входная, контролируемая (регулируемая) величина (рис. 3.15,а); y — выходной сигнал датчика (рис. 3.15,б,в).

В общем случае под сигналом понимают материальный носитель информации: изменяющиеся заряд, ток или напряжение, несущие информацию об измеряемой величине.

Различают две основные формы сигналов:

- непрерывную в виде физического процесса; информация в нем определяется значением какого-либо информативного параметра: тока, частоты, амплитуды, фазы и др. (рис. 3.15,б);
- дискретную (кодированную), при которой информация заключена в числе элементов кода,

их расположении во времени или в пространстве (рис. 3.15,в).

Датчики дополняют и расширяют возможности чувств и ощущений человека. Без датчиков невозможны контроль качества продукции, производство и потребление электроэнергии, распознавание образов (формы, габаритных размеров, химического состава, расположения, скорости перемещения и т. д.), создание манипуляторов и роботов и т. п.

Для современного производства характерно применение датчиков в интерактивном режиме, т. е. когда результаты измерений сразу же используются для регулирования процесса. Это позволяет быстро корректировать технологический процесс, повышать качество выпускаемой продукции и увеличивать ее количество.

В состав датчика могут входить функциональные узлы [42]:

- чувствительный элемент, по существу сам датчик, непосредственно воспринимающий воздействие контролируемой величины;
- преобразователь (например, преобразователь переменного напряжения в постоянное пропорциональное среднему или действующему значению входного или выходного напряжения),
- усилитель, предназначенный для согласования выходных сигналов датчика с входом системы управления; фильтры, согласующие каскады (выпрямители, резисторы, дроссели, трансформаторы), элементы гальванической развязки и т. п.

Датчики как составная часть систем автоматического регулирования характеризуются как статическими, так и динамическими показателями.

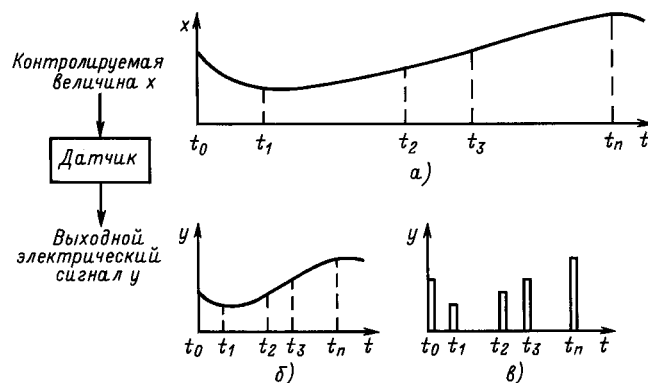


Рис. 3.15. Пример изменения во времени:
 а — контролируемой величины x и соответствующего выходного сигнала y датчика; б — при непрерывном выходном сигнале; в — при дискретном выходе

Датчики должны иметь: высокую надежность, большой срок безотказной работы; высокую точность $\delta\% = Y/Y \cdot 100\%$ (выраженное в процентах относительное отклонение выходного сигнала к номинальному его значению); стабильность и однозначность характеристик (отсутствие остаточного сигнала, зоны нечувствительности и гистерезиса) и их независимость от внешних воздействий (старение элементов схемы, нестабильность питающего напряжения и сопротивления на выходе измерительного органа, влияние окружающей среды и т. п.); высокую восприимчивость – способность реагировать на незначительные отклонения измеряемой величины; высокую чувствительность $s = dy/dx$, которая не должна зависеть от значения и закона изменения контролируемой величины; высокое быстродействие, скорость преобразования изме-

ряемой величины должна обеспечивать надежное слежение за ее изменениями; высокую эффективность: максимальный выходной сигнал при минимальной входной потребляемой энергии; минимальные статические и динамические погрешности; минимальную реакцию, сам датчик не должен искажать процессы, за которыми он призван следить и контролировать; не оказывать влияния на обслуживающий персонал и работу близлежащих аппаратов и устройств; минимальную пульсацию выходного сигнала (датчик постоянного тока) и минимальные колебания фазы выходного напряжения (датчик переменного тока); минимальные габаритные размеры, массу и стоимость; простую конструкцию, предусматривающую свободную компоновку с другими аппаратами и элементами [27, 39–44].

3.2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ДАТЧИКОВ

В основу классификации датчиков могут быть положены различные критерии и признаки. Например, датчики можно классифицировать по:

- физическим явлениям, лежащим в основе их работы (закон электромагнитной индукции, эффект Холла, закон Нернста, магнитострикция, изменение электрической емкости от влажности и т. п.);
- наличию подвижных элементов (электромеханические) или их отсутствию (статические);

- принципу действия;
- устройству;
- назначению;
- контролируемой величине: давление, влажность, ускорение, угол поворота и т. п.;
- объекту регулирования: температура печи, частота вращения двигателя, скорость перемещения дуги;
- виду передаточной функции: безынерционные, инерционные, с запаздыванием и т. п.

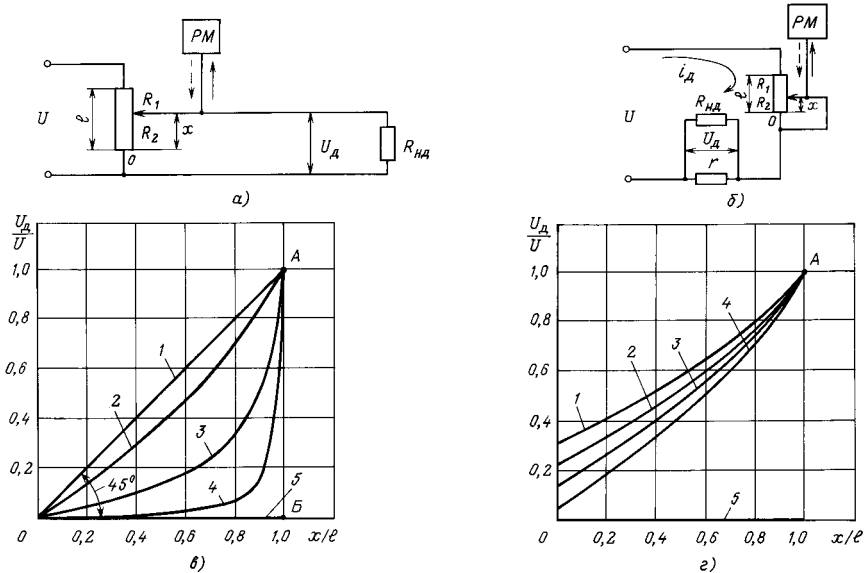


Рис. 3.16. Резистивные датчики и их характеристики:
 а – потенциметрический; б – реостатный; в, г – характеристики потенциметрического и реостатного датчиков при:
 1 – $R_{нд1} \rightarrow \infty$; 2 – $R_{нд2} < R_{нд1}$; 3 – $R_{нд3} > R_{нд2}$; 4 – $R_{нд4} < R_{нд3}$; 5 – $R_{нд5} = 0$

Независимо от перечисленного выше все датчики подразделяются на:

- *пассивные или параметрические;*
- *активные или генераторные.*

Из названий следует, что к первой группе относятся датчики, которые не в состоянии самостоятельно создавать на выходе электрический сигнал, для их работы необходим источник питания, а датчик под воздействием контролируемой величины лишь меняет свои внутренние параметры, что в конечном итоге и вызывает изменение выходного сигнала (например, резистивные, индуктивные и емкостные датчики). Напри-

мер датчик, изоб раженный на рис. 3.16, можно охарактеризовать как электромеханический пассивный резистивный датчик положения рабочего механизма (РМ). Активные датчики не нуждаются в постороннем источнике питания, они сами генерируют электрический сигнал, как правило в виде ЭДС, под воздействием измеряемой величины. Например, индукционные; термоэлектрические; пироэлектрические; фотоэлектрические (на внешнем или внутреннем фотоэффекте); фотоэлектромагнитные; пьезоэлектрические; Виганда; Холла; магнитострикционные; на твердых электролитах.

3.2.2. ПАССИВНЫЕ ДАТЧИКИ

Пассивные датчики являются наиболее простыми, доступными, легко реализуемыми и широко распространенными датчиками.

Резистивные датчики – используются для контроля линейных и угловых перемещений, давления, температуры и т. д. Их принцип действия основан на вариации активного электрического сопротивления под влиянием измеряемой величины. Для их питания могут использоваться источники постоянного или переменного тока. В зависимости от включения (как потенциометр или реостат) выходными параметрами будут напряжение или ток (рис. 3.16).

Многие резистивные датчики относятся к безынерционным звеньям; их чувствительность обычно лежит в пределах от 3 до 5 В/мм. Резистивные датчики сопротивления могут быть каркасными и бескаркасными (жидкостными, электролитическими).

В каркасных (не электролитических) датчиках в качестве сопротивления используются высокоомная проволока, слой полупроводника или пленка металла. В зависимости от вида характеристики резистивные датчики могут быть линейными и неллинейными. Иногда преднамеренно характеристике датчика придают специальный неллинейный вид. С этой целью используют фигурные каркасы, шунтируют отдельные участки или выполняют их из материалов с различным удельным электрическим сопротивлением.

Электролитические датчики могут использоваться только в цепях переменного тока из-за разложения электролита и поляризации электродов при постоянном токе; их сопротивление сильно зависит от температуры.

В резистивных датчиках положения подвижный элемент датчика механически связан с рабочим механизмом (РМ). Изменение положения рабочего механизма приводит к ответной вариации сопротивления датчика. Это сказывается на выходном сигнале в виде напряжения U_d (рис.3.16,а) или тока i_d (рис.3.16,б).

Рассматриваемые датчики весьма чувствительны, способны выдавать значительные выходные сигналы, значение которых, однако, существенно зависит от сопротивления $R_{нд}$ нагрузки датчика (рис.3.16,а), то есть от входного сопротивления элемента схемы, подключаемого к выходным зажимам датчика. Рассмотрим более подробно такой датчик. Если на первом этапе положить, что датчик работает на холостом ходу, т.е. его сопротивление $R_{нд} \rightarrow \infty$, то выходное напряжение U_d^{xx} датчика на холостом ходу составит

$$U_d^{xx} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U = K_{дат} U, \quad (3.5)$$

где R_1 и R_2 – сопротивления плеч резистора (см. рис. 3.16,а); U – напряжение питания (входное напряжение) датчика; $K_{дат} = R_1/R$ – коэффициент деления датчика; $R = R_1 + R_2$ – полное сопротивление резистора.

Если предположить, что на всей своей длине l резистор всюду однороден, то можно записать: $R = \gamma l$; $R_1 = \gamma x$; $R_2 = \gamma(l - x)$, где γ – коэффициент пропорциональности между линейными размерами различных участков резистора и электрическими сопротивлениями этих участков; x – координата смещения движка резистора относительно нулевого положения под действием рабочего механизма. При постулированных условиях выражение (3.5) можно переписать в виде:

$$U_d^{xx} = (x/l) U. \quad (3.6)$$

Отсюда видно, что, чем больше смещение x , тем выше значение выходного напряжения U_d^{xx} . Очевидно, что при $x = l$ выходной сигнал будет максимальным и равным напряжению питания (см. рис. 3.16,б).

Полученное соотношение (3.6) справедливо только для холостого хода, т.е. для очень больших сопротивлений $R_{нд}$. В общем случае, при произвольном значении $R_{нд}$ ($0 \leq R_{нд} < \infty$), выходное на-

пряжение U_d датчика может быть выражено через напряжение U_d^{xx} холостого хода. Для этого можно использовать теорему об эквивалентном генераторе [14] :

$$U_d = \frac{U_d^{xx}}{R_k + R_{нд}} R_{нд} , \quad (3.7)$$

где R_k – сопротивление короткого замыкания схемы относительно выходных зажимов.

Для рассматриваемого случая

$$R_k = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = K_{дат} R2 .$$

Тогда (3.7) можно записать

$$U_d = \frac{U_d^{xx}}{1 + \frac{K_{дат} \cdot R2}{R_{нд}}} .$$

С учетом принятых обозначений и соотношения (3.6) последнее равенство примет вид:

$$U_d = \frac{x/l}{1 + \gamma \frac{x/l}{R_{нд}} (l-x)} U .$$

Или окончательно

$$U_d = \frac{x/l}{1 + \frac{\gamma \cdot l}{R_{нд}} [x/l - (x/l)^2]} U . \quad (3.8)$$

Иногда выходное напряжение U_d выражают не в функции отношения (x / l) , а в функции коэффициента $K_{дат}$ деления датчика:

$$U_d = \frac{K_{дат}}{1 + (R/R_{нд}) \cdot [K_{дат} - K_{дат}^2]} U . \quad (3.9)$$

В других случаях выходное напряжение датчика выражают через отношение $\alpha = R1 / R2$ сопротивлений его плеч:

$$U_d = \frac{\alpha}{1 + (2 + R/R_{нд}) \cdot \alpha + \alpha^2} U . \quad (3.10)$$

Из (3.8) следует:

- при неизменном напряжении U питания выходной сигнал U_d датчика будет зависеть лишь от отношения (x / l) и значения сопротивления $R_{нд}$ нагрузки датчика (см. рис. 3.16,в, характеристики 1–5), при этом рабочая зона датчика располагается в треугольнике АОВ, причем, чем меньше сопротивление $R_{нд}$, тем ниже проходит характеристика вход – выход и тем больше она отличается от линейной, при $R_{нд} = 0$ характеристика сливается с осью абсцисс;

- при неизменных отношении (x / l) и сопротивления $R_{нд}$ нагрузки датчика выходное напряжение U_d на зажимах датчика будет строго пропорционально входному напряжению U .

Таким образом, на базе рассмотренной принципиальной схемы резистивного датчика перемещения (рис. 3.16) могут быть реализованы датчики электрических параметров: тока и напряжения. Реже применяют датчики частоты, мощности и датчики нуля тока или напряжения. Среди них можно выделить две группы датчиков: датчики постоянного тока или напряжения и датчики переменного тока или напряжения. Датчики переменных сигналов можно подразделить на датчики мгновенного, действующего и среднего значения.

Простейший датчик напряжения, наиболее широко применяемый в регуляторах постоянного тока, состоит из двух резисторов $R1$ и $R2$, соединенных по схеме делителя (аналогично рис.3.16,а). Как было показано выше, на вход поступает контролируемое напряжение U , а с выхода снимается выходное напряжение U_d , пропорциональное входному и связанное с ним посредством коэффициента $K_{дат}$ датчика .

Основные достоинства датчика на основе делителя напряжения: надежность, простота конструкции, линейность характеристики и безынерционность; к недостаткам можно отнести гальваническую связь между входом и выходом. Однако часто возникает необходимость обеспечения гальванической развязки между контролируемой цепью и системой управления. В частности гальваническая развязка может обеспечиваться оптоэлектронной парой, состоящей из светоизлучающего и фотоприемного элементов. В схеме датчика с опторазвязкой интенсивность свечения светодиода пропорциональна входному напряжению, а значение выходного напряжения определяется фототранзистором, который управляется световым потоком светодиода. Основным недостатком этого датчика заключается в том, что характеристика оптопары является нелинейной. В настоящее время в датчиках широко применяются интегральные оптопары, содержащие в одном корпусе светоизлучатель и фотоприемник, разделенные светопрозрачным материалом с высокой диэлектрической прочностью.

Другим способом обеспечения гальванической развязки в датчиках является применение высокочастотного преобразователя с трансформаторной развязкой. Входное напряжение датчика инвертируется преобразователем Pr в прямоугольное импульсное напряжение на высокой частоте (что снижает габаритные размеры трансформатора) с амплитудой, равной входному напряжению. Гальваническая развязка обеспечивается трансформатором, напряжение вторичной обмотки которого выпрямляется выпрямителем в выходное напряжение датчика, пропорциональное входному. Высо-

кочастотные пульсации фильтруются конденсатором C .

Датчики переменного тока, как правило, включают в себя маломощный понижающий трансформатор, обеспечивающий гальваническую развязку силовых цепей и системы управления. Для датчиков синусоидального напряжения характерно наличие выпрямителя с емкостным фильтром. Если входное напряжение синусоидально, то напряжение на конденсаторе пропорционально амплитудному, среднему и действующему значению контролируемого напряжения. Если входное напряжение искажается, то эти зависимости нарушаются. Поэтому для несинусоидальных сигналов датчики действующих и средних значений напряжений содержат функциональные блоки (интеграторы, перемножители и др.), необходимые для вычисления соответствующих значений.

Другим примером резистивного датчика перемещений, тока и напряжения может служить датчик, принципиальная схема которого изображена на рис. 3.16,б. На его вход поступает контролируемое напряжение U , а с выхода снимается выходное напряжение U_d , пропорциональное перемещению x и входному напряжению U . Для датчика такого типа можно записать

$$U_d = I_d \frac{r \cdot R_{нд}}{r + R_{нд}}, \quad (3.11)$$

где r — дополнительное сопротивление в цепи датчика.

Если учесть, что ток i_d в цепи датчика можно выразить через входное напряжение U и сопротивления этой цепи

$$i_d = \frac{U}{Rl + \frac{r R_{нд}}{r + R_{нд}}},$$

то с учетом принятых выше обозначений равенство (3.11) примет вид:

$$U_d = \frac{1}{1 + \frac{1 + r/R_{нд}}{r} \gamma l (1 - x/l)} U. \quad (3.12)$$

Относительное изменение выходного напряжения U_d в зависимости от отношения x/l при различных значениях $R_{нд}$ показано на рис. 3.16,з. Из рисунка видно, что при реостатном включении резистора, так же как и при потенциометрическом его включении (рис. 3.16,а), выходное напряжение зависит от сопротивления $R_{нд}$ нагрузки датчика. Поскольку это сопротивление в большинстве случаев значительно больше дополнительного сопротивления r , то можно считать, что датчик работает на холостом ходу.

Сравнение характеристик вход — выход (рис. 3.16,в и рис. 3.16,з) резистивных датчиков при потенциометрическом (рис. 3.16,а) и реостатном (рис. 3.16,б) их включении показывает, что эти характеристики по своему виду очень похожи. Они отражают рост выходного сигнала при увеличении перемещения x рабочего механизма или при увеличении входного напряжения.

Датчик на герконах, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.17,а, служит для измерения частоты вращения и работает следующим образом. Между герконом 1 и постоянным магнитом 2 вращается профилированный ферромагнитный диск 4, укрепленный на валу 3, частоту которого необходимо контролировать. При вращении вала диск своими лепестками периодически экранирует геркон от воздействия магнитного поля постоянного магнита 2. Это приводит к циклическому замыканию и размыканию контактных сердечников геркона 1. Выводные концы геркона подключены к счетчику импульсов. Анализируя количество импульсов, прошедших в единицу времени, можно судить о частоте вращения вала 3 [27, 44].

Существуют другие конструкции и принципы построения датчиков на герконах [27, 44], но все они основаны на изменении магнитного поля в зоне перекрытия контактных сердечников геркона при вариации контролируемой величины.

Индуктивные датчики основаны на использовании изменения индуктивности под влиянием контролируемой величины; выходной сигнал и его фаза зависят от положения подвижного элемента. Индуктивные датчики используются для измерения перемещений и усилий. Эти датчики могут работать лишь с источниками переменного тока. По этой причине их ферромагнитные токопроводящие части изготавливаются из кремнистых сталей и, как правило, шихтованными. По сравнению с резистивными датчиками они менее чувствительны к колебаниям температуры, но весьма чувствительны к перепадам напряжения и частоты питающего напряжения, обладают повышенной реакцией.

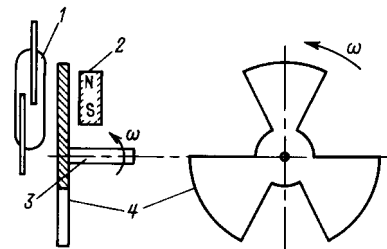


Рис. 3.17. Резистивный датчик оборотов на герконах

В качестве примера рассмотрим датчик линейных перемещений (рис. 3.18). Конструктивно он подобен П-образному электромагнитному реле с прямоходовым движением якоря. Обмотка датчика включается последовательно с измерительным прибором. В отличие от реле она не должна создавать вполне определенную МДС, обеспечивающую срабатывание, а служит лишь для перевода датчика в разряд реактивных элементов. Для повышения чувствительности датчика обмотка выполняется с большим числом витков.

При перемещении контролируемого узла происходит изменение зазора между механически связанным с этим узлом якорем и магнитопроводом (рис. 3.18). Это приводит к изменению тока в цепи. Если не учитывать внутреннее сопротивление обмотки и потери в стали, то можно считать, что связь между током i в обмотке и зазором δ носит линейный характер, $i = i(\delta)$.

Выходной сигнал в виде напряжения может сниматься с линейного балластного сопротивления Z (это может быть резистор, катушка индуктивности или конденсатор; напряжение на нем изменяется прямопропорционально току в обмотке) или с зажимов самой обмотки. Иногда на одном магнитопроводе располагаются две обмотки с одинаковыми или разными числами витков N_1 и N_2 . Это позволяет обеспечить на выходе датчика напряжение, необходимое для работы подключаемого к датчику последующего элемента схемы. Кроме того, наличие двух обмоток позволяет электрически развязать цепь питания датчика с цепью его нагрузки. Обмотки N_1 и N_2 пронизываются одним и тем же магнитным потоком Φ , их магнитная связь не меняется при любых вариациях рабочего зазора δ , т. е. остаются неизменными взаимная индуктивность и коэффициент приведения.

Поскольку рассмотренный датчик не является идеальным, то его характеристика не всюду линейна (сплошная линия на графике, рис. 3.18). Из характеристики видно, что датчик обладает остаточным сигналом при $\delta = 0$, характеристика нелинейна при больших и малых зазорах.

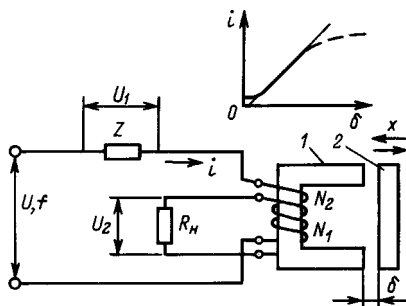


Рис. 3.18. Индуктивный датчик линейных перемещений:
1 — магнитопровод; 2 — якорь

Для борьбы с указанными недостатками обычно используется симметричная конструктивная схема датчика.

Магнитострикционные датчики основаны на использовании эффекта магнитострикции. Магнитное поле, воздействуя на ферромагнитные материалы, вызывает в них определенные изменения (**прямой магнитострикционный эффект**) [40]:

- *геометрические* (изменение линейных размеров с изменением объема: сжатие, растяжение; изменение размеров без изменения объема: кручение, изгиб);

- *механические* (изменение модуля Юнга).

Наоборот, любые механические напряжения и изменения размеров под воздействием внешних сил приводят к изменениям кривой намагничивания: значений коэрцитивной силы H_c , остаточной индукции B_r , индукции насыщения B_s и формы петли гистерезиса (**обратный магнитострикционный эффект**). Проявление обратного магнитострикционного эффекта существенно зависит от значения и знака механического напряжения σ .

На подобном принципе построен датчик усилия (механического напряжения), использующий прямой магнитострикционный эффект, проявляющийся в изменении индуктивности системы в результате механического воздействия.

Трансформаторные датчики можно рассматривать как частный случай индуктивных датчиков, обладающих рядом специфических особенностей. Именно это позволяет выделить их в особую группу. Трансформаторные датчики содержат две или более подвижных или неподвижных обмоток, часть из которых может быть короткозамкнутой. Работа этих датчиков основана на изменении магнитной связи между первичной (входной) и вторичными (выходными, сигнальными) обмотками, вызванном воздействием контролируемой величины. Трансформаторные датчики используются для измерения механических сил и перемещения, они надежны в эксплуатации, имеют значительный выходной сигнал, который без усиления может использоваться в последующих элементах схемы. К недостаткам можно отнести увеличенные габаритные размеры, массу, инерционность и реакцию, чувствительность к колебаниям напряжения и частоты питающей сети.

На рис. 3.19, а, б представлены схемы трансформаторных датчиков линейных перемещений. В первом случае при изменении положения якоря происходит перераспределение магнитных потоков в системе, что вызывает различие в наведенных ЭДС сигнальных обмоток, появляется выходной сигнал, эквивалентный ходу x якоря. Во втором датчике,

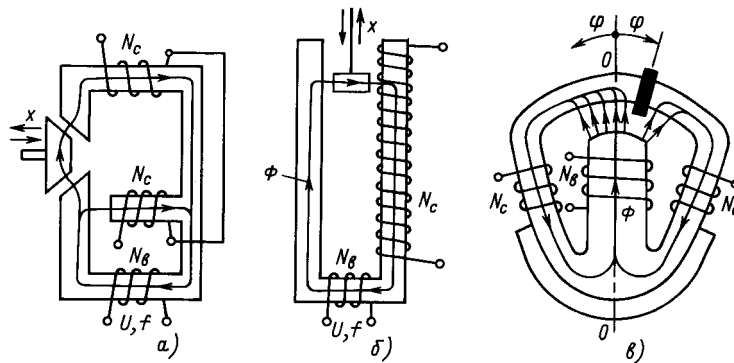


Рис. 3.19. Трансформаторные датчики перемещения

применяемом для контроля больших линейных перемещений, смещение якоря вызывает изменение пути, по которому замыкается основной магнитный поток, созданный обмоткой возбуждения N_B (см. рис. 3.19,б). Это приводит к изменению эффективного числа витков сигнальной обмотки N_C , магнитно-связанных с обмоткой возбуждения, а следовательно, и к эквивалентному изменению выходной ЭДС. Датчик обладает высокой чувствительностью и хорошей линейностью выходной характеристики.

Отличительной особенностью рассматриваемого трансформаторного датчика от индуктивного датчика (см. рис. 3.18) является то, что при работе трансформаторного датчика постоянно изменяется магнитная связь между обмотками, изменяется коэффициент трансформации между ними.

Работа датчика не изменится, если переменное напряжение питания подвести не к обмотке возбуждения, а к зажимам дифференциально включенных сигнальных обмоток, и напряжение выходного сигнала снимать со стороны обмотки возбуждения. Это относится ко всем схемам трансформаторных датчиков.

Недостатком рассмотренных датчиков можно считать их большую реакцию: для перемещения якоря необходимо прикладывать значительные усилия.

Для уменьшения реакции датчика необходимо снижать массу его подвижных частей. В этих целях нередко используются медные (или алюминиевые)

краткозамкнутые витки или экраны (рис. 3.19,в), при помощи которых удается легко изменять поточкораспределение в системе. Если экран занимает нейтральное положение, располагаясь на нейтральной линии $O-O$, то магнитные потоки, пронизывающие левую и правую сигнальные обмотки, будут одинаковыми, равны между собой и наведенные ими ЭДС, результирующий сигнал примет нулевое значение.

Смещение короткозамкнутого витка в любую сторону приводит к изменению потоков в левой и правой частях датчика (рис. 3.19,в), к появлению выходного сигнала. На рисунке показан датчик угловых перемещений, но по изложенному принципу легко реализуются и датчики линейных перемещений.

Емкостные датчики конструктивно просты, надежны, обладают малой массой и габаритными размерами, малой инерционностью и высокой чувствительностью. Эти датчики работают с источниками переменного тока; используются для измерения небольших перемещений, влажности, давления. Емкость датчика при внешнем воздействии может меняться из-за изменения зазора между электродами, их площади, механической деформации диэлектрика и его свойств. Емкость датчиков обычно мала (10...100 пФ), поэтому желательно работать на повышенных частотах. Чувствительность датчика зависит от конструкции, схемы включения и параметров, определяющих значение емкости.

3.2.3. АКТИВНЫЕ ДАТЧИКИ

Общий принцип их действия заключается в создании выходного сигнала в виде тока, заряда или ЭДС, эквивалентного механическому, тепловому, магнитному, световому и другим воздействиям.

Индукционные датчики — это наиболее распространенный класс активных датчиков. Они могут

быть постоянного и переменного тока (однофазные и многофазные), обычно используются для контроля частоты вращения, углового ускорения, угла поворота, скорости и ускорения линейного перемещения. Эти датчики могут выдавать значительные выходные сигналы напряжения и мощности, в широком диапазоне изменения контролируемой вели-

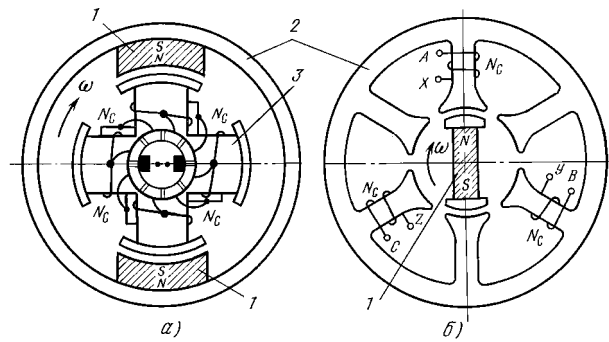


Рис. 3.20. Тахогенераторы:
 а – постоянного тока; б – переменного тока; 1 – постоянный магнит;
 2 – магнитопровод; 3 – ротор

чины имеют практически линейную характеристику, хорошо противостоят кратковременным механическим и электрическим перегрузкам, просты в обращении.

Индукционные датчики могут быть получены на базе трансформаторных датчиков: если одну из обмоток, например обмотку возбуждения, и магнитопровод, на котором она размещается, заменить постоянным магнитом. Вместо постоянного магнита можно использовать обмотку (например, ту же обмотку возбуждения), подключенную к источнику неизменного постоянного тока или напряжения.

Датчик частоты вращения (тахогенератор) выдает на выходе напряжение, пропорциональное частоте вращения ротора. На рис. 3.20 показаны принципиальные конструктивные схемы тахогенераторов постоянного (рис. 3.20,а) и переменного (рис. 3.20,б) токов. В них магнитный поток возбуждения создается постоянным магнитом 1. При вращении ротора 3 (в датчике на рис. 3.20,б роль ротора выполняет вращающийся постоянный магнит 1) с угловой скоростью ω в сигнальных обмотках N_c

индуцируется переменная ЭДС, пропорциональная угловой частоте ω .

Для выпрямления генерируемого напряжения в схеме рис. 3.20,а используется коллектор и щетки. В целях уменьшения напряжения между соседними ламелями из середины каждой сигнальной обмотки сделана отпайка, соединенная с соответствующей коллекторной пластиной. Сигнальные обмотки могут быть не только сосредоточенными, как на рис. 3.20, но и распределенными.

Тахогенераторы могут контролировать не только частоту вращения, но и угол поворота φ рабочего механизма. Для этого датчик нужно вращать с постоянной частотой, а на выход необходимо подключить интегрирующее устройство. В датчике постоянного тока можно обойтись без него: одну из щеток необходимо механически соединить с рабочим механизмом, а ротор вращать с постоянной частотой. Тогда по мере вращения рабочего механизма будет изменяться взаимное положение щеток и напряжение между ними, причем напряжение будет изменяться пропорционально углу поворота рабочего механизма.

Контрольные вопросы и задачи

1. Что такое датчик? Каково назначение датчиков, где они применяются, как классифицируются, какие предъявляются к ним требования?
2. Что такое коэффициент деления резистивного датчика, от чего он зависит?
3. Какие общие достоинства и недостатки пассивных и активных датчиков?
4. Какой коэффициент передачи имеет датчик постоянного напряжения на основе резистивного делителя (см. рис. 3.16), если $R_1 = 200 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ МОм}$, а измеряемое напряжение 100 В и какую мощность он потребляет из сети?
5. Как можно повысить амплитуду выходного сигнала резистивных датчиков?

Глава четвертая ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

4.1. ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Предохранители — это электрические аппараты, предназначенные для защиты электрических цепей от токов короткого замыкания и токов перегрузки. Преимущественно предохранители используются для защиты от токов короткого замыкания, а для защиты от токов перегрузки в большинстве случаев предпочтение отдается тепловым реле и автоматическим выключателям.

Основной элемент предохранителя — плавкая вставка постоянного или переменного сечения, которая при токах срабатывания сгорает (плавится с последующим возникновением и гашением электрической дуги), отключая электрическую цепь.

По конструктивному исполнению предохранители условно можно разделить на открытые (вставка не защищена патроном или размещена в трубке, открытой с торцов), закрытые (вставка расположена в закрытом патроне) и засыпные (вставка находится в патроне, полностью заполненном мелкозернистым наполнителем, например, кварцевым песком).

Наиболее распространенные материалы плавких вставок — медь, цинк, алюминий, свинец и серебро. Медь подвержена сравнительно интенсивному окислению, что может привести к увеличению сопротивления медной вставки и, следовательно, к изменению защитной характеристики предохранителя. Поэтому медные вставки подвергаются лужению (покрываются слоем олова).

В засыпных предохранителях наиболее распространенным наполнителем является кварцевый песок с содержанием оксида кремния SiO_2 не менее 99%. Наилучшим наполнителем по своим дугогасящим свойствам является мел (CaCO_3), который после перегорания вставки в отличие от песка не образует остаточных токопроводящих путей и пригоден для многократного использования. Но мел значительно дороже песка и это ограничивает его широкое применение. Для лучшего использования наполнителя как теплоотводящей и дугогасящей среды в засыпном предохранителе обычно размещены несколько параллельно соединенных вставок, суммарное сечение которых эквивалентно сечению одной вставки предохранителя на тот же рабочий ток.

Помимо перечисленных предохранителей традиционного исполнения в особую группу можно выделить жидкометаллические предохранители

и предохранители инерционного типа. В жидкометаллическом предохранителе в качестве плавкого элемента применяется жидкий металл (галлий, сплав галлий/индий/олово и др.), которым заполняется канал расчетного по рабочему току сечения в герметизированном и вакуумированном патроне. Предохранитель электрически (последовательно) и механически связан с защитным аппаратом, например, автоматическим выключателем. При срабатывании такого предохранителя металл из жидкого состояния переходит в парообразное. Возникающее при этом в патроне давление через специальный шток воздействует на расцепитель автоматического выключателя, который и осуществляет отключение электрической цепи. Сразу же после этого пары металла вновь переходят в жидкое состояние (через 0,5–2 мс) и предохранитель готов к повторному срабатыванию. Инерционные предохранители от обычных отличаются наличием двух вставок разного сечения и исполнения, которые обеспечивают защиту потребителя (наиболее часто — асинхронные двигатели) как при значительных токах короткого замыкания, так и при сравнительно небольших токах перегрузки.

Следует подчеркнуть, что в настоящее время (и скорее всего в обозримом будущем эта тенденция сохранится) предохранитель чаще всего применяется либо как аппарат защиты от токов короткого замыкания, либо как аппарат защиты от предельно больших токов короткого замыкания при совместном действии с автоматическим выключателем (по схеме: предвключенный предохранитель с автоматическим выключателем).

Рабочая (защитная) времятоковая характеристика предохранителя дана на рис. 4.1, где $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток, указывается на плавкой вставке, а $I_{\text{п}}$ — пограничный ток (ток, при котором плавкая вставка перегорает за время не менее одного часа), в большинстве случаев принимается за исходный при расчетах. В зависимости от материала вставки пограничный ток может превышать номинальный на 10–70 %. Меньшие значения относятся к материалам с более стабильной защитной характеристикой (менее подверженным внешним атмосферным условиям и режимам эксплуатации электрооборудования), например, серебро, большие — к нестабильным в указанном отношении материалам (например, алюминий).

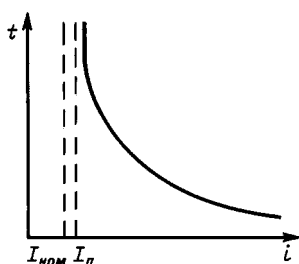


Рис. 4.1. Защитная характеристика предохранителя

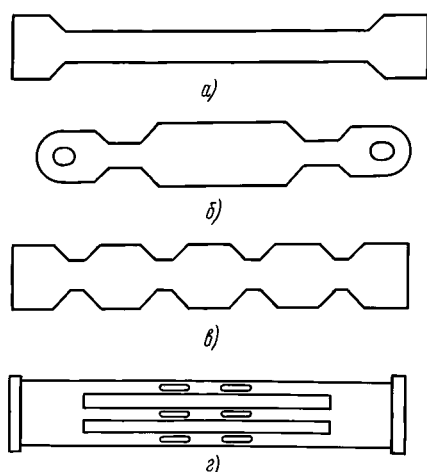


Рис. 4.2. Различные варианты исполнения плавких вставок: а – постоянного сечения; б – переменного сечения (фигурные вставки) на напряжение преимущественно не выше 220 В; в – переменного сечения на напряжение выше 380 В; г – для предохранителя с наполнителем

На рис. 4.2 показаны различные варианты исполнения плавких вставок. Примеры конструктивного исполнения предохранителей закрытого типа и с наполнителем даны на рис. 4.3, а, б.

Фигурные плавкие вставки по сравнению со вставками постоянного сечения имеют ряд преимуществ: снижается уровень перенапряжений при срабатывании предохранителя, в меньшей степени засоряется внутренняя полость патрона парами металла, уменьшаются тепловые потери и др.

В некоторых случаях, когда требуется высокая отключающая способность предохранителя, его патрон изготавливается из специального газогенерирующего материала – в большинстве случаев из фибры. При перегорании вставки и соприкосновении электрической дуги со стенками такого патрона происходит интенсивное и обильное газовыделение. Это приводит к увеличению давления внутри патрона, что, в свою очередь, улучшает условия теплопередачи от дуги и ускоряет процесс дугога-

шения и, в итоге, увеличивает отключающую способность предохранителя.

Пограничный ток предохранителя открытого типа или его минимальный ток срабатывания рассчитывается на основе баланса подводимой и отводимой мощности и оценивается по соотношению:

$$I_{\text{п}} = \sqrt{\frac{K_{\text{т}} S_{\text{охл}} (v_0 - v_{\text{пл}})}{\rho_0 (1 + \alpha v_{\text{пл}})}}, \quad (4.1)$$

где $K_{\text{т}}$ – коэффициент теплопередачи; $S_{\text{охл}}$ – площадь поверхности охлаждения; $v_{\text{пл}}$ – температура плавления материала вставки; v_0 – температура окружающей среды; ρ_0 – удельное электрическое сопротивление материала вставки; α – температурный коэффициент сопротивления.

Пограничный ток засыпного предохранителя рассчитывается:

$$I_{\text{п}} = \pi d \sqrt{\frac{v_0 - v_{\text{пл}}}{2\rho_0(1 + \alpha v_{\text{пл}}) \left(\frac{8}{K_{\text{т}} D_{\text{н}}} + \frac{1}{\lambda_{\text{н}}} \ln \frac{D_{\text{вн}}}{d} + \frac{1}{\lambda_{\text{т}}} \ln \frac{D_{\text{н}}}{D_{\text{вн}}} \right)}}, \quad (4.2)$$

где $D_{\text{вн}}$ и $D_{\text{н}}$ – внутренний и наружный диаметры трубки; $\lambda_{\text{н}}$ и $\lambda_{\text{т}}$ – теплопроводность наполнителя и материала трубки; d – диаметр плавкой вставки.

Полное время срабатывания предохранителя:

$$t_{\text{ср}} = t_1 + t_2 + t_3, \quad (4.3)$$

где t_1 – время нагрева вставки от температуры окружающей среды до температуры плавления; t_2 – время плавления вставки (время перехода материала вставки из твердого в жидкое состояние после достижения температуры плавления); t_3 – время гашения дуги.

Расчет времятоковой характеристики обычно производится в предположении, что процесс нагрева имеет адиабатный характер. Практика показывает, что это допустимо при токах, которые превышают номинальный ток в три и более раз. Значения составляющих полного времени срабатывания предохранителя определяются:

$$t_1 = A_1 \frac{S^2}{I^2}; \quad t_2 = A_2 \frac{S^2}{I^2}, \quad (4.4)$$

где S – сечение вставки; I – ток срабатывания предохранителя; A_1 и A_2 – постоянные интегрирования, которые определяются электрофизическими характеристиками материала вставки. Их значения, $\text{А}^2 \cdot \text{с} / \text{мм}^4$, для некоторых материалов следующие:

$$\begin{aligned} \text{Ag} - A_1 &= 62000; & A_2 &= 8000; \\ \text{Cu} - A_1 &= 80000; & A_2 &= 11000; \\ \text{Zn} - A_1 &= 9000; & A_2 &= 3000; \\ \text{Pb} - A_1 &= 1200; & A_2 &= 400. \end{aligned}$$

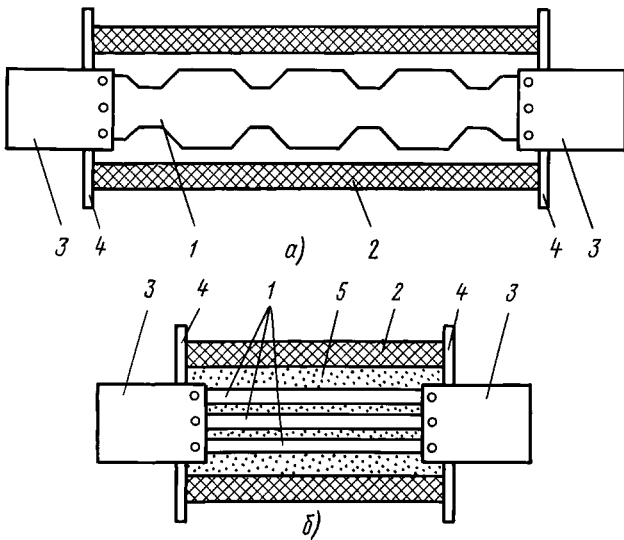


Рис. 4.3. Примеры конструктивного исполнения предохранителей закрытого типа (а) и с наполнителем (б): 1 – плавкие вставки; 2 – изолирующий патрон (корпус); 3 – токопроводящие детали; 4 – защитные колпачки; 5 – наполнитель

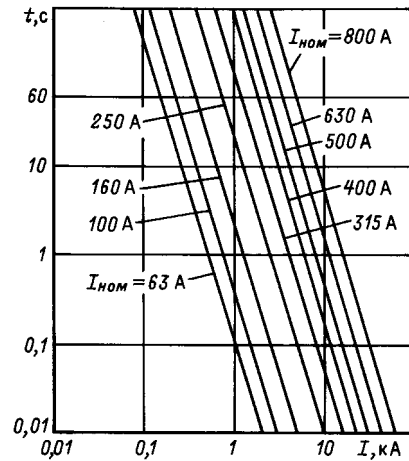


Рис. 4.4. Времятоковые характеристики предохранителя ПП-57 на номинальное напряжение 660 В

б) для засыпного предохранителя:

$$t_{cp} = (1,7 - 2) (A_1 + A_2) \frac{S^2}{I^2} 10^{-4} \quad (4.6)$$

Важным показателем предохранителя является тепловая характеристика – интеграл квадрата тока в заданном интервале времени (джоулев интеграл). Эта характеристика позволяет достаточно точно оценить тепловое воздействие проходящего через него тока и в наглядной форме определить защитную способность предохранителя, особенно при малых временах срабатывания.

Наиболее распространенные серии предохранителей: ПР-2 – на номинальные токи от 15 до 1000 А и напряжение 380, 500 В; ПП (быстродействующие) – на номинальные токи от 30 до 6300 А и напряжение от 150 до 1300 В; ПРС (резьбовые, для малогабаритных распределительных устройств) – на токи до 100 А и напряжение до 500 В. Выпускаются также предохранители в комплекте с разрядниками, рубильниками и выключателями – для уменьшения габаритных размеров распределительных устройств [51].

В качестве примера на рис. 4.4 приведены времятоковые характеристики предохранителя ПП-57 на разные номинальные токи, а на рис. 4.5 – характеристики джоулевых интегралов предохранителей ПНБ-5.

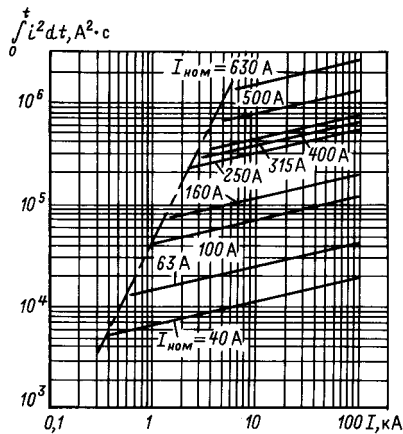


Рис. 4.5. Характеристики джоулевых интегралов предохранителей ПНБ-5

Время гашения дуги расчету не поддается и учитывается эмпирическими коэффициентами. С учетом этого выражения полного времени срабатывания имеют вид

а) для предохранителя открытого типа:

$$t_{cp} = (1,2 - 1,3) (A_1 + \frac{A_2}{3}) \frac{S^2}{I^2} 10^{-4} \quad (4.5)$$

Контрольные вопросы

1. Для чего вводится понятие „пограничный ток“?
2. Почему расчет сечения плавкой вставки проводится по пограничному току?
3. Почему в засыпных предохранителях применяются несколько параллельных плавких вставок?
4. Каковы преимущества фигурной плавкой вставки по сравнению с вставкой постоянного сечения?
5. Какие материалы плавкой вставки предпочтительнее для быстродействующих предохранителей?
6. Как влияет (при всех прочих равных условиях) наличие в предохранителе наполнителя на время его срабатывания ?
7. Как соотносятся защитная характеристика предохранителя и нагрузочная характеристика объекта.

4.2. АППАРАТЫ ТЕПЛОВОЙ, ТЕМПЕРАТУРНОЙ И ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

4.2.1. АППАРАТЫ ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЫ

Для защиты электрических цепей от длительного протекания токов перегрузки, в 5–7 раз превышающих номинальные токи, широко применяются *аппараты тепловой защиты* с термобиметаллическими исполнительными механизмами. Термобиметаллический элемент содержит биметаллическую пластину, состоящую из двух материалов с различными температурными коэффициентами линейного расширения α , жестко соединенных друг с другом. Если один конец пластины закреплен (см. рис. 4.6, *a*), то ее свободный конец изгибается в сторону изделия из материала с меньшим значением α , а максимальный прогиб составит [51]:

$$x_{max} = \frac{3}{4} (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{l^2 \Theta}{\delta}, \quad (4.7)$$

где α_1 – температурный коэффициент линейного расширения термоактивного материала (например, хромоникелевая сталь), (l на рис. 4.6, *a*); α_2 – температурный коэффициент линейного расширения термоактивного материала (например, инвар, 2 на рис. 4.6, *a*); l – длина биметаллической пластины; Θ – превышение температуры биметаллической пластины над температурой окружающей среды; δ – суммарная толщина биметаллической пластины.

Известны три способа подогрева пластины нагревательным элементом (3 на рис. 4.6, *b*): непосредственный, косвенный и комбинированный. Выбор способа подогрева определяется значением протекающего по цепи тока.

В некоторых тепловых реле (например, в реле ТРН-10, ТРН-25 и др.) нагревательные элементы выполняются сменными, что значительно расширяет диапазон рабочих токов.

На рис. 4.7 представлены упрощенные схемы биметаллических устройств тепловых реле [52].

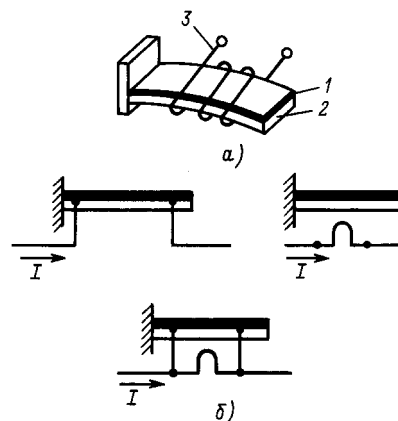


Рис. 4.6. Биметаллическая пластина с нагревательным элементом (*a*) и способы ее подогрева (*b*)

При нагреве пластины 1 (рис. 4.7, *a*) она изгибается в направлении усилия P_1 и воздействуя на штифт 3 перемещает подвижной пружинный контакт 2 до размыкания с неподвижным контактом 4 . Изменяя положение контактов 2 и 4 меняется уставка реле по току срабатывания. После охлаждения биметаллической пластины реле возвращается в исходное положение. Способ подогрева пластины реле может быть непосредственный, либо косвенный. Данное устройство имеет малое быстродействие, что устраняется в конструкции, представленной на рис. 4.7, *b*. Биметаллическая пластина 1 служит защелкой, удерживающей контакты в замкнутом состоянии. При нагреве и изгибе пластины она освобождает контакты, которые размыкаются под действием пружины 5 . Возврат пластины в исходное состояние осуществляется вручную.

Еще большее быстродействие достигается в конструкции рис. 4.7, *в*. Пластинчатая пружина 6 удерживает

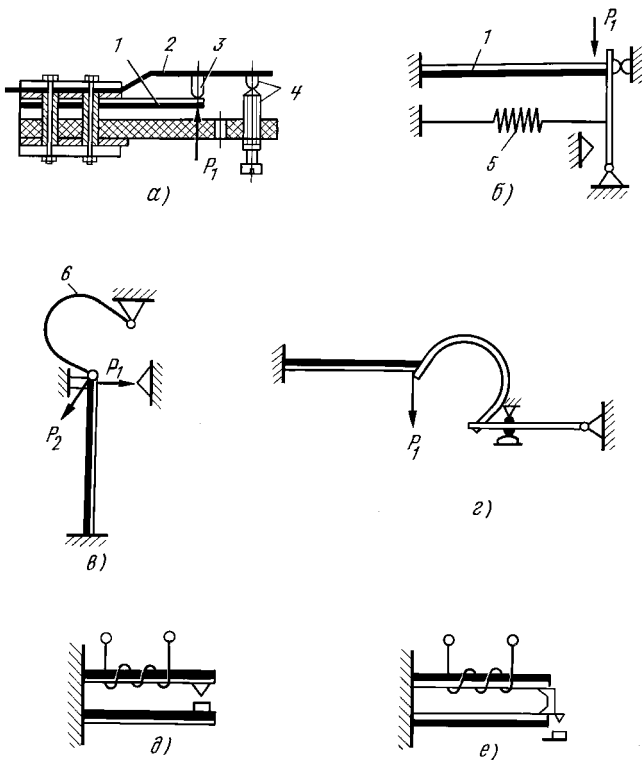


Рис. 4.7. Схемы биметаллических устройств тепловых реле

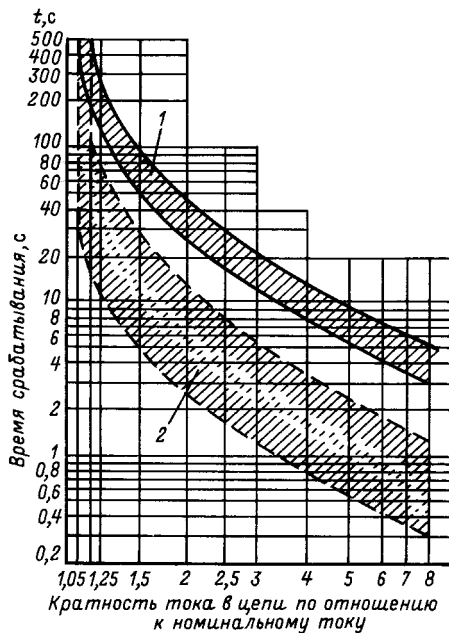


Рис. 4.8. Времятоковые характеристики реле ТРН-10А:
1 — зона времятоковых характеристик при срабатывании реле из холодного состояния;
2 — зона времятоковых характеристик при срабатывании реле из горячего состояния (после прогрева номинальным током)

живает контакты реле в замкнутом состоянии до тех пор, пока усилие P_1 , развиваемое пластиной, не станет больше усилия P_2 , развиваемое пружиной. При нагреве пластины она скачком выгнется с стороны P_1 и разомкнет контакты реле. Возврат системы — автоматический, после остывания пластины.

Разновидностью подобной конструкции является устройство, представленное на рис. 4.7,з. Здесь одновременно происходят скачкообразные перемещения пластины и контактов. Система имеет самовозврат.

Для исключения влияния температуры окружающей среды на характеристики тепловых реле в них предусмотрена термокомпенсация в виде дополнительной биметаллической пластины. В конструкции реле рис. 4.7,д осуществляется компенсация прогиба пластины, а на рис. 4.7,е дан вариант исполнения пластины с компенсацией усилия.

Тепловые реле с термобиметаллическими пластинами нашли широкое применение для защиты статорной обмотки двигателя от длительного протекания токов перегрузки, как в режиме пуска двигателя, так и в режиме технологических перегрузок. Они относятся к *аппаратам защиты косвенного действия*, так как реагируют не на превышение температуры нагрева защищаемого объекта, а на ток вызывающий это превышение. Отсюда недостатками тепловых реле являются: малая термическая стойкость к протекающим по реле сверхтокам; нерегулируемость защитной характеристики; большое время срабатывания и потери энергии; большой разброс в срабатывании реле; необходимость в остывании. Достоинствами тепловых реле являются: относительно малые размеры, масса и стоимость; простота конструкции и надежность в эксплуатации.

Основной защитной характеристикой реле является *времятоковая характеристика* — зависимость времени срабатывания реле от кратности тока в цепи по отношению к номинальному току (рис. 4.8 для теплового реле ТРН-10А). Характеристики приводятся для реле, работающего из холодного состояния (область 1), например при пуске двигателя, и реле, работающего из горячего состояния (область 2), например после прогрева реле номинальным током.

Современные магнитные пускатели комплектуются тепловыми реле нового поколения. Реле серии РТЛ имеет трехполюсное исполнение, механизм для ускорения срабатывания при обрыве фазы статорной обмотки двигателя, регулятор тока несрабатывания и несменные нагревательные элементы. Реле снабжено термокомпенсацией и имеет высо-

кое быстроедействие, рассчитано на номинальные токи до 200 А и предназначено для комплектации пускателей серии ПМЛ. Реле серии РТТ (для маг-

нитных пускателей серии ПМА) имеет аналогичные характеристики и рассчитано на номинальные токи до 630 А.

4.2.2. АППАРАТЫ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАЩИТЫ

Основные недостатки, присущие тепловым реле, обусловлены косвенным характером защиты. Она реагирует не на температуру нагрева обмотки двигателя, а на ток, вызывающий этот нагрев. Поскольку постоянная времени защитного реле и защищаемого объекта часто сильно отличаются друг от друга трудно согласовать их защитные характеристики.

Температурные защитные характеристики зависят непосредственно от температуры нагрева защищаемого объекта и относятся к *защитам прямого действия*.

Для контроля температуры тела используются температурные датчики, например терморезисторы и позисторы. Так как датчики температуры встраиваются в статорные обмотки двигателей, то такую защиту называют *встроенной температурной защитой* [51]. Существуют биметаллические контактные и полупроводниковые терморезисторы, сопротивление которых зависит от температуры.

Полупроводниковые терморезисторы бывают с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления – термисторы (при повышении температуры сопротивление уменьшается) и с положительным температурным коэффициентом сопротивления (при повышении температуры сопротивление повышается) – позисторы. Наибольшее распространение получили позисторы, сопротивление которых при увеличении температуры увеличивается скачкообразно. Пороговое значение сопротивления срабатывания аппарата для разных типов позисторов различно. На рис. 4.9 приведена зависимость сопротивления позисторов от температуры при последовательном соединении трех позисторов. При этом крутизна характеристики (чувствительность защиты) возрастает.

Позисторы представляют собой диск диаметром 3,5 мм и толщиной 1 мм, покрытый кремнеорганической эмалью, создающей нужную влагостойкость и электрическую прочность изоляции. В зависимости от класса изоляции обмоток двигателя позисторы выбираются для $v_{сраб} = 105, 115, 130, 145$ и 160 °С. При изменении температуры позистора на $+20$ °С от нормальной его сопротивление за 12 с увеличивается почти в 3 раза.

Особенно эффективно аппараты позисторной защиты работают в условиях нарушения охлаждения электродвигателя, а также при его частых

пусках и реверсах, регулировке частоты вращения. Однако при заторможении ротора или обрыве фазы его статорной обмотки, когда скорость нарастания температуры достигает 10 °С в секунду, возможен перегрев двигателя из-за тепловой инерции датчиков. Другими недостатками аппаратов температурной защиты являются: нечувствительность к токам короткого замыкания и сложность монтажа датчиков температуры. Датчики устанавливаются в пазах статорной обмотки или на лобовой части двигателя [51].

В настоящее время широко используются приборы типов АПЗ и УВТЗ для температурной защиты. Электрическая схема аппарата позисторной защиты УВТЗ-1 и способ ее подсоединения приведена на рис. 4.10 ([51]). Устройство защиты подключено к сети посредством пусковой кнопки *SB1*. Если температура статорной обмотки двигателя *M* нормальная (ниже порогового значения температуры датчиков), электромагнитное реле *K2* срабатывает и своим замыкающим контактом *K2.1* включает магнитный пускатель *K1*, который, в свою очередь, включает силовую цепь статорной обмотки двигателя (контакты *K1.1*) и шунтирует пусковую кнопку (контакты *K1.2*).

Для питания электрической схемы УВТЗ-1 используется стабилизированный выпрямитель, состоящий из конденсатора *C1*, резисторов *R6, R7*, диодов *V6–V9* и стабилитрона *V3*.

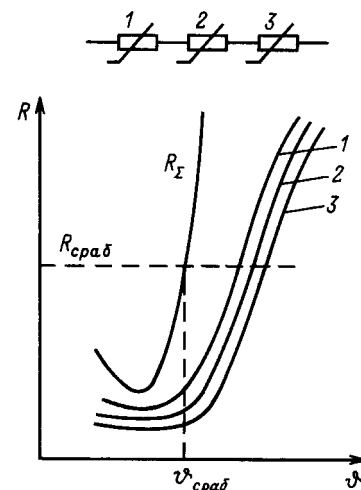


Рис. 4.9. Зависимость сопротивления позисторов от температуры при последовательном соединении трех позисторов

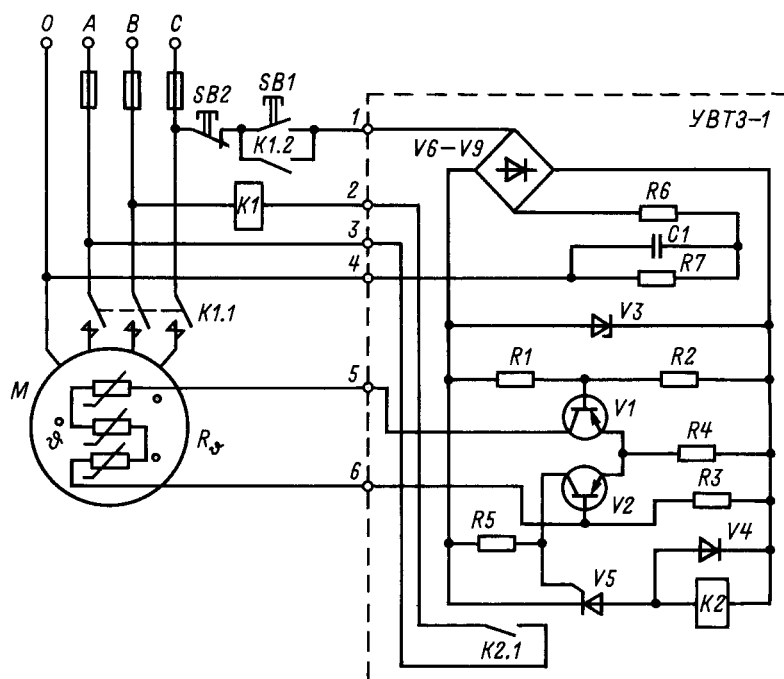


Рис. 4.10. Электрическая схема позисторной защиты УВТЗ-1 и способ ее подсоединения к электродвигателю

Реле $K2$ управляет тиристором $V5$, в цепь управляющего электрода которого включен триггер на транзисторах $V1$ и $V2$. Потенциал базы транзистора $V2$ определяет делитель напряжения $R3-R_0$, где R_0 – суммарное сопротивление трех позисторов, подключенных к зажимам 5 и 6. Таким образом, увеличение сопротивления одного или нескольких позисторов, вследствие роста температуры нагрева двигателя, вызывает увеличение потенциала базы и вклю-

чение транзистора $V2$. Это, в свою очередь, приводит к выключению тиристора $V5$ и обесточиванию реле $K2$. Контакты $K2.1$ реле отключают питание катушки $K1$ магнитного пускателя, что приводит к размыканию его силовых контактов $K1.1$ и отключению двигателя. Диод $V4$ предохраняет тиристор от перенапряжений в цепи при отключении катушки реле $K2$.

После охлаждения двигателя возможен его повторный запуск.

4.2.3. АППАРАТЫ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

К аппаратам токовой защиты относятся все устройства защиты, контролирующие ток в цепи. Это предохранители, автоматические выключатели, максимальные и минимальные токовые реле. К аппаратам токовой защиты можно отнести и тепловые реле, которые из-за специфики их работы и широкого распространения могут быть выделены в отдельный класс тепловой защиты (см. п. 4.2.1).

Аппараты токовой защиты обычно защищают потребителей от перегрузок, неполнофазных режимов, а электрические цепи от коротких замыканий.

Среди аппаратов токовой защиты особое место занимают минимальные реле тока и максимальные реле тока.

Минимальные реле тока предназначены для защиты двигателей от неполнофазных режимов (об-

рыва фазы статорной обмотки двигателя). В простейшей схеме используются три реле минимального тока, включенные во все фазы питания электродвигателя, а замыкающие контакты этих реле соединены последовательно с цепью управления магнитного пускателя. При нормальной работе электродвигателя все три реле минимального тока включены. При обрыве любой фазы соответствующий ток прекращается и реле отключается, разрывая цепь управления магнитного пускателя. При этом электродвигатель отключается. Для защиты электродвигателей можно применять реле минимального тока ЭТ-521.

Большие функциональные возможности заложены в максимальном реле тока. Они могут выполнять функции защиты потребителей от больших

перегрузок по току (например, для защиты электродвигателей применяют реле РЭ-570Т, ЭТ-522 и др.) и защиту электрических цепей от короткого замыкания на зажимах потребителей и в самой цепи (например, реле РТ-40, РТ-80 и др.).

При нормальной работе потребителя максимальное реле тока не включается. При большой нагрузке или коротком замыкании одно или все реле, включенные в различные фазы питания, срабатывают и своими размыкающими контактами разорвут цепь управления магнитного пускателя. Основным недостатком максимальных реле тока является то, что они не реагируют на обрывы фаз и их нельзя отрегулировать на небольшие перегрузки по току в цепи.

Одним из самых распространенных максимальных реле тока является реле РТ-40. Принцип действия и конструктивные особенности реле даны в § 3.1. В нем предусмотрено два способа регулировки тока срабатывания $I_{сраб}$: изменением предварительного натяжения противодействующей пружины (в 4 раза) и переключением обмоток (в 2 раза).

Известно девять типоразмеров реле [53], выпускаемых на номинальные токи от 0,2 до 200 А.

Время срабатывания реле не более 0,1 с при токе, равном $1,2 I_{сраб}$ и не более 0,03 с при токе $3 I_{сраб}$.

Коэффициент возврата реле не ниже 0,85 (в ряде типоразмеров не ниже 0,7). Контакты реле выдерживают мощность коммутационной цепи около 60 Вт постоянного тока при напряжении 220 В

и около 300 В·А переменного тока при напряжении до 250 В.

В реле тока РТ-40, снабженных промежуточным трансформатором и выпрямительным мостом, повышается термическая стойкость к длительному протеканию больших токов (реле РТ-40/1Д).

Реле РТ-40/Ф реагирует на отклонение формы кривой переменного тока от синусоидальной. Реле содержит специальный фильтр, не пропускающий в обмотку реле ток третьей и кратных ей гармоник.

Для цепей управления и защиты электродвигателей часто применяют токовые реле постоянного тока РЭВ-300 и реле переменного тока РЭВ, РЭ-571Т и др.

Максимальные реле тока в цепи управления асинхронными двигателями выбирают по номинальному току катушки реле, который должен быть не меньше номинального тока двигателя, и по уставке на ток срабатывания $I_{уст}$ реле.

Для работы в цепи асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором уставка на ток срабатывания реле отстраивается от пускового тока двигателя как:

$$I_{уст} \geq (1,3 \div 1,5) I_{п}, \quad (4.8)$$

а для асинхронного двигателя с фазным ротором – от номинального тока

$$I_{уст} \geq (2,25 \div 2,5) I_{ном.дв}. \quad (4.9)$$

Здесь $I_{ном.дв}$ и $I_{п}$ – соответственно номинальный и пусковой ток двигателя.

Контакты выбранного токового реле проверяются на коммутационную способность.

Контрольные вопросы

1. Как устроены тепловые реле?
2. Как обеспечивается мгновенное включение и размыкание контактов в тепловых реле?
3. Перечислите основные недостатки тепловых реле.
4. Чем отличается позисторная защита от тепловой?
5. Как осуществляется защита максимальными реле тока?

4.3. КОНТАКТОРЫ И МАГНИТНЫЕ ПУСКАТЕЛИ

4.3.1. УСТРОЙСТВО КОНТАКТОРОВ И ПУСКАТЕЛЕЙ

Контактор – это электрический аппарат, предназначенный для коммутации силовых электрических цепей как при номинальных токах, так и при токах перегрузки. Наибольшее распространение получили контакторы, в которых замыкание и размыкание контактов осуществляется под воздействием электромагнитного привода. Контакторы бывают постоянного и переменного тока.

Магнитный пускатель – это электрический аппарат, предназначенный для пуска, остановки, реверсирования и защиты электродвигателей. Его практически единственное отличие от контактора – наличие устройства защиты (обычно – тепловое реле) от токовых перегрузок.

Основными техническими параметрами контактора являются его механическая и коммутационная

износостойкость, номинальный ток главных контактов, предельный отключаемый ток, номинальное напряжение отключаемой цепи, допустимое число включений в час и собственное время включения и отключения. Под механической износостойкостью понимается число циклов включение-отключение (без токовой нагрузки) без какой-либо замены его элементов и узлов. В современных контакторах механическая износостойкость достигает 10–20 млн. операций [51]. Кроме параметров, которые по своей очевидности не требуют специального пояснения, отметим следующие. Коммутационная износостойкость определяется износом контактов под действием электрической дуги при коммутации цепи с током и характеризуется таким числом операций включение-отключение, после которого необходима замена контактов (обычно после 3–5 млн. срабатываний). Но в лучших контакторах коммутационная износостойкость мало отличается от механической. Собственное время включения – время от момента подачи напряжения на электромагнитный привод до момента начала трогания якоря электромагнита. Собственное время отключения – время от момента обесточивания электромагнита до момента размыкания контактов.

Для лучшего использования аппаратов в реальных условиях работы применительно к заданным условиям эксплуатации введено понятие „катего-

рия применения”, которое регламентируется соответствующим стандартом (см. гл. 6).

Особенности конструкции контактора и принцип его действия рассмотрим на примере контактора постоянного тока КПВ-600 (рис. 4.11) [51]. Неподвижный контакт 1 механически и электрически соединен со скобой 2 – дугогасительным рогом (направляющей для дуги). К скобе 2 присоединен один конец дугогасительной катушки 3, второй конец которой с выводом 4 закреплен в электроизоляционном основании 5 и является одним из двух токоподводов контактора. Основание 5 жестко укреплено на стальной скобе 6, являющейся основной несущей деталью для электромагнитного привода и подвижной контактной системы. Подвижный контакт 7 может поворачиваться относительно опорной точки 8. Вывод 9, являющийся вторым токоподводом, соединен с подвижным контактом 7 гибкой связью 10. С подвижным контактом 7 электрически связан другой дугогасительный рог 11. Контактное нажатие создается пружиной 12, а возвратная пружина 13 предназначена для размыкания контактов и возврата привода в исходное положение. При размыкании контактов на них появляется электрическая дуга 14, которая попадает в магнитное поле между пластинами 15 магнитопровода системы магнитного дутья, создаваемого катушкой 3 и охватывающего камеру с обеих сторон. Под воздействием этого поля дуга перемещается в камеру, ее опорные точки переходят на дугогасительные рога, дуга растягивается, охлаждается и гаснет. В данном контактно-дугогасительном устройстве применена система последовательного магнитного дутья. Электромагнитный привод контактора включает в себя обмотку 20 с магнитопроводом и якорь 17. Последний может поворачиваться на призме 19, прижимаемый к скобе 18 пружиной 16. При подаче напряжения на катушку 20 якорь 17, преодолевая противодействие возвратной пружины 13, начинает притягиваться к магнитопроводу. При определенном зазоре между якорем и магнитопроводом происходит соприкосновение контактов 7 и 4. Дальнейшее сближение якоря и магнитопровода влечет за собой поворот контакта 7 относительно опорной точки 8 (в направлении по часовой стрелке) и сжатие контактной пружины 12. Этим обеспечивается создание так называемого *провала* контактов – расстояния, на которое переместился бы подвижный контакт (при уже полностью замкнутых контактах и включенном электромагните), если убрать неподвижный. Наличие провала контактов обеспечивает контактору заданную коммутационную износостойкость.

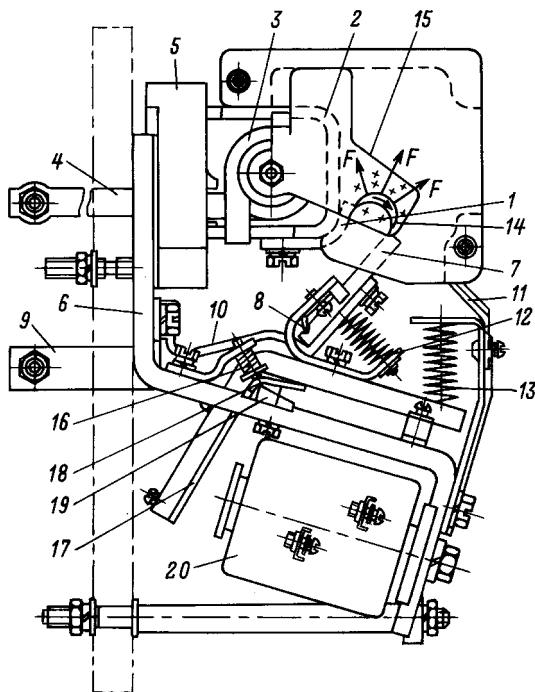


Рис. 4.11. Контактёр постоянного тока серии КПВ

Работу контактора можно оценивать двумя зависимостями: суммарной характеристикой противодействующих усилий (от возвратной и контактной пружин) и тяговой характеристикой электромагнитного привода (рис. 4.12). Для сохранения работоспособности контактора должно соблюдаться условие: тяговая характеристика 1 электромагнита должна во всех точках идти выше характеристики 2 противодействующих усилий при минимально допустимом напряжении на катушке (15 %-е понижение напряжения по отношению к номинальному). По горизонтальной оси принято откладывать значение зазора между якорем и магнитопроводом, по вертикальной – приведенные к этому зазору тяговые и противодействующие усилия. На графике обозначены: точка *a* – момент соприкосновения контактов; часть характеристики между точками *b–в* – провал контактов; *в–г* – раствор между контактами (зазор между якорем и сердечником); *a–в* – предварительное сжатие контактной пружины (оно необходимо для предотвращения сваривания и вибрации контактов при включении токовой нагрузки).

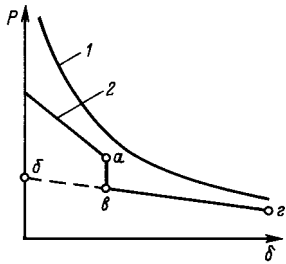


Рис. 4.12. Тяговая и противодействующие характеристики контактора

На рис. 4.13 показан разрез по контактной системе и общий вид одного полюса контактора переменного тока КТ-6000 [51]. Подвижный контакт 1 с пружиной 2 укреплен на рычаге 3. Подвижный контакт 1 (на общем виде – три подвижных контакта 1) и якорь 4 привода электромагнита связаны между собой валом 6. Отключение контактора происходит под действием контактных пружин и массы подвижных частей. Для удобства эксплуатации подвижные и неподвижные контакты выполнены легко сменяемыми.

Контактная пружина 2, так же как и в контакторах постоянного тока, имеет предварительное нажатие, на 30–50% меньше конечного контактного нажатия. Все детали аппарата укреплены на изоляционной рейке 5. Рычаг 3 подвижного контакта 1 укреплен на валу 6, покрытом изоляционным материалом. Вал вращается в подшипниках 7. Система дугогашения состоит из последовательной катушки 8, магнитопровода 9, полюсных пластин 10 и дугогасительной камеры 11. Обмотка 8 включена в цепь последовательно с неподвижным контактом 12 и подвижным контактом 1. Главные контакты подключаются к внешней электрической цепи выводами 13 и 14. Подвижный контакт 1 соединяется с выводом 13 при помощи гибкой связи 15. Блок вспомогательных контактов 16 приводится в действие валом 6. Крепление всех деталей на рейке позволяет использовать контактор в комплектных станциях реечной конструкции и сократить объем и массу станции управления. Допустимое число включений контактора достигает 1200 в ч., коммутируемый ток – до 1000 А, номинальное напряжение – 380 и 660 В.

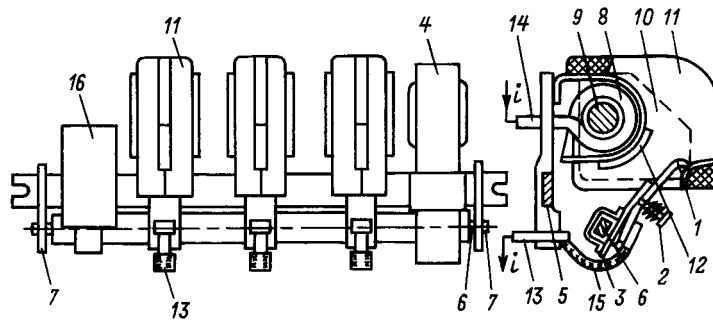


Рис. 4.13. Контакттор переменного тока КТ-6000

4.3.2. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ОТДЕЛЬНЫХ УЗЛОВ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА КОНТАКТОРА

Поскольку важнейшим узлом контактора является контактно-дугогасительное устройство, рассмотрим особенности его конструкции более подробно. Наиболее распространенные варианты исполнения дугогасительных устройств контакторов в упрощенном виде представлены на рис. 4.14.

Для гашения электрической дуги при размыкании контактов применяются различные системы, краткое описание которых дано в § 1.3. Но наиболее распространенными являются щелевые камеры с магнитным дутьем. Различают системы с последовательным и параллельным магнитным дутьем. На рис. 4.14,а,б показан эскиз дугогасительного устройства с системой последовательного магнитного дутья, на рис. 4.14,в — его электрическая схема в совокупности с коммутируемой цепью. На рис. 4.14,г дана электрическая схема коммутируемой цепи с контактором, имеющим дугогасительное устройство с системой параллельного магнитного дутья.

В устройствах дугогашения с магнитным дутьем обмотка 1 размещается на сердечнике 2, который вместе с двумя пластинами 3 образует магнитопровод, охватывающий камеру 4 с обеих сторон и обеспечивающий подведение магнитного потока в зону горения дуги между контактами 5. При взаимодействии магнитного потока с током дуги последняя перемещается по контактам, переходит на дугогасительные рога б, значительно удлиняется, попадает в щелевую часть камеры и гаснет. Гашение дуги происходит, таким образом, из-за интенсивного охлаждения и быстрого увеличения сопротивления столба дуги.

При последовательном магнитном дутье (рис. 4.14,в) обмотка 7 включается в цепь коммутируемого тока, а при параллельном (рис. 4.14,г) дутье обмотка 8 включается на полное напряжение. Катушка последовательного магнитного дутья обычно имеет от двух до десяти витков и выполняется в виде наматываемой на ребро шины прямоугольного сечения (без изоляции) с воздушными промежутками между витками. Обмотка параллельного магнитного дутья наматывается на магнитопровод со значительным числом витков проводником с изоляцией, рассчитанной на напряжение сети. В обоих исполнениях взаимодействие магнитного поля с током дуги должно приводить к появлению усилия, перемещающего дугу в камеру. Выполнение этого условия можно проверить, например, *правилом левой руки*: если расположить в зоне горения дуги ладонь с вытянутыми пальцами и отогнутым в плоскости ладони под прямым углом большим пальцем таким образом, чтобы пальцы располагались по направлению тока в дуге, а магнитный поток от системы магнитного дутья „входил” в ладонь, то большой палец покажет направление перемещения столба дуги.

Если представить дугу как проводник с током i , помещенный в магнитное поле с индукцией B , то сила перемещения, воздействующая на дугу, определяется как [50]

$$P = Bil \sin \Psi, \quad (4.10)$$

где l — длина проводника; Ψ — угол между вектором индукции и вектором тока.

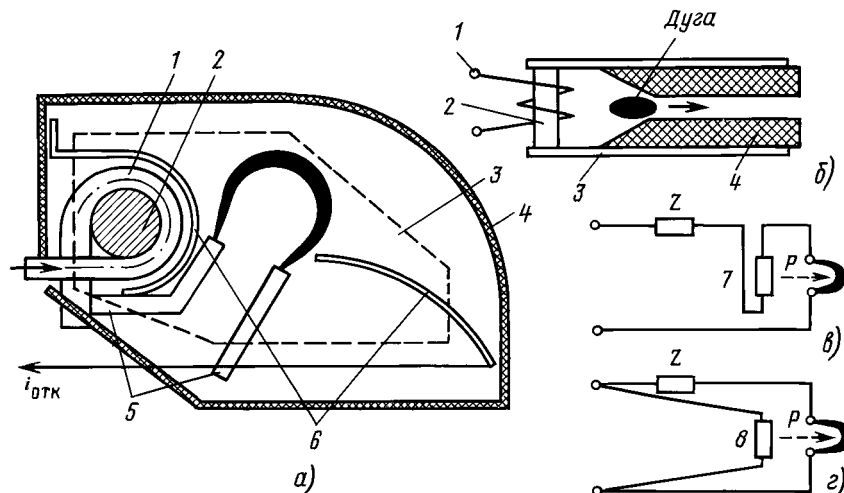


Рис. 4.14. Контактно-дугогасительное устройство с системой магнитного дутья

Если учесть, что в системах магнитного дутья угол $\Psi = 90^\circ$ и индукция $B = \mu_0 H$, то (4.10) преобразуется к виду:

$$P = \mu_0 H i l, \quad (4.11)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость (в данном примере для воздуха $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м).

Если принять допущение о том, что магнитопровод системы магнитного дутья в процессе работы не насыщается, то напряженность магнитного поля в зоне горения дуги

$$H = \frac{iN}{\Delta}, \quad (4.12)$$

где N — число витков катушки магнитного дутья; i — ток в катушке; Δ — расстояние между пластинами магнитопровода в зоне перемещения дуги (см. рис. 4.14).

Далее необходимо учесть, что при последовательном дутье ток в катушке равен коммутируемому току, а при параллельном дутье определяется соотношением

$$i = \frac{U}{R_k}, \quad (4.13)$$

где U — напряжение сети; R_k — электрическое сопротивление обмотки.

Тогда сила воздействия на дугу при последовательном дутье

$$P_1 = \mu_0 N^2 i / \Delta; \quad (4.14)$$

при параллельном дутье

$$P_2 = \mu_0 U N i / R_k \Delta. \quad (4.15)$$

Очевидно, что при использовании системы последовательного магнитного дутья направление перемещения дуги не зависит от направления (полярности) коммутируемого тока и дугогасительное устройство может применяться как в цепи постоянного, так и в цепи переменного тока. Использование системы параллельного магнитного дутья целесообразно в цепях постоянного тока при соблюдении правильной полярности включения катушки.

На рис. 4.15 [50] для сравнения приведены зависимости силы последовательного P_1 и параллельного P_2 магнитного дутья, а также соответствующие этим силам времена дуги от отключаемого тока. Эти зависимости показывают, что в общем случае при отключении малых токов параллельное дутье более эффективно и время дуги меньше по сравнению с последовательным дутьем. При увеличении отключаемого тока в дугогасительном устройстве с последовательным дутьем сила дутья быстро возрастает (пропорционально квадрату тока), время

дуги уменьшается и поэтому целесообразность применения именно такого устройства при коммутации больших токов очевидна.

Кроме описанных систем магнитного дутья находят также применение дугогасительные устройства с постоянными магнитами, которые по принципу действия аналогичны системам с параллельным дутьем.

Важную роль в дугогашении играют камеры, которые могут быть щелевыми (разной конфигурации), с деионными металлическими пластинами (дугогасительной решеткой) и комбинированными. В камере с решеткой дуга при горении разделяется пластинами на ряд более коротких дуг, интенсивно охлаждается и быстро гасится.

При расчете контактора обычно заданы номинальный ток $I_{ном}$, предельный отключаемый ток $I_{пр}$, номинальное напряжение $U_{ном}$, коммутационная износостойкость, относительная продолжительность включения и частота коммутационных операций в час.

Примерный порядок расчета параметров контактора по рекомендациям проф. Таева И.С. сводится к следующим этапам.

1. Определяется площадь сечения токоведущих частей аппарата при номинальном и предельных токах (в кратковременном режиме). При этом температура нагрева токоведущих частей не должна превышать (в соответствующем режиме) допустимую температуру для применяемой в аппарате изоляции.

2. Рассчитывается сила контактного нажатия:

а) в продолжительном режиме номинального тока (критерий — допустимая температура нагрева контактного материала в точках контактирования);

б) в кратковременном режиме при коммутации предельного тока. Возникающие при этом электродинамические силы отталкивания в контактах не должны приводить к расхождению и привариванию контактов;

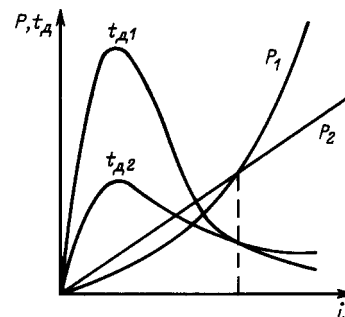


Рис. 4.15. Зависимости силы магнитного дутья и времени дуги от отключаемого тока

Расчетная сила контактного нажатия должна быть равна наибольшему из полученных в пп. а) и б) значений.

3. Определяется раствор контактов исходя из условий гашения дуги при малых токах, когда время дуги наибольшее (см. рис. 4.15).

4. Рассчитываются параметры дугогасительного устройства, которое обеспечивало бы надежное гашение дуги за время не более 0,1 с – при постоянном токе и не более 0,04 с – при переменном. Расчетные условия гашения дуги и основные критерии успешной коммутации изложены в § 2.1.

5. Рассчитывается необходимая наружная поверхность дугогасительной камеры из условий ее допустимого нагрева [50].

6. Определяется время дуги, перенапряжение и коммутационная износостойкость (§ 2.1 и [50]); по коммутационной износостойкости определяется линейный износ контактов, а по нему – провал контактов, который должен быть примерно в 2,5 раза выше линейного износа.

7. Строится характеристика противодействующих усилий и рассчитывается тяговая характеристика электромагнита (с учетом рекомендаций к рис. 4.12); определяются параметры электромагнита.

8. При необходимости оценивается вибрация контактов, рассчитывается время срабатывания контактора и его коэффициент возврата [50].

Контрольные вопросы

1. Чем отличается контактор от магнитного пускателя?
2. Что такое провал контактов и для чего он необходим?
3. Для чего необходимо предварительное нажатие контактной пружины?
4. Какова связь между коммутационной износостойкостью и провалом контактов?
5. Как наиболее оптимально должна располагаться тяговая характеристика по отношению к противодействующим характеристикам контактора или пускателя?
6. Объясните основные различия между системами последовательного и параллельного магнитного дутья.
7. Каким образом в магнитном пускателе осуществляется защита от токов перегрузки?
8. Как определить направление перемещения дуги в дугогасительном устройстве при применении магнитного дутья?

4.4. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Автоматические выключатели (автоматы) низкого напряжения (до 1000 В) предназначены для автоматической защиты электрических сетей и оборудования от аварийных режимов (коротких замыканий, перегрузок, снижения и исчезновения напряжения, изменения направления тока, гашения магнитного поля мощных генераторов в аварийных условиях и др.), а также для оперативной коммутации номинальных токов. Для обеспечения селективной (избирательной) защиты в автоматах предусматривается возможность регулирования уставок по току и по времени. Быстродействующие автоматы снижают время срабатывания и ограничивают отключаемый ток сопротивлением возникающей электрической дуги в автомате. Нередко эти факторы определяют принцип устройства и особенности конструкции автоматов [50].

Автоматические выключатели подразделяются на:

установочные и *универсальные*. Установочные автоматические выключатели имеют защитный изоляционный (пластмассовый) корпус и могут устанавливаться в общедоступных местах, универсальные – не имеют такого корпуса и предназначены для установки в распределительных устройствах; *быстродействующие* и *небыстродействующие*. Быстродействие обеспечивается самим принципом действия (поляризованный электромагнитный или индукционно-динамический принцип и др.), а также условиями для быстрого гашения электрической дуги, подобно процессам в токоограничивающих автоматах; *автоматы обратного тока*, срабатывающие только при изменении направления тока в защищаемой цепи (поляризованные автоматы отключают цепь только при нарастании тока в прямом направлении, неполяризованные – при любом направлении тока).

4.4.1. ТОКООГРАНИЧЕНИЕ В АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯХ

Активное электрическое сопротивление канала дуги, образовавшегося после расхождения контактов аппарата, нарастает во времени под воздействием дугогасительного устройства вплоть до бесконечности, когда этот канал превращается в изолятор, а ток цепи становится равным нулю. Нарастающее во времени сопротивление канала дуги может оказаться значительно выше сопротивления нагрузки и это существенно повлияет на условия отключения цепи автоматическим выключателем, который будет отключать уже ограниченный ток.

Впервые О.Б. Брон установил [50], что электрическое сопротивление дуги, возникающей в местах коротких замыканий, оказывается также высоким, так как большие токи короткого замыкания вызывают электродинамический отброс перемычек между проводами, образование и быстрое растяжение электрической дуги. Полученные статистические опытные данные позволили прийти к выводу о том, что в реальных условиях работы автоматических выключателей предельные токи короткого замыкания не превышают 70–80 кА. На рис. 4.16 изображена опытная кривая, отражающая взаимосвязь между фактическим током короткого замыкания I_{ϕ} (кривая 2) и расчетным током короткого замыкания $I_{рас}$, полученным при условии металлического короткого замыкания (кривая 1).

На рис. 4.17 даны кривые изменения во времени тока дуги при отключении цепи постоянного тока без ограничения его сопротивлением дуги (кривая 1) и при ограничении тока этим сопротивлением (кривая 2). Кривая 3 отражает рост сопротивления дуги $R_d(t)$ во времени. В первом случае автоматический выключатель разрывает дугу с током I'_{max} во втором — с током $I''_{max} \ll I'_{max}$ и условия гашения дуги во втором случае значительно легче, чем в первом.

Полное время отключения токоограничивающего автоматического выключателя определяется

$$t_{полн} = t_0 + t_1 + t_2,$$

где t_0 — время от возникновения короткого замыкания до достижения тока срабатывания $I_{ср}$ механизма автоматического выключателя; t_1 — время работы механизма расцепления и выбора провала контактов; t_2 — время гашения дуги.

Из рис. 4.17 видно, что $t_{полн}$ для автоматического выключателя с ограничением тока значительно меньше, чем для автоматического выключателя без ограничения тока. Заметим, что так называемое

собственное время отключения автоматического выключателя является суммой времен t_1 и t_2 .

Ограниченный дугой ток при постоянном напряжении можно оценить:

$$i_{огр} = \frac{U}{R_n + R_{д.апп} + R_{д.кз}}, \quad (4.16)$$

где U — напряжение сети; R_n — сопротивление нагрузки до места короткого замыкания; $R_{д.апп}$ — сопротивление дуги в аппарате; $R_{д.кз}$ — сопротивление дуги в месте короткого замыкания.

Изменяющийся во времени $i_{огр}$ можно определить

$$i_{огр}(t) = U / \left[R_n + \frac{E_d' l_d'(t)}{i_d(t)} + \frac{E_d^0 l_d^0(t)}{i_d(t)} \right], \quad (4.17)$$

где E_d' и $l_d'(t)$ — градиент напряжения и изменяющаяся во времени длина дуги в дугогасительном устройстве аппарата; E_d^0 и l_d^0 — градиент напряжения и длина дуги в месте короткого замыкания. Для приближенных расчетов можно принять $i_d = I_{кз}/2$ и использовать зависимости для E_d и l_d , приведенные в гл. 2.

Характеристики процессов отключения переменного тока в условиях его ограничения сопротивлением $R_d(t)$ дуги дана на рис. 4.18. Из-за изменения сопротивления дуги угол сдвига фаз между

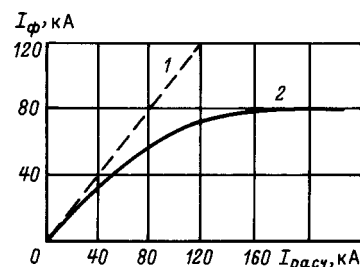


Рис. 4.16. Степень ограничения токов КЗ сопротивлением

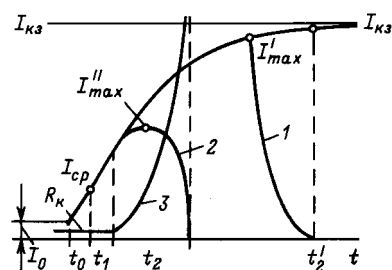


Рис. 4.17. Кривые изменения токов при отключении короткого замыкания (постоянный ток)

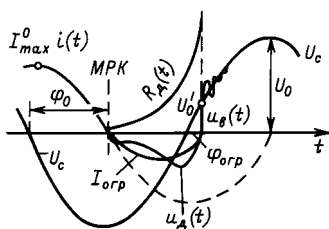


Рис. 4.18. Процессы отключения переменного тока при ограничении его сопротивлением дуги

током и напряжением изменится от φ_0 до $\varphi_{огр}$, максимальное значение тока уменьшится от I_{max}^0 до $I_{огр}$, возвращающееся напряжение промышленной частоты снизится от U_0 до U_0' . Все это существенно облегчит условия гашения дуги переменного тока:

4.4.2. УСТРОЙСТВО УНИВЕРСАЛЬНОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Принципиальная схема универсального автоматического выключателя приведена на рис. 4.19. В автоматическом выключателе имеются три основных узла: контактно-дугогасительная система (элементы 10–16), узел привода и передаточного механизма (элементы 5–9), блок управления и защиты (элементы 1–4).

Аппарат коммутирует электрическую цепь с током i , в результате цепь отключается и дуга в аппарате гасится. Для ручного включения автоматического выключателя поворачивают рукоятку 5 в указанном направлении до момента, когда привод не встанет на защелку (на рисунке не изображена). Главные контакты 15 и дугогасительные контакты 11 будут замкнуты, а отключающая пружина 6 взведена. Кроме ручного в автоматическом выключателе могут быть электромагнитный привод 8 и электродвигательный привод, в котором после отключения автоматически включается электродвигатель небольшой мощности, взводящий включающую пружину (на рисунке не изображены).

При включении первыми замыкаются дугогасительные контакты 11, после них — главные контакты 15. При отключении в начале расходятся главные контакты и ток переходит в дугогасительные контакты. В результате на главных контактах предотвращается образование дуги большой мощности. Дуга гасится в дугогасительном устройстве 12. Гибкая латунная связь 16 необходима для создания цепи тока, когда он переходит в дугогасительные контакты 11.

Детали 13 образуют компенсатор электродинамических сил, который создает дополнительное электродинамическое усилие взаимодействия двух

уменьшение угла сдвига фаз φ и напряжения U_0 снизит скорость изменения восстанавливающегося напряжения, а снижение тока повысит восстанавливающуюся прочность. Приблизительно параметры этих процессов определяются

$$i_{огр} = \frac{U_{ном}}{\sqrt{(\omega L)^2 + (R_H + R_{д.апп} + R_{д.кз})^2}}; \quad (4.18)$$

$$\sin\varphi = \frac{\omega L}{\sqrt{(\omega L)^2 + (R_H + R_{д.апп} + R_{д.кз})^2}}. \quad (4.19)$$

Для дальнейшей расшифровки этих зависимостей можно воспользоваться теми же зависимостями, что и для ограниченного сопротивлением дуги постоянного тока. Штриховая линия на рис. 4.18 — характеристика тока без его ограничения сопротивлением дуги.

шарнирно связанных деталей с противоположнонаправленными токами. Это усилие суммируется с усилием контактной пружины 14 и компенсирует электродинамическую силу, возникающую в самих контактах, и отталкивающую их друг от друга. Эти факторы, пропорциональные квадрату тока, приобретают особое значение при токах короткого замыкания.

Деталь 9, осуществляющая связь между рукояткой 5 и валом 7 аппарата, является *механизмом свободного расцепления*, который разрывает связь между рукояткой и валом при автоматическом от-

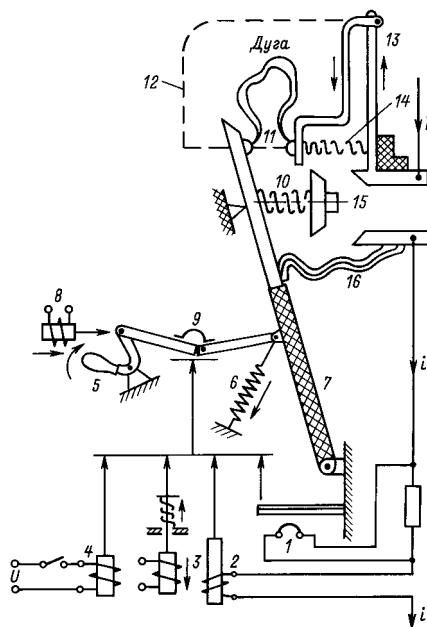


Рис. 4.19. Принципиальная схема автоматического выключателя

ключении аппарата от блока управления и защиты или при дистанционном отключении. При включении на существующее короткое замыкание он предотвращает „прыгание” (повторные включения-отключения) аппарата. Если бы не было механизма 9 и существовала бы жесткая связь между рукояткой 5 и валом 7, то при нажатой кнопке аппарата после включения аппарат тут же отключился бы от защиты. Но если сигнал на включение еще не был снят (оператор „зажевался”), то аппарат включится еще раз и быстро отключится и так далее. Это может привести к аварии аппарата.

Расцепитель 1 с биметаллическим элементом осуществляет защиту от токов перегрузки, электромагнитный расцепитель 2 — от токов короткого замыкания, расцепитель 3 — от снижения напряже-

ния в сетях (минимальный расцепитель), независимый расцепитель 4 — дистанционное отключение. Минимальный расцепитель 3 при номинальном напряжении развивает электромагнитную силу, которая будет больше силы пружины и подвижная система расцепителя удержится в нижнем положении. Когда напряжение в сети окажется меньше допустимого, электромагнитная сила станет меньше силы пружины, подвижная деталь переместится вверх, ударит по рычагам 9 и переведет их через мертвую точку. Связь между рукояткой 5 и валом 7 нарушится под действием пружины 6.

Отключаемые аппаратами токи достигают 70–80 кА. Для гашения электрической дуги используются щелевые камеры, дугогасительные решетки или их сочетание (см. § 2.1).

4.4.3. РАСЦЕПИТЕЛИ

Для выполнения защитных функций выключатели снабжаются специальными устройствами, воздействующими в аварийных режимах на механизм свободного расцепления. В связи с этим они получили название — „расцепители”. В зависимости от параметра аварийного режима, на который реагируют расцепители, они подразделяются на следующие основные типы:

- расцепители максимального тока, срабатывающие при увеличении тока в главной цепи аппарата выше определенного уровня — уставки;
- расцепители дифференциального тока, срабатывающие при сверх допустимой разности токов в полюсах аппарата;
- расцепители минимального напряжения, срабатывающие при снижении контролируемого напряжения ниже заданного уровня или при исчезновении напряжения — нулевые расцепители.

Наиболее опасным видом повреждений являются короткие замыкания. В электроустановках также часто возникают токовые перегрузки. Поэтому выключатели в первую очередь содержат расцепители максимального тока.

Выключатели, рассчитанные на массовое применение, особенно на номинальные токи ниже 630 А, например, отечественной серии ВА50-52 содержат наиболее простые, дешевые и надежные электромагнитные и термобиметаллические (тепловые) расцепители.

Электромагнитные расцепители по существу являются токовыми реле, которые срабатывают без выдержки времени и предназначены для защиты в зоне токов коротких замыканий.

В термобиметаллических расцепителях используется сила упругих деформаций, возникающих при

нагревании термобиметаллического элемента (пластины из специального сплава с различным коэффициентом линейного расширения сторон пластины). Они выпускаются с прямым или косвенным подогревом. Термобиметаллические расцепители срабатывают с выдержкой времени обратно пропорциональной квадрату тока и применяются для защиты в зоне токов перегрузок.

В некоторых аппаратах применяются термомагнитные расцепители, в которых используется свойство ферромагнитных материалов изменять магнитную проницаемость при нагреве током.

Вид защитной характеристики (зависимости времени срабатывания от тока) определяется назначением аппарата и перегрузочной способностью защищаемого объекта (двигатель, кабель и т.д.).

На рис.4.20 даны защитные характеристики выключателя АЗ700 при двух уставках по времени на шкале расцепителя (зона 1 — $t_{уст} = 16$ с, зона 2 — $t_{уст} = 4$ с); на оси абсцисс отложено отношение

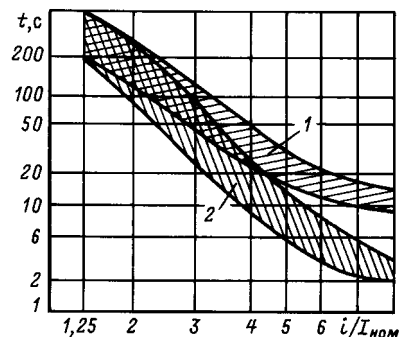


Рис. 4.20. Защитные характеристики автомата АЗ700

реального тока i к номинальному току $I_{\text{ном}}$ автоматического выключателя.

В распределительных электрических сетях при коротких замыканиях необходимо отключать только поврежденный участок с сохранением электропитания других потребителей. Селективность (избирательность) действия защиты обеспечивается в ряде случаев рациональным выбором уставок по току срабатывания электромагнитных расцепителей, а в основном используется иерархический ступенчато-временной принцип срабатывания аппаратов. В первых конструкциях так называемых „селективных” выключателей для этой цели использовались различные замедлители срабатывания электромагнитных расцепителей: пневматические, гидравлические, с анкерным механизмом.

В связи с усложнением требований к качеству защиты низковольтных электроустановок (чувствительности, селективности, быстродействию и надежности) в шестидесятые годы появились полупроводниковые расцепители. В основном из-за высокой стоимости сначала их стали применять в многоамперных аппаратах (на номинальные токи свыше 1000 А). Сейчас они широко применяются в выключателях с номинальными токами свыше 160 А. В нашей стране первыми аппаратами с новым типом расцепителя были выключатели серии „Электрон” и выключатели серии АЗ700. В настоящее время им на смену пришли выключатели типа ВА-75 и ВА53-55, в которых расцепители выполнены на микроэлектронной элементной базе. В последние годы в расцепителях стали применять микропроцессоры.

На рис. 4.21 приведена структурная схема полупроводникового расцепителя. В качестве датчика тока применены нестандартные встроенные трансформаторы тока. Они одновременно используются

также и для электропитания устройства. Такое техническое решение использовано практически во всех аппаратах переменного тока. Объединение сигналов от каждой фазы в виде напряжения на резисторах $R1$, $R2$ и $R3$ выполняется при помощи выпрямителя. Сигнал напряжения, пропорциональный току, с резистора $R1$ поступает на суммирующий блок U_{Σ} . Если под воздействием перегрузки сработает полупроводниковое реле $K1$, в суммирующий блок пройдет сигнал, снимаемый с цепочки временной задержки $R4C1$. Когда результирующий сигнал в суммирующем блоке U_{Σ} достигнет порогового значения, суммирующий блок выдаст сигнал на отключающий орган OK выключателя. Таким образом формируется защитная характеристика со временем срабатывания обратнозависимым от тока в зоне токов перегрузки. Для создания независимой от тока характеристики срабатывания в зоне токов короткого замыкания используется сигнал, снимаемый с резистора $R3$.

Важно отметить, что с помощью полупроводниковых расцепителей удалось существенно повысить чувствительность защиты к коротким замыканиям с малыми токами замыкания, соизмеримыми с токами рабочих и пусковых режимов, в частности, к однофазным замыканиям в четырехпроводных сетях с глухозаземленной нейтралью, к коротким замыканиям с токами, ограниченными дугой, к витковым замыканиям в электродвигателях и трансформаторах и т. д. Для этой цели используются фильтры токов нулевой последовательности, а также характерные параметры электрической дуги, выявленные при помощи различных электронных средств.

Применение микропроцессоров в расцепителях позволяет также наделять выключатели новыми функциями и свойствами. С их помощью защитные характеристики становятся исключительно гибки-

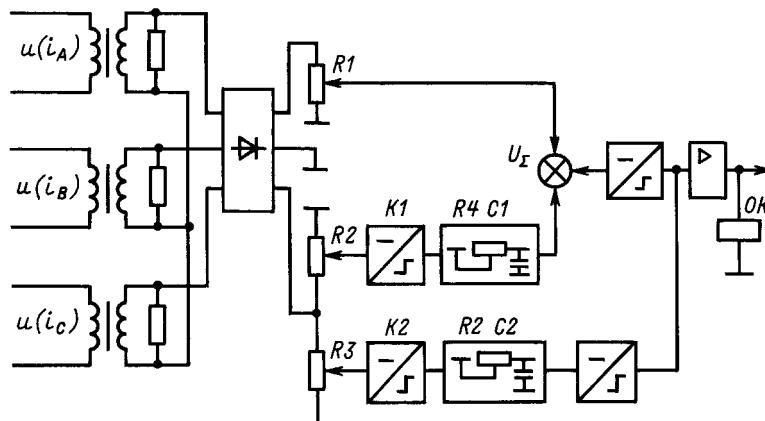


Рис. 4.21. Полупроводниковый расцепитель автоматического выключателя „Электрон”

ми. Они позволяют дополнительно к защитным функциям измерять фазные токи и напряжения, электрические мощность и энергию и отображать текущие значения и действующие уставки на лицевой панели аппарата. При помощи установки специальных датчиков можно также контролировать технический ресурс и тепловое состояние аппарата. В сочетании с самодиагностикой микропроцессорного расцепителя указанные новые функции и свойства существенно улучшают потребительские качества выключателей.

В полупроводниковых расцепителях для аппаратов постоянного тока в качестве датчиков тока используются магнитные усилители, расположенные на

участке токоведущей шины, а питание схемы выполняется от напряжения главной цепи аппарата.

Расцепители дифференциального тока реагируют на токи утечки и в зависимости от чувствительности расцепителей используются или для повышения пожаробезопасности оборудования (при токах срабатывания 100–300 мА) или (при токах срабатывания 10–30 мА) для создания устройств защитного отключения – устройств защиты от поражения человека электрическим током – на базе малоамперных (до 63 А) выключателей. Они также выполняются либо на электромеханическом принципе (например, Астро УЗО) или с применением электроники (УЗО 2000, УЗО 20 и ряд других).

4.4.4. РАЗНОВИДНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Широко распространенный автоматический выключатель А-3000 выпускается на напряжения 220–660 В, номинальные токи – до 630 А, предельные токи отключения – до 100 кА. Его коммутационная износостойкость – до 10000 циклов коммутации.

Автоматический выключатель серии „Электрон” выпускается на номинальные токи до 6300 А, предельные отключаемые токи – до 100 кА. Его

коммутационная износостойкость – до 1000 циклов коммутаций. На рис. 4.22 показано устройство контактно-дугогасительной системы этого автомата. Контактная система состоит из главных контактов 1, 3, замыкаемых роликовым контактом 2 и параллельных им дугогасительных контактов 8, 9. Неподвижный дугогасительный контакт 9 совмещен с компенсатором электродинамических сил 4. Ду-

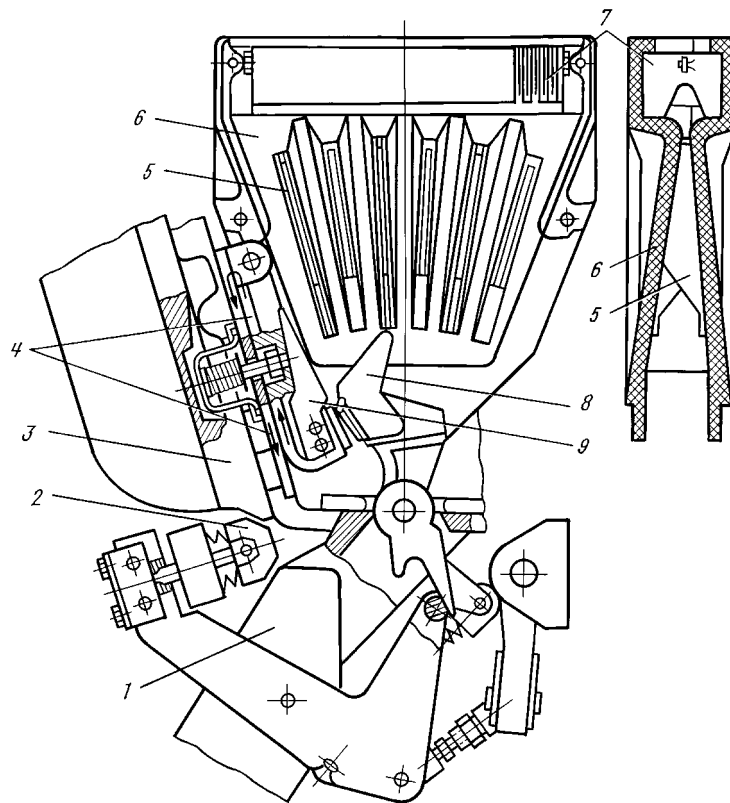


Рис. 4.22. Контактно-дугогасительная система автоматического выключателя „Электрон”

гасительное устройство образовано камерой 6 с узкой щелью, совмещенной с дугогасительной решеткой 5 из стальных пластин. В это устройство входит пламегасительная решетка 7 для ограничения выброса пламени и ионизированных газов на выходе из камеры. Чтобы избежать перемещения вниз столба дуги, расстояние между дугогасительными контактами и ширина образующегося просвета между ними принимаются малыми. Небольшая площадь „закупоривает” выход дуговых газов вниз, создает в этой зоне повышенное давление, которое выталкивает дугу вверх, в дугогасительную камеру.

Для повышения быстродействия автоматических выключателей используется индукционно-динамический привод. На рис. 4.23 показана схема автоматического выключателя ВАТ-42. Аппарат закреплен на основании 5. В изоляционном корпусе 3, установленном на основании 4, размещается обмотка 2, через которую разряжается предварительно заряженный конденсатор. Ток разряда наводит индуцированные токи в медном диске 1. Индуцированный ток и ток разряда (а также магнитные потоки от них) создают силы отталкивания диска 1 от неподвижной обмотки 2:

$$P = dW_{эм}/dx = i_1 i_2 dM/dx, \quad (4.20)$$

где $W_{эм}$ — электромагнитная энергия системы; i_1 , i_2 — токи в катушке и диске; M — взаимдуктивность системы; x — перемещение диска.

Через деталь 6 движение передается к контактам К, которые размыкают цепь главного тока I_0 защищаемой цепи.

Существует автоматический выключатель, в котором ток защищаемой цепи протекает через дисковую обмотку, рядом с которой располагается медный диск, связанный с подвижной системой и контактами, размыкающими цепь главного тока. Большая скорость изменения тока при возникно-

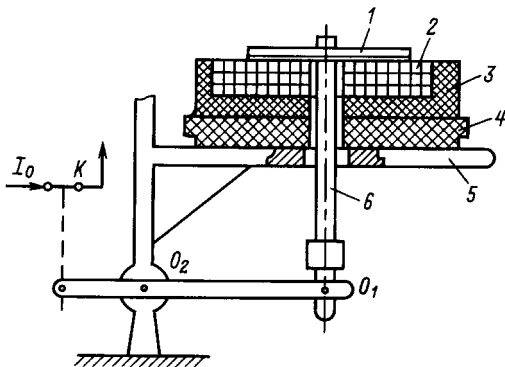


Рис. 4.23. Индукционно-динамический автоматический выключатель

вании короткого замыкания (и магнитного потока от него) наводят в диске ток (поток), взаимодействие которых создает силу отталкивания диска от обмотки и размыкание контактов защищаемой цепи с током.

В отечественной промышленности распространены быстродействующие автоматические выключатели серии ВАБ. На рис. 4.24 поясняется принцип действия автоматического выключателя ВАБ-20М. Основная токоведущая шина 5, включенная в цепь главного тока, охвачена магнитопроводом 4. С ней механически связаны якорь 8 электромагнита и вал 7, имеющий возможность поворачиваться вокруг оси O_1 . Протекающий по шине 5 ток создает магнитный поток, который может замыкаться как через зазоры δ_2 , так и через зазоры δ_1 . Левые полюсные наконечники 6 охвачены короткозамкнутыми витками 10. Если ток в шине 5 не изменяется во времени, то в короткозамкнутых витках нет вихревых токов и создаваемое ими реактивное магнитное сопротивление равно нулю. Поток, созданный током шины 5, замыкается в основном через зазоры δ_2 , так как они значительно меньше воздушных зазоров δ_1 . В результате возникает сила притяжения якоря к полюсам 6, которая передается шине 5 и жестко связанным с нею подвижным контактам К главной цепи. Сила притяжения контактов с увеличением тока возрастает. Это явление наблюдается при номинальных токах.

Когда же в цепи возникает короткое замыкание и ток резко увеличивается, изменяющийся магнитный поток наводит в короткозамкнутых витках большие вихревые токи. Реактивное магнитное сопротивление в этих частях магнитопровода резко возрастает и основная доля магнитного потока от тока в шине 5 замыкается уже через воздушные зазоры δ_2 . Результирующая электромагнитная сила перемещает якорь 8 и шину 5 вправо. Связанные с нею контакты размыкают цепь главного тока I_0 . Одновременно поворачивается по часовой стрелке рычаг 7. Установленный на нем вал 9 западает за выступ детали 1. Подвижная система автоматического выключателя останется в крайнем правом положении, соответствующем отключенному состоянию автоматического выключателя.

Для включения автоматического выключателя необходимо подать напряжение на включающую катушку W_B . Тогда к полюсам притянется якорь 3, а связанный с ним выступ 2 переместится вверх, поднимет конец рычага 1 и вал 9 выйдет из зацепления с выступом рычага 1. Под действием силы пружины P_n рычаг 7 и подвижная система автоматического выключателя перейдут в крайнее

левое положение. Автоматический выключатель включится. Дистанционное отключение автоматического выключателя осуществляется подачей напряжения на отключающую катушку W_0 .

Дальнейшим развитием быстродействующих выключателей с индукционно-динамическим приводом стали выключатели ВБ-630, применяемые для защиты электрооборудования метровагонов. Номинальный ток данных аппаратов 630 А, номи-

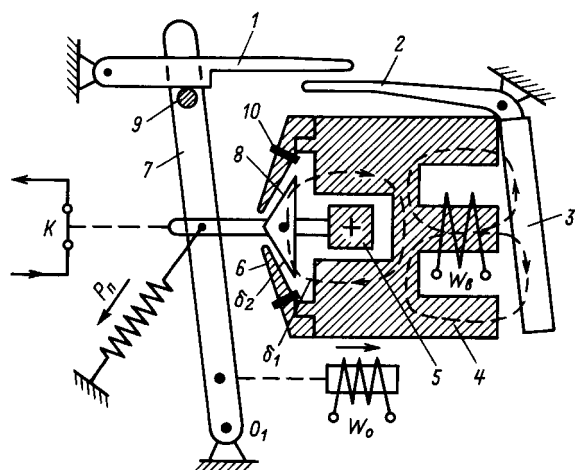


Рис. 4.24. Быстродействующий автоматический выключатель ВБ-20М

нальное напряжение 750 В постоянного тока. Собственное время отключения выключателя (время до начала размыкания контактов) не более 1мс. Предельный отключаемый ток при индуктивности контура 0,5 мГн—40 кА. Полное время отключения не более 20 мс. Наибольшее восстанавливающееся напряжение на контактах не превышает 3900 В и обеспечивается применением шунтирующих варисторов.

Выключатель ВБ-630 представляет собой однополюсный аппарат, содержащий контактно-дугогасительную систему мостикового типа с индукционно-динамическим приводом для автоматического срабатывания и электромагнитным приводом для оперативных коммутаций. В качестве датчика тока используются герконовые токовые реле.

При коротком замыкании, когда ток в главной цепи превысит значение уставки датчика тока, предварительно заряженный накопительный конденсатор разряжается на катушку индукционно-динамического привода (ИДП), который быстро размыкает контакты, вызывая тем самым эффективное ограничение тока.

Контактно-дугогасительная система показана на рис. 4.25. Мостиковое контактное соединение состоит из подвижного контакта 12 и двух неподвижных контактов 19. Каждое контактное соединение помещено в дугогасительную камеру 13.

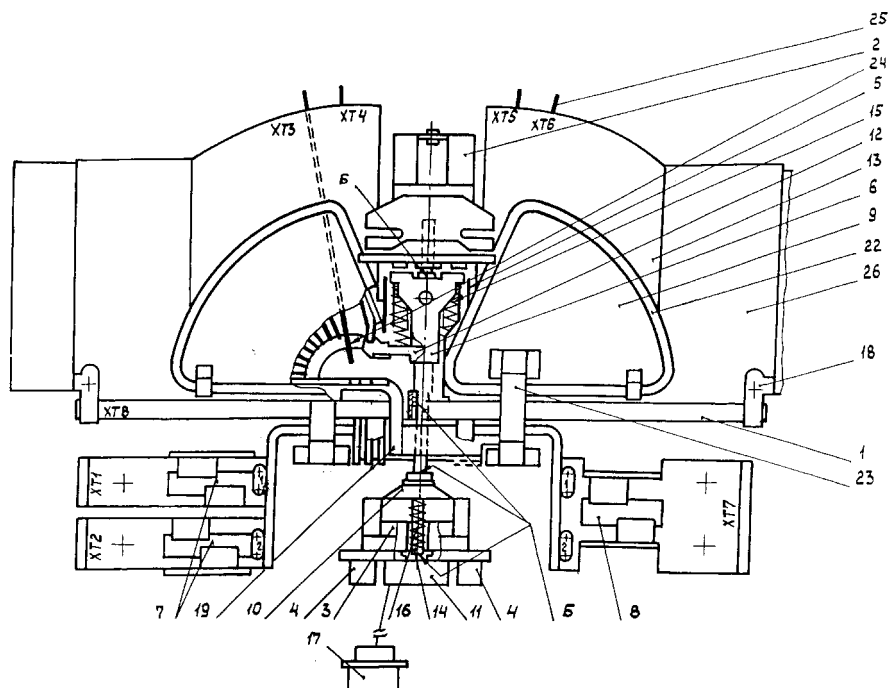


Рис. 4.25. Быстродействующий автоматический выключатель ВБ-630

При включении выключателя на катушку электромагнита 2 подается мощный импульс тока. Якорь электромагнита притягивается и перемещает вниз (по рисунку) рамку 6. Рамка 6, перемещаясь, замыкает контакты и деформирует пружины 15, которые создают контактное нажатие. В замкнутом состоянии контакты удерживаются электромагнитом 2, на катушку которого постоянно подано напряжение. При оперативном отключении катушка электромагнита обесточивается и возвратная пружина 16 через шток 14 воздействует на подвижной контакт 12, вызывая тем самым размыкание контактов.

При аварийном отключении через катушку ИДП 3 протекает ток разряда накопительных конденсаторов. В результате взаимодействия диск 10 ускоренно движется вверх и через шток 14 перемещает подвижной контакт 12. Одновременно производится быстрое вытеснение тока из цепи питания катушки электромагнита и рамка 6 также начинает двигаться вверх.

Для эффективного гашения электрической дуги в выключателе используется система магнитного дутья, содержащая катушки магнитного дутья 22, магнитопровод 9, сердечники 23 и токовую обмотку, образованную участками подводящих шин, расположенными друг против друга. Эта обмотка образуется за счет того, что отводящая шина ХТ7 присоединена к неподвижному контакту 19, распо-

ложенному в левой части выключателя, а подвижная шина ХТ1 (ХТ2) подсоединена к неподвижному контакту, расположенному в правой части выключателя.

Катушки магнитного дутья 22, создающие магнитное поле в правом контактном разрыве, подключены к выводам ХТ3 и ХТ4, а катушки, создающие магнитное поле в левом контактном разрыве, подключены к выводам ХТ5 и ХТ6, при этом ХТ4 и ХТ5 соединены с подвижным контактом. Работает система магнитного дутья следующим образом: возникающая при отключении электрическая дуга под действием магнитного поля токовой обмотки, образованной подводящими шинами, выходит из межконтактного промежутка. Как только электрическая дуга достигает вспомогательного рога 24 в цепи катушек магнитного дутья начнет протекать ток. Создаваемое этим током магнитное поле концентрируется с помощью магнитопроводов 9 и сердечников 23 и воздействует на электрическую дугу, вызывая дальнейшее ее движение и вхождение в дугогасительную решетку. По мере движения дуги большая часть тока ответвляется в катушки магнитного дутья. Что приводит к увеличению напряженности магнитного поля, воздействующего на дугу. Такое подключение катушек магнитного дутья, при котором ток в левом контактном разрыве воздействует на дугу, горящую в правом разрыве и наоборот, позволяет обеспечить равномерное движение дуги и участие обеих камер в дугогашении.

Контрольные вопросы

1. Перечислите известные вам разновидности автоматических выключателей.
2. Что понимается под токоограничивающей способностью автоматического выключателя при отключении токов короткого замыкания?
3. Для чего в автоматическом выключателе имеются разрывные и главные контакты?
4. Что такое механизм свободного расцепления и его основное назначение?
5. Для чего контактная система автоматического выключателя имеет компенсатор электродинамических усилий?
6. Как регулируется ток срабатывания в быстродействующем автоматическом выключателе?

Глава пятая
АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

5.1. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

**5.1.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ АППАРАТОВ
ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ**

Электрические аппараты высокого напряжения (АВН) используются в электроэнергетических системах для осуществления всех необходимых изменений схем и электроснабжения потребителей как в нормальных эксплуатационных режимах, так и в аварийных условиях, для обеспечения непрерывного контроля за состоянием систем высокого напряжения, ограничения возникающих перенапряжений и токов короткого замыкания в процессе эксплуатации.

По функциональному признаку аппараты высокого напряжения подразделяются на следующие виды:

коммутационные аппараты (выключатели, выключатели нагрузки, разъединители, короткозамкатель, отделители);

измерительные аппараты (трансформаторы тока и напряжения);

ограничивающие аппараты (предохранители, токоограничивающие реакторы, разрядники, нелинейные ограничители перенапряжений);

компенсирующие аппараты (управляемые и неуправляемые шунтирующие реакторы);

комплектные распределительные устройства (КРУ).

Коммутационные аппараты используются для формирования необходимых схем передачи энергии от ее источника (электростанции) к потребителю.

На рис. 5.1. приведена однолинейная схема станции средней мощности с распределительными устройствами (РУ) 10 и 110 кВ. Чтобы не усложнять схему, для обоих РУ условно приняты однофазные системы сборных шин.

На практике в целях обеспечения бесперебойного энергоснабжения, а также для проведения регламентных ревизионных и ремонтных работ всей аппаратуры, включая силовые повышающие трансформаторы, находящиеся под высоким напряжением, все элементы схемы распределения и подвода мощности от генератора к потребителю, кроме линий электропередачи, должны иметь резерв [54]. Приборы, аппараты управления и релейной защиты, а в ряде случаев измерительные трансформаторы в таких схемах опускаются.

К сборным шинам напряжением 10 кВ присоединены генераторы $G1$ и $G2$, главные силовые

повышающие трансформаторы $T1$, $T2$, понижающие трансформаторы собственных нужд $T3$, $T4$, четыре линии местной распределительной сети с токоограничивающими реакторами LR и две независимых или работающих параллельно линии электропередачи высокого напряжения W .

Рассмотрим лишь наиболее важные аппараты.

Коммутационные аппараты (выключатели) предназначены для осуществления оперативной и аварийной коммутации в энергосистемах, для выполнения операций включения и отключения отдельных цепей при ручном или автоматическом управлении. Во включенном состоянии выключатели должны беспрепятственно пропускать токи нагрузки. Характер режима работы этих аппаратов несколько необычен: нормальным для них считается как включенное состояние, когда они обтекаются током нагрузки, так и отключенное, при котором они обеспечивают необходимую электрическую изоляцию между разомкнутыми участками цепи. Коммутация цепи, осуществляемая при переключении

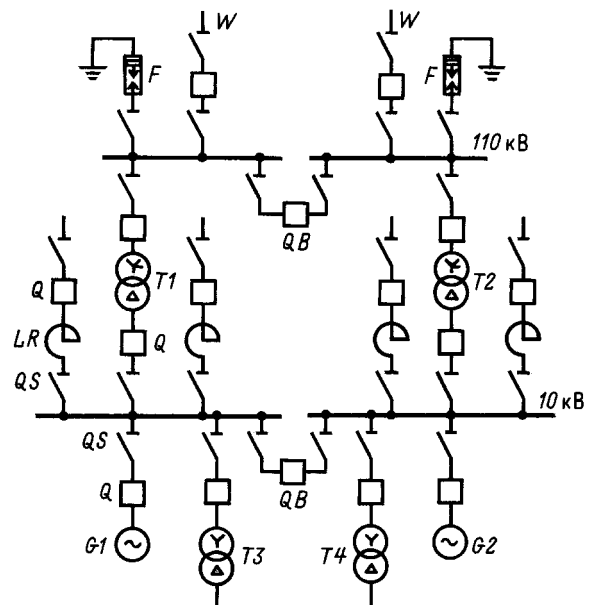


Рис. 5.1. Однолинейная схема электростанции с РУ 10 и 110 кВ: $G1$, $G2$ – генераторы; $T1$, $T2$ – повышающие силовые трансформаторы; Q – выключатель; QB – выключатель секционный; QS – разъединитель; LR – токоограничивающий реактор; F – разрядник; W – линия электропередачи (ЛЭП)

чении выключателя из одного положения в другое, производится нерегулярно, время от времени, а выполнение им специфических требований по отключению возникающего в цепи короткого замыкания чрезвычайно редко. Выключатели должны надежно выполнять свои функции в течение срока службы (25 лет), находясь в любом из указанных состояний, и одновременно быть всегда готовыми к мгновенному эффективному выполнению любых коммутационных операций, часто после длительного пребывания в неподвижном состоянии. Отсюда следует, что они должны иметь очень высокий коэффициент готовности: при малой продолжительности процессов коммутации (несколько минут в год) должна быть обеспечена постоянная готовность к осуществлению коммутаций.

Выключатели высокого напряжения (секционные) предусмотрены также в сборных шинах (см. рис. 5.1.). В РУ станций секционные выключатели при нормальной работе обычно замкнуты. Они должны автоматически выключаться только при повреждении в зоне сборных шин. Вместе с ними должны отключаться и другие выключатели поврежденной секции. Таким образом, поврежденная секция РУ будет отключена, а остальная часть останется в работе.

Разъединители применяются для коммутации обесточенных при помощи выключателей участков токоведущих систем, для переключения РУ с одной ветви на другую без перерыва тока, а также для отделения на время ревизии или ремонта силового оборудования АВН для создания безопасных условий от смежных частей линии, находящихся под напряжением. Разъединители способны размыкать электрическую цепь только при отсутствии в ней тока или при весьма малом токе. В отличие от выключателей разъединители в отключенном состоянии образуют видимый разрыв цепи. После отключения разъединителей с обеих сторон объекта, например, выключатель или трансформатор и другие должны заземляться с обеих сторон, либо при помощи переносных заземлителей, либо специальных заземляющих ножей, встраиваемых в конструкцию разъединителя (см. рис. 5.22,а).

Отделитель служит для отключения обесточенной цепи высокого напряжения за малое время (не более 0,1 с). Он подобен разъединителю, но снабжен быстродействующим приводом (см. рис. 5.22,б).

Короткозамыкатель служит для создания искусственного КЗ в цепи высокого напряжения. Конструкция его подобна конструкции заземляющего устройства разъединителя, но снабженного быстродействующим приводом.

Короткозамыкатели и отделители устанавливаются на стороне высшего напряжения РУ малоответственных потребителей, когда в целях экономии площади и стоимости РУ выключатели предусмотрены только на стороне низшего напряжения [54] (см. рис. 5.22,б).

Ограничивающие аппараты подразделяются на аппараты ограничения тока и напряжения.

К токоограничивающим аппаратам относятся высоковольтные предохранители и реакторы. Плавкие предохранители предназначены для защиты силовых трансформаторов и измерительных трансформаторов напряжения, воздушных и кабельных линий, конденсаторов.

Ограничивающие аппараты. *Токоограничивающие реакторы* представляют собой катушку индуктивности без стали и служат для ограничения тока КЗ и поддержания напряжения на сборных шинах РУ. Применение их позволяет существенно снизить требования по электродинамической и термической стойкости в сетях с реакторами по сравнению с аналогичными сетями, не защищенными реакторами.

В качестве ограничителей грозовых и внутренних перенапряжений используются *разрядники*. Они должны быть установлены вблизи силовых повышающих трансформаторов и вводов воздушных линий в РУ (рис. 5.1). Они позволяют снизить требования к прочности электрической изоляции аппаратов и оборудования РУ, уменьшить габаритные размеры электрической установки и значительно снизить ее стоимость.

Компенсирющие аппараты (шунтирующие реакторы) применяются в сетях сверхвысокого напряжения и включаются между токоведущими элементами и землей. Они предназначены для компенсации избыточной зарядной мощности в режиме малых нагрузок (когда по линии передается мощность меньше номинальной). Поэтому при номинальной нагрузке линии реакторы отключены, а по мере уменьшения нагрузки они подключаются при помощи выключателей. Регулируемые реакторы обеспечивают возможность плавного изменения потребляемой ими реактивной мощности без отключения от линии.

Комплектные распределительные устройства (КРУ) состояются из полностью или частично закрытых шкафов или блоков со встроенными в них АВН, устройствами защиты, автоматики, контрольно-измерительной аппаратуры и поставляемых в собранном на заводе или полностью подготовленном для сборки виде. Различают распределительные устройства внутренней и наружной установки. Комплектные распределительные уст-

ройства становятся наиболее распространенным типом РУ. В последнее время начали широко применяться герметизированные РУ (ГРУ), в которых все токоведущие элементы и весь комплекс аппаратуры (выключатели, разъединители) расположе-

ны внутри герметичной оболочки, заполненной сжатым газом (элегазом). Наиболее эффективно ГРУ будут применяться в крупных городах, что даст значительную экономию городских площадей и повысит надежность энергосистем.

5.1.2. УСЛОВИЯ РАБОТЫ АППАРАТОВ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ

Аппараты высокого напряжения могут устанавливаться как внутри помещения, так и на открытых распределительных устройствах (ОРУ). Условия работы при этом значительно различаются между собой и это находит отражение в их конструктивных особенностях. Во время эксплуатации аппараты ОРУ подвергаются воздействию окружающей среды. Эти воздействия особенно вредно сказываются на состоянии изоляции аппаратов. Поэтому все аппараты ОРУ рассчитываются на воздействие гололеда, ветра и загрязнений.

Загрязнения и периодические увлажнения изоляции АВН требуют соответствующего развития поверхности изоляторов. Поскольку условия загрязнения на разных ОРУ существенно зависят от конкретных климатических условий (близость водных бассейнов, пустынных зон), наличия вредных выбросов производств в атмосферу и сильно различаются. Предусмотрены три исполнения изоляции аппаратов. Для изоляторов наружной установки установлена необходимая длина пути тока утечки фарфоровых изоляторов для различных категорий исполнения: категория I — 1,67 см/кВ, категория II — 2,5 см/кВ, категория III — 3,5 см/кВ. Согласно этим нормам допустимая длина утечки соответствует удельной длине утечки — длине, отнесенной к 1 кВ наибольшего рабочего линейного напряжения. Для аппаратов внутренней установки длина пути утечки не нормируется.

Аппараты внешней установки оказываются под воздействием коммутационных перенапряжений, зависящих от вида коммутации, типа выключателя, параметров электрической сети, и грозовых им-

пульсов, возникающих при воздействии грозовых разрядов на электрическую сеть.

Природа происхождения перенапряжений определяет специфическую форму импульса перенапряжений. Так грозовой импульс имеет обозначение 1,2/50 мкс, что означает крутизну фронта импульса $1,2 \pm 0,3$ мкс при общей длительности 50 ± 10 мкс. Коммутационные перенапряжения имитируются аperiodическим импульсом длительностью фронта $t_{\phi} = 250 \pm 50$ мкс и длительностью полуспада $t_{\text{псп}} = 2500 \pm 1500$ мкс.

В процессе эксплуатации при возникновении короткого замыкания все токоведущие элементы сети испытывают мощное термическое и электродинамическое воздействие токов КЗ, превосходящих номинальные токи в десятки раз. При протекании токов КЗ температура токоведущих элементов, повышаясь, не должна превышать нормированных предельных допустимых значений для неизолированных шинопроводов, например, медных — 300°C , для алюминиевых — 200°C .

Токи КЗ вызывают появление значительных электродинамических усилий, воздействующих на шинопроводы и их несущие механические конструкции (в частности опорные изоляторы). Кроме того, контактные системы всех коммутирующих аппаратов должны выдерживать эти нагрузки без сваривания или самопроизвольного размыкания контактов. Электродинамические усилия рассчитываются по наибольшему мгновенному значению (ударного) тока трехфазного КЗ $i_{\text{уд}}$ с учетом фазового сдвига между токами.

5.1.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Среди основных параметров выключателей высокого напряжения следует выделить группу номинальных параметров, присущих всем типам выключателей и определяющих условия их работы.

К основным номинальным параметрам выключателей в соответствии с рекомендациями Международной электротехнической комиссии (МЭК) относятся: номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$; наибольшее рабочее напряжение $U_{\text{н.р}}$; номинальный уровень изоляции; номинальная частота $f_{\text{ном}}$; номи-

нальный ток $I_{\text{ном}}$; номинальный ток отключения $I_{\text{о.ном}}$; номинальный ток включения $I_{\text{в.ном}}$; номинальное переходное восстанавливающееся напряжение (ПВН) при КЗ на выводах выключателя; номинальные характеристики при неударных КЗ; номинальная длительность КЗ; номинальная последовательность операций (номинальные циклы); нормированные показатели надежности и др.

К параметрам, характерным для воздушных выключателей, следует отнести номинальное давле-

ние и расход воздуха, необходимые для проведения операций включения и отключения, нижний предел давления для производства отдельных операций.

Рассмотрим некоторые наиболее важные параметры. *Номинальное напряжение* $U_{ном}$ (линейное) — это базисное напряжение из стандартизованного ряда напряжений, определяющее уровень изоляции сети и электрического оборудования. Действительные напряжения в различных точках системы могут отличаться от номинального, однако они не должны превышать *наибольшие рабочие напряжения* (номинальное напряжение по МЭК), установленные для продолжительной работы. Номинальные напряжения выключателей соответствуют классам напряжения (табл. 5.1).

Таблица 5.1 Класс номинальных напряжений

Номинальное межфазное (линейное) напряжение, действующее значение, кВ	Наибольшее рабочее напряжение (номинальное напряжение по МЭК), действующее значение, кВ
3	3,6
6	7,2
10	12
15	17,5
20	24
35	40,5
110	126
150	172
220	252
330	363
500	525
570	787
1150	1200

Номинальный уровень изоляции выключателя характеризуется значениями испытательных напряжений, воздействующих на основную изоляцию выключателя.

Номинальный ток — это действующее значение наибольшего тока, допустимого по условиям нагрева токоведущих частей выключателя в продолжительном режиме, принимающее следующие значения: 200; 400; 600; 800; 1000; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150; 4000; 5000; 6300; 8000; 10000; 12500; 16000; 20000; 25000; 31500 А.

Коммутационная отключающая способность выключателя характеризуется *номинальным током отключения* $I_{о,ном}$, который выключатель может отключить при наибольшем рабочем напряжении и нормированных условиях восстановления напряжения. Ток отключения характеризуется действующим значением его периодической составляющей $I_{о,п}$, отнесенной к моменту возникновения дуги

(момент размыкания дугогасительных контактов) и называемой номинальным током отключения $I_{о,ном}$ (2,5; 3,2; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16; 20; 25; 31,5; 35,5; 40; 45; 50; 56; 63; 71; 80; 90; 100; 112; 125; 140; 160; 180; 200; 224; 250 кА), а также нормированным процентным содержанием β_n аperiodической составляющей, равным отношению аperiodической составляющей (i_a) тока отключения к амплитуде периодической составляющей ($\sqrt{2}I_{о,п} = \sqrt{2}I_{о,ном}$) того же тока в момент размыкания дугогасительных контактов. Ток отключения выключателя определяется суммой периодической и аperiodической составляющих (рис. 5.2)

$$i_0 = \sqrt{2}I_{о,ном} + i_a = \sqrt{2}I_{о,ном}(1 + \beta_n) . \quad (5.1)$$

Нормированное процентное содержание аperiodической составляющей β_n определяется по кривой на рис. 5.3.

Расчетное время τ , с, размыкания дугогасительных контактов, определяют как сумму собственного времени отключения выключателя $t_{о,с}$ и минимального времени срабатывания релейной защиты 0,01 с:

$$\tau = t_{о,с} + 0,01 . \quad (5.2)$$

Кривая $\beta_n(t)$ представляет собой экспоненту с показателем τ/τ_a . Значение постоянной времени τ_a равно 0,045 с, что соответствует его среднему

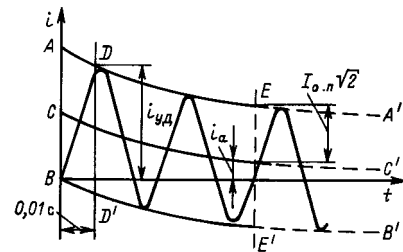


Рис. 5.2. Периодическая и аperiodическая составляющие тока КЗ

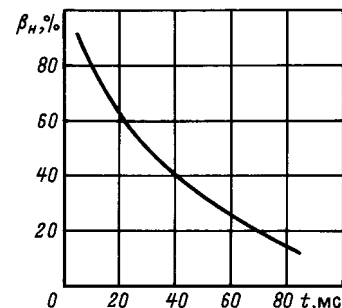


Рис. 5.3. Нормированное процентное содержание аperiodической составляющей тока КЗ

значению в большинстве точек энергосистемы. При $\tau > 70$ мс значение β_H следует считать равным нулю.

Номинальный ток включения $I_{в.ном}$ — наибольший ток, который выключатель может включить при наибольшем рабочем напряжении. При возникновении КЗ в цепи за время около 10 мс (см. рис. 5.2) ток достигает своего максимального значения, называемого ударным током КЗ. В этот момент ток состоит из двух составляющих периодической $i_{п} = \sqrt{2}I_{о.ном}$ и апериодической $i_{а} = \beta_H \sqrt{2}I_{о.ном}$. Так как за время 10 мс значение β_H уменьшится до 0,8 (по рис. 5.3), поэтому

$$i_{уд} = \sqrt{2}I_{о.ном}(1 + \beta_H) = 1,8\sqrt{2}I_{о.ном} = 2,55I_{о.ном}. \quad (5.3)$$

Поэтому номинальный ток включения должен быть не менее ударного тока КЗ из условия возможности включения на существующее КЗ в цепи [в режиме автоматического повторного включения (АПВ)].

Номинальная длительность тока КЗ характеризуется способностью выключателя выдерживать во включенном положении без повреждений ток электродинамической стойкости $i_{уд} = 2,55I_{о.ном}$ и ток термической стойкости $I_T = I_{о.ном}$. Время протекания тока I_T составляет 1 или 2 с для выключателей при $U_{ном} \geq 330$ кВ и 1 или 3 с для выключателей при $U_{ном} \leq 220$ кВ.

При отключении тока КЗ на выводах выключателя возникает переходный процесс, который при гашении дуги характеризуется переходным восстанавливающимся напряжением (ПВН), зависящим от собственных параметров отключаемой сети. Формы ПВН в реальных сетях представляются в виде огибающих. При $U_{ном} \leq 35$ кВ огибающая ПВН задана двумя параметрами: максимальным на-

пряжением сети U_{max} и условным временем его достижения t_3 (рис. 5.4,а). Для выключателей с $U_{ном} \geq 110$ кВ — соответственно четырьмя параметрами (рис. 5.4,б): U_1, U_{max}, t_1, t_2 . Запаздывание роста ПВН на нормированное время t_d происходит из-за влияния емкости со стороны источника питания.

Максимальное восстанавливающееся напряжение определяется как

$$U_{max} = k_a k_{п.г} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{н.р}, \quad (5.4)$$

где k_a — коэффициент превышения амплитуды возвращающегося напряжения; $k_{п.г}$ — коэффициент первого гасящего полюса (табл.5.2).

Таблица 5.2 Коэффициенты первого гасящего полюса

$I_{о.ном}, \%$	k_a	$k_{п.г}$	
		при $U_{ном} \leq 35$ кВ	при $U_{ном} \geq 110$ кВ
100	1,4	1,5	1,3
60	1,5		
30	1,5		

Параметры t_1 и t_3 , соответствующие отключению тока КЗ и зависящие от отключаемого напряжения, приведены в ГОСТ 687–78.

Отключающая способность дугогасительных устройств по-разному зависит от характера изменения ПВН. Воздушные и элегазовые выключатели очень чувствительны к скорости нарастания ПВН (dU/dt), а масляные — к максимальному ПВН. Этим объясняется нормирование $I_{о.ном}$ (0,9; 0,75; 0,6).

Отключающая способность выключателя может быть охарактеризована зависимостью допустимой скорости восстановления напряжения dU/dt от тока отключения (кривая 1 рис. 5.5). Точки пересечения кривой 1 и прямой 2, описывающей зависимость скорости нарастания ПВН на контактах выключателя при отключении удаленного КЗ от тока отключения, определяют предельный ток I_T , который может быть отключен воздушным выключателем без теплового пробоя.

При успешном преодолении первого пика напряжения (тепловой пробой не произошел), возможен пробой на максимальном напряжении. Для каждого типа выключателя может быть определено предельно допустимое максимальное ПВН, зависящее от отключаемого тока — кривая 3. Кривая 4 показывает максимальное ПВН сети, которое не зависит от коммутации. Точка их пересечения указывает предельное значение тока отключения выключателя I_3 , вызывающее возможный электрический пробой.

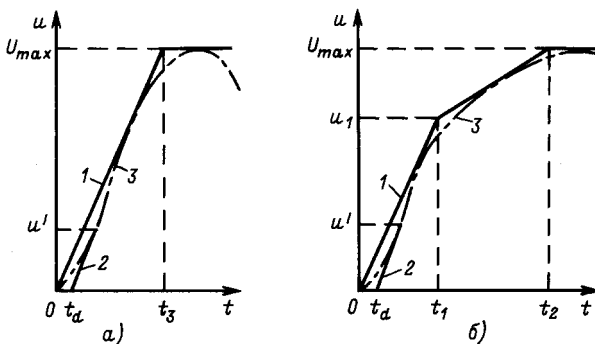


Рис. 5.4. Нормированные характеристики переходного восстанавливающегося напряжения:

1 — огибающая ПВН; 2 — линия запаздывания; 3 — реальная ПВН

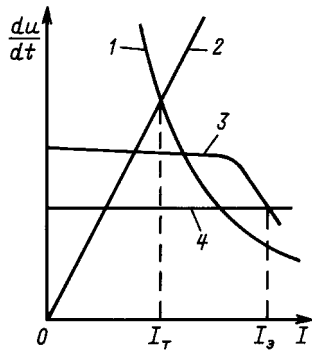


Рис. 5.5. Предельные режимы работы выключателя

Выключатель не должен отказывать как при максимальных значениях ПВН при КЗ на контактах выключателя, так и при воздействии ПВН с высокой начальной скоростью роста при неудаленных КЗ. Зависимости 3, 4, характеризующие режим возможного электрического пробоя, определяют предельный ток I_3 , который больше, чем предельный ток при возможном тепловом пробое I_T . Область при-

менения выключателя ограничена по току значением I_T , а по напряжению — кривой (кривая 3) возможного электрического пробоя.

В большинстве случаев (согласно статистике до 80%) причина, вызывающая КЗ, самоликвидируется в результате кратковременного отключения напряжения, не превышающего 0,3 с, необходимого для деионизации участка существования открытой дуги КЗ, и появляется возможность повторного включения напряжения системы. Отсюда вытекает определенная последовательность операций, выполняемых выключателем, связанных с отключением КЗ и последующим автоматическим повторным включением этого участка сети. Для выключателей, предназначенных для использования в таких условиях, нормируется коммутационный цикл двойного АПВ:

$$O - t_{6T} - B, \quad (I) \quad (5.5)$$

$$O - t_{6T} - BO - 180c - BO, \quad (II)$$

где I — успешное АПВ; II — неуспешное АПВ; t_{6T} — нормированная бестоковая пауза, равная 0,3 с.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие понятий „номинальный ток и номинальный ток отключения“?
2. Что такое АПВ?
3. Почему термическая стойкость определяется током КЗ, а электродинамическая ударным током КЗ?
4. От чего зависит значение и характер ПВН?

5.2. ВОЗДУШНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Широкое применение воздушных выключателей в энергосистемах обуславливается их высокими техническими характеристиками. Конструктивно воздушные выключатели оказались хорошо приспособленными для различных условий работы современных распределительных устройств высокого напряжения при внутренней и наружной установке. Недостаточно высокая электрическая прочность воздуха ($E_{пр} = 20$ кВ/см) не позволяет получать модули с напряжением 350–500 кВ, что и приводит в последнее время к интенсивному развитию выключателей с использованием другой дугогасящей среды — элегаза. В настоящее время воздушные выключатели превосходят все остальные по своим параметрам.

По назначению воздушные выключатели разделяются на следующие группы [57]:

сетевые выключатели на напряжение 6 кВ и выше, применяемые в электрических сетях и предназначенные для пропуска и коммутации тока в нормальных условиях работы цепи и в условиях КЗ;

генераторные выключатели на напряжение 6–24 кВ, предназначенные для пропуска и коммута-

ции токов в нормальных условиях, а также в пусковых режимах и при КЗ;

выключатели для электротермических установок с напряжениями 6–220 кВ, предназначенные для работы как в нормальных, так и в аварийных режимах; выключатели специального назначения.

По виду установки воздушные выключатели можно разделить на следующие группы:

опорные (основная изоляция относительно земли опорного типа);

подвесные (подвешиваются к порталным конструкциям на ОРУ);

выкатные (имеют приспособления для выкатки из РУ);

встраиваемые в комплектные распределительные устройства.

К достоинствам воздушных выключателей можно отнести следующие показатели:

высокую отключающую способность; пожаробезопасность; высокое быстродействие; способность коммутации токов КЗ с большим процентом аperiodической составляющей (вплоть до коммутации цепей постоянного тока).

Недостатками воздушных выключателей являются: наличие дорогостоящего постоянно действующего компрессорного оборудования; высокая чувствительность к скорости восстанавливающегося

напряжения при удаленном КЗ; возможность „среза” тока при отключении малых индуктивных токов (отключение ненагруженных силовых трансформаторов).

5.2.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВОЗДУШНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ И ДУГОГАСИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Сжатый воздух является эффективной средой, обеспечивающей надежное гашение электрической дуги. Это достигается интенсивным воздействием с максимально возможными скоростями потока воздуха на дуговой канал. В дугогасительных устройствах воздушных выключателей гашение электрической дуги происходит в дутьевых каналах (соплах), которые конструктивно в совокупности с оконечной частью контактов дугогасителя образуют дутьевую систему. Столб дуги, образовавшейся на размыкающихся контактах, под действием воздушного потока растягивается и быстро перемещается в сопла, где происходит ее гашение.

В зависимости от формы и взаимного расположения контактов и сопел гашение дуги в таких устройствах может происходить при:

одностороннем дутье — через металлическое сопло (рис. 5.6,а);

одностороннем дутье через изоляционное сопло (рис. 5.6,б);

двустороннем симметричном дутье через соплообразные полые контакты (рис. 5.6,в);

двустороннем асимметричном дутье через соплообразные полые контакты (рис. 5.6,г).

Наилучшие показатели получены в выключателях с дугогасительными системами, использующими двустороннее асимметричное дутье.

В механизме гашения электрической дуги тесно переплетаются как электрические процессы в столбе дуги, так и газотермодинамические процессы истечения газовой струи. Газодинамические процессы устанавливает два отличающихся друг от друга закона истечения воздуха, обусловленные разницей между абсолютным давлением среды P , из которой происходит истечение, и противодействием среды P_n , в которую происходит истечение. При небольшой разнице давлений скорость истечения воздуха зависит от противодействия. Если разница давлений достаточно велика, то скорость истечения газовой струи является только функцией параметров вытекающего воздуха и не зависит от противодействия окружающей среды.

Отношение давления воздуха к противодействию, определяющее переход от одного закона истечения к другому, называется критическим и определяется соотношением

$$\left(\frac{P_n}{P}\right)_{кр} = \left[\frac{2}{k+1}\right]^{\frac{k}{k-1}} = 0,528, \quad (5.7)$$

где $k = 1,4$ — показатель адиабаты воздуха.

Давление в опораживаемом резервуаре достигает критического значения, если $P_{кр} = 1,89 P_n$ при адиабатном истечении воздуха.

В современных выключателях используются дугогасительные устройства с давлением до 6–8 МПа. При этом если $P > P_{кр}$, непосредственно в дугогасительных соплах скорость истечения газовой среды приблизительно равна скорости звука. Для воздуха при нормальных условиях (давление 10^5 Па и температура 20°C) скорость звука $C_{кр} = 330$ м/с.

Своеобразие истечения газа из дугогасительного устройства заключается в том, что его поток встречает на своем пути мощный источник тепла, каким является дуга и который тормозит воздушный поток, т.е. уменьшается расход воздуха, протекающего через сопло с дугой. Это явление, называемое „термодинамический эффект”, может приводить к полной закупорке сопла электрической дугой, что вызывает разрушение дугогасительной системы. Таким образом, размеры (диаметр сопла d_c рис. 5.6,а,г) дутьевой системы определяют максимально возможный ток отключения выключателя. Из условия минимально допустимой скорости истечения газовой струи на входе в сопло, обеспечивающей стабилизацию дуги в центре дутьевой системы и не вызывающей ее разрушения, можно определить предельную отключающую способность выключателя:

$$c_{\min} = 86 \cdot 10^3 \frac{\Delta P S_c}{N_0}, \quad (5.8)$$

где ΔP — избыточное давление воздуха в камере, МПа; S_c — площадь сопла, м²; N_0 — максимальная мощность дуги отключения ($U_{эфф} I_m$), кВт; $U_{эфф}$ — значение напряжения на эффективной части столба дуги.

Высокая эффективность охлаждения канала столба дуги аксиальным потоком газа объясняется возникновением интенсивной турбулентной конвекции на границе двух потоков (рис. 5.7). При этом соотношение скоростей ($C_x/C_r = 50$) потоков и их

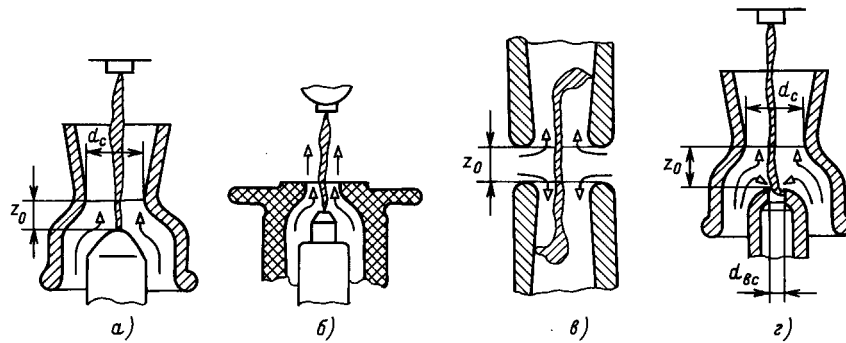


Рис. 5.6. Схемы продольного воздушного дугтя

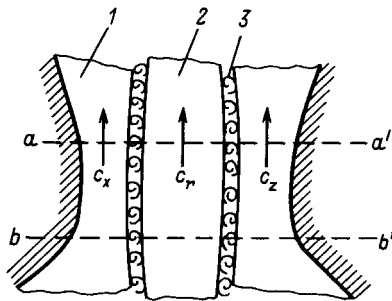


Рис. 5.7. Схема течения холодного газа и плазмы столба дуги в системе продольного дугогасительного устройства:
1 – область потока холодного газа; 2 – область столба дуги; 3 – граничная турбулентная область

плотностей сильно различаются. Это приводит к интенсивному отбору тепла с единицы объема плазмы столба дуги, возрастающему в 10^4 раз по сравнению со свободно горящей дугой. Вместе с тем, очевидно, что чем выше ток отключения, тем больше энергии запасено в плазме дуги, тем дольше будет продолжаться процесс ее отвода. Кроме того, теплофизические свойства газа воздуха таковы, что значения удельной теплоемкости и коэффициент теплопроводности, зависящие от температуры, достигают своих максимальных значений при температуре $(6-8) \cdot 10^3$ К (рис. 5.8). Канал столба дуги обладает высоким теплосодержанием, а окружающие дугу горячие слои газа соответственно обладают минимальными значениями этих величин. Этим обстоятельством объясняется значительная величина тепловой постоянной времени столба дуги $T \approx 100$ мкс, что оказывает большое влияние на процесс охлаждения столба дуги после перехода тока через нуль. Увеличение сопротивления дугового промежутка, определяющего электрическую прочность в воздушных выключателях, в большой степени зависит от отключаемого тока.

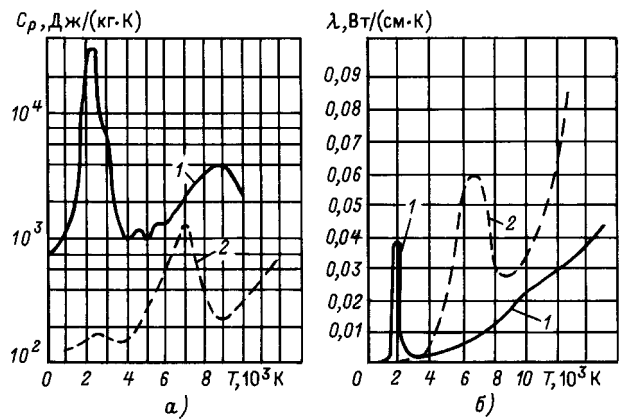


Рис. 5.8. Зависимости удельной теплоемкости (а) и теплопроводности (б) от температуры:
1 – аргон; 2 – воздух

Увеличение электрической прочности промежутка не является процессом, начинающимся с момента достижения токком его нулевого значения, а процессом, начинающимся задолго до перехода тока через нуль.

Быстрое удаление продуктов горения дуги (раскаленные газы и пары) из зоны промежутка позволяет подвести канал дуги с весьма малым сечением к моменту перехода тока через нуль и, следовательно, с малой постоянной времени. Чем выше значение отключаемого тока, тем больше теплосодержание и постоянная времени столба дуги и тем большее время потребуется для деионизации остаточного столба дуги.

Разрушение остаточного столба дуги может происходить как термодинамически, так и механически: в начальной стадии нарастания электрической прочности после перехода тока через нуль происходит снижение температуры остаточного столба дуги. В дальнейшем поток газа, направленный вдоль столба дуги за счет интенсивных турбулентных процессов, может вызвать механическое разрушение канала („срез” тока) и обеспечить последующее увеличение

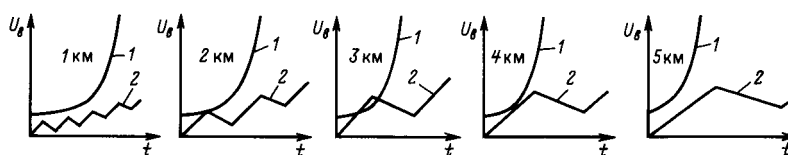


Рис. 5.9. Соотношение между восстанавливающимся напряжением (2) и восстанавливаемой прочностью (1) при различных удалениях от места КЗ (условно)

прочности в результате внедрения в межэлектродное пространство прослойки холодного газа. Эта прослойка возрастает со временем и увеличивает прочность.

Особенность нарастания электрической прочности воздушных выключателей с увеличением тока отключения вызывает большие трудности при отключении воздушными выключателями токов недалежных КЗ (на расстояниях 2–5 км). При этих условиях создается тяжелый режим работы выключателя, так как достигается сочетание высокой скорости восстановления напряжения с большой мощностью КЗ [59]. На рис. 5.9 показано соотношение

между восстанавливающимся напряжением 1 и восстанавливаемой прочностью 2 по мере удаления места КЗ на линии за выключателем. Как видно из рисунка, при удалении КЗ от выключателя частота колебаний восстанавливающегося напряжения падает, а первый пик его возрастает. Восстанавливаемая прочность увеличивается быстрее из-за уменьшения тока КЗ, ограничиваемого все возрастающим сопротивлением участка линии до точки КЗ. В этом заключаются трудности отключения недалежного КЗ воздушным и элегазовым выключателями.

5.2.2. КОНСТРУКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Отличительной особенностью современных выключателей высокого напряжения является модульный принцип построения. Это обеспечивает возможность применения однотипных элементов (модулей) для создания выключателей на напряжения 110–1150 кВ. Широко распространены воздушные выключатели с металлическими дугогасительными камерами, заполненными сжатым воздухом. В целях увеличения отключающей способности повышают давление сжатого воздуха. В настоящее время это давление достигает 6–8,5 МПа.

На рис. 5.10 представлен общий вид выключателя ВВБ-220-12 номинальным напряжением $U_{ном} = 220$ кВ, номинальным током отключения $I_{о.ном} = 31,5$ кА, номинальным током $I_{ном} = 2000$ А. Выключатель установлен на раме 1, к которой крепится шкаф управления 2 и опорный изолятор 3 с двумя металлическими дугогасительными камерами 9, 10, разбединенными промежуточным опорным изолятором 7. Внутри дугогасительная камера содержит два главных контакта, соединенных единой траверсой, и два вспомогательных контакта. Каждый из главных контактов зашунтирован резистором сопротивлением 100 Ом, служащим для облегчения гашения дуги в главных контактах, вы-

равнивания напряжения между разрывами в процессе отключения и снижения скорости восстановления напряжения. Для тех же целей используются и шунтирующие конденсаторы 6. Вспомогательные контакты отключают ток сопровождения, протекающий через шунтирующие резисторы. Внутри фарфорового опорного изолятора и в промежуточном изоляторе проходят два воздухопровода из стеклопластика 4. Один служит для постоянной подачи сжатого воздуха в дугогасительные камеры, второй — для импульсной подачи сжатого воздуха в систему управления. Камеры снабжены люками 5, предназначенными для проведения ревизии и ремонта контактной и дугогасительной систем. Дугогасительные камеры 9, 10 включены последовательно токоведущей перемычкой 8.

Внутренние полости имеют незначительный перепад давления по отношению к окружающей среде $(6–12) \cdot 10^3$ Па. Этим достигается необходимая диэлектрическая прочность по внутренней поверхности фарфоровых элементов, не имеющих прочного глазурованного покрытия. Поэтому все воздушные выключатели должны иметь соответствующее компрессорное хозяйство, обеспечивающее непрерывный расход воздуха (до 1500 л/ч) на вентиляцию.

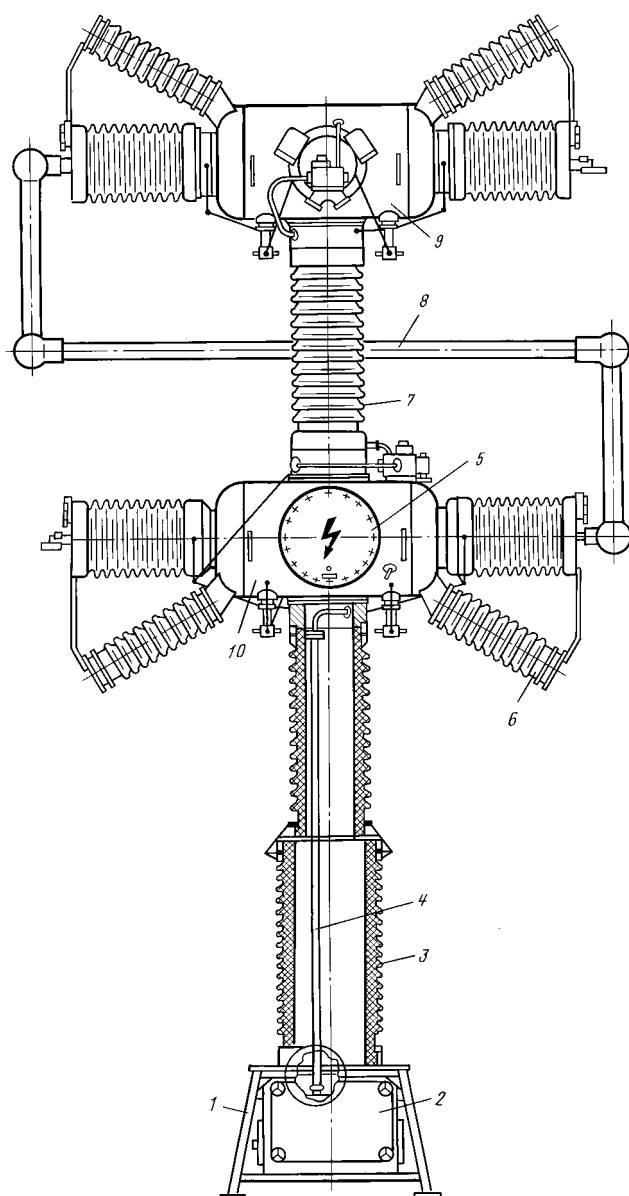


Рис. 5.10. Общий вид полюса воздушного выключателя ВВБ-220-12

Контрольные вопросы

1. В чем особенности гашения электрической дуги в воздушных выключателях?
2. Почему воздушные выключатели „чувствительны” к неудаленному КЗ?
3. В чем заключается модульное построение конструкций воздушных выключателей на напряжение 220 В и выше?
4. Для чего в конструкциях воздушных выключателей используются шунтирующие резисторы и емкости?
5. Чем ограничивается предельный ток отключения в воздушных выключателях?

5.3. ЭЛЕГАЗОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

5.3.1. ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕГАЗА

Шестифтористая сера (SF_6) – элегаз, относится к „электроотрицательным” газам, получившим такое название из-за способности их молекул захватывать свободные электроны, превращаясь в тяжелые и малоподвижные отрицательно заряженные ионы. Элегаз при нормальной температуре (20°C) и давлении (0,1 МПа) представляет собой газ без цвета и запаха. Плотность его почти в 5 раз выше плотности воздуха, скорость звука в нем при температуре 30°C – 138,5 м/с (330 м/с в воздухе). На рис. 5.8 показаны кривые изменения удельной теплоемкости и теплопроводности, из которых следует, что элегаз обладает низкой теплоемкостью в канале столба дуги и повышенной теплопроводностью горячих газов, окружающих столб дуги (2000 К). Это характеризует элегаз как среду, обладающую высокими теплопроводящими свойствами. К недостаткам элегаза следует отнести его низкую температуру сжижения – 64°C при 0,1 МПа, которая с повышением давления тоже повышается. Чистый элегаз негорюч, инертен, нагревостоек до 800°C . Под влиянием электрической дуги или ко-

ронного разряда происходит разложение элегаза с образованием химически активных соединений, которые могут вызвать разрушение изоляционных и конструкционных материалов. Степень разложения элегаза под воздействием электрической дуги в дугогасительной камере низка из-за того, что большое количество разложившегося газа немедленно восстанавливается в элегазе. Газообразными продуктами разложения являются низшие фториды серы SF_2 , SF_4 . Хотя эти газы сами по себе не токсичны, но легко гидролизуются при взаимодействии с влагой, образуя фтористоводородную кислоту и двуокись серы. Для их поглощения в элегазовые выключатели включаются фильтры сорберы из активированного алюминия Al_2O_3 , которые поглощают как газообразные продукты разложения, так и влагу. Кроме активных газов во время горения дуги в результате реакции с парами материалов контактов дугогасителя образуются металлические фториды в виде тонкого слоя порошка. Обладая низкой электропроводностью, они не снижают электрическую прочность изоляции аппарата.

5.3.2. ДУГОГАСИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В элегазовых выключателях гашение дуги происходит так же, как и в воздушных выключателях при интенсивном охлаждении дуги потоком газа. По данным [58] дугогасительная способность элегаза в 4–4,5 раза выше, чем воздуха при сопоставимых условиях. Это преимущество объясняется различиями теплофизических свойств элегаза и воздуха. Канал столба дуги в элегазе обладает меньшим теплосодержанием по сравнению с воздухом, что обуславливает и меньшее значение тепловой постоянной времени – около 1 мкс (около 100 мкс в воздухе) при подходе тока к нулю. Малое значение постоянной времени объясняют высокой способностью элегаза захватывать свободные электроны. В результате количество носителей тока – свободных электронов – в столбе дуги вследствие этого уменьшается, баланс их может стать отрицательным и дуга гаснет. Явление захвата электронов особенно благоприятно сказывается после перехода тока через нуль, вследствие чего элегазовые выключатели мало чувствительны к частоте восстанавливающегося напряжения. Как показали исследования, в элегазе практически до естественного перехода тока через нуль не происходит разрушения канала столба дуги, обладающего высокой про-

димостью. Это исключает возможность появления перенапряжений при отключении ненагруженных трансформаторов и линий электропередач. В противоположность этому в воздушных выключателях интенсивными турбулентными процессами столб дуги может разрушаться раньше естественного нуля тока, что приводит к появлению перенапряжений, для ограничения которых воздушные выключатели снабжаются шунтирующими сопротивлениями.

В элегазовых дугогасительных устройствах (ДУ) в отличие от воздушных при гашении дуги истечение газа через сопло происходит не в атмосферу, а в замкнутый объем камеры, заполненный элегазом при небольшом избыточном давлении. По способу гашения дуги в элегазе различают следующие ДУ:

- с системой продольного дутья, в которую предварительно сжатый газ поступает из резервуара с относительно высоким давлением элегаза (ДУ с двумя ступенями давления);

- автокомпрессионные с дутьем в элегазе, создаваемом посредством встроенного компрессионного устройства (ДУ с одной ступенью давления);

- с электромагнитным дутьем, в котором гашение дуги обеспечивается в результате ее перемещения

с высокой скоростью в неподвижном элегазе по кольцевым электродам под воздействием радиального магнитного поля, создаваемого отключаемым током;

с продольным дутьем, в котором повышение давления в элегазе происходит при разогреве дугой, вращающейся в специальной камере под воздействием магнитного поля (ДУ с электромагнитным дутьем).

Интенсивное газодинамическое воздействие аксиального потока элегаза на столб электрической дуги является наиболее эффективным способом гашения дуги. Поэтому оно используется в большинстве современных конструкций ДУ элегазовых выключателей. Гашение дуги происходит в соплах

(рис. 5.11) в потоке элегаза высокого давления (0,5–0,6 МПа) как при одностороннем (рис. 5.11, а), так и при двустороннем несимметричном (рис. 5.11, б) газовом дутье.

Основными параметрами системы продольного дутья являются: площадь сечения S_c или диаметр d_c горловины сопла, относительное расположение контактов, определяемое расстоянием z_0 , геометрические размеры, формы диффузоров и конфузоров дутьевой системы. Оптимальные условия гашения дуги в таких системах во многом определяются, как и в воздушных выключателях, геометрическими параметрами дутьевых систем и особенно входной части (конфузора). Если в ДУ воздушных выключателей при выборе геометрических форм и размеров дутьевых систем принимают компромиссное решение, то в ДУ элегазовых выключателей большее внимание уделяется форме электрического поля в межконтактном промежутке.

Отключающая способность элегазовых ДУ, а также других типов ДУ с газовым дутьем, зависит как от параметров ДУ, так и от параметров электрической цепи. К определяющим конструктивным параметрам относятся давление газа, род газа, а также распределение давления вдоль продольной оси ДУ, зависящее от конфигурации дутьевой системы. К параметрам электрической цепи следует отнести ток отключения и скорость его подхода к нулю. Отключающая способность ДУ с продольным элегазовым дутьем может быть охарактеризована зависимостью предельной скорости восстановления напряжения dU/dt от давления элегаза P в сопле и скорости изменения тока di/dt :

$$\frac{dU}{dt} = kP^m \left(\frac{di}{dt} \right)^n \quad (5.9)$$

На рис. 5.12 приведена зависимость $dU/dt = f(di/dt)$ для ДУ элегазового 1 и воздушного выключателей 2 при давлении 1,5 МПа, постоянных $k = 4,1$; $m = 1,6$; $n = 1,3$ для воздуха и $m = 2,68$; $n = 24,2$ для элегаза.

Приведенные зависимости подтверждают преимущества дугогасящих свойств элегазовых выключателей по сравнению с воздушными, особенно при отключении удаленных КЗ, характеризующихся высокой скоростью восстановления напряжения и большими токами КЗ.

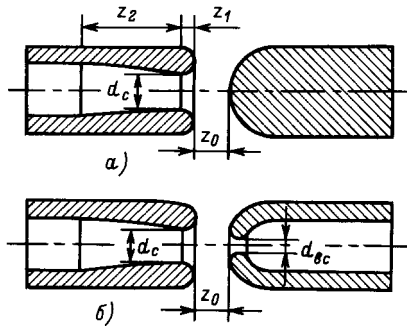


Рис. 5.11. Схемы продольного элегазового дутья

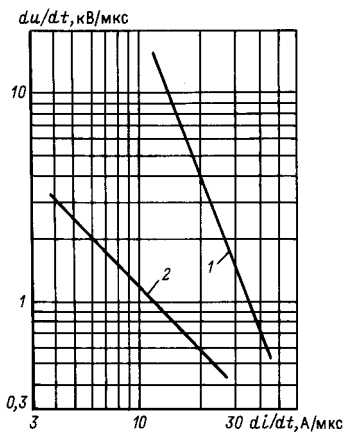


Рис. 5.12. Отключающая способность дугогасительного устройства

5.3.3. КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕГАЗОВЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Фирма Merlin Gerin разработала элегазовый выключатель Fluarc FB4 на напряжение $U_{\text{ном}} = 7,2-36$ кВ, номинальный ток отключения $I_{\text{о,ном}} = 25$ кА, номинальный ток $I_{\text{ном}} = (630-1250)$ А.

Давление внутри корпуса 1,5 МПа, время гашения дуги 15 мс, полное время отключения 60–80 мс, срок службы – 20 лет.

На рис. 5.13 представлены полюс автокомпрессионного выключателя и положение механизма, соответствующее различным этапам отключения. Положение 1 соответствует нормальному включенному состоянию. Ток протекает по главным контактам 14, 17, дугогасительные контакты 13, 15 замкнуты. Ввиду того, что они изготовляются из дугостойкой металлокерамики (CuW), токоведущий контур обладает большим сопротивлением. Поэтому через дугогасящие контакты, как правило, проходит ток не более (15–20%) $I_{\text{ном}}$. Положение 2 соответствует началу процесса отключения. По-

движной поршень 12 совместно с подвижным главным контактом 14 и соплом 16 перемещается под воздействием приводных рычагов 4, 5. Этим создается избыточное давление в полости над поршнем по сравнению с объемом под поршнем. Ток из главных контактов 14, 17 перебрасывается в дугогасительную цепь контактов 13, 15. При дальнейшем перемещении поршня (положение 3) происходит размыкание контактов 13, 15 с одновременным возникновением дутья через внутренние полости контактов 13, 15 – двустороннее симметричное дутье. При этом выделяющаяся энергия дуги разогревает элегаз, что приводит к повышению перепада давления и усилению интенсивности истечения газовой струи. После гашения дуги при дальнейшем перемещении поршня (положение 4) продолжается вентиляция межконтактного промежутка, обеспечивающая необходимую электрическую прочность.

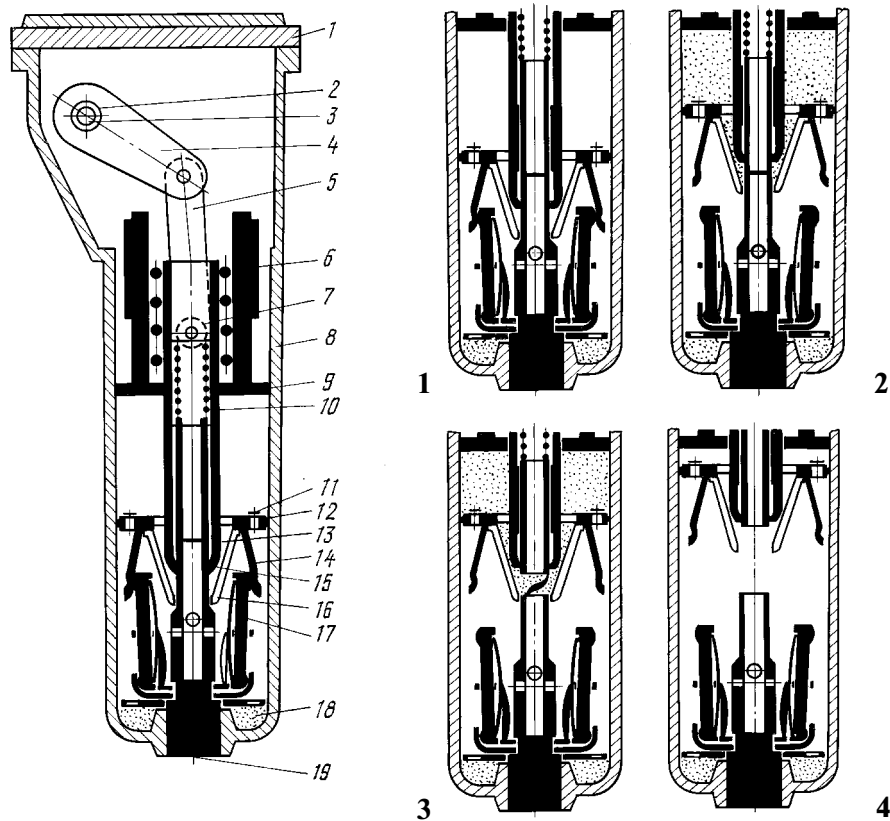


Рис. 5.13. Элегазовый автокомпрессионный выключатель фирмы Merlin-Gerin

Контрольные вопросы

1. В чем особенность процесса гашения дуги в элегазе?
2. Каковы основные конструктивные отличия элегазовых выключателей от воздушных?
3. В чем заключаются преимущества и недостатки автокомпрессионных элегазовых выключателей?
4. В чем достоинства элегазовых выключателей по сравнению с воздушными и масляными?
5. В чем заключаются недостатки элегаза как дугогасящей и охлаждающей среды?

5.4. МАСЛЯНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

5.4.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ДУГОГАСИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В дугогасительных устройствах масляных выключателей гашение дуги осуществляется путем эффективного ее охлаждения в потоке газопаровой смеси, вырабатываемой дугой в результате разложения и испарения масла. В зависимости от назначения масла можно выделить две основные группы масляных выключателей:

баковые (многообъемные) масляные выключатели, в которых масло используется для гашения и изоляции токоведущих частей от заземленного бака;

маломасляные (малообъемные) масляные выключатели, в которых масло используется только для гашения дуги и изоляции между разомкнутыми контактами одного полюса.

В составе газопаровой смеси, возникающей в результате разложения масла под действием дуги, входит до 70% водорода H_2 , обладающего по сравнению с воздухом в 8 раз более высокой теплопроводностью, но меньшей предельной электрической прочностью. Поток газопаровой смеси в зоне горения дуги обладает высокой температурой 800–2500 К. Механизм охлаждения столба дуги при больших (обычно выше 100 А) и малых значениях тока дуги различен. При больших токах охлаждение дуги происходит главным образом за счет принудительной конвекции в потоке газопаровой смеси при большом давлении. С увеличением тока интенсивность конвективного охлаждения и давление в зоне гашения дуги увеличиваются. При небольших токах снижаются, условия охлаждения дуги ухудшаются и время гашения дуги затягивается. Повышение давления в зоне гашения дуги в результате принудительной подачи масла может существенно улучшить условия гашения дуги при отключении небольших токов.

Можно считать, что основными условиями для наиболее эффективного гашения дуги являются:

интенсивное дутье газопаровой смеси в зоне дуги, особенно в момент тока близкого к нулю;

максимально возможное высокое давление газопаровой смеси в области дуги в конце полупериода тока.

Дугогасительные системы с автоматическим дутьем получили наиболее широкое применение благодаря своей эффективности и простоте конструкции. В зависимости от конструкции дугогасительных камер различают (рис. 5.14,а) продольное дутье, когда поток газопаровой смеси направлен вдоль столба дуги, поперечное, когда поток направлен перпендикулярно или под некоторым углом к столбу дуги (рис. 5.14,б) и встречное, когда поток направлен противоположно по отношению к направлению движения подвижного контакта с дугой (рис. 5.14,в). Часто в дугогасительных устройствах используется их комбинация.

Гашение дуги может быть разбито на три основных этапа (рис. 5.15).

Первый этап (рис. 5.15,а). После размыкания контактов дуга горит в замкнутом, как правило, небольшом, пространстве, создавая за счет разложения масла значительные давления. Это так называемый „режим замкнутого пузыря”. В течение этого этапа в результате выделяющейся в дуге энергии в замкнутом объеме создается (аккумулируется) высокое давление (до 10 МПа), которое используется на следующем этапе гашения дуги.

Второй этап (рис. 5.15,б) наступает с момента начала истечения газопаровой смеси из области замкнутого объема через рабочие каналы, открываемые при перемещении подвижного контакта за пределы предкамерного объема. Этап характеризуется изменением давления газопаровой смеси в камере и рабочих каналах, куда затягивается дуга, а также интенсивного истечения газопаровой смеси и завершается процессами распада столба дуги и восстановления электрической прочности межконтактного промежутка.

В течение третьего этапа (рис. 5.15,в) происходит удаление из камеры оставшихся после гашения дуги горячих газов, продуктов разложения масла

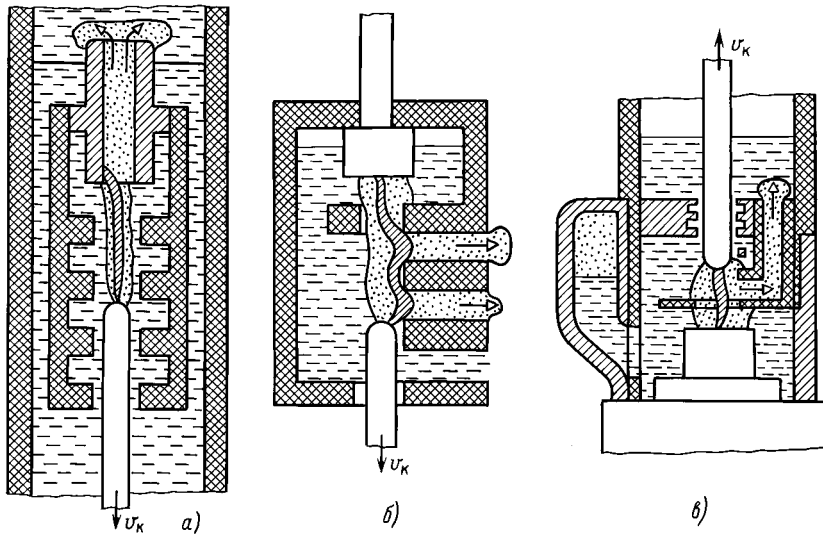


Рис. 5.14. Принципы организации автодутья дугогасительных камер в масле

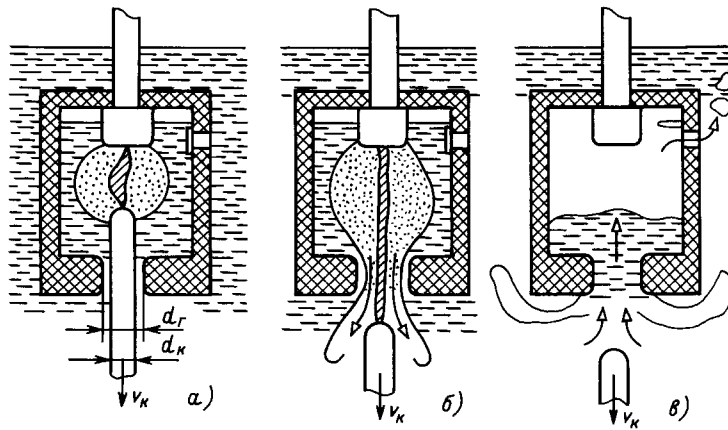


Рис. 5.15. Этапы гашения дуги с автодутьем в масле

и заполнение внутренней полости камеры свежим маслом. На этом этапе происходит подготовка камеры для последующего ее отключения. В масляных выключателях, предназначенных для работы в цикле АПВ, этот этап имеет очень важное значение.

Эффективность ДУ и ресурс масляных выключателей в значительной мере обуславливаются физико-химическими процессами, происходящими в зоне горения дуги. Образующиеся под влиянием дуги продукты разложения масла (H_2 , C и др.), ионизированный газ, пары материала контактов понижают отключающую способность ДУ и ограничивают коммутационный ресурс. Свободные частички углерода, образуя коллоидную взвесь, снижают электрическую прочность изоляционного промежутка и утяжеляют процесс включения на КЗ

в режиме АПВ из-за преждевременного пробоя межконтактного промежутка. Продукты разложения масла и изоляционных материалов камеры ДУ влияют на состояние контактов, их структуру и переходное сопротивление. Время горения дуги возрастает по мере накопления продуктов разложения в масле. Все это, естественно, требует постоянного контроля за состоянием качества масла, его уровнем в ДУ. Коммутационный ресурс в большей степени зависит от тока $I_{0,ном}$ выключателя и реальных токов отключения. Так при $I_{0,ном} = 20$ кА для маломасляного выключателя на напряжение 35 кВ количество отключений $N \leq 10$, а при токе $I_{0,ном} = 10$ кА допустимое число отключений возрастает до $N \leq 30$. Вышеизложенные особенности требуют постоянного контроля за техническим состоянием масляных выключателей.

5.4.2. КОНСТРУКЦИИ МАСЛЯНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Масляные выключатели благодаря простоте конструкции явились первыми выключателями высокого напряжения. Но отмеченные выше технические сложности по их эксплуатации, а также повышенные взрыво- и пожароопасность, необходимость в сложном масляном хозяйстве по хранению и регенерации его, привели к значительному вытеснению этих типов выключателей. В настоящее время ввиду большого срока службы (25 лет) можно встретить в эксплуатации баковые выключатели [56] на напряжение 220 и 110 кВ. Маломасляные выключатели можно разделить на две группы. Первая, более многочисленная, — с установкой ДУ в нижней части полюса и перемещением подвижного контакта сверху вниз (см. рис. 5.14,б). Вторая — с перемещением подвижного контакта на включение снизу вверх и установкой ДУ в верхней части полюса. Выключатели второй группы более перспективны, т. к. повышаются отключаемые токи и улучшаются динамические процессы при отключении.

На рис. 5.16 представлен полюс колонкового маломасляного выключателя ВК-10. Он выпускается на напряжение 10 кВ, номинальные токи 630,

1000 и 1600 А, номинальные токи отключения 20; 31,5 кА. Выключатели ВК-10 с пружинным приводом предназначены для работы в шкафах КРУ внутренней и наружной установки, а также в режиме АПВ.

Три полюса выключателя устанавливаются на литое основание, в котором расположены рычаги механизма, связанные со встроенным пружинным приводом. Полюс выключателя образован изоляционным цилиндром 1 (рис. 5.16,а), внутри которого проходят токоведущие элементы, соединенные с верхним неподвижным розеточным контактом 2 и обоймой 3, присоединенной к направляющим стержням 4. Токоподвод к подвижному контакту 5 от направляющих стержней осуществляется роликовым устройством 6. Подвижный контакт 5 присоединен к рычагу механизма управления 11 посредством изоляционной тяги 7. На обойму 3 сверху устанавливается распорный цилиндр 8, а на него дугогасительное устройство 9. Маслоуказатели 10 поплавкового типа расположены наверху полюса.

На рис. 5.16,б представлена конструкция дугогасительной камеры комбинированного масляного дутья, состоящей из пакета изоляционных пластин

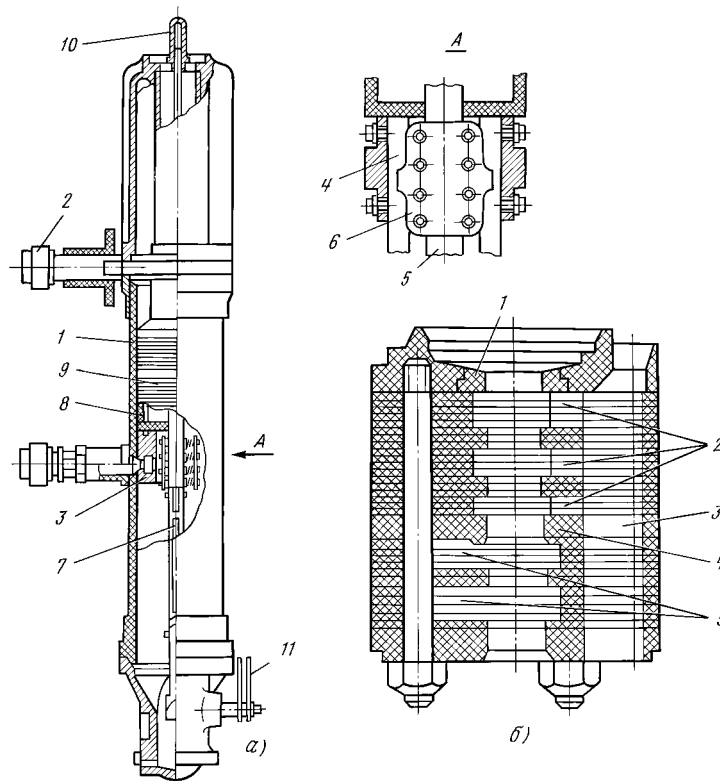


Рис. 5.16. Полюс маломасляного выключателя ВК-10 (а) и его дугогасительная камера (б)

разной конфигурации, стянутых шпильками. Верхняя перегородка имеет кольцо 1, изготовленное из дугостойкого материала (фторопласта). Камера имеет центральное отверстие для прохода подвижного стержня. В верхней части камеры изоляционные пластины образуют три поперечные, расположенные одна под другой, дутьевые щели 2 для больших токов, связанные вертикальным каналом 3 с подкамерным и надкамерным пространствами.

В нижней части камеры имеются два глухих масляных кармана 5 для гашения малых токов. При гашении малых токов ввиду недостаточности давления газопаровой смеси, создаваемого в течение первого этапа, дуга не гаснет при движении стерж-

ня вдоль дутьевых щелей 2 и достигает глухих карманов 5. В этом случае вследствие незначительности объемов этих полостей масло, содержащееся в них, даже при незначительном токе отключения испаряется взрывообразно. Это приводит к попытке отрыва столба дуги за счет импульсного повышения давления от токоведущего стержня, так как выброс газопаровой смеси будет происходить вверх в зону, свободную от контактной свечи. Конусная втулка 4, установленная в средней части камеры, служит для предотвращения чрезмерного разгона подвижного стержня под воздействием высокого давления, возникающего в камере при отключении токов КЗ.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные этапы процесса гашения дуги в масляных выключателях.
2. Каковы особенности коммутации малых токов в масляных выключателях?
3. Чем ограничен предел отключающей способности по току?
4. Чем объясняется необходимость проведения частых ревизий масляных выключателей?

5.5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Несмотря на ограниченную область использования по напряжению (6–20 кВ) выключатели этого типа находят широкое применение в КРУ, особенно в системах внутренних нужд на ТЭЦ и АЭС. Номинальные токи выключателей достигают 3150 А, а номинальные токи отключения до 40 кА. При этом в отличие от масляных или воздушных выключателей эксплуатационные расходы относительно невелики.

Принцип действия электромагнитного выключателя заключается в том, что при воздействии магнитного поля на дугу она удлиняется и загоняется в дугогасительную камеру (рис. 5.17) узкощелевого типа, где, тесно взаимодействуя со стенками камеры (диаметр дуги значительно превосходит ширину щели $d_d > \delta_{щ}$), происходит ее охлаждение.

Для дугогасителей этого типа характерным является большое напряжение на столбе дуги. Из экспериментальных исследований было установлено, что градиент напряжения на столбе дуги не зависит от тока, а определяется лишь шириной канала камеры, с уменьшением ширины канала $\delta_{щ}$ напряженность увеличивается

$$E = 19/\sqrt{\delta_{щ}}, \text{ В/м.} \quad (5.10)$$

Гашение дуги в дугогасительной камере щелевого типа отличается от других процессов гашения рядом особенностей. Условия гашения в конце полупериода тока наступают при большой длине

дуги. Это приводит к ограничению тока. После прохождения тока через нуль остаточная проводимость области существования дуги велика, что придает процессу восстановления напряжения апериодический характер. Как известно, это значительно облегчает задачу выключателя по отключению цепи. Условия гашения дуги наступают тогда, когда в момент перехода тока через нуль напряжение на дуге становится равным напряжению сети, а условный угол сдвига фаз между напряжением и током ϕ , уменьшается при увеличении активной составляющей отключаемой цепи (рост сопротивления

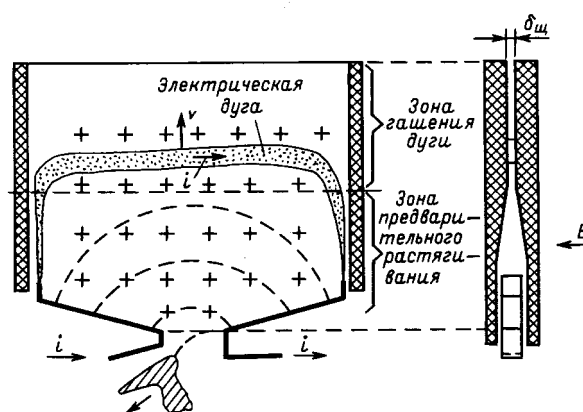


Рис. 5.17. Этапы развития гашения дуги в щелевой дугогасительной камере

столба дуги за счет увеличения ее длины), достигает некоторого минимального значения, т. е. когда

$$U_d = U_m \sin \varphi, \quad (5.11)$$

где $\varphi = 32,5^\circ$.

Тогда

$$U_d = \frac{19}{\sqrt{8_{щ}}} I_d \geq U_m \sin 32,5 = 0,537 U_m. \quad (5.12)$$

Из вышесказанного следует, что условия гашения дуги в узкощелевом дугогасителе оказываются значительно более легкими, чем в других типах выключателей.

На рис. 5.18 представлено дугогасительное устройство электромагнитного выключателя ВЭМ-6 на напряжение $U = 6$ кВ, номинальный ток отключения $I_{о.ном} = 38,5$ кА, номинальный ток $I_{ном} = 1600$ А.

На стальной раме 13 при помощи изоляторов 12 укреплена гасительная камера 14 и катушка магнитного дутья 11 с магнитными полюсами 10, охватывающими камеру с боков (показано штриховыми

линиями). Подвижный контакт 2 вращается на опорном изоляторе 1 при помощи изоляционной тяги 18. Выключатель имеет главный 3 и дугогасительные 5, 6 контакты. В зависимости от назначения функции их различны: главный служит для проведения тока во включенном состоянии и имеющий серебряные накладки для снижения переходного сопротивления; дугогасительный обеспечивает режим коммутации и армирован дугостойкой металлокерамикой. При размыкании дугогасительных контактов 5, 6 возникающая между ними дуга под воздействием электродинамических сил перемещается вверх. По мере развития дуги на рисунке показаны различные этапы ее промежуточного положения (А, Б, В, Г, Д, Е). Неподвижный контакт 7 отделен от дугогасительного рога 9 изоляционным промежутком необходимым для того, чтобы катушка магнитного дутья 11 включалась бы посредством связи 8 лишь в момент перехода основания дуги на дугогасительный рог 9 (участок дуги Е шунтируется

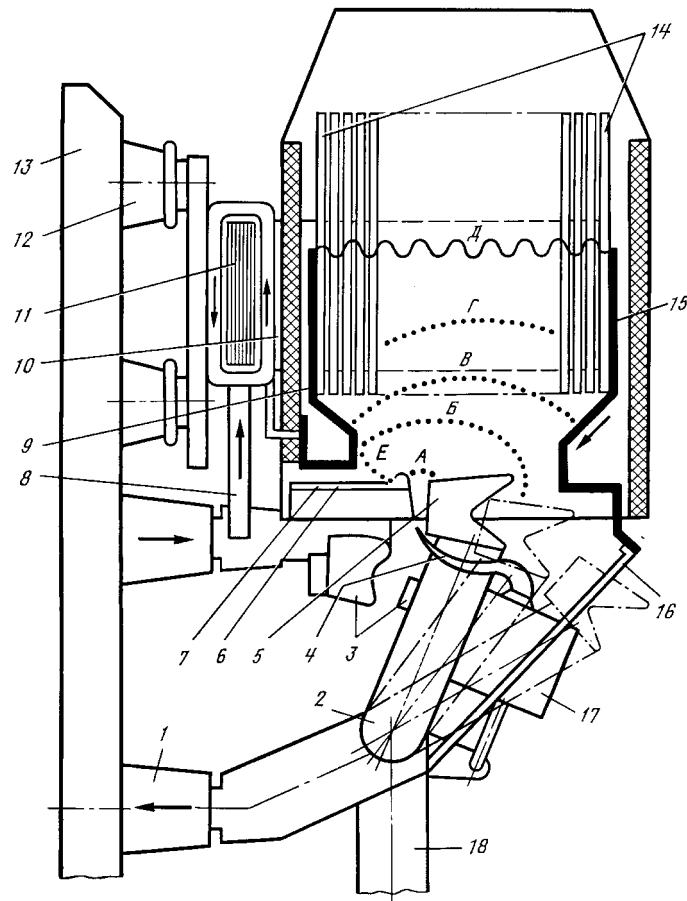


Рис. 5.18. Дугогасительное устройство электромагнитного выключателя ВЭМ-6

дугогасительный рог 9 (участок дуги E шунтируется катушкой магнитного дутья 11). Пройдя этапы последовательного гашения дуги $A-E-B-B-G-D$ в магнитном поле, образованном катушкой магнитного дутья, связью 16 и дугогасительным рогом 15, дуга приобретает очень большие линейные размеры (до 2 м), что приводит к выполнению необходимых условий для ее гашения.

Следует отметить, что при отключении небольших токов (десятки ампер) электродинамические

силы на начальном этапе развития дуги недостаточны для ее вхождения в ДУ. Для устранения этого недостатка имеется автопневматическое устройство 17. Поршень его связан с подвижным контактом 2, что приводит к выбросу струи сжатого воздуха по трубке 4 автопневматического устройства на контактную поверхность неподвижного дугогасительного контакта 6 и облегчает условия перехода дуги на дугогасительный рог 9.

Контрольные вопросы

1. Чем ограничивается верхний предел по напряжению коммутируемой сети при использовании электромагнитных выключателей?
2. Какова особенность гашения дуги в электромагнитном выключателе?
3. Почему процесс восстановления напряжения в электромагнитных выключателях носит апериодический характер?
4. Каковы преимущества электромагнитных выключателей по сравнению с масляными?

5.6. ВАКУУМНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

В последние годы отмечается интенсивное использование вакуумных коммутаторов в области напряжений 6–35 кВ для создания вакуумных контакторов, выключателей нагрузки, вакуумных выключателей для КРУ. Это объясняется рядом бесспорных достоинств: высокое быстродействие, полная взрыво- и пожаробезопасность, экологическая чистота, широкий диапазон температуры (от +200 до –70 °С), надежность, минимальные эксплуатационные затраты, минимальные габаритные размеры, повышенная устойчивость к ударным и вибрационным нагрузкам, высокая износостой-

кость при коммутации номинальных токов и токов нагрузки, произвольное рабочее положение вакуумного дугогасительного устройства.

Принцип использования вакуума для гашения дуги при высоких напряжениях известен достаточно давно. Но практическая реализация стала возможна лишь после появления технических возможностей – создания вакуумночистых проводниковых и изоляционных материалов больших размеров, проведения вакуумночистых сборок этих материалов и получения высокого вакуума до $1,3(10^{-2}+10^{-5})$ Па.

5.6.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СУЩЕСТВОВАНИЯ ДУГИ В ВАКУУМЕ

Условия существования и гашения дуги в вакууме имеют свои особенности. При расхождении контактов в вакуумной дугогасительной камере (ВДК) в последний момент между ними образуется жидкометаллический мостик, который затем разрушается. Происходит ионизация паров металла контактного мостика под воздействием приложенного напряжения сети, приводящая к образованию дуги. Таким образом, дуга в вакууме существует из-за ионизации паров контактного материала вначале за счет материала контактного мостика, а затем в результате испарения материала электродов под воздействием энергии дуги. Поэтому, если поступление паров контактного материала будет недостаточно, вакуумная дуга должна погаснуть. При подходе тока к нулю тепловая энергия, выделяющаяся в дуге, тоже уменьшается, количество паров

металла соответственно снижается и дуга должна погаснуть на первом переходе тока через нуль. Время горения дуги в ВДК не превосходит 10 мс. Кроме того, для вакуумной дуги характерна очень высокая скорость деионизации столба дуги (диффузная деионизация носителей тока электронов и ионов), обеспечивающая быстрое восстановление электрической прочности после погасания дуги.

В вакууме электрическая дуга существует либо в рассеянном „диффузном” виде при токах до 5000–7000 А, либо в концентрированном „сжатом” виде при больших значениях тока. Граничный ток перехода дуги из одного состояния в другое зависит в значительной степени от материала, геометрической формы и размеров контактов, а также от скорости изменения тока. „Диффузная” – дуга в вакууме существует в виде нескольких параллельных

дуг одновременно, через каждую из которых может протекать ток от нескольких десятков до нескольких сотен ампер. При этом катодные пятна, отталкиваясь друг от друга, стремятся охватить всю контактную поверхность. При небольших токах и значительной площади контактов силы электромагнитного взаимодействия этих проводников с током (токи одного направления притягиваются) не могут преодолеть сил отталкивания катодных пятен друг от друга. Так как через каждое катодное пятно протекают небольшие токи, это приводит к небольшим размерам опорных пятен дуги на катоде и соответственно тепловая постоянная их оказывается очень малой $\tau_{\text{дифф}} < 1 \text{ мкс}$.

По мере увеличения тока силы электромагнитного притяжения преодолевают силы отталкивания и происходит слияние отдельных дуг в один канал, что приводит к резкому увеличению размеров катодного опорного пятна и соответственно его тепловой постоянной $\tau_{\text{сж}} \gg \tau_{\text{дифф}}$. Вследствие этого появляются значительные трудности гашения дуги, либо происходит полный отказ камеры. Поэтому задачи, стоящие при разработке ВДК, заключаются в создании условий, при которых дуга существовала

бы в диффузном виде, либо время воздействия „сжатой” дуги на электроды было бы минимальным. Это достигается созданием радиальных магнитных полей, обеспечивающих перемещение опорных точек дуги с высокой скоростью по электродам.

Для получения радиальных и аксиальных магнитных полей разработаны различные конструкции контактных систем (рис. 5.19). В ВДК на номинальное напряжение 10 кВ и номинальные токи отключения до 31,5 А применяются контактные системы с поперечным (по отношению к дуге) радиальным магнитным полем (рис. 5.19,а). Контакты со спиральными лепестками имеют вид дисков, у которых периферийные участки разрезаны спиральными пазами 3 на сегменты, соединенные в центральной части. В замкнутом состоянии контакты соприкасаются по кольцевому выступу 1. При размыкании контактов дуга под воздействием электродинамических сил, возникающих из-за искривления контура тока, перемещается на периферийные участки 4. При этом из-за спиралеобразных прорезей возникает радиальное магнитное поле, под воздействием которого дуга перемещается по периферий-

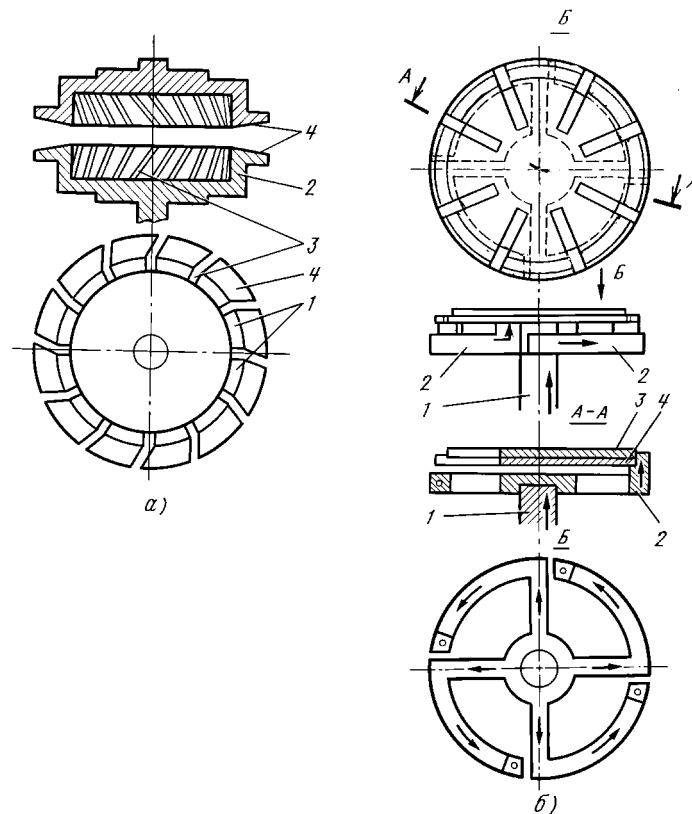


Рис. 5.19. Конструкции контактных систем ВДК с поперечным (а) и продольным (б) магнитным полем

ным участкам с высокой скоростью, что не вызывает появления больших расплавленных зон на электродах. С увеличением тока до 50 кА при ограниченности геометрических размеров электродов скорости движения дуг становятся столь велики, что дуга все-таки успевает образовать значительные оплавления особенно острых кромок лепестков. Это и ограничило предел отключающей возможности контактных систем такого типа до 50 кА.

Новые разработки контактных систем направлены на создание аксиального (продольного по отношению к дуге) магнитного поля, образованного током отключения.

Схема контактной системы, представленная на рис. 5.19,б позволяет коммутировать токи 200 кА. Создание магнитного поля аксиального параллельным дугам не дает им возможности соединиться, что сохраняет дугу в диффузном виде. Ток от центрального токоподвода 1 растекается по четырем радиально расположенным токопроводящимся „спицам” 2, оканчивающимся на периферии проводниками кольцевой формы, но ограниченными лишь четвертью окружности каждая. В целом это создает один виток, обтекаемый током отключения.

Оконечности этих кольцевых дуг соединяются непосредственно с электродом 4, на котором и происходит процесс возникновения и гашения дуги. Непосредственно контактирующая поверхность электродов 3, 4 имеет радиальные прорезы, препятствующие слиянию дуг.

Как отмечалось выше, дуга возникает и существует в результате ионизации паров материала контактов. При недостаточном их поступлении она должна гаснуть. Но оказывается, что дуга может погаснуть раньше естественного перехода тока через нуль – явление „среза тока”. И тогда могут возникнуть опасные как для аппарата, так и для отключаемой цепи перенапряжения. Исследования показали, что максимальный ток среза наблюдается на контактах из молибдена – 14 А, вольфрама – 9 А, меди – 2 А, висмута – 0,3 А. Поэтому в качестве контактного материала не может быть использован какой-либо один металл, а используется сложная композиция на базе металла с высокой тепло- и электропроводностью Cu, а также небольших включений легколетучих компонентов – висмута, сурьмы, хрома и пр. Таким образом удается уменьшить ток „среза” до минимального значения.

5.6.2. КОНСТРУКЦИИ ВАКУУМНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Существует много различных конструкций вакуумных дугогасительных камер. Одна из распространенных конструкций (рис. 5.20) имеет два изоляционных цилиндрических кожуха 1, 2, снабженных по торцам металлическими фланцами 4, 15. Неподвижный контакт 12 при помощи токоввода 13 жестко крепится к фланцу 15, подвижный контакт 11 связан с фланцем 4 при помощи сильфона 5. Как правило, в конструкции ВДК имеются экраны 3, 9, 10, 14, выполняющие функции повышения электрической прочности камеры за счет выравнивания градиента напряженности электрических полей и защиты внутренних изоляционных частей от металлизации распыленным контактным материалом. Как следует из рис. 5.21, электрическая прочность контактного промежутка очень высока. Это приводит к тому, что расстояние между контактами при напряжениях до 35 кВ не превышает 5 мм. Несмотря на то, что сильфоном создаются определенные усилия на контакт, общее контактное усилие с учетом токов КЗ 40–100 кА в ВДК может достигать около 1000–4000 Н.

В вакуумные выключатели находят все более широкое применение, часто заменяя и вытесняя менее надежные и более металло- и материалоемкие масляные и электромагнитные выключатели.

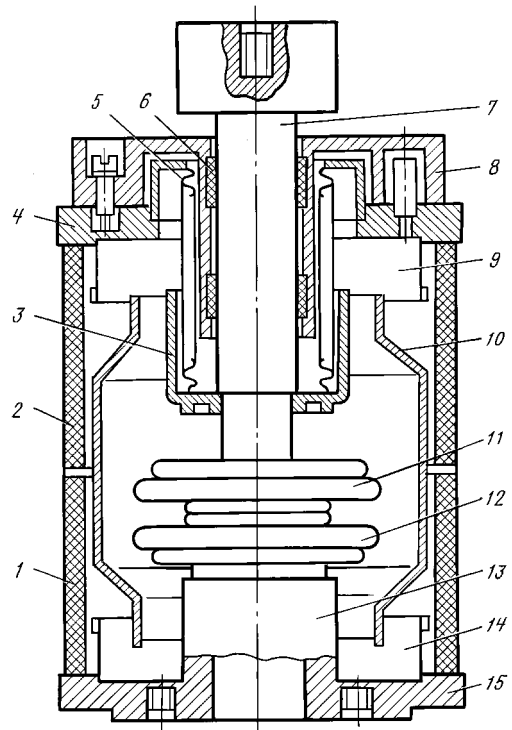
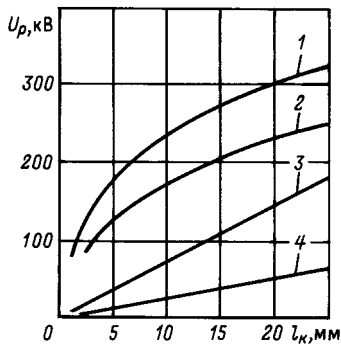


Рис. 5.20. Вакуумная дугогасительная камера ВДК-10-31



Выпуск вакуумных выключателей среднего напряжения от общего выпуска в настоящее время достиг в Японии 50%, в Великобритании 30% и в США 20%.

Рис. 5.21. Зависимость напряжений разряда в однородном поле от расстояния между контактами для различных изоляционных сред:

1 – вакуум; 2 – масло; 3 – элегаз; 4 – воздух

Контрольные вопросы

1. В чем заключаются трудности при разработке ВДК на повышенные параметры по току и напряжению?
2. Что такое „срез тока”, от чего он зависит?
3. Какова роль экранов в ВДК?
4. Чем объясняется сложность конструкций контактных систем ВДК?
5. Каковы достоинства ВДК в сравнении с масляными и электромагнитными?

5.7. РАЗЪЕДИНИТЕЛИ, ОТДЕЛИТЕЛИ, КОРОТКОЗАМЫКАТЕЛИ

5.7.1. РАЗЪЕДИНИТЕЛИ

Как отмечалось выше, разъединители служат лишь для коммутации обесточенных цепей в целях проведения ремонта или ревизии АВН, а также для выполнения переключений РУ на резервное питание [62]. На рис. 5.22 приведена электрическая схема, поясняющая особенность применения разъединителей. При проведении ревизии или ремонта того или иного электротехнического оборудования на высоком напряжении необходимо после отключения тока в данной цепи произвести отключение данного объекта с обеих сторон с созданием видимого разрыва цепи. Кроме того, объект с обеих сторон заземляется либо переносными заземлителями, либо заземлитель предусмотрен в конструкции разъединителя QS и заблокирован с механизмом

привода ножа разъединителя. Исходя из задачи обеспечения безопасности обслуживающего персонала при проведении работ на линии, а также осуществления бесперебойного электроснабжения потребителей, разъединитель должен отвечать следующим требованиям:

обеспечивать видимый разрыв тока в цепи при отключении;

должен быть устойчив термически и электродинамически;

иметь требуемый уровень изоляции при любых атмосферных условиях;

иметь простую и надежную конструкцию с учетом самых тяжелых условий работы (обледенение, ветровые нагрузки).

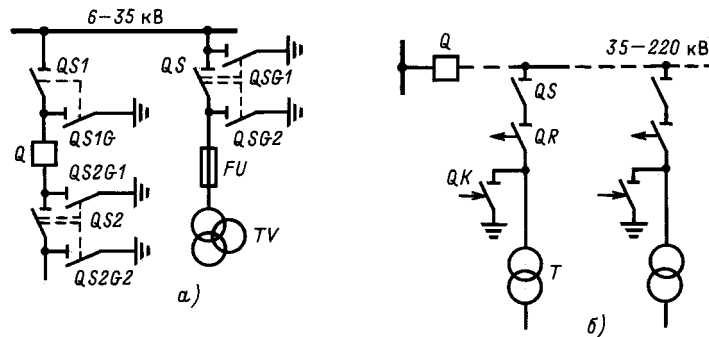


Рис. 5.22. Схема обеспечения безопасных условий ревизии выключателя (а) и схема включения распределительного устройства с отделителем и короткозамыкателем (б)

Поэтому разъединитель имеет таким образом организованную изоляцию, что при появлении недопустимо большого напряжения на полюсе отключенного разъединителя пробой должен произойти между полюсом и землей по его опорной изоляции, а не между разведенными ножами.

Разъединители наружной установки, как правило, имеют заземлители и могут снабжаться дугогасительными рогами для гашения емкостных токов и приспособлениями, разрушающими корку льда.

Большое разнообразие условий эксплуатации электроустановок определяет и конструктивные различия разъединителей.

5.7.2. ОТДЕЛИТЕЛИ И КОРОТКОЗАМЫКАТЕЛИ

Отделители QR и короткозамыкатели QK устанавливаются на стороне высшего напряжения в менее ответственных РУ в целях экономии капитальных затрат и места. Выключатели при этом предусматриваются только на стороне низшего напряжения (рис. 5.22,б). При перегрузках силового трансформатора, повреждении его внутренней изоляции, повышенном газовыделении внутри бака, происходит срабатывание реле газоанализатора среды, либо реле дифференциальной защиты. Срабатывание этих реле дает команду на автоматическое срабатывание короткозамыкателя QK , провоцирующего действительное КЗ на стороне высшего напряжения. В цепи протекания тока КЗ короткозамыкателя установлены трансформаторы тока, которые дают команду о чрезмерном токе в систему релейной защиты, в свою очередь

включающей систему управления выключателем на отключение выключателя. После отключения искусственно созданного КЗ линейным выключателем Q , часто находящимся на значительном удалении от данного РУ, исчезновение тока КЗ дает команду на отключение отделителя QR данного РУ. После чего в соответствии с режимом АПВ питание линии вновь возобновляется, т. е. обеспечивается отключение трансформатора в аварийном состоянии без использования выключателя на стороне высшего напряжения. Отключение QK осуществляется приводом, включение с помощью взведенных пружин. Отделитель отключается автоматически, включается вручную для исключения возможности ошибочного автоматического включения при неотключенном короткозамыкателе.

Контрольные вопросы

1. Какова роль разъединителей в схемах РУ?
2. В чем отличие разъединителей от отделителей?
3. В чем отличие разъединителей внутренней и внешней установки?
4. Какова роль короткозамыкателей?
5. Каково взаимодействие короткозамыкателей и отделителей?

5.8. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

5.8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

Трансформатор тока (ТА) служит для измерения, преобразования и передачи информации о режиме работы силовоточной цепи высокого напряжения в цепь низкого напряжения с целью ее последующей обработки. При этом одновременно ТА служит для изоляции первичной цепи высокого напряжения от вторичной цепи низкого напряжения, имеющей потенциал земли. Информация на вторичной стороне используется как для целей измерения мощности при помощи амперметра, ваттметра, качества энергии, так и для системы релейной защиты. Поэтому ТА, как правило, имеют две вторичные обмотки: одну для измерения, другую для защиты. Вторичный ток ТА имеет нормированные значения: 5 или 1 А. Первичная цепь трансформатора тока постоянно включена в цепь высокого напряжения и является первым элементом (датчиком контроля тока) системы релейной

защиты. От точности передачи информации зависит четкость и быстрота ликвидации аварии.

Одной из важнейших характеристик ТА является его точность, определяемая погрешностями измерения вторичного тока, соответствующего информации о первичном токе. Класс точности определяется по наибольшей допустимой погрешности ТА при номинальном первичном токе, выраженном в процентах. Установлено 6 классов точности: 0,2; 0,5; 1; 3; 5; 10% как при токах $100-120\% I_{НОМ}$, так и при 20% и 10% $I_{НОМ}$.

Основными номинальными параметрами ТА являются:

1. Номинальный коэффициент трансформации $k_{НОМ}$ — отношение номинального первичного тока трансформатора к его номинальному вторичному току

$$k_{НОМ} = I_{1НОМ} / I_{2НОМ} \quad (5.13)$$

2. Относительная погрешность трансформации ТА — токовая погрешность — разность между номинальным коэффициентом и действительным коэффициентом трансформации, выраженная в процентах от первичного тока трансформации

$$\Delta I_{\%} = \frac{k_{1\text{ном}} I_{2\text{ном}} - I_{1\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}} 100\% . \quad (5.14)$$

3. Угловая погрешность ТА — угол между вектором первичного тока и повернутым на 180° вектором вторичного тока. Угловая погрешность считается положительной, если повернутый вектор вторичного тока опережает вектор первичного тока.

4. Кратность первичного тока ТА — отношение действительного первичного тока к номинальному первичному.

5. Номинальная вторичная нагрузка $Z_{2\text{ном}}$ — полное сопротивление внешней вторичной цепи ТА, при которой гарантируется установленный класс точности, при этом $\cos\varphi_{2\text{ном}} = 0,8$.

6. Номинальная предельная кратность — это кратность первичного тока по отношению к номинальному, при котором погрешность не превышает 10% при номинальной вторичной нагрузке $Z_{2\text{ном}}$ и номинальном коэффициенте мощности $\cos\varphi_{2\text{ном}}$

$$k_{10} = I_1 / I_{1\text{ном}} . \quad (5.15)$$

Трансформаторы тока отличаются от силовых трансформаторов следующими особенностями: работают в условиях близких к короткому замыканию (амперметр является нагрузкой измерительной обмотки ТА); ток во вторичной цепи не зависит от значения и характера нагрузки (источник тока), а определяется значением и характером изменения первичного тока. В противоположность этому в силовых трансформаторах первичный ток определяется мощностью, потребляемой во вторичной цепи.

В общем случае ТА можно представить в виде двух обмоток первичной N_1 и вторичной N_2 , размещенных на одном магнитопроводе из трансформаторной стали (рис. 5.23). Принцип действия ТА основан на явлении электромагнитной индукции (закон Ленца). При прохождении тока по первичной обмотке N_1 в магнитопроводе ТА создается переменный магнитный поток Φ_1 , изменяющийся с той же частотой, что и ток I_1 . Поток Φ_1 индуцирует во вторичной обмотке ЭДС E_2 , которая при замкнутой вторичной цепи приводит к появлению в ней тока I_2 , имеющего направление противоположное первичному току I_1 . Ток I_2 создает в магнитопроводе поток Φ_2 , направленный встречно по отношению к потоку Φ_1 . В результате в магнитопроводе устанавливается результирующий маг-

нитный поток $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$. В идеальном трансформаторе при отсутствии потерь на перемагничивание от циркуляции токов магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 равны по значению и противоположны по фазе, тогда $\Phi_0 = 0$. Реально потери можно определить из векторной диаграммы (рис. 5.24) с учетом того, что реальные погрешности по току и углу очень малы ($\Delta I = 0,2 \div 1\%$; $\delta' = 10' \div 60'$). Построение диаграммы начинают с вектора МДС F_2 , создаваемой вторичным током I_2 , коллинеарным с ним. Протекание тока I_2 через нагрузку создает в ней определенное активное $U_a' = I_2 r$ и реактивное $U_p' = I_2 x$ падение напряжения. Их геометрическая сумма является напряжением U_2' на вторичных зажимах ТА, добавив определенные потери на внутреннем сопротивлении обмотки $U_2'' = I_2 r_2 + j I_2 x_2$, получают ЭДС E_2 , наводимую потоком Φ_0 во вторичной обмотке и опережающую ее на 90°. Для его возникновения необходимо иметь намагничивающую МДС F_{0p} и составляющую F_{0a} для покрытия активных потерь в магнитопроводе. Их сумма определяет МДС F_0 . Таким образом, первичная МДС должна уравниваться за счет МДС вторичной обмотки ($-F_2$) и малым значением намагничивающей МДС F_0 .

Как следует из диаграммы векторы МДС (или токов) F_1 и F_2 имеют небольшое угловое (угловая погрешность) и амплитудное (токовая погрешность) рассогласование, возникающее из-за наличия активных потерь в электрической и магнитной цепях

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_0 \quad (5.16)$$

или
$$\mathbf{I}_1 N_1 = \mathbf{I}_2 N_2 + \mathbf{I}_0 N_1 ,$$

где I_0 — ток намагничивания, протекающий по первичной обмотке и создающий в магнитопроводе намагничивающий магнитный поток Φ_0 .

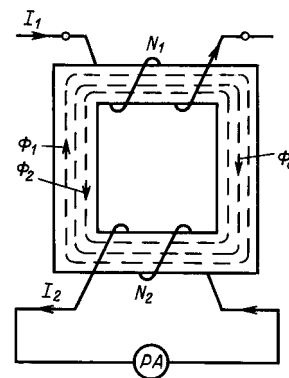


Рис. 5.23. Принципиальная схема трансформатора тока

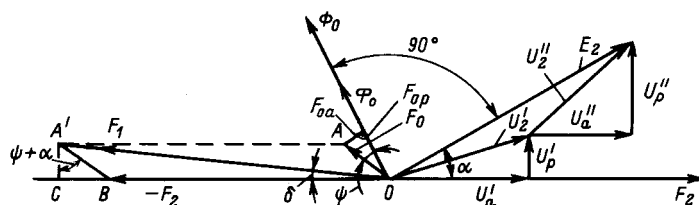


Рис. 5.24. Векторная диаграмма трансформатора тока

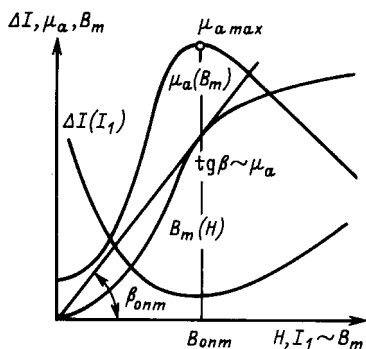


Рис. 5.25. Зависимость погрешности по току ΔI от изменения первичного тока

Из векторной диаграммы можно получить выражение для погрешностей ТА. Погрешность, соответствующая номинальным параметрам, называется номинальной токовой погрешностью

$$\Delta I_{\%} = - \frac{F_1 - F_2}{F_1} \sin(\alpha + \psi) 100\% \quad (5.17)$$

или

$$\Delta I_{\%} = - \frac{I_0 N_1}{I_1 N_1} \sin(\alpha + \psi) 100\% . \quad (5.18)$$

Угловая погрешность

$$\delta' = 3440 \frac{I_0 N_1}{I_1 N_1} \cos(\alpha + \psi) . \quad (5.19)$$

Рассмотрим влияние различных параметров ТА на угловую и токовую погрешности.

Примем некоторые допущения для проведения качественного анализа. Пусть $I_1 N_1 \approx I_2 N_2$ (без учета погрешностей, 1–3%). Кроме того, вторичный ток может быть определен по закону Ома $I_2 = E_2 / z_2$. Вспомним связь между ЭДС и индукцией намагничивания $E_2 = 4,44fN_2 B_m S'$, а также определим намагничивающую МДС по закону полного тока $F_0 = H_0 l$. С учетом этих подстановок выражение (5.18) приобретает следующий вид:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\%} &= - \frac{H l z_2}{4,44fN_2 B_m S} \sin(\alpha + \psi) 100\% = \\ &= - \frac{z_2 l}{4,44fN_2 S \mu} \sin(\alpha + \psi) 100\%, \quad (5.20) \end{aligned}$$



Рис. 5.26. Зависимость погрешности по току $\Delta I_{\%}$ от изменения первичного тока с корректировкой числа витков (δ') и без нее (δ)

из которого становится очевидным влияние на токовую и угловую погрешности геометрических размеров магнитопровода l, S , индукции в сердечнике и вторичной нагрузки. Очевидно, что для ТА минимальные потери будут в режиме КЗ его вторичной обмотки. Но кривая намагничивания материала магнитопровода является нелинейной.

На рис. 5.25 приведены кривые изменения относительной магнитной проницаемости и погрешности по току ΔI при изменении первичного тока. В связи с нелинейностью кривой намагничивания предельно допустимые изменения погрешности по току представлены в виде отрезков прямых линий (рис. 5.26). Так же приведена кривая изменения токовой погрешности (b'), имеющая нелинейный характер, но укладывающаяся в допустимые пределы изменения.

Как следует из (5.20) вторичная нагрузка оказывает очень сильное влияние на погрешность по току. Поэтому для получения нормированной погрешности необходимо обеспечить нормированное значение вторичной нагрузки $z_{2ном}$ и $\cos\varphi_{2ном}$. При изменениях вторичной нагрузки вторичный ток будет изменяться, но не в соответствии с законом Ома, а из-за изменения лишь погрешности в его определении. Простейшим методом компенсации погрешности является уменьшение числа витков вторичной обмотки. Если число витков вторичной

обмотки N_2 принять искусственно меньше, чем $N_{2ном}$, то искусственно вводится положительная погрешность, которая частично компенсирует отрицательную. В этом случае выражение для погрешности по току приобретает следующий вид

$$\Delta I_{\%} = - \left[\frac{I_0 N_1}{I_1 N_1} \sin(\alpha + \psi) - \frac{N_2 - N_{2ном}}{N_{2ном}} \right] 100\% . \quad (5.21)$$

Второй член в квадратных скобках является показателем коррекции числа витков. При уменьшении числа витков во вторичной обмотке кривая погрешности по току перемещается параллельно самой себе в область менее отрицательных погрешностей. Как следует из рис. 5.26 кривая (б) в результате коррекции числа витков $(\Delta N_2 / N_{2ном}) 100 = +1,2\%$ переместилась вверх (кривая б') на 1,2% и таким образом уложилась в допустимые пределы, чего не было в первом случае. Эта коррекция проводится при промежуточных контрольных испытаниях в процессе производства изделия на заводе. Поэтому в реальных ТА эта коррекция (если она необходима) уже произведена и кривая погрешности по току находится в допустимых пределах для соответствующего класса, но при номинальных условиях нагрузки.

Выше сказанное характеризует работу ТА в статическом режиме. В переходных режимах в токах КЗ появляется апериодическая составляющая. В этом случае ударный ток $i_{уд}$ может быть столь велик, что вызовет насыщение материала и приведет к искажению выходных характеристик ТА. Это особенно сильно скажется на работе релейной защиты. Для ослабления нелинейности кривой намагничивания и снижения остаточной намагниченности в магнитопроводы вводится немагнитный зазор [56], что позволяет осуществить передачу тока в переходном режиме с допустимыми токовыми и угловыми погрешностями.

Другим способом передачи переходных режимов из первичной цепи во вторичную является полный

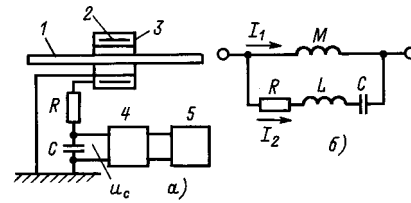


Рис. 5.30. Принципиальная схема включения воздушного трансформатора тока

отказ от ферромагнитного магнитопровода – так называемый воздушный ТА или „пояс Роговского”. Конструктивно он представляет собой катушку 3, индуктивно связанную с контуром измеряемого тока. Катушка намотана на тороидальный магнитопровод из немагнитного материала 2, в качестве первичной цепи – токоведущая шина 1, пропущенная через окно тора. В обмотке индуцируется ЭДС, пропорциональная производной тока. На выходе воздушного ТА включена интегрирующая цепочка RC (рис. 5.27). Сопротивление нагрузки $(R = j/\omega C)$ велико и ТА работает практически в режиме холостого хода.

С увеличением класса напряжения использование ферромагнитных или воздушных ТА приводит к значительным трудностям по обеспечению необходимой изоляции между первичной и вторичной цепями. Это послужило основой для разработки принципиально новых устройств по измерению тока для сверх- и ультравысоких напряжений.

Физическую основу оптико-электронных методов измерения составляют процессы преобразования измеряемого электрического сигнала в световой, а светового сигнала в выходной электрический сигнал. Системы преобразования отличаются друг от друга способом воздействия измеряемого параметра первичного тока на свойства светового луча (способом модуляции) и соответственно конструктивным исполнением.

5.8.2. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА НАПЯЖЕНИЯ

Трансформаторы напряжения (ТВ) двух- или трехобмоточные предназначены как для измерения напряжения, мощности, энергии, так и для питания цепей автоматики, сигнализации и релейной защиты линий электропередач от замыкания на землю. Трансформаторы напряжения имеют два назначения: изолировать вторичную обмотку НН и, тем самым, обезопасить обслуживающий персонал; понизить измеряемое напряжение до стандартного значения $100; 100/\sqrt{3}; 100/3$ В.

Трансформаторы напряжения различают: по числу фаз – однофазные и трехфазные; по числу обмоток – двухобмоточные и трехобмоточные; по классу точности – 0,2; 0,5; 1,0; 3; по способу охлаждения – с масляным охлаждением, с воздушным охлаждением; по способу установки – для внутренней установки, для наружной установки и для КРУ.

На рис. 5.28 представлена схема включения ТВ с обозначениями первичной и вторичной обмоток.

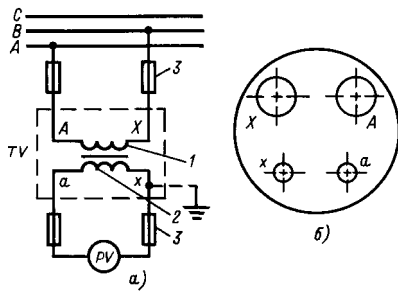


Рис. 5.28. Однофазный двухобмоточный трансформатор напряжения:
 а – присоединение TV к трехфазной сети без нулевого провода;
 б – расположение выводов (A-X – выводы ВН; a-x – выводы НН)

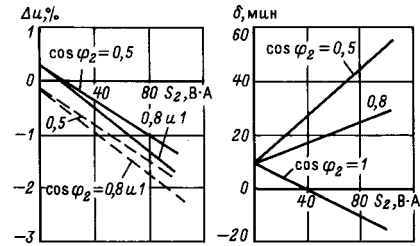


Рис. 5.29. Погрешность по напряжению и угловая погрешность однофазного трансформатора напряжения (сплошные линии с коррекцией числа витков, штриховые линии – без коррекции)

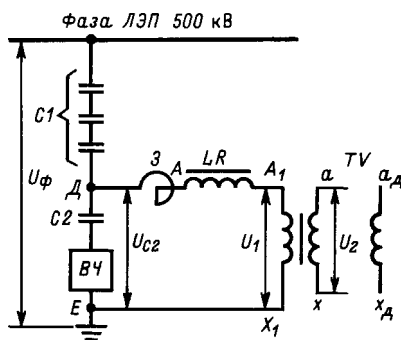


Рис. 5.30. Практическая схема емкостного TV

Однофазный двухобмоточный TV применяется в установках как однофазного, так и трехфазного тока. В последнем случае он включается на линейное напряжение. Один из выводов вторичной обмотки для обеспечения безопасности при обслуживании заземляется.

Трансформаторы напряжения должны удовлетворять заданным классам точности при следующих условиях: изменение мощности, отдаваемой вторичной обмоткой, в пределах от $0,25(\frac{U_1}{U_{1ном}})^2 S_{2ном}$ до

$(\frac{U_1}{U_{1ном}})^2 S_{2ном}$, где U_1 – напряжение измеряемой цепи; $U_{1ном}$ – номинальное напряжение трансформатора; $S_{2ном}$ – номинальная мощность трансформатора; коэффициент мощности нагрузки должен быть равен 0,8 и частота – 50 Гц.

Основными параметрами TV являются:

номинальные напряжения обмоток, т.е. напряжения первичной и вторичной обмоток, указанные на щитке;

номинальный коэффициент трансформации, т.е. отношение номинального первичного напряжения к номинальному вторичному

$$k_{ном} = U_{1ном} / U_{2ном} ; \quad (5.22)$$

погрешность по напряжению $\Delta U_{\%}$

$$\Delta U_{\%} = \frac{U_2 k_{ном} - U_1}{U_1} 100 \% ; \quad (5.23)$$

угловая погрешность δ' , т.е. угол между вектором первичного напряжения и повернутым на 180° вектором вторичного напряжения, выраженный в угловых градусах (минутах).

На рис. 5.29 приведен пример изменения погрешности TV при изменении мощности S_2 вторичной нагрузки. Коррекцией напряжения ΔU_k называется преднамеренное изменение коэффициента трансформации в сторону повышения вторичного напряжения, выраженное в процентах. Это достигается уменьшением числа витков первичной обмотки. Схемы включения трехфазных трансформаторов для обеспечения контроля изоляции сети приведены в [65].

Особо следует сказать о TV высокого и сверхвысокого напряжения. Как было отмечено, TV передают очень малую мощность, при этом практически в таких TV определяющим является вопрос обеспечения изоляции между первичной и вторичной цепями. Поэтому при напряжениях выше 500 кВ используются так называемые емкостные TV, состоящие из емкостного делителя напряжения (двух последовательно соединенных конденсаторов C1 и C2) и понижающего трансформатора (рис. 5.30). В современных РУ устанавливаются колонки конденсаторов высокочастотной связи для цепей автоматики и сигнализации. Поэтому, если использовать эту колонку связи C1 и добавить некоторый конденсатор отбора мощности C2, получим емкостной делитель. К конденсатору подключается TV обычно на 12–15 кВ первичного напряжения. Для устойчивой работы в первичную цепь включается дополнительный реактор LR и высокочастотный заградитель Z. Таким образом, это устройство имеет существенно меньшую стоимость, чем TV на полное первичное напряжение.

5.8.3. КОНСТРУКЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Многообразие конструктивных исполнений ТА объясняется условиями их конкретного использования. В общем случае различают ТА для внутренней и наружной установки. Для внутренней установки, как правило для использования в КРУ, ТА защищены от атмосферных воздействий и класс напряжения ограничен 35 кВ. Поэтому ТА в этом случае выполняются с литой (из эпоксидной смолы) изоляцией и с менее развитой внешней поверхностью. Трансформаторы тока имеют обозначения для первичной цепи Л1–Л2 и для вторичных цепей И1–И2 (рис. 5.31).

Для наружной установки ТА имеют значительно более сложную конструкцию изоляции (многослойная бумажно-масляная изоляция) между первичной и вторичной цепью и при этом используется трансформаторное масло. Вся конструкция ТА находится в фарфоровой рубашке, заполненной маслом.

По этому же конструктивному принципу создаются ТА на более высокий класс напряжения,

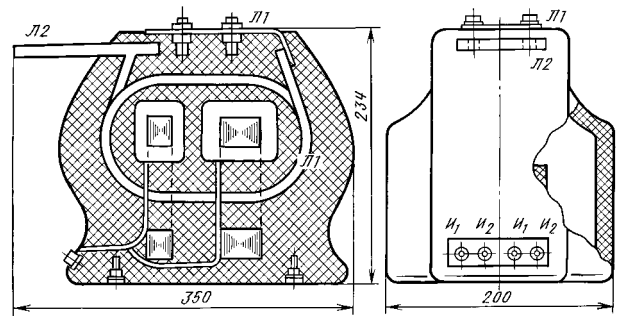


Рис. 5.31. Трансформаторы тока внутренней ТЛМ-10 (а) и наружной ТФЗМ-35 (б) установки

используя каскадный принцип понижения уровня тока и напряжения на каждом преобразовании. При отсутствии вторичной нагрузки выходные клеммы И1–И2 ТА должны быть замкнуты, в противном случае на них возникает высокое напряжение, опасное для обслуживающего персонала.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение трансформаторов тока?
2. В чем принципиальное отличие конструкций ТА внутренней и наружной установок?
3. Почему нагрузка измерительного ТА нормируется?
4. Что будет, если разомкнуть концы вторичной обмотки ТА?
5. Существуют ли способы уменьшения погрешности трансформатора напряжения?
6. Почему необходимы поиски новых физических принципов при разработке ТА и TV на сверх- и ультравысокие напряжения?

5.9. ЗАЩИТНЫЕ И ТОКОГРАНИЧИВАЮЩИЕ АППАРАТЫ

5.9.1. РАЗРЯДНИКИ И ОГРАНИЧИТЕЛИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Для защиты изоляционных конструкций РУ от грозовых и коммутационных перенапряжений применяются разрядники (см. рис. 5.1) и нелинейные ограничители перенапряжения (ОПН).

Основными элементами вентильных разрядников являются искровые промежутки, последовательно соединенные с резистором, имеющим нелинейную вольт-амперную характеристику (ВАХ). В некоторых разрядниках параллельно искровым промежуткам 2, 3 присоединяются шунтирующие резисторы 1 (линейные) и конденсаторы, дающие возможность управлять распределением напряжений различной длительности по искровым промежуткам (см. рис. 5.32).

На рис. 5.33,а представлен элемент магнито-вентильного разрядника РВМГ на 33 кВ, состоящий из фарфоровой покрышки 1, колонки нелинейных резисторов из вилита 2 и блока последова-

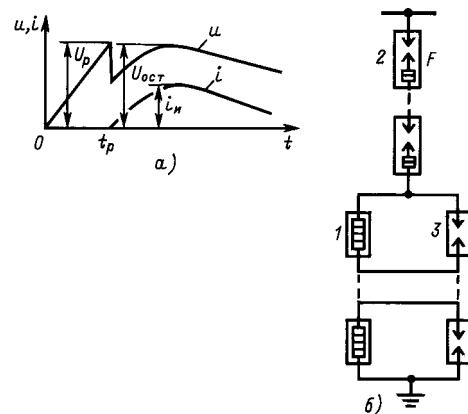


Рис. 5.32. Изменения тока сопровождения и напряжения на разряднике при его пробое (а); электрическая схема соединений искровых промежутков (б)

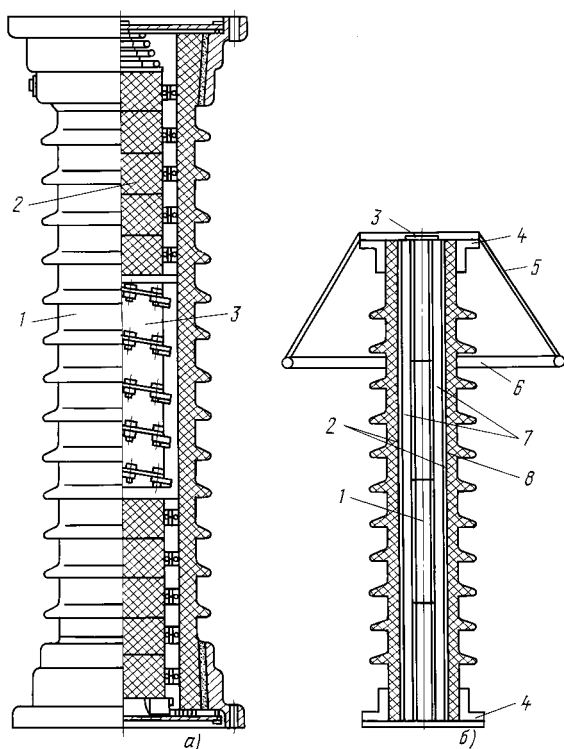


Рис. 5.33. Вентильный разрядник РВС-15 (а) и нелинейный ограничитель перенапряжений ОПН (б)

тельно соединенных искровых промежутков 3. Разрядники этой серии выпускаются на напряжение 110–500 кВ, что достигается последовательным включением исходных элементов. Поэтому конструкции разрядников этой серии снабжаются экранами, как на рис. 5.33,б в конструкции нелинейного ограничителя перенапряжений ОПН, выпускаемых на напряжение 110–1150 кВ. Основными элементами ОПН являются фарфоровый корпус 2, фланцы 4, имеющие устройство 3, обеспечивающее герметичность, наружный тороидальный экран 6 с держателями 5, обеспечивающий выравнивание распределения напряжения по варисторам 7. Ва-

ристоры имеют внутреннюю полость, служащую для сброса избыточного давления при аварийном перекрытии через клапан взрывобезопасности 3. Тепловая прослойка 8, передающая избыток теплоты от варисторов на корпус, одновременно используется для крепления варисторов 7. В последнее время для изготовления корпусов ОПН стали применять полимерные материалы, например стеклопластик, что позволяет существенно снизить массу аппаратов и упростить конструкцию ОПН.

Одним из основных недостатков вентильных разрядников является высокое значение коэффициента нелинейности материалов (тервита и вилита) $\alpha = (0,2-0,4)$, используемых при этом, а также нестабильность напряжений пробоя. Поэтому значительный прогресс был достигнут после разработки новых материалов оксидно-цинковых варисторов с коэффициентом нелинейности $\alpha \approx 0,02$. Это позволило разработать аппараты защиты без искровых промежутков. При рабочем напряжении токи через варисторы достигают миллиамперы, а при перенапряжениях соответственно сотни и тысячи ампер. Такие аппараты получили наименование „нелинейных ограничителей перенапряжений” ОПН.

Ограничитель подсоединен к сети в течение всего срока службы. Поэтому через варисторы непрерывно протекает ток. Ограничитель сохраняет работоспособность до тех пор, пока воздействием рабочего напряжения и импульсов перенапряжений активная составляющая тока не превысит некоторого критического значения, при котором нарушается тепловое равновесие аппарата.

Поглощение ограничителем энергии из сети предшествует повышению перенапряжения. Кратность ограничения перенапряжений ОПН имеет порядок 1,75 (для коммутационных) и соответственно (2,42–1,8) (для грозовых), что значительно ниже, чем для вентильных разрядников и, самое главное, обеспечивается стабильность этого коэффициента.

5.9.2. РЕАКТОРЫ

Токоограничивающим реактором называется электрический аппарат, выполненный в виде катушки неизменной индуктивности, предназначенный для ограничения токов КЗ и поддержания напряжения на шинах РУ в аварийном режиме (см. рис. 5.1). Откуда следует, что при возникновении КЗ на одной из отходящих линий низкого напряжения ток КЗ будет ограничиваться реактивными сопротивлениями генератора X_G и реактора X_P

$$I_{кр} = U_{ном} / \sqrt{3} (X_G + X_P) . \quad (5.24)$$

Обычно реактивное сопротивление реактора выражают в процентах

$$X_{р. \%} = I_{ном.р} X_P \sqrt{3} \cdot 100 / U_{ном} . \quad (5.25)$$

Ток генератора много больше номинального тока отходящих линий, $X_P \gg X_G$. Таким образом реально реактивное сопротивление реактора огра-

ничивает уровень ожидаемого тока КЗ. Поэтому использование реактора позволяет выбрать коммутационную аппаратуру на более легкие режимы по номинальному току отключения и токам термической и динамической стойкости. Как известно, в номинальном режиме на реакторе будут наблюдаться постоянные потери напряжения. Поэтому увеличение индуктивного сопротивления реактора $X_p, \%$ приводит к росту дополнительных потерь напряжения на нем. Увеличение индуктивности позволит более глубоко ограничить ток КЗ и использовать в сети более простые и дешевые аппараты. Используя критерий минимума затрат для РУ в целом, можно выбрать реактор с оптимальными электрическими параметрами.

Для обеспечения линейности вольт-амперных характеристик реактора применяются конструкции без ферромагнитного магнитопровода. Наиболее просты и дешевы конструкции сухих бетонных реакторов. На рис. 5.34 представлена конструкция однофазного бетонного реактора. Многожильный кабель 1 (медный или алюминиевый) при изготовлении заливается в специальные формы и крепится при помощи бетонных стоек-колонн 2. Основания колонн крепятся к опорным изоляторам 3. Для повышения электрической прочности после отверждения бетон пропитывается специальным лаком.

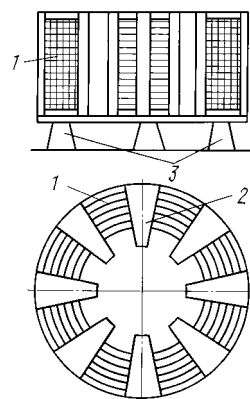


Рис. 5.34. Однофазный комплект бетонного реактора

Между витками катушки реактора имеются значительные расстояния, которые необходимы для снижения электродинамического усилия при КЗ и охлаждения реактора в номинальном режиме. Отдельные модули (фазные) реакторов могут располагаться вертикально и горизонтально, но обязательно в закрытых помещениях. К недостаткам реакторов, кроме большого веса и габаритных размеров, следует отнести и создание значительных магнитных полей рассеяния.

Контрольные вопросы

1. Какова взаимосвязь между коэффициентом нелинейности сопротивления и коэффициентов ограничения перенапряжений?
2. Каковы недостатки вентильных разрядников?
3. Почему коэффициент ограничений перенапряжений в вентильных разрядниках выше, чем в ОПН?
4. С какой целью используется реактор в цепи?
5. С какой целью используются вентильные разрядники или ОПН в распределительных устройствах?
6. К каким недостаткам приводит использование реакторов в номинальном режиме?

Глава шестая

ПРИМЕНЕНИЕ И ВЫБОР ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ

6.1. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ В ЦЕПЯХ И СПОСОБЫ ЗАЩИТЫ

6.1.1. СПОСОБЫ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

Для качественного и бесперебойного снабжения потребителей необходимо надежное согласование всех элементов энергосистемы (источника электроэнергии, сети, нагрузки, устройств защиты). Особую роль здесь играют устройства защиты потребителей от возможных аварийных режимов в энергосистеме. Среди известных потребителей можно выделить три характерные наиболее распространенные группы: асинхронные электродвигатели (АД) с короткозамкнутым ротором (более 50% потребителей), осветительные установки и силовые полупроводниковые устройства. Объем остальных потребителей значительно ниже.

Анализ аварийных режимов позволяет выделить следующие типы аварий, часто встречающиеся на практике (на примере потребителя – асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором):

короткое замыкание на зажимах двигателя, либо в его статорной обмотке;

обрыв фазы статорной обмотки двигателя (часто встречается при защите двигателей предохранителями);

заторможение ротора при пуске двигателя (особенно часто встречается при прямом пуске двигателя);

технологические перегрузки, возникающие при набросе нагрузки в процессе функционирования двигателя;

нарушение охлаждения, вызванное поломкой системы принудительной вентиляции двигателя;

понижение сопротивления изоляции, происходящее в результате старения изоляции из-за циклических температурных перегрузок.

Аварийные режимы в цепи асинхронного двигателя могут вызвать либо кратковременное повышение тока в 12–17 раз по сравнению с номинальным (КЗ в цепи), либо длительное протекание тока перегрузки, в 5–7 раз превышающего номинальное значение тока.

Для защиты электрических цепей от КЗ широко применяются автоматические выключатели с максимальным расцепителем тока, реле тока, предохранители. Аварийные режимы, например перегрузка по току, требуют выбора защиты, наиболее эффективной при той или иной аварии. Так при обрыве фазы АД наиболее эффективной является минимальная токовая защита и температурная защита. Менее эффективной – тепловая защита (теп-

ловые реле). При заторможенном роторе весьма эффективны максимальные реле тока и температурная защита. Менее эффективна тепловая защита. При технологической перегрузке лучшие результаты дает температурная защита. Эффективны также тепловые реле. При нарушении охлаждения двигателя только температурная защита может защитить двигатель. Понижение сопротивления изоляции статорной обмотки двигателя может спровоцировать как перегрузку в цепи, так и КЗ. Для защиты при этой аварии применяются специальные устройства контроля уровня изоляции обмотки двигателя.

Основным аварийным режимом в осветительных установках является КЗ. Защита от перегрузки требуется только для осветительных установок, эксплуатируемых внутри помещений и во взрыво- и пожароопасной среде. Наиболее распространенным аппаратом защиты осветительных установок является автоматический выключатель. При включении ламп накаливания появляется кратковременный бросок тока, в 10–20 раз превышающий номинальный ток. Примерно за 0,06 с ток снижается до номинального. Значение броска тока определяется мощностью ламп. При выборе типа защиты ламп накаливания необходимо учитывать особенности их пусковых характеристик.

Широкое распространение силовой полупроводниковой техники требует применения для ее защиты эффективных устройств. Одним из главных недостатков силовых полупроводниковых приборов является их низкая перегрузочная способность по току [68], что накладывает жесткие условия на аппаратуру защиты (по быстродействию, селективности и надежности срабатывания). В настоящее время для защиты силовых полупроводниковых приборов от короткого замыкания как внешних, так и внутренних применяются: быстродействующие автоматические выключатели, полупроводниковые выключатели, вакуумные выключатели, импульсные дуговые коммутаторы, быстродействующие плавкие предохранители и др. [68]. Целесообразность применения той или иной защиты силовых полупроводниковых приборов определяется конкретными условиями их эксплуатации.

Особое место занимает защита электрических цепей. В настоящее время широко используются сети напряжением от 0,4 до 750 кВ. Наиболее

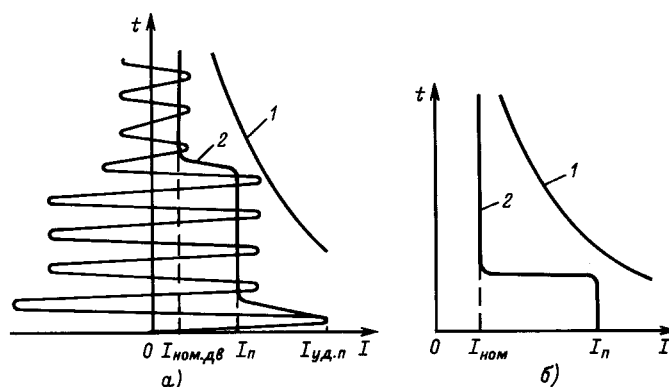


Рис. 6.1. Согласование характеристик защиты и потребителей:
 а – асинхронный двигатель; б – преобразователь; 1 – защитная характеристика аппарата защиты; 2 – нагрузочная характеристика потребителей

опасными и частыми видами повреждений в таких сетях являются КЗ между фазами и фазой на землю.

Основная масса потребителей работает в сетях напряжением 0,4 кВ, 6 и 10 кВ (в последнее время нашли широкое применение сети напряжением 0,66 кВ). Для питания стационарных силовых потребителей и осветительных установок общего назначения применяются трехфазные четырехпроводные сети напряжением 380/220 В с глухозаземленной нейтралью. Силовые потребители питаются от источника линейного напряжения, а осветительные приборы – от источника фазного напряжения. Мощные силовые потребители, например, электродвигатели мощностью 160 кВт и выше, питаются напряжением 660 В, 6 и 10 кВ.

Основными аварийными режимами в таких сетях являются: однофазное КЗ (до 60%); трехфазное КЗ (до 10%); двухфазное КЗ на землю (до 20%); двухфазное КЗ (до 10%).

Защита электрических сетей напряжением до 1000 В осуществляется, как правило, аппаратами защиты, а сети напряжением свыше 1000 В имеют релейную защиту.

Самыми распространенными аппаратами защиты сетей являются автоматические выключатели и предохранители. Если требуется иметь защиту с высоким быстродействием, чувствительностью или селективностью, то применяют релейную защиту, выполненную на базе реле и автоматических выключателей [69].

Электрические сети напряжением до 1000 В внутри помещений должны иметь также защиту от перегрузки, выполненную, как правило, на базе автоматических выключателей с тепловым или комбинированным расцепителями.

Основной задачей, стоящей при выборе аппаратуры защиты потребителей и электрических сетей, является согласование защитных характеристик устройств защиты с предельно-допустимыми нагрузками по току и времени различных потребителей и сетей (проводов и кабелей). Для каждого конкретного типа потребителей наиболее полное согласование может быть достигнуто при использовании определенного типа аппаратов защиты.

На рис. 6.1, а приведены характеристики аппарата защиты 1 и пусковая характеристика 2 асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Характеристика 1 может быть реализована автоматическим выключателем с максимальным токовым и тепловым расцепителями либо тепловым реле (в зоне тока перегрузки I_n двигателя).

На рис. 6.1, б приведены характеристика 1 предохранителя и характеристика 2 силового преобразователя.

Наиболее полное согласование защитных и нагрузочных характеристик достигается, если защитная характеристика аппарата проходит выше и возможно ближе к нагрузочной характеристике потребителя.

6.1.2. ОСОБЕННОСТИ СЕТЕЙ 0,4 кВ

Применение аппаратов защиты в цепях напряжением 0,4 кВ определяется схемой построения таких цепей, которая в свою очередь определяет

значения токов КЗ в этих схемах [70]. Поэтому нельзя рассматривать и выбирать электрический аппарат защиты без учета особенностей построения

схемы питания, мощности источника питания, включая мощности энергосистемы, мощности и особенности работы потребителей.

Для сетей напряжением 0,4 кВ ток КЗ в цепи во многом зависит от параметров соединительных проводов, наличия и качества контактных соединений, эффективности дугогашения. При этом правильный выбор материала и сечения соединительного кабеля влияет не только на значение тока КЗ и на пусковые токи асинхронных двигателей, но и на условия самозапуска двигателя при прямом пуске.

На рис. 6.2 приведена радиальная схема электропитания потребителей (асинхронных двигателей), состоящая из двух независимых подсистем. В состав каждой подсистемы входят понижающие трансформаторы $T1$ и $T2$, расположенные в комплектной трансформаторной подстанции $КТП$, вторичные и третичные сборки (распределительные устройства). Две подсистемы связаны между собой на различных уровнях, обеспечивая взаимное резервирование, при помощи устройств автоматического включения резерва $АВР$. Подобная система резервирования исключает нарушения подачи питания на электродвигатели, особенно работающие в ответственных технологических процессах. Возможно применение двойного резервирования в системе питания, например, при помощи аварийного дизель-генератора.

Наличие сборок различного уровня позволяет дифференцировать потребители по мощности и степени важности. Более мощные потребители (например, асинхронные двигатели мощностью свыше 55 кВт) подключаются непосредственно к $КТП$, менее мощные (до 10 кВт) – на вторичные и третичные сборки.

Кроме радиальных встречаются магистральные и смешанные схемы электропитания. Все они с учетом особенностей сетей напряжением 0,4 кВ требуют учета структуры построения схемы, включая параметры соединительных кабелей, соединений и аппаратов защиты.

Для выбора аппаратов защиты необходимо предварительно рассчитать токи КЗ в цепи при максимальном режиме работы питающей энергосистемы. При этом расчетным током КЗ для выбора защитной аппаратуры, проверки селективности ее работы, а также для проверки самозапуска электродвигателей является трехфазный ток КЗ. Его необходимо знать также при оценке отключающей способности аппаратов защиты.

При выборе защиты, установленной в начале линии, необходимо знать двухфазный ток КЗ на зажимах двигателя в сетях с изолированной нейтралью и однофазный ток КЗ на зажимах двигателя в сетях с заземленной нейтралью [71]. Кроме того, однофазный и двухфазный токи КЗ используются для проверки чувствительности аппаратов защиты.

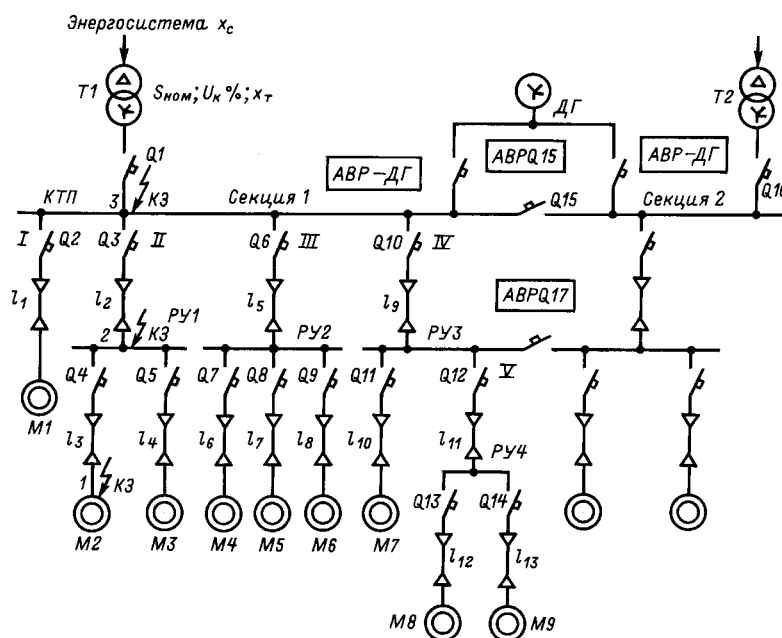


Рис. 6.2. Радиальная схема питания электродвигателей:
 T – питающие трансформаторы; $ДГ$ – аварийный дизель-генератор; $АВР$ – устройства автоматического включения резерва; PY – распределительные устройства

Токи КЗ могут быть рассчитаны для заданной схемы электроснабжения или определены по расчетным кривым для широко распространенных типов трансформаторов, мощности энергосистемы, параметров соединительных кабелей с учетом и без учета токоограничивающего действия дуги в месте повреждения [71]. При этом не учитывается активное сопротивление энергосистемы и сопротивление шин, а переходное сопротивление в месте контакта принято равным 15 мОм.

Ток КЗ может быть рассчитан, если известны параметры соединительных кабелей и энергосистемы. Параметры соединительных кабелей определяются из условий номинальной работы потребителя.

Так для АД с короткозамкнутым ротором номинальный ток двигателя

$$I_{\text{ном.дв}} = P_{\text{ном}} \cdot 10^3 / (\sqrt{3} U_{\text{ном.л}} \eta_{\text{ном}} \cos\phi), \quad (6.1)$$

где $P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность двигателя, кВт; $U_{\text{ном.л}}$ – номинальное линейное напряжение на обмотке статора, В; $\eta_{\text{ном}}$ – коэффициент полезного действия при номинальном моменте на валу двигателя; $\cos\phi$ – коэффициент мощности.

Согласно [71] по номинальному току выбирается тип соединительного кабеля, его сечение и удельное сопротивление кабеля, что дает возможность определить активное и индуктивное сопротивление кабелей (r_k и x_k).

Параметры энергосистемы и питающего трансформатора (r_T и x_T) находим используя данные [70]. На практике индуктивное сопротивление энергосистемы x_c задается в соотношении с индуктивным сопротивлением x_T вторичной обмотки трансформатора, а активным сопротивлением энергосистемы пренебрегают. Принято считать x_c/x_T равным 2; 1; 0,1 по мере роста мощности энергосистемы [70].

6.1.3. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ

Одним из основных технических параметров большинства аппаратов является *номинальное напряжение* ($U_{\text{ном}}$). Это напряжение, на которое рассчитан электрический аппарат, как с точки зрения коммутации, управления и регулирования, так и изоляции его токоведущих частей. Согласно ГОСТ 11206-77 шкала напряжений для электрических аппаратов переменного тока составляет: 36; 127; 220; 380; 660; 1140 В; для электрических аппаратов постоянного тока: 6; 12; 24; 27; 48; 110; 220; 440; 600; 750 В. Причем, меньшие значения напряжений относятся к цепям управления. Предусматривается надежная работа электрических аппаратов при повышении напряжения до $1,1 U_{\text{ном}}$, а в цепи управления при его изменении от 0,85 до $1,1 U_{\text{ном}}$.

При расчете тока КЗ необходимо учесть переходное сопротивление $r_{\text{тк}}$ контактов в местах соединения кабелей и аппаратов. Часто в цепях низкого напряжения переходное сопротивление контактов соизмеримо или превосходит сопротивление кабелей, энергосистемы и трансформатора. Учитывать переходное сопротивление контактов крайне сложно. Поэтому оно принимается равным 15 мОм, если его значение не известно или трудно определить [70].

Суммарное активное сопротивление цепи от трансформатора до двигателя составит:

$$r_{\text{кз}} = r_T + r_k + r_{\text{тк}}.$$

Суммарное реактивное сопротивление цепи:

$$x_{\text{кз}} = x_c + x_T + x_k.$$

Тогда модуль полного сопротивления до точки КЗ:

$$z_{\text{кз}} = \sqrt{x_{\text{кз}}^2 + r_{\text{кз}}^2}.$$

Ток трехфазного КЗ равен:

$$I_{\text{кз}}^{(3)} = \frac{U_{\text{ном.л}}}{\sqrt{3} z_{\text{кз}}}. \quad (6.2)$$

Ток двухфазного КЗ в сетях с изолированной нейтралью:

$$I_{\text{кз}}^{(2)} = \frac{U_{\text{ном.л}}}{2 z_{\text{кз}}}. \quad (6.3)$$

Ударный ток КЗ определим как

$$i_{\text{уд}} = k_{\text{уд}} I_{\text{кз}} \sqrt{2}, \quad (6.4)$$

где $k_{\text{уд}}$ – ударный коэффициент, определяемый по соотношению $x_{\text{кз}}/r_{\text{кз}}$ согласно [70].

Для определения тока КЗ можно воспользоваться расчетными кривыми [70].

В цепях высокого напряжения шкала номинальных напряжений имеет вид: 3; 6; 10; 15; 20; 24; 27; 35; 110; 150; 220; 330; 500; 750 кВ.

Другим основным техническим параметром является *номинальный ток*, длительное протекание которого (например, в течении 8 ч) не вызывает нагрев токоведущих частей электрического аппарата выше допустимых значений, определяемых классом изоляции, с которой эти части соприкасаются. ГОСТ 11206-77 определяет следующую шкалу номинальных токов: 1; 3; 6; 10; 25; 40; 63; 100; 160; 250; 400; 630; 1000; 1600; 2500; 4000 и 6300 А.

В цепях высокого напряжения: 200; 400; 630; 800; 1000; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150; 4000; 5000; 6300; 8000; 10000; 12500; 16000; 20000; 25000; 31500 А.

При описании повторно-кратковременного режима работы аппарата часто пользуются понятием „допустимый эквивалентный ток продолжительного режима” [51].

Номинальный рабочий ток — это ток, который определяет применение аппарата в данных условиях, устанавливаемых предприятием-изготовителем в зависимости от номинального рабочего напряжения, номинального режима работы, категории применения, типоразмера и условий эксплуатации, т.е. это ток реально существующий в цепи, где эксплуатируется электрический аппарат. Номинальный рабочий ток не может быть больше номинального тока аппарата. А *номинальное рабочее напряжение* равно напряжению сети, в которой в данных условиях может работать аппарат.

Для аппаратов управления и, в частности, для контакторов и магнитных пускателей важнейшим параметром является *категория применения* аппарата. Определены четыре основные категории применения контакторов переменного тока и пять категорий применения контакторов постоянного тока.

Категория применения определяет область применения электрического аппарата в зависимости от характера нагрузки и условий эксплуатации. В категории применения указываются режимы нормальной (частой) и редких коммутаций (см. табл.6.1). Причем в каждом режиме рассматриваются процессы включения и отключения и выделяются четыре показателя, характеризующие каждую категорию применения.

1. *Область применения аппарата (тип коммутируемой нагрузки)*. Аппарат в каждой категории применения работает с определенным типом нагрузки. Например, работая в категории применения АС-3 аппарат должен включать пусковые токи асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, а отключать тот же двигатель работающий в номинальном режиме. Работая в категории применения АС-4, аппарат должен включать пусковые токи асинхронного двигателя и отключать статорную обмотку медленно вращающегося или неподвижного двигателя (заторможенный двигатель). Значительно легче функции аппарата в категории применения АС-1, когда нагрузкой является активная, либо слабоиндуктивная цепь.

Аналогично дифференцирована нагрузка в цепях постоянного тока, когда в наиболее тяжелом режиме аппарат оказывается в категории применения DC-5 (включение пусковых токов электродвигателей с последовательным возбуждением и отключение неподвижных или медленно вращающихся двигателей).

2. *Коммутируемый ток* I_0 . Даются отношения коммутируемого тока к номинальному рабочему

току. Этот показатель характеризует коммутационную способность аппарата, его контактно-дугогасительной системы.

3. *Напряжение* U , определяемое в соотношении с номинальным рабочим напряжением. В режиме редких коммутаций аппарат должен выдерживать 10%-е превышение напряжения над номинальным.

4. *Характер коммутируемой нагрузки*, определяемый коэффициентом мощности $\cos\phi$ коммутируемой цепи (для цепей переменного тока), либо постоянной времени цепи τ , мс (для цепей постоянного тока).

Важно определить функциональные возможности аппарата, предназначенного для коммутации данного типа нагрузки. Так при выборе контакторов для управления прямым пуском АД с короткозамкнутым ротором он должен в режиме нормальных коммутаций включать пусковые токи (категории применения АС-3 и АС-4), а в режиме редких коммутаций отключать номинальные токи (категория применения АС-3) или ударные пусковые токи (категория применения АС-4).

Одним из основных технических параметров для аппаратов управления является *режим работы* аппарата. Контактники могут работать в одном, нескольких или во всех следующих режимах: в продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и прерывисто-продолжительном [51]. Характер режима работы аппарата определяется характером изменения температуры нагрева токоведущих частей аппарата в процессе его работы (см. § 1.1).

Особо следует выделить повторно-кратковременный режим работы аппарата, который часто характеризуется *относительной продолжительностью включения*

$$ПВ\% = \frac{t_p}{t_p + t_{пз}} 100\%,$$

где t_p и $t_{пз}$ — время работы и время паузы, соответственно.

На практике приняты нормированные значения относительной продолжительности включения ПВ%: 15, 25, 40, 60%.

Частота включений аппарата тесно связана с режимом работы аппарата и определяется числом коммутаций электрического аппарата в час. Нормированные значения частоты включений контакторов в час составляют: 6; 30; 150; 600; 1200; 2400; 3600; 7200.

При выборе контактора или магнитного пускателя необходимо знать условия, в которых они будут работать. Определены 10 типов *климатического исполнения* изделия, которые подразделяются

Таблица 6.1. Категория применения аппаратов

Род тока	Категория применения	Номинальный рабочий ток, А	Включение				Отключение						
			Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$	Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$			
Режим нормальных коммутаций													
Переменный	AC-1 AC-21	Все значения	1	1	0,95	—	1	1	0,95	—			
	AC-2		2,5				2,5						
	AC-3	до 17	6				0,65	1			6	0,17	0,65
		свыше 17											
	AC-4	до 17					0,65	1				0,65	
		свыше 17					0,35						
	AC-11	Все значения	10				0,7	1			1	0,4	
	AC-22		0,65										
	AC-23	до 17	1				0,65	1			0,65		
		свыше 17										0,35	
Постоянный	DC-1 DC-21	Все значения	1	1	—	1	1	1					
	DC-2		2,5			2	0,1	7,5					
	DC-3					2,5	1	2					
	DC-4		1			0,3	10						
	DC-5		2,5			7,5	7,5						
	DC-11		1			до 300	1	1	до 300				
	DC-22					2			2				
	DC-23					7,5			7,5				

Род тока	Категория применения	Номинальный рабочий ток, А	Включение				Отключение															
			Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$	Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$												
Режим редких коммутаций																						
Переменный	АС-1 АС-21	Все значения	1,5	1,1	-	-	1,5	1,1	-	-												
	АС-2		4				0,95				4	0,95										
	АС-3	до 17	10				0,65				8	0,35	6	0,65								
		17–100																				
		свыше 100	8												0,35	6	0,35					
	АС-4	до 17	12				0,65				10	0,35	8	0,65								
		17–100																				
		свыше 100	10												0,35	8	0,35					
	АС-11	Все значения	11				1,1				-	-	11	1,1	-	-						
	АС-20		****										0,7				****	0,7				
	АС-22	до 17	3										0,65				3	0,65	3	0,65		
	АС-23	17–100	10																		8	0,35
свыше 100		8																				
Постоянный	DC-1 DC-21	Все значения	-	1,1	-	-		-	1,1	-			-									
	DC-2		4					1,1									-	2,5	4	1,1	-	2,5
	DC-3																					
	DC-4																					
	DC-5																					
	DC-11																					

Род тока	Категория применения	Номинальный рабочий ток, А	Включение				Отключение			
			Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$	Отношение коммутируемого тока к номинальному рабочему току	Отношение напряжения перед включением к номинальному рабочему напряжению	Коэффициент мощности цепи $\cos\varphi \pm 0,05$	Постоянная времени цепи τ , мс $\pm 15\%$
Постоянный	DC-20	Все значения	****	1,1	—	****	****	1,1	—	****
	DC-22		4			2,5	4			2,5
	DC-23		4			15	4			15

Примечания:

* Переменный ток выражен действующим значением симметричной составляющей.

** Для категории применения DC-11 постоянная времени при включении указана как $\tau_{0,95}$ (время, мс, необходимое для достижения 0,95 значения установившегося тока, которое рассчитывается по эмпирической формуле $\tau_{0,95} = 6P$, где P – мощность электромагнита, не более 50 Вт. Если мощность превышает 50 В, τ принимается равным 300 мс).

*** Для номинального рабочего тока свыше 100 А минимальное значение коммутируемого тока: 1000 А – для категорий применения AC-3 и AC-23 при включении и AC-4 при отключении; 800 А – для категорий применения AC-3 и AC-23 при отключении; 1200 А – для категорий применения AC-4 при включении.

**** Если для категорий применения AC-20 и DC-20 коммутационная способность не равна нулю, то значения тока и коэффициента мощности (или постоянной времени) цепи должны соответствовать установленным в стандартах или технических условиях на конкретные виды или серии и типы аппаратов.

на две группы: изделия, предназначенные для эксплуатации на суше, реках, и изделия, предназначенные для эксплуатации в районах с морским климатом [51]. Среди них наиболее распространены следующие климатические исполнения аппаратов:

- У – с умеренным климатом;
- УХЛ – с умеренным и холодным климатом;
- Т – с сухим и влажным тропическим климатом;
- О – для любых районов, кроме районов с очень холодным климатом.

Кроме того, выделены пять *категорий размещения* изделий в зависимости от условий, в которых они должны работать: рабочее и предельное значение температуры воздуха, относительная влажность воздуха, нормы наличия пыли, характер атмосферы и т. д. Отмечают следующие категории размещения аппаратов:

- 1 – на открытом воздухе;
- 2 – под навесом, но с той же температурой, что и на воздухе;
- 3 – в закрытых помещениях с естественной вентиляцией;
- 4 – в помещениях с искусственно регулируемым климатом;
- 5 – в помещениях с повышенной влажностью (в том числе шахтах, подвалах и др.).

Климатическое исполнение и категория размещения контакторов, магнитных пускателей, автоматических выключателей и других аппаратов указываются в их обозначениях. Например, контактор постоянного тока КП-207-УЗ может быть использован в средах с умеренным климатом (У), в закрытых помещениях с естественной вентиляцией (З), с температурой окружающей среды 40 °С.

Для предотвращения попадания внутрь аппарата инородных тел и воды и исключения соприкосно-

вения обслуживающего персонала с токоведущими и подвижными частями устанавливается защитная оболочка. *Степень защиты* обозначается буквами IP и двумя цифрами. Первая цифра характеризует степень защиты аппарата от проникновения внутрь инородных тел и от соприкосновения обслуживающего персонала с деталями аппарата (табл.6.2). Вторая цифра характеризует защиту аппарата от проникновения воды (табл.6.3).

Таблица 6.2. Степень защиты аппаратов

Первая цифра	Степень защиты	
	Краткое описание	Определение
0	Защита отсутствует	Специальная защита отсутствует
1	Защита от твердых тел размером более 50 мм	Защита от проникновения внутрь оболочки большого участка человеческого тела, например руки, и твердых тел размером свыше 50 мм
2	Защита от твердых тел размером более 12 мм	Защита от прохождения внутрь оболочки пальцев или предметов длиной не более 30 мм и твердых тел размером свыше 12 мм
3	Защита от твердых тел размером не более 2,5 мм	Защита от проникновения внутрь оболочки инструментов, проволоки и других предметов толщиной более 2,5 мм и твердых тел, размером более 2,5 мм
4	Защита от твердых тел размером более 1 мм	Защита от проникновения внутрь оболочки проволоки и твердых тел размером более 1 мм
5	Защита от пыли	Проникновение внутрь оболочки пыли не предотвращено полностью, однако проникающая пыль не может нарушать нормальную работу аппарата
6	Пыленепроницаемость	Проникновение пыли предотвращено полностью

Таблица 6.3. Степень защиты аппаратов

Вторая цифра	Степень защиты	
	Краткое описание	Определение
0	Защита отсутствует	Специальная защита отсутствует
1	Защита от капель воды	Капли воды, вертикально падающие на оболочку, не должны оказывать вредного влияния на аппарат
2	Защита от капель воды при наклоне 15°	Капли воды, вертикально падающие на оболочку, не должны оказывать вредного влияния на аппарат при наклоне его оболочки на любой угол до 15° относительно нормального положения
3	Защита от дождя	Дождь, попадающий на оболочку под углом 60°, не должен оказывать вредного воздействия на аппарат
4	Защита от брызг	Вода, разбрызгиваемая на оболочку в любом направлении, не должна оказывать вредного воздействия на аппарат
5	Защита от водяной струи	Струя, выбрасываемая на оболочку в любом направлении, не должна оказывать вредного воздействия на аппарат
6	Защита от волн	При волнении вода не должна проникать в оболочку в количестве, достаточном для повреждения аппарата
7	Защита при погружении в воду	Вода не должна проникать в оболочку, погруженную в воду, при определенных значениях давления и времени в количестве, достаточном для повреждения аппарата
8	Защита при длительном погружении в воду	Аппараты пригодны для длительного погружения в воду при условиях, установленных в стандартах или технических условиях. Иногда допускается проникновение воды в аппарат без нанесения вреда аппарату

Например, магнитный пускатель, имеющий степень защиты IP54, не защищен полностью от проникновения внутрь оболочки пыли, однако пыль не влияет на нормальную работу самого аппарата. Кроме того, вода, разбрызгиваемая на оболочку в любом направлении, не должна оказывать вредного воздействия на аппарат.

Электрические аппараты устанавливаются в производственных помещениях, где работают различные машины и механизмы, создающие вибрацию и удары. Эти воздействия воспринимаются аппаратами, и может произойти нарушение их нормальной работы. Требование по вибро- и ударостойкости аппаратов регламентируются нормативными документами. Всего имеется 29 групп механических воздействий. Например, в группе эксплуатации М1 (непосредственно на стенах предприятий, фундамента и т.п.) аппарат должен выдерживать вибрационные нагрузки частотой до 35 Гц и ускорением 0,5 м/с².

Рассмотрим ряд технических параметров, характеризующих технико-экономический уровень аппаратов. Среди них *механическая и коммутационная износостойкость*. Они определяются количеством коммутаций электрического аппарата до тех пор, пока он станет непригодным для нормальной работы с точки зрения работоспособности его механических частей и коммутирующих контактов, которые подвержены воздействию электрической дуги включения и отключения. Выделяется три категории коммутационной износостойкости (А, Б и В) в зависимости от материала контактных накладок

аппарата. Контакты, выполненные с контактными накладками на основе серебра (например, СОК-15) относятся к категории А и имеют повышенную коммутационную износостойкость. Механическая и коммутационная износостойкость аппаратов управления определяют надежность и долговечность их работы в режиме нормальных коммутаций.

Для электрических аппаратов распределительных устройств, например, автоматических выключателей и предохранителей, важным параметром является *предельная коммутационная способность* (ПКС). Предельная коммутационная способность — это способность аппарата отключать (включать) большие токи, оставаясь при этом пригодным для дальнейшей работы, т. е. это наибольшая отключающая и наибольшая включающая способность электрического аппарата.

Наибольшая отключающая способность аппарата определяется действующим значением тока КЗ в цепи, которую способен разомкнуть аппарат и успешно погасить при этом возникающую электрическую дугу. Наибольшая включающая способность аппарата определяется наибольшим амплитудным значением тока короткого замыкания в цепи, который способен включить аппарат без повреждений, в том числе без приваривания контактов.

Часто пользуются понятием *одноразовой предельной коммутационной способностью*, под которой понимается способность аппарата один раз отключить ударный ток КЗ. После этого он может оказаться непригодным для дальнейшей работы или потребует ремонта.

Контрольные вопросы

1. Какие аварийные режимы могут возникать в электрических цепях? Их особенности.
2. Какие потребители электроэнергии наиболее распространены? В чем особенности их функционирования?
3. Что такое защитная характеристика аппарата? Как она согласуется с нагрузочной характеристикой защищаемого объекта?
4. Каковы особенности электрических сетей 0,4 кВ? От чего зависит ток короткого замыкания в таких сетях?
5. Какие технические параметры электрических аппаратов называют основными? Почему?
6. Что такое категория применения электрических аппаратов управления? Что она характеризует?
7. Что такое предельная коммутационная способность и коммутационная износостойкость аппарата?

6.2. НИЗКОВОЛЬТНЫЕ КОМПЛЕКТНЫЕ УСТРОЙСТВА

6.2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О НИЗКОВОЛЬТНЫХ КОМПЛЕКТНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Низковольтные комплектные устройства (НКУ) представляют собой совокупность аппаратов защиты, управления и автоматики, а также приборов, объединенных единой конструктивной основой.

Низковольтные комплектные устройства предназначены для управления, регулирования и защиты электроустановок, распределения энергии, электрических измерений и сигнализации, для управления различными механизмами, установками и технологическими процессами [51, 76].

Объединение аппаратов и приборов, решающих определенную техническую задачу, в виде отдельного конструктивного узла позволяет не только повысить их удобство, безопасность и надежность в эксплуатации, но и улучшает качество их монтажа и наладки, а также снижает стоимость изготовления НКУ в заводских условиях с использованием унифицированных изделий.

Конструктивно НКУ выполняются в виде открытых щитов, защищенных щитов и отдельных напольных шкафов, щитов, защищенных только спереди и с боков, блоков, панелей, ящиков (навесных шкафов) и пультов. Низковольтные комплектные устройства выполняются с односторонним или двухсторонним обслуживанием, с однорядным, двухрядным или комбинированным расположением аппаратов.

Если НКУ открытого исполнения предназначены для установки в специальных электротехнических помещениях, в которых находится только обслуживающий персонал, то защищенные НКУ могут устанавливаться непосредственно в цехах, вблизи от управляемых ими механизмов. Подобные НКУ удобны в эксплуатации, при этом значительно сокращается общая протяженность электрических коммуникаций, облегчается наладка электрооборудования, снижается объем и стоимость комплектного устройства. Однако защищенные НКУ несмотря на все преимущества имеют существенный недостаток: в замкнутом объеме происходит перегрев элементов НКУ, что требует специальных мер по выбору и размещению аппаратов, монтажу и эксплуатации, вентиляции внутреннего объема НКУ. Часто НКУ комплектуются типовыми блоками и панелями. Однако при этом аппараты типовых

блоков должны быть использованы, а замена отдельных аппаратов и узлов не допускается.

К низковольтным комплектным устройствам и отдельным его элементам предъявляются следующие требования.

Удобство и безопасность обслуживания. НКУ должно быть надежно защищено от случайного прикосновения обслуживающего персонала к токоведущим и подвижным частям, а элементы НКУ — от воздействия внешней среды и механических повреждений. При этом, к элементам НКУ, требующим систематического контроля и наблюдения в процессе эксплуатации, должен быть удобный доступ (например, к контактным соединениям).

Удобство наблюдения за работой аппаратов. Измерительные приборы и аппараты ручного управления (кнопки, рубильники, выключатели и т.п.) должны располагаться на удобном для наблюдения уровне (на высоте от 600 до 1800 мм от уровня пола).

Удобство подключения внешних соединений. Внешние соединения подключаются через зажимы, расположенные внутри НКУ.

Удобство ремонта и замены аппаратов, приборов и других элементов НКУ.

Исключение возможного взаимного влияния аппаратов друг на друга. При этом возможны тепловые, электромагнитные и механические воздействия аппаратов. Чрезмерный нагрев отдельных аппаратов, переброс электрической дуги отключения, механическая вибрация аппаратов, магнитные поля и взаимоиндуктивности могут вызвать ложные срабатывания и отключения, разрегулировку аппаратов, перегрев и изменение характеристик аппаратов и отдельных его узлов и другие несанкционированные действия.

Поэтому аппараты, являющиеся источниками внешних воздействий, должны размещаться на расстоянии от остальных аппаратов, в нижней или в верхней частях НКУ, а иногда и за пределами НКУ. Особые требования предъявляются к выбору площади поверхности охлаждения НКУ и условиям его охлаждения.

В зависимости от характера, длительности и условий нагрева различают три основных режима работы НКУ: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный (см. § 1.1).

6.2.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ НИЗКОВОЛЬТНЫХ КОМПЛЕКТНЫХ УСТРОЙСТВ

Низковольтное комплектное устройство состоит из физических тел, излучающих или потребляющих тепловую энергию в ограниченном пространстве. Поскольку

температура ϑ в различных точках НКУ неодинакова, внутри НКУ возникают тепловые потоки, которые можно описать уравнением теплового поля:

$$v = f(L, B, H, t), \quad (6.4)$$

где L, B, H – длина, глубина и высота НКУ; t – время.

Таким образом, температурное поле НКУ является трехмерным и неоднородным, что усложняет его расчет.

Теплота в НКУ переносится в направлении стенок шкафов, так как они имеют более низкую температуру, чем температура внутреннего объема шкафа. Тепловой поток согласно формуле Ньютона-Рихмана

$$Q = qS_{\text{охл}}, \quad (6.5)$$

где $S_{\text{охл}}$ – площадь поверхности охлаждения, м²; q – плотность теплового потока, Вт/м².

Построив температурное поле внутреннего объема НКУ, можно представить наиболее уязвимые области НКУ, что облегчит работу по рациональному размещению элементов внутри НКУ. В качестве основного теплового параметра, характеризующего НКУ, используется допустимая температура нагрева частей элементов и конструкции НКУ. Снижение температуры внутри НКУ ниже допустимой приведет лишь к увеличению габаритных размеров НКУ и снижению его технико-экономических показателей.

Низковольтное комплектное устройство должно нормально функционировать при температуре среды внутреннего объема до +55 °С, что является наиболее эффективным и рациональным [79].

Если v_1 температура окружающей НКУ среды, а v_2 температура внутри НКУ, то их соотношение имеет вид

$$v_2 = v_1 + q/k_T, \quad (6.6)$$

где k_T – коэффициент теплоотдачи, Вт/(м² °С).

В практических расчетах часто используют понятие „перепад температуры”, который определяется формулой $\Theta = v_2 - v_1$, и строят зависимости $\Theta = f(q)$.

Для поддержания температуры внутри НКУ в допустимых пределах используются различные способы охлаждения – естественные и принудительные.

Естественное воздушное охлаждение является наиболее простым и распространенным охлаждением НКУ. Однако, его можно использовать лишь при небольшой плотности теплового потока внутри НКУ. Естественное охлаждение используется либо в полностью закрытых шкафах путем конвекции и излучения с наружной поверхности НКУ через металлические стенки, либо через специальные вентиляционные отверстия, расположенные в ниж-

ней и в верхней частях НКУ. При этом выделяющаяся в элементах тепловая энергия конвекцией передается потоку воздуха и уносится из шкафа. Эффективность работы НКУ с естественной вентиляцией можно повысить, подбирая количество и форму вентиляционных отверстий, окраску теплоотдающих поверхностей и т. п.

Принудительная вентиляция наиболее эффективна при высокой плотности теплового потока внутри НКУ. Принудительное движение воздуха создается специальными вентиляторами, расположенными в верхней или нижней части НКУ. При этом возможны замкнутая или разомкнутая системы охлаждения. В замкнутой системе охлаждения воздух циркулирует внутри объема НКУ, в разомкнутой – воздухообмен осуществляется между окружающей средой и внутренним объемом НКУ.

Принудительная вентиляция НКУ более широко применяется вследствие высокой ее эффективности, надежности и простоты.

Расчет теплового режима НКУ проводят для выбора необходимых габаритных размеров, которые обеспечивали бы нормальное тепловое состояние элементов НКУ.

НКУ представляет собой устройство, в котором протекают два воздушных потока с различными температурами, разделенных жесткой стенкой: внутренний тепловой поток определяется количеством теплоты, выделяемой элементами НКУ, а внешний тепловой поток – теплоотводящими свойствами стенок НКУ и окружающей средой.

Можно выделить два основных вида тепловых расчетов: 1) расчеты для определения площади теплоотдачи, а, следовательно, для выбора габаритных размеров НКУ. Эти расчеты выполняются на стадии проектирования НКУ; 2) расчеты для определения соответствия выбранных габаритных размеров нормальному тепловому режиму работы НКУ. Такие расчеты выполняются на любом этапе проектирования, изготовления и эксплуатации НКУ.

Уравнение теплового баланса НКУ в продолжительном режиме работы имеет вид:

$$P_{\text{п}} = Q, \quad (6.7)$$

где $P_{\text{п}}$ – суммарное количество теплоты, выделяемое элементами НКУ, Вт; Q – количество теплоты, отводимой от НКУ в окружающую среду, Вт.

$$P_{\text{п}i} = \sum_{i=1}^m P_{\text{п}i}, \quad (6.8)$$

где $P_{\text{п}i}$ – количество теплоты, выделяемой i -м элементом НКУ, Вт; m – число элементов в НКУ. Количество теплоты, отводимой от НКУ в окружающую среду, определяется согласно (6.5).

Расчет количества теплоты, выделяемой внутри НКУ, представляет определенную сложность. Упростить задачу можно рассчитав количество теплоты P_n по номинальным параметрам, однако точность такого расчета невелика. Лучшие результаты дает расчет количества теплоты P_n [76] с учетом коэффициента загрузки элементов и особенностей технологических процессов производства.

Более сложной является задача расчета количества теплоты, отводимой от НКУ в окружающую среду, и определение коэффициента теплоотдачи, зависящего от температуры [1].

6.2.3. ВЫБОР ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ НИЗКОВОЛЬТНЫХ КОМПЛЕКТНЫХ УСТРОЙСТВ И ОСОБЕННОСТИ ИХ МОНТАЖА

Для того, чтобы правильно выбрать оптимальные габаритные размеры НКУ, необходимо предварительно подобрать способ его охлаждения. При этом необходимо знать: количество теплоты P_n , выделяемой встроенными элементами НКУ; допустимое значение температуры ϑ_2 внутренней области НКУ; допустимое значение температуры ϑ_1 окружающей НКУ среды; предварительные габаритные размеры НКУ; требуемую степень защиты шкафа НКУ. Вышеперечисленные параметры могут быть рассчитаны или заданы согласно требованиям, описанным в п.6.2.1, 6.2.2.

На рис. 6.3 дана диаграмма выбора способа воздушного охлаждения НКУ. Зная плотность теплового потока q внутри НКУ и допустимый перепад температур Θ между внутренней и внешней средами НКУ, определяется способ охлаждения НКУ, выполняется расчет теплового режима НКУ с использованием тепловых характеристик [76] и определяются площадь теплоотдачи и габаритные размеры НКУ для данной схемы охлаждения. Предлагаемая методика выбора габаритных размеров НКУ достаточно эффективна и удобна, что позволяет оценить температурный режим заданного и проектируемого НКУ.

Удобно пользоваться при проектировании НКУ зонами аппаратов, входящих в комплект НКУ. Зона аппарата представляет собой прямоугольник вокруг аппарата, размеры ее определяются габаритными размерами аппарата, возможностью подключения к нему внешних проводов, удобством монтажа и эксплуатации, исключением влияния аппарата на соседние элементы НКУ. Таким образом, зоны аппаратов в НКУ фактически задают начальные габаритные размеры НКУ в виде *полезной площади НКУ*. Набор зон аппаратов, зажимов, приборов позволяет выбрать из стандартного ряда предварительные размеры НКУ, которые и уточняются потом в ходе теплового расчета.

Подробнее о решении подобной задачи изложено в § 1.1.

Если в результате расчета теплового баланса количество теплоты P_n превышает количество теплоты Q , то необходимо либо изменить систему охлаждения, либо увеличить габаритные размеры НКУ, либо заменить элементы, сильно влияющие на тепловое состояние внутренней области НКУ. Точный аналитический расчет теплового состояния НКУ связан с большими трудностями, поэтому наибольшее распространение получили упрощенные методы расчета с учетом экспериментальных данных (тепловых характеристик).

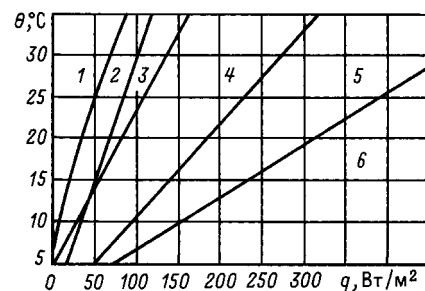


Рис. 6.3. Диаграмма выбора способа воздушного охлаждения НКУ:

1 – зона использования НКУ закрытого типа с естественным охлаждением; 2, 3 – зона использования НКУ с естественной вентиляцией; 2 – зона использования НКУ закрытого типа с внутренней принудительной вентиляцией; 3, 4 – зона использования НКУ с принудительной внутренней и внешней вентиляцией; 4, 5 – зона использования НКУ с принудительной вентиляцией

Монтаж НКУ выполняется с учетом следующих требований.

1. Аппараты в НКУ крепятся на С-образных рейках непосредственно или при помощи переходных пластин.
2. Крупногабаритные аппараты размещаются внизу НКУ на рейках или на основании, либо за пределами НКУ или на крышке НКУ.
3. Монтаж выполняется гибким проводом или шиной, в коробах или в жгутах.
4. Измерительная или регулировочная аппаратура располагается на расстоянии от 600 до 1800 мм от пола.
5. Внешние, внутривидео, межблочные и другие соединения выполняются при помощи силовых наборных зажимов.
6. Внутри НКУ соединительные провода маркируются для удобства монтажа и эксплуатации.

Контрольные вопросы

1. Что такое НКУ? Каково его назначение?
2. Какие требования предъявляются к НКУ?
3. В чем особенности теплового расчета НКУ? Перечислите способы вентиляции.
4. Как выбрать способ охлаждения НКУ?
5. Что такое „зона аппарата” в НКУ? Чем она определяется?
6. В чем особенности монтажа НКУ?

6.3. МЕТОДИКА ВЫБОРА КОНТАКТОРОВ И МАГНИТНЫХ ПУСКАТЕЛЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Правильный и рациональный выбор пускозащитных аппаратов для цепей управления приемников электрической энергии (электропечей, электромагнитных приводов выключателей высокого напряжения, электроосветительной аппаратуры, электрических двигателей и т. д.) является основополагающим при разработке схем управления и защиты. Разнообразие схем управления как по мощности, так и по степени ответственности, надежности, экономичности вынуждает иметь дело с таким же (или большим) разнообразием исполнительных элементов, правильный выбор которых во многом определяет технико-экономические показатели объекта управления в целом. Среди основных показателей, характеризующих качество исполнительных элементов, можно выделить: надежность, экономичность, достаточный срок службы, малые массу и габаритные размеры, небольшие эксплуатационные затраты, низкую стоимость, высокую технологичность и т. д. Выбор тех или иных показателей качества (как правило, противоречивых) зависит от объекта управления и требований, предъявляемых к нему.

Рассмотрим контактные исполнительные элементы управления, наиболее распространенные как по количеству, так и по номенклатуре выпускаемых изделий – контакторы и магнитные пускатели – и выделим параметры, по которым производится их выбор. Контактторы или пускатели должны выбираться по следующим основным техническим параметрам (см. п. 6.1.3):

- назначению и области применения;
- роду тока, количеству и исполнению главных и вспомогательных контактов;
- номинальному напряжению и току главной цепи;
- категории применения;
- режиму работы;
- климатическому исполнению и категории размещения;
- механической и коммутационной износостойкости;
- номинальному напряжению и потребляемой мощности включающих катушек.

Контакторы и пускатели, выпускаемые отечественной промышленностью, часто разрабатываются для определенного типа объекта управления. Например, для включения и отключения приемников электрической энергии в металлургической, химической и других отраслях промышленности используются контакторы КТ6600, для включения и отключения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором рекомендуется применять контакторы КМ13, КТ12Р, пускатели серий ПМЕ, ПМА и ПМЛ и др. Для гашения поля синхронных машин и для цепей, где недопустимо отключение контактора при отсутствии напряжения в цепи питания обмотки управления, можно рекомендовать контакторы КТ6000/3, в силовых цепях генераторов и двигателей постоянного тока применяются контакторы КП7 и КП207, в судовых электро-технических устройствах находят применение контакторы КМ2000, для работы в силовых электрических цепях постоянного тока тепловозов широко применяются контакторы серии МК, для дистанционного включения электромагнитных приводов выключателей высокого напряжения и в устройствах АПВ используются контакторы МК2-20Б. В ряде случаев контакторы и пускатели рекомендуются для включения и отключения приемников электрической энергии без указания их типов (при этом обязательно указывается категория применения). Примером таких контакторов являются контакторы КТ6000, КТ7000, КТП6000, КТ6000/2 и др. Для объектов управления с высокой степенью ответственности, а также для объектов, работающих в специальных условиях (во взрывоопасных средах, с повышенной температурой и влажностью, выше 1000 метров над уровнем моря, с высоким уровнем вибрации и тряски и др.) разрабатывается специальная аппаратура управления.

По назначению пускатели выпускаются реверсивные (для управления электродвигателями при неизменном направлении вращения) и реверсивные (для управления электродвигателями при переменных направлениях вращения, причем в реверсивных пускателях возможно исполнение с элект-

рической блокировкой либо с электрической и механической блокировками. Кроме того, пускатели выполняются с встроенными в оболочку кнопками управления либо без них. Назначение пускателя определяет наличие в нем теплового реле. Пускатели, выполняющие функции защиты двигателя от перегрузок, вызванных длительным протеканием токов выше номинальных, комплектуются тепловыми реле. Пускатель может выпускаться без теплового реле (например, с позисторной защитой) с кнопкой управления в защитной оболочке.

Тепловые реле в совокупности с линейными контакторами (магнитные пускатели) применяются для защиты двигателей, работающих в продолжительном режиме (рабочий период составляет не менее 30 мин). Применение тепловых реле для защиты двигателей, работающих в повторно-кратковременных режимах, нецелесообразно ввиду чувствительности нагревательного элемента к его тепловому состоянию, обусловленному циклическим характером токовой нагрузки, что изменит временные характеристики теплового реле. Использование тепловых реле при работе двигателя в повторно-кратковременном режиме, а также вблизи устройств, излучающих дополнительное тепло, может привести к ложным срабатываниям реле.

Важными параметрами теплового реле являются: *номинальное напряжение реле* $U_{ном}$; *номинальный ток реле* $I_{ном}$ — наибольший ток, длительное протекание которого не вызывает срабатывания реле; *номинальный ток нагревателя* $I_{ном.нагрев}$ — наибольший ток, при длительном протекании которого через реле с данным нагревателем оно не срабатывает. Если реле имеет сменные нагреватели, то минимальный номинальный ток реле равен наибольшему из номинальных токов нагревателей, которые могут быть установлены в данном реле; если же реле выполнено с регулятором, то значения токов $I_{ном}$ и $I_{ном.нагрев}$ соответствуют среднему положению регулятора. *Номинальный ток уставки реле* $I_{ном.уст}$ — наибольший длительный ток, который при определенной настройке реле не вызывает его срабатывания.

Основной характеристикой реле является *зависимость времени срабатывания реле* $t_{ср}$ *от кратности тока* I , *протекающего через его нагревательный элемент по отношению к номинальному току нагревателя* $I_{ном.нагр}$.

Время возврата тепловых реле в рабочее состояние (в реле без самовозврата или без кнопки возврата) не превышает 2–3 мин. При наличии самовозврата и кнопки возврата оно сокращается до 30–60 с.

Тепловые реле, встраиваемые в магнитные пускатели, выбираются по следующим основным пара-

метрам: типу исполнению реле; конструктивным особенностям; номинальному току нагревательного элемента (нагревателя); току несрабатывания (уставки по току) и диапазону его изменения; времени срабатывания (при 20%-ном увеличении тока по отношению к номинальному значению); времени срабатывания при токах перегрузки (например, при пусковом токе двигателя).

По типу исполнению тепловые реле выпускаются одно-, двух- и трехполюсные. Степень защиты и климатическое исполнение реле определяются пускателями, в которые они встраиваются.

Тепловые реле имеют или в них отсутствует температурная компенсация, регулятор уставки тока несрабатывания, самовозврата (дистанционного возврата или ручного), возможности сменяемости нагревательного элемента, ускоренного срабатывания реле при обрыве фазы. Конструктивные особенности реле определяются и количеством коммутирующих контактов. Выбор типа теплового реле, встроенного в магнитный пускатель, производится из условия равенства номинального тока нагревателя и двигателя [51]:

$$I_{ном.нагрев} = I_{ном.дв} \quad (6.9)$$

Пускатели серий ПМА и ПМЕ имеют встроенные тепловые реле типа РТТ, а пускатели серии ПМЛ — реле типа РТЛ. Реле РТТ и РТЛ выполнены с температурным компенсатором, что позволяет значительно уменьшить влияние температуры окружающей среды на временные характеристики реле, и регулятором тока уставки (тока несрабатывания реле).

Зная пределы регулирования тока несрабатывания, которые изменяются для теплового реле РТТ в пределах 0,85–1,15, а для РТЛ — в пределах 0,75–1,25 номинального тока нагревателя, определяют диапазон изменения номинального тока нагревателя

$$I_{несраб.маx} \geq I_{ном.нагрев} \geq I_{несраб.мин} \quad (6.10)$$

где $I_{несраб.мин} = (0,75 \text{ или } 0,85) I_{ном.нагрев}$; $I_{несраб.маx} = (1,15 \text{ или } 1,25) I_{ном.нагрев}$.

Если температурная компенсация в реле отсутствует, то необходимо учесть влияние температуры окружающей среды на выбор тока $I_{ном.нагрев}$, значение которого уменьшится:

$$I_{ном.нагрев \nu} = I_{ном.нагрев} \left[1 - \frac{\delta}{100} \frac{(t_{окр} - t_{ном.окр})}{10} \right] \quad (6.11)$$

где δ — коэффициент изменения номинального тока нагревателя на каждые 10 °С разности $(t_{окр} - t_{ном.окр})$, %. Коэффициент δ берется из паспорта реле; $t_{ном.окр}$ — номинальная температура

окружающей среды, °С. Принимается $\nu_{\text{ном.окр}} = 35$ °С.

Из (6.11) с учетом (6.9) определяется номинальный ток нагревателя, по которому и выбираются нагреватель, тип и исполнение теплового реле:

$$I_{\text{ном.нагрев}} = \frac{I_{\text{ном.дв}}}{1 - \frac{\delta}{100} \frac{(\nu_{\text{окр}} - \nu_{\text{ном.окр}})}{10}} \quad (6.12)$$

Если реле находится вне кожуха пускателя, то $I_{\text{ном.нагрев}}$ принимается на 15–20% больше расчетного.

При включении нагревательного элемента во вторичную обмотку трансформатора тока в (6.12) вместо $I_{\text{ном.дв}}$ необходимо подставить отношение

$$\frac{I_{\text{ном.дв}}}{K_{\text{т.т}}}, \quad (6.13)$$

где $K_{\text{т.т}}$ – коэффициент трансформации трансформатора тока. Для защиты тепловых реле от токов короткого замыкания используются максимальные

токовые реле, предохранители или автоматические выключатели [51]. Время срабатывания $t_{\text{ср}}$ выбранного теплового реле при 20%-ном увеличении тока в обмотке двигателя, т. е. при $I_{\text{ср}} = 1,2I_{\text{ном.нагрев}}$, не должно превышать 20 мин. Для определения $t_{\text{ср}}$ пользуются защитной характеристикой реле $t_{\text{ср}} = f(I/I_{\text{ном.нагрев}})$.

При пуске двигателя время срабатывания $t_{\text{ср}}$ теплового реле должно быть больше времени пуска $t_{\text{п}}$ ненагруженного двигателя, т. е.

$$1,5t_{\text{п}} \geq t_{\text{ср}} > t_{\text{п}} \quad (6.14)$$

Если это условие не выполняется, то необходимо изменить $I_{\text{ном.нагрев}}$ в пределах регулирования тока несрабатывания или заменить тепловой нагревательный элемент.

После выбора теплового реле для магнитного пускателя строятся защитная характеристика реле и нагрузочная характеристика двигателя и проверяется правильность их согласования.

ПРИМЕР 1. ВЫБОР КОНТАКТОРА (МАГНИТНОГО ПУСКАТЕЛЯ) ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ СЕРИИ 4А

Для управления и защиты от продолжительных токов перегрузки асинхронного двигателя часто используются контакторы в сочетании с тепловыми реле или магнитные пускатели, в которых контактор и реле вместе с кнопками управления помещены в защитный кожух и являются автономными аппаратами.

Пусть необходимо выбрать контактор (магнитный пускатель) для управления и защиты асинхронного двигателя 4АР132S4, работающего в продолжительном режиме.

По типу двигателя согласно [74] определим его параметры:

Номинальная мощность двигателя $P_{\text{ном}}$	7,5 кВт
Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{ном}}$	87,5%
Коэффициент мощности $\cos\varphi$	0,86
Номинальное линейное напряжение на обмотке статора $U_{\text{ном.л}}$	380 В
Коэффициент кратности пускового тока k_I	6,5
Время пуска двигателя $t_{\text{п}}$	5 с

Основные технические параметры, по которым производится выбор, следующие:

назначение и области применения. Из известных основных типов контакторов и магнитных пускателей в данном случае могут применяться: контакторы МК1,2; КМ 2000; КТ 6600; КМ13; КТ12Р; МК3

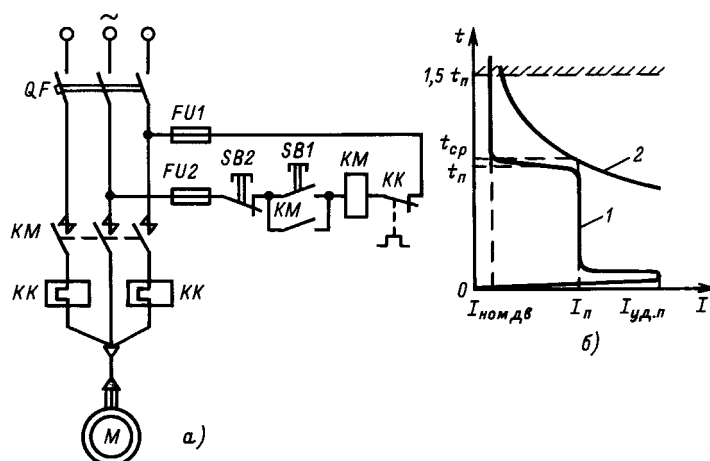


Рис. 6.4. Схема прямого пуска и защиты асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (а), (б) – пусковая характеристика двигателя (1) и защитная характеристика теплового реле (2)

с тепловыми реле серии РТТ, РТЛ, РТН или магнитные пускатели серий ПМЕ, ПМА, ПМЛ;

род тока, количество и исполнение главных и вспомогательных контактов. Род тока – переменный, частота – 50 Гц; согласно схеме включения двигателя (рис. 6.4,а) аппарат должен иметь не менее трех замыкающихся силовых контактов и одного замыкающегося вспомогательного контакта;

номинальное напряжение и ток силовой цепи. Номинальное напряжение – 380 В; номинальный ток не должен быть ниже номинального тока двигателя;

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫБОРА АППАРАТОВ

1. Предварительный расчет.

Прежде чем провести выбор аппарата по основным техническим параметрам, необходимо рассчитать номинальный и пусковой токи двигателя [75]:

$$I_{\text{ном.дв}} = \frac{P_{\text{ном}} \cdot 10^3}{\sqrt{3} U_{\text{ном.л}} \eta_{\text{ном}} \cos\phi} = \frac{7,5 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0,875 \cdot 0,86} = 15,1 \text{ А} .$$

Пусковой ток двигателя (его действующее значение) (см.рис. 6.3,б)

$$I_{\text{п}} = k_f I_{\text{ном.дв}} = 6,5 \cdot 15,1 = 98,2 \text{ А} .$$

Ударный пусковой ток (амплитудное значение)

$$I_{\text{уд.п}} = (1,2 \div 1,4) \sqrt{2} I_{\text{п}} .$$

Принимаем

$$I_{\text{уд.п}} = 1,3 \cdot \sqrt{2} I_{\text{п}} = 1,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 98,2 = 180,5 \text{ А} .$$

2. Выбор аппаратов по основным техническим параметрам.

В начале выбираем магнитный пускатель со встроенным тепловым реле по основным техническим параметрам для заданного схемного решения (рис. 6.4,а).

В табл. 6.4 приведены результаты выбора магнитных пускателей и некоторые их технические параметры.

Проверим возможность работы выбранных аппаратов в категориях применения АС-3 и АС-4.

В категории применения АС-3 магнитный пускатель должен включать в нормальном режиме коммутации ток (см.п.6.1.3)

$$I_0 = 6 I_{\text{н.р}} \geq I_{\text{п}} ,$$

а в режиме редких коммутаций

$$I_0 = 10 I_{\text{н.р}} \geq I_{\text{уд.п}} .$$

Оба условия выбранными пускателями выполняются, так как

категория применения. Аппарат должен работать в одной из категорий применения: АС-3 или АС-4;

режим работы. Режим работы аппарата – продолжительный с частыми прямыми пусками двигателя;

климатическое исполнение и категория размещения. Аппарат предназначен для эксплуатации в среде с умеренным климатом (У) в категории размещения – 3.

В качестве технико-экономических показателей (показателей качества) выбираем коммутационную износостойкость (этот показатель основной и его „вес” – 0,7) и массу аппарата (его „вес” – 0,3).

$$I_0 = 6 \cdot 22 = 132 \text{ А} > I_{\text{п}} = 98,2 \text{ А} ;$$

$$I_0 = 10 \cdot 22 = 220 \text{ А} > I_{\text{уд.п}} = 180,5 \text{ А} .$$

В категории применения АС-4 магнитный пускатель должен отключать в нормальном режиме коммутации ток (см.п.6.1.3)

$$I_0 = 6 \cdot 10 = 60 \text{ А} ,$$

который меньше пускового тока двигателя. В режиме редких коммутаций ток

$$I_0 = 8 \cdot 10 = 80 \text{ А} ,$$

также ниже возникающего в цепи ударного пускового тока двигателя.

Поэтому выбранные магнитные пускатели, предназначенные для работы в категории применения АС-4, в данных условиях не пригодны.

Таблица 6.4. Результаты выбора магнитных пускателей

Тип пускателя	Номинальный ток, А	Номинальный рабочий ток, А	Категория применения	Степень защиты	Время срабатывания теплового реле при б/ном, с
ПМЛ 221002	25	22	АС-3	IP54	4,5–9
ПМЛ 222002	25	22	АС-3	IP54	4,5–9
ПМЛ 223002	25	22	АС-3	IP54	4,5–9
ПМЛ 272002	25	22	АС-3	IP54	4,5–8
ПМЛ 221002	25	10	АС-4	IP54	4,5–9
ПМЛ 222002	25	10	АС-4	IP54	4,5–9
ПМЛ 223002	25	10	АС-4	IP54	4,5–9
ПМЛ 272002	25	10	АС-4	IP54	4,5–9

Тепловые реле серии РТЛ, встроенные в магнитные пускатели имеют регулируемое время срабатывания $t_{cp} = 4,5-9$ с, что приемлемо в заданных условиях пуска двигателя ($1,5t_{п} \geq t_{cp} > t_{п}$).

На рис. 6.4,а приведены пусковая характеристика двигателя и защитная характеристика теплового реле.

Для реализации схемы пуска двигателя можно использовать контактор и дополнительное тепловое реле.

Основные технические параметры контакторов, выбранных на те же исходные данные, приведены в табл.6.5.

Таблица 6.5. Результаты выбора контакторов

Тип контактора	Номинальный ток, А	Категория применения	Степень защиты	Число вспомогательных контакторов	Климатическое исполнение
МК1-30У3А	16	АС-4	IP00	2з-2р	УХЛ3
МК1-30У3Б	16	АС-4	IP00	2з-2р	УХЛ3
МК2-30У3А	25	АС-4	IP00	2з-2р	УХЛ3
МК2-30У3Б	25	АС-4	IP00	2з-2р	УХЛ3
КТ6000/01	16	АС-4	IP00	1з-2з; 3з-3р	УХЛ3
КМ 2311-7	25	АС-3	IP00	1з-0р	М; ОМ
КМ 2311-8	25	АС-3	IP00	2з-0р	М; ОМ
КМ 2311-9	25	АС-3	IP00	1з-1р	М; ОМ

Проверка контакторов на работоспособность в категориях применения АС-3 и АС-4 показала, что контакторы МК2-30 могут работать в категории применения АС-4, контакторы КМ 2311 – в категории применения АС-3.

Контрольные вопросы

1. По каким основным техническим параметрам выбирают контакторы и магнитные пускатели?
2. Какие аварийные режимы имеют место в асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором? Способы защиты от них.
3. Что такое ток несрабатывания теплового реле?
4. Как проверяется правильность выбора контактора (магнитного пускателя) в заданной категории

В данном случае для защиты двигателя от перегрузки пригодны тепловые реле серии ТРН, технические параметры которых приведены в табл. 6.6. Время срабатывания реле регулируется в диапазоне 3–25 с, что вполне приемлемо.

Таблица 6.6. Результаты выбора тепловых реле

Тип теплового реле	Исполнение реле	Номинальный ток теплового элемента, А	Тип нагревательного элемента	Способ возврата	Степень защиты	Пределы регулирования тока по отношению к номинальному, А
ТРН-25	2	16	СМЕН	РУЧ	IP00	12–20
ТРН-25	2	20	СМЕН	РУЧ	IP00	15–25
ТРН-25	2	25	СМЕН	РУЧ	IP00	18,7–25
ТРН-40	2	16	СМЕН	РУЧ	IP00	12–20
ТРН-40	2	20	СМЕН	РУЧ	IP00	15–25
ТРН-40	2	25	СМЕН	РУЧ	IP00	18,7–31,2

3. Выбор аппаратов по технико-экономическим критериям.

Согласно исходным данным в качестве технико-экономических критериев заданы коммутационная износостойкость (с „весом” параметра – 0,7) и масса аппарата (с „весом” – 0,3).

С учетом этих критериев проведен оптимизационный расчет. Лучшими (оптимальными) аппаратами являются: магнитный пускатель ПМЛ 221002, контактор МК2-30У3А и тепловое реле ТРН-25.

Выбор электрических аппаратов по основным техническим параметрам и технико-экономическим показателям проводился на ПЭВМ с использованием баз данных отечественных аппаратов управления и защиты и системы управления базой данных „Выбор 2.2”, разработанной в МЭИ [73].

5. Как выбирается тепловое реле из условия нормального пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором?
6. Какие технико-экономические показатели аппаратов известны? Что они характеризуют?

6.4. МЕТОДИКА ВЫБОРА АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Автоматические выключатели являются самыми распространенными аппаратами защиты цепей и потребителей от аварийных режимов (см. § 4.4). Они также предназначены для нечастых включений и отключений токов нагрузки (номинальных токов).

Автоматические выключатели рекомендуется выбирать по следующим основным техническим параметрам (см. п. 6.1.3): назначению, области применения и исполнению; роду тока и числу главных контактов; типу расцепителя, встроенного в выключатель; номинальному току расцепителя; кратности уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя (для максимально-токовых расцепителей); номинальной уставке на ток срабатывания теплового расцепителя (для тепловых расцепителей); времени срабатывания теплового расцепителя в режиме перегрузки; предельной коммутационной способности выключателя; типу присоединения подводящих проводников; виду привода выключателя; способу установки выключателя в низковольтное комплектное устройство; климатическому исполнению, категории размещения и степени защиты; числу общих циклов коммутации и числу коммутаций под нагрузкой.

Разнообразие технических параметров автоматических выключателей делает их выбор достаточно сложным и трудоемким.

По исполнению автоматические выключатели различаются на нетокоограничивающие, токоограничивающие и селективные [51].

Нетокоограничивающие выключатели отключают цепь, когда короткое замыкание достигает установившегося ожидаемого значения.

Токоограничивающие выключатели ограничивают ток короткого замыкания путем быстрого введения в цепь дополнительного сопротивления электрической дуги и последующего быстрого отключения короткого замыкания. При этом ток короткого замыкания не достигает ожидаемого максимального значения. Подобные выключатели имеют специальную контактную систему и отличаются повышенным быстродействием.

Селективные выключатели позволяют в процессе эксплуатации регулировать ток и время срабатывания максимальной токовой защиты. Это дает возможность осуществить селективную (избирательную) защиту потребителей и цепей (см. § 4.4).

Токоограничивающие и селективные выключатели являются более сложными и дорогостоящими аппаратами и их применение должно быть технически и экономически обосновано.

Основным элементом выключателя, который контролирует состояние цепи и выдает команду на отключение при наличии ненормальных режимов, является встроенный в него расцепитель. Расцепитель выполняет роль измерительного органа и в зависимости от его типа защищает цепь от той или иной аварийной ситуации. Электромагнитные расцепители выполняют функции защиты цепи от больших перегрузок по току или от КЗ. Тепловые расцепители предназначены для защиты в области перегрузок, в 5–7 раз превышающих номинальный ток. Полупроводниковые расцепители имеют широкий спектр выполняемых защитных функций (защита от КЗ, перегрузок по току) с большими возможностями регулировки.

Минимальные и нулевые расцепители выполняют защитные функции от понижения напряжения в сети. Например, минимальный расцепитель обеспечивает отключение выключателя при напряжении 70–35% номинального, а нулевой расцепитель — при 35–10% номинального. Минимальные расцепители часто используются для дистанционного отключения автомата.

Независимые расцепители служат для дистанционного управления (отключения) автоматическим выключателем.

Современные автоматические выключатели имеют встроенные расцепители, устанавливаемые заводом-изготовителем и рассчитанные на заданные номинальные токи. Номинальный ток расцепителя ($I_{ном.р}$) отличается от номинального тока выключателя ($I_{ном.а}$), но не превосходит его. Автоматический выключатель АК63 на номинальный ток 63 А может быть укомплектован расцепителями, рассчитанными на токи 0,63–63 А. Поэтому выбор выключателя производится по номинальному току его расцепителя.

Выключатели с максимальным токовым расцепителем снабжены отсечкой, кратность уставки которой по отношению к номинальному току расцепителя отстраивается от максимально возможного превышения тока над номинальным значением в процессе нормальной работы потребителя. Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором отсечка выключателя отстраивается от ударного пускового тока двигателя, на 10–20% превышая его значение, т. е.

$$I_0 = (1,1 \div 1,2) I_{уд.п} \quad (6.15)$$

При этом номинальная отсечка автоматического выключателя $I_{ном.0}$ должна быть не меньше I_0 , но не

должна превышать минимального значения тока КЗ в цепи. В каталогах на автоматические выключатели значения отсечки приводятся в абсолютных или в относительных (в кратностях к номинальному току расцепителя) значениях.

Номинальная уставка на ток срабатывания теплового расцепителя выключателя $I_{\text{НОМ.Т}}$ равна среднему значению между током несрабатывания расцепителя $1,1I_{\text{НОМ.Р}}$ и нормированным значением тока срабатывания $1,45I_{\text{НОМ.Р}}$ т. е.

$$I_{\text{НОМ.Т}} = (1,1I_{\text{НОМ.Р}} + 1,45I_{\text{НОМ.Р}})/2 \quad (6.16)$$

ПРИМЕР 2. ВЫБОР АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ СЕЛЕКТИВНОСТИ ИХ РАБОТЫ

Выбрать автоматические выключатели с максимальным токовым расцепителем (отсечкой) для селективной защиты цепи радиальной схемы питания электродвигателей с короткозамкнутым ротором (см.рис. 6.2) при возникновении короткого замыкания на зажимах двигателя М2, учитывая, что двигатели в схеме одинаковы (см.пример 1). Параметры схемы следующие:

Мощность питающего трансформатора $TI S_{\text{НОМ}}$	1000 кВ·А
Напряжение короткого замыкания $U_{\text{К}}$	5,5%
Соотношение сопротивлений питающей системы и трансформатора $x_{\text{С}}/x_{\text{Т}}$	0,1
Длина соединительного кабеля l_2	100 м
l_3	20 м
Материал кабеля	алюминий

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫБОРА АППАРАТОВ

1. Предварительный расчет.

Определяются параметры нагрузки, в данном случае номинальный и пусковой токи двигателя М2:

$$I_{\text{НОМ.ДВ}} = 15,1 \text{ А}; I_{\text{П}} = 98,2 \text{ А}; \\ I_{\text{УД.П}} = 180,5 \text{ А} .$$

Определяется ожидаемый ток в цепи при трехфазном коротком замыкании на зажимах двигателя в точке 1, на сборке в точке 2 и на зажимах КТП в точке 3 (см.рис. 6.2). Для этого необходимо выбрать сечение соединительных кабелей l_2 и l_3 . Согласно [69] выбираем алюминиевые трехжильные кабели с резиновой изоляцией, проложенные в одной трубке. Их сечения, для участка $l_2 = 2,5 \text{ мм}^2$, для $l_3 = 8 \text{ мм}^2$. При этом удельное электрическое сопротивление кабелей с алюминиевыми жилами при температуре проводника 65°С составляет [68]:

$$r_{\text{УД3}} = 9,61 \text{ мОм/м}; x_{\text{УД3}} = 0,092 \text{ мОм/м}; \\ r_{\text{УД2}} = 1,1 \text{ мОм/м}; x_{\text{УД2}} = 0,061 \text{ мОм/м}.$$

Активное и индуктивное электрическое сопротивление кабелей:

$$r_{\text{К3}} = r_{\text{УД3}} l_3 = 9,61 \cdot 20 = 192,2 \text{ мОм}; \\ x_{\text{К3}} = x_{\text{УД3}} l_3 = 0,0092 \cdot 20 = 1,84 \text{ мОм}; \\ r_{\text{К2}} = r_{\text{УД2}} l_2 = 1,1 \cdot 1000 = 110 \text{ мОм};$$

Время срабатывания теплового расцепителя автоматического выключателя находится из его защитной характеристики по току перегрузки, длительно протекающему в цепи.

В выключателях широко используются два типа присоединения: переднее и заднее, а сами выключатели располагаются в распределительном устройстве в стационарном или выдвигном исполнении. Выключатели могут снабжаться ручным или двигательным и электромагнитным приводами в зависимости от типа выключателя и его номинального тока.

Остальные технические параметры автоматических выключателей подробно описаны в п. 6.1.3.

$$x_{\text{К2}} = x_{\text{УД2}} l_2 = 0,061 \cdot 100 = 6,1 \text{ мОм}.$$

Активное и индуктивное сопротивления трансформатора 6(10)/0,4 кВ мощностью 630 кВ·А, напряжением КЗ – 5,5% при соединении обмоток треугольник-звезда с нейтралью [68]:

$$r_{\text{Т}} = 2 \text{ мОм}; x_{\text{Т}} = 8,6 \text{ мОм}.$$

Принимая переходное сопротивление контактов равным 15 мОм находим суммарные активное и индуктивное сопротивления от трансформатора Т1 до места КЗ (точке 1):

$$r_{\text{К3}} = r_{\text{Т}} + r_{\text{К3}} + r_{\text{К2}} + r_{\text{ПК}} = \\ = 2 + 192,2 + 110 + 15 = 319,2 \text{ мОм};$$

$$x_{\text{К3}} = x_{\text{С}} + x_{\text{Т}} + x_{\text{К3}} + x_{\text{К2}} = \\ = 0,1 \cdot 8,6 + 8,6 + 1,84 + 6,1 = 17,4 \text{ мОм} .$$

Модуль полного сопротивления до места короткого замыкания составит:

$$z_{\text{К3}} = \sqrt{x_{\text{К3}}^2 + r_{\text{К3}}^2} = \sqrt{17,4^2 + 319,2^2} = 319,7 \text{ мОм} .$$

Ток трехфазного короткого замыкания в точке 1 равен:

$$I_{\text{КЗ1}}^{(3)} = \frac{U_{\text{НОМ.Л}}}{\sqrt{3} z_{\text{К3}}} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 319,7 \cdot 10^{-3}} = 686 \text{ А}.$$

Ток двухфазного короткого замыкания в цепях с изолированной нейтралью равен:

$$I_{кз1}^{(2)} = \frac{U_{ном.л}}{\sqrt{2} z_{кз}} = \frac{380}{\sqrt{2} \cdot 319,7 \cdot 10^{-3}} = 594 \text{ А.}$$

Ударный ток короткого замыкания

$$i_{уд1} = k_{уд} \sqrt{2} \cdot I_{кз1}^{(3)} = 1 \cdot \sqrt{2} \cdot 686 = 970 \text{ А,}$$

где $k_{уд} = 1$ при $x_{кз} / r_{кз} = 0,05$.

Аналогично определяем ток трехфазного короткого замыкания в точке 2 (см.рис. 6.2):

$$r_{кз} = r_T + r_{к2} + r_{ПК} = 2 + 110 + 15 = 127 \text{ мОм ;}$$

$$x_{кз} = x_c + x_T + x_{к2} =$$

$$= 0,1 \cdot 8,6 + 8,6 + 6,1 = 15,56 \text{ мОм ;}$$

$$z_{кз} = \sqrt{15,56^2 + 127^2} = 128 \text{ мОм ;}$$

$$I_{кз2}^{(3)} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 128 \cdot 10^{-3}} = 1714 \text{ А;}$$

$$i_{уд2} = 1 \cdot \sqrt{2} \cdot 1714 = 2424 \text{ А.}$$

Зная мощность питающего трансформатора и соотношение x_c/x_T , определяем ток трехфазного короткого замыкания на зажимах КТП в точке 3. Для этого используем известные зависимости [68]. Получим:

$$I_{кз3}^{(3)} = 12000 \text{ А.}$$

При этом учитывается $r_{ПК}$.

2. Выбор автоматического выключателя Q4 (см. рис. 6.2).

Автоматический выключатель ближайший к защищаемому объекту (асинхронному двигателю М2) выбирается:

а) по номинальному току расцепителя

$$I_{ном.р} \geq I_{ном.дв} = 15,1 \text{ А;}$$

б) из условия несрабатывания отсечки при пуске двигателя. Номинальная отсечка расцепителя выключателя Q4

$$I_{ном.о.4} \geq I_0 = (1,1 \div 1,2) I_{уд.п};$$

$$I_0 = 1,1 \cdot 180,5 = 198,6 \text{ А.}$$

Выбирается автоматический выключатель, номинальная отсечка которого превышает 198,6 А, либо кратность уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя превышает $198,6/I_{ном.р}$. Подобным требованиям удовлетворяет выключатель ВА14-26-34 с номинальным током расцепителя 20 А и номинальной отсечкой на 200 А (кратность уставки тока отсечки к номинальному – 10);

в) по предельной коммутационной способности выключателя, значение которого должно быть не меньше тока короткого замыкания в точке 1 – $I_{кз1}^{(3)} = 686 \text{ А}$. Выбранный выключатель имеет предельную коммутационную способность, равную 4,5 кА;

г) из условия нормального пуска (самопуска) асинхронного двигателя

$$I_{кз}^{(3)}/I_{п} \geq 2 \text{ – при легком пуске двигателя } (t_{п} \leq 5 \text{ с});$$

$$I_{кз}^{(3)}/I_{п} \geq 3,5 \text{ – при тяжелом пуске двигателя } (t_{п} > 5 \text{ с}).$$

В данном случае $I_{кз1}^{(3)}/I_{п} = 686/98,2 = 7$ и условие самопуска двигателя выполняется.

Выбранный таким образом автоматический выключатель относится к классу нетокоограничивающих выключателей, трехполюсного исполнения, с электромагнитным расцепителем, ручным приводом, стационарного исполнения.

В табл. 6.7 приведены технические параметры выбранного аппарата.

Таблица 6.7. Основные технические параметры выбранных выключателей

Автоматический выключатель	Тип выключателя	Номинальный ток расцепителя, А	Кратность уставки тока отсечки к номинальному	Предельная коммутационная способность, кА
Q4	ВА14-26-34	20	10	4,5
Q3	ВА14-26-34	32	10	3
Q1	A3716Ф	160	3,9	15

3. Выбор автоматического выключателя Q3 (см. рис. 6.2).

Выбор автоматического выключателя, защищающего распределительное устройство РУ1, проводится в следующей последовательности:

а) по номинальному току расцепителя

$$I_{ном.р} \geq I_{ном},$$

где $I_{ном}$ – номинальный ток в линии l_2 , $I_{ном} = 30,2 \text{ А}$.

Выбирается выключатель с номинальным током расцепителя $I_{ном.р} = 32 \text{ А}$.

б) по номинальной отсечке расцепителя автоматического выключателя Q3

$$I_{ном.о.3} \geq k_{н.о} I_{ном.о.4},$$

где $k_{н.о}$ – коэффициент надежности согласования, принимается равным 1,3÷1,5 или рассчитывается с учетом разбросов срабатывания отсечек (см.[70]).

Ток номинальной отсечки расцепителя выключателя Q3 определяется

$$I_{\text{ном.о3}} = 1,3 \cdot 200 = 260 \text{ А} .$$

При этом кратность уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя выбирается равной 10.

в) проверяется выключатель Q3 на способность коммутировать ток короткого замыкания в точке 2

$$I_{\text{кз2}}^{(3)} = 1714 \text{ А} .$$

Ток предельной коммутационной способности выбранного выключателя составляет 3 кА, что выше тока $I_{\text{кз2}}^{(3)}$.

В качестве выключателя Q3 выбирается аналогичный Q4 тип аппарата, технические параметры которого приведены в табл. 6.7.

4. Выбор автоматического выключателя Q1 (см. рис. 6.2).

Выключатель, расположенный на КТП, защищает силовой трансформатор и энергосистему и должен отличаться высокой надежностью работы. Как правило, это селективные выключатели. Они выбираются:

а) по номинальному току расцепителя

$$I_{\text{ном.р}} \geq I_{\Sigma\text{ном}} ,$$

где $I_{\Sigma\text{ном}}$ – суммарный ток, протекающий в цепи выключателя Q1, при одновременной работе всех двигателей.

ПРИМЕР 3. ВЫБОР АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ЦЕПИ ОТ КЗ И ПЕРЕГРУЗКИ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Выбрать автоматический выключатель с максимальным токовым и тепловым расцепителями в цепи питания асинхронного двигателя 4А. Параметры двигателя, электрической цепи, а также результаты их предварительного расчета приведены в примерах 1 и 2.

Необходимо выбрать автоматический выключатель с электромагнитным и тепловым расцепителями (либо с комбинированным расцепителем), отвечающий основным техническим параметрам и имеющий наибольшую износостойкость (число циклов коммутации под нагрузкой) с весовым коэффициентом показателя 0,8 и наименьший объем с весовым коэффициентом 0,2.

Последовательность выбора аппаратов следующая.

1. Выбираем нетокоограничивающий установочный выключатель с ручным приводом, стационарного исполнения и передним присоединением проводов.

2. Номинальное напряжение выключателя 380 В, с тремя главными контактами.

3. Номинальный ток комбинированного расцепителя выбирается из условия

В данном случае $I_{\Sigma\text{ном}} \approx 136 \text{ А}$.

Выбирается выключатель серии АЗ716Ф с номинальным током расцепителя $I_{\text{ном.р}} = 160 \text{ А}$.

б) по номинальной отсечке расцепителя автомата Q1:

$$I_{\text{ном.о1}} \geq k_{\text{н.о}} I_{\text{ном.о2}} ,$$

где $I_{\text{ном.о3}}$ – наибольший из токов срабатывания отсечек нижестоящих выключателей, т. е. принимается:

$$I_{\text{ном.о1}} \geq 1,3 \cdot 260 = 338 \text{ А} .$$

Кратность уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя выбираем равной 3,9.

в) из условия отключения тока трехфазного короткого замыкания в точке 3 – $I_{\text{кз3}}^{(3)} = 12000 \text{ А}$.

Ток предельной коммутационной способности выбранного выключателя достигает 15 кА.

Если согласовать отсечки всех выключателей в цепи не удастся, то выключатель на КТП выбирается селективным по времени. При этом ток мгновенного срабатывания третьей ступени защиты (выключателя Q1) $I_{\text{с.мгн}}$ должен превосходить $I_{\text{кз3}}^{(3)}$ в точке 3 [68].

Технические параметры выбранного выключателя приведены в табл. 6.7.

$$I_{\text{ном.р}} \geq I_{\text{ном.дв}} = 15,1 \text{ А} .$$

Выбираем выключатель серии АЕ2026 с электромагнитным и тепловым расцепителями на $I_{\text{ном.р}} = 16 \text{ А}$.

4. Кратность уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя должна находиться в пределах

$$\frac{198,6}{I_{\text{ном.р}}} \approx 12 \leq \frac{I_{\text{ном.о}}}{I_{\text{ном.р}}} \leq \frac{686}{I_{\text{ном.р}}} \approx 43 .$$

Выбранный выключатель имеет отсечку равную 12, что удовлетворяет заданным условиям.

5. Предельная коммутационная способность выключателя должна превышать ток короткого замыкания на зажимах двигателя $I_{\text{кз}}^{(3)} = 686 \text{ А}$. Предельная коммутационная способность выбранного выключателя достигает 2 кА, что выше тока короткого замыкания.

6. Тепловой элемент комбинированного расцепителя проверяется по номинальной уставке на ток срабатывания теплового расцепителя. Предварительно определяется ток срабатывания теплового расцепителя согласно (6.16):

$$I_{ст} = (1,1 \cdot 16 + 1,45 \cdot 16) / 2 = 20,4 \text{ А}$$

и ищется ближайшее нормированное значение $I_{нт}$. Определяются пределы его регулирования (они составляют 0,9–1,15). По защитной характеристике автоматического выключателя определяется время срабатывания $t_{ср}$ теплового расцепителя при перегрузке и проверяется условие согласования нагрузочной характеристики асинхронного двигателя и защитной характеристики выключателя:

$$1,5t_{п} \geq t_{ср} \geq t_{п} ;$$

$$7,5 \geq 6 > 5 .$$

В табл. 6.8 приведены результаты выбора выключателей по основным техническим параметрам.

7. Определим наилучший, с учетом заданных технико-экономических показателей и их „веса”, аппарат, используя результаты выбора по основным техническим параметрам.

В табл. 6.8 выключатели размещены по мере ухудшения их технико-экономических показателей. Наибольшее предпочтение следует отдать автоматическому выключателю серии АЕ2026, удовлетворяющему всем заданным технико-экономическим условиям и имеющему наибольшее число циклов коммутации под нагрузкой при наименьшем объеме выключателя.

Таблица 6.8. Результаты выбора выключателей по техническим параметрам

Тип выключателя	Номинальный ток расцепителя, А	Кратность уставки тока отсечки к номинальному	Предельная коммутационная способность, кА	Номинальный ток выключателя, А
АЕ2026	16	12	2	16
АЕ2046М	16	12	4,5	63
АЕ2046	16	12	3	63
АЕ2053М	16	12	3,5	100
АЕ2056М	16	12	3,5	100
АЕ2063	16	12	3,5	160
АЕ2066	16	12	3,5	160

Выбор автоматических выключателей в рассмотренных примерах проводился с использованием баз данных и СУБД „Выбор 2.2” [73].

Контрольные вопросы

1. По каким основным техническим параметрам выбирают автоматические выключатели?
2. Какие автоматические выключатели по исполнению Вам известны? Их отличительные особенности и назначение.
3. Что такое номинальный ток расцепителя? Как он соотносится с номинальным током выключателя?
4. Что такое отсечка максимального расцепителя тока? Как выбирается кратность уставки тока отсечки к номинальному току расцепителя?
5. Как выбирается номинальная уставка на ток срабатывания теплового расцепителя выключателя?
6. Что такое селективность выключателей по току? Как она реализуется в радиальной схеме электропитания потребителей?
7. Как параметры соединительного кабеля и защитной аппаратуры влияют на условия прямого пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором?

Часть вторая СИЛОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ АППАРАТЫ

Глава седьмая СИЛОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧАХ И БЕЗДУГОВОЙ КОММУТАЦИИ

7.1.1. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

В электронных аппаратах основным элементом, управляющим потоком электрической энергии, являются коммутирующие электрические статические или бесконтактные электронные ключи. Функции бесконтактных ключей в настоящее время преимущественно выполняют силовые полупроводниковые приборы. Понятие „силовой” обозначает, что осуществляется управление потоком электрической энергии в отличие от микроэлектронных устройств в системах управления, связи, обработки и предоставления информации, основная задача которых управлять потоком информации. К силовым полупроводниковым приборам относятся приборы с максимально допустимым средним током свыше 10 А или импульсным током свыше 100 А. Силовые полупроводниковые приборы работают в качестве электронных ключей в двух явно выраженных состояниях — включенном, соответствующем высокой проводимости, и выключенном, соответствующем низкой проводимости. В этих режимах их вольт-амперные характеристики (ВАХ) подобны характеристикам нелинейных элементов релейного типа. Физической основой большинства таких приборов являются полупроводниковые структуры с различными типами электронной проводимости. Управление электронной проводимостью позволяет осуществлять бездуговую коммутацию электрических цепей.

Силовые полупроводниковые приборы можно классифицировать по различным признакам: принципу действия, применению и др.

По принципу действия силовые полупроводниковые приборы разделяются на три основных вида (диоды, транзисторы, тиристоры) и подразделяются на группы, определяемые особенностями конструктивного и технологического исполнения, характером физических процессов и др.

В каждой группе приборы могут классифицироваться по рабочей частоте (низкочастотные, высо-

кочастотные, импульсные и др.), а также по коммутируемой мощности (малой мощности, средней мощности, большой мощности).

Силовые полупроводниковые приборы классифицируются по степени управляемости, т. е. возможности перевести прибор из проводящего состояния в непроводящее и обратно, воздействуя на него сигналом управления малой мощности. По степени управляемости силовые полупроводниковые приборы разделяют на две группы:

не полностью управляемые приборы, которые можно переводить в проводящее состояние, но не наоборот, например, широко распространенные обыкновенные тиристоры (условно к этой группе можно отнести также и диоды, состояние которых определяется полярностью приложенного к ним напряжения);

полностью управляемые приборы, которые можно переводить в проводящее состояние и обратно сигналом управления (например, транзисторы или запираемые тиристоры). Сигнал управления электронного ключа формируется электронным устройством (формирователем), входящим в состав системы управления (СУ) аппарата, преобразователя или другого устройства, содержащего электронный ключ. Такое устройство именуют оконечным каскадом СУ или формирователем импульсов, а в технической литературе его часто называют „драйвером” (англ. driver). Основная функция драйвера заключается в формировании сигнала управления, необходимого для включения или выключения ключа при воздействии информационного сигнала малой мощности. Функционально драйвер аналогичен приводу электромеханического коммутационного аппарата.

Силовые приборы разделяют также внутри отдельных групп по основным параметрам, например, по значению и полярности выдерживаемых напряжений или допустимым токам и другим характерным признакам.

7.1.2. СТАТИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ КЛЮЧЕЙ

Статическим режимом работы ключа называется режим работы в одном из состояний: в выключенном или включенном. Этот режим наступает после завершения процессов коммутации. Одной из основных характеристик работы ключа в статических режимах является статическая ВАХ. В п.7.1.1 введено понятие идеального ключа и его статической ВАХ (рис. 7.1). Физические явления, сопутствующие состояниям проводимости полупроводниковых приборов, влияют на статические ВАХ, которые существенно уступают аналогичным характеристикам электромеханических контактов. Во-первых, полупроводниковые ключевые приборы обладают односторонней проводимостью тока и, как правило, способны блокировать напряжение одной полярности, исключая отдельные интегральные или гибридные приборы, сочетающие качества различных полупроводниковых элементов. Во-вторых, большинство полупроводниковых ключей в состоянии высокой проводимости имеют прямое напряжение не менее 0,7–1,5 В, обусловленное контактной разностью потенциалов на границе полупроводниковых слоев с различными типами проводимости. Кроме того, через полупроводниковые ключи в выключенном состоянии продолжают протекать остаточные токи, механизм возникновения и значение которых зависят от типа прибора, температуры, приложенного напряжения и др.

На рис. 7.2,а приведена обобщенная для отдельных видов полупроводниковых приборов статическая ВАХ. В зависимости от вида прибора ВАХ может быть с различной степенью точности описана соответствующими аналитическими функциями, изменяющимися экспоненциально. Статическая ВАХ позволяет определить потери активной мощности на интервалах включенного и (или) выключенного состояния прибора. Эти виды потерь называют статическими, и в общем виде они могут быть определены по ВАХ при периодической ком-

мутации из следующих соотношений (без учета потерь мощности на управление)

$$P_{ст} = P_{свкл} + P_{свыкл} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} i_{свкл}(t) u_{свкл}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_{свыкл}(t) u_{свыкл}(t) dt, \quad (7.1)$$

где t_0 и t_1 – моменты времени, соответствующие включению и выключению ключа; $T = t_2 - t_0$ – период работы ключа; $t_{вкл} = t_1 - t_0$, $t_{выкл} = t_2 - t_1$ – длительности включенного и выключенного состояний соответственно.

В (7.1) пределы интегрирования принимаются без учета интервалов динамических процессов Δt , которые протекают при переходе прибора из выключенного состояния во включенное и наоборот (т. е. $\Delta t = 0$).

Для упрощения анализа потерь статическую ВАХ ключевого элемента обычно подвергают кусочно-линейной аппроксимации. Аппроксимированная ВАХ прямого напряжения состоит из двух участков прямых: первый соответствует напряжению ΔU , второй – линейной характеристике малого сопротивления $R_{пр}$ (рис. 7.2,б). ВАХ обратного напряжения представляется линейной характеристикой большого сопротивления $R_{обр}$. В этом случае (7.1) принимает вид

$$P_{ст} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} i_{свкл}(t) [\Delta U + i_{свкл}(t) R_{пр}] dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{[u_{свыкл}(t)]^2}{R_{обр}} dt. \quad (7.2)$$

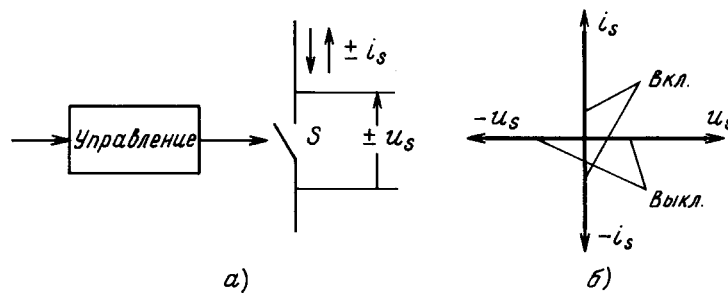


Рис. 7.1. Идеальный ключ: а – условное обозначение ключа; б – статическая ВАХ

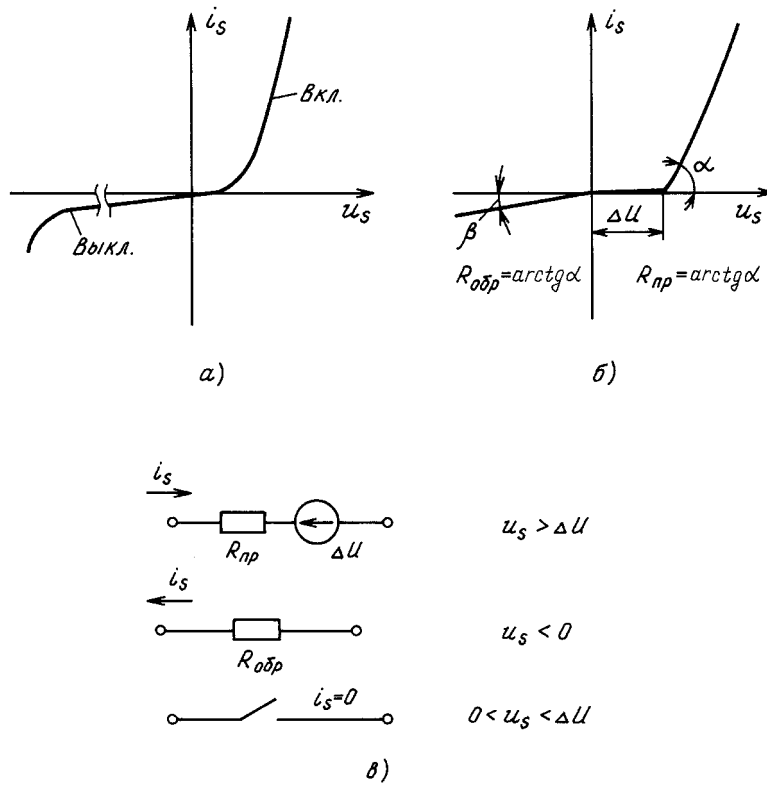


Рис. 7.2. Пример статических ВАХ полупроводниковых ключей: а – типовая ВАХ диода; б – аппроксимированная ВАХ диода; в – схемы замещения диода при различных напряжениях U_S

Следует отметить, что при принятой аппроксимации ВАХ ключ переходит в проводящее состояние в прямом направлении при $u_s > \Delta U$. В этом случае ему соответствуют две эквивалентные схемы. Для прямого напряжения с момента наступления проводящего состояния встречно-

включенным источником напряжения ΔU с последовательно соединенным резистором R_{np} , для обратного напряжения $-u_s$ резистором $R_{обп}$, а в диапазоне напряжений $0 < u_s < \Delta U$ ключ соответствует идеальному разрыву, так как ток через него равен нулю (рис. 7.2, в).

7.1.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ КЛЮЧЕЙ

Динамическим режимом называют режимы работы ключей в процессе перехода из одного состояния в другое. Поэтому протекающие при этом электромагнитные процессы называются переходными. Одной из важных характеристик ключа в динамических режимах является динамическая вольт-амперная характеристика ключа. Динамические ВАХ – это зависимости напряжения от тока на ключе при переходе его из включенного состояния в выключенное и наоборот. Общее время переключения зависит от быстродействия ключа и является одним из важнейших параметров. Быстродействие электронных ключей существенно превышает быстродействие электромеханических коммутацион-

ных аппаратов. Динамические характеристики электронных ключей близки к идеальным, что и определило качественно новые возможности импульсного управления электроэнергетическим потоком посредством высокочастотных переключений по определенным законам. При этом бездуговая коммутация, присущая электронным ключам, позволяет обеспечить практически неограниченный ресурс их работы в ключевых режимах при высокой частоте. Однако реализация этих возможностей зависит от выполнения определенных требований, предъявляемых к динамическим ВАХ и тщательного учета всех факторов, влияющих на них.

Динамические ВАХ зависят от внутренних параметров электронного ключа и от параметров коммутируемой цепи (рассматриваемой далее в виде электрических схем замещения).

Аналитическое описание динамических процессов, адекватно учитывающее физические явления в полупроводниковых приборах, представляет сложную задачу. Поэтому при анализе процессов переключения в электронных ключах используются упрощенные математические модели, позволяющие во многих случаях получать результаты с достаточной для практических целей точностью. Например, общепринятым является представление электронного ключа на интервале включения источником линейно спадающего напряжения, а на интервале выключения — источником линейно спадающего тока. Длительности спада напряжения и тока до нуля соответственно принимаются равными временам включения $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$ и выключения $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$ электронного ключа. Следует различать обозначения времени $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ для динамических и статических режимов. Для статических режимов так обозначается время, в течение которого ключ находится в включенном или выключенном состоянии, а для динамических режимов — время перехода из выключенного состояния во включенное и наоборот. Диаграммы напряжения u_s и тока i_s такой модели представлены на рис. 7.3. Допуская линейность их изменений, соответствующие эквивалентным источникам, напряжение и ток могут быть выражены

$$u_s(t) = E(1 - t/t_{\text{вкл}}^{\text{п}});$$

$$i_s(t) = I_s(1 - t/t_{\text{выкл}}^{\text{п}}), \quad (7.3)$$

где E и I_s — установившиеся значения напряжения и тока до коммутации; $t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$ и $t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$ — времена включения и выключения электронного ключа.

Очевидно, что ток ключа при включении и напряжение на нем при выключении будут характеризовать реакцию коммутируемой схемы на изменение состояния ключа.

Рассмотрим эти процессы более подробно на примере коммутации электронным ключом электрических цепей с различным характером пассивной нагрузки H (рис. 7.4). Для этого воспользуемся методом эквивалентных источников, широко применяемым при анализе переходных процессов, возникающих при коммутации в линейных цепях [77].

Согласно этому методу ток, возникающий в цепи нагрузки при подключении ее к источнику напряжения E , можно определить как реакцию пассивной цепи (не содержащей источников тока или напряжения) на подключение эквивалентного источника, напряжение которого $U_{\text{экв}}$ направлено встречно напряжению холостого хода (напряжению на разомкнутом ключе до начала момента включения при $t = t_0$), т. е. $U_{s0} = E$ (рис. 7.5), где U_{s0} — напряжение на ключе до момента коммутации. Напряжение эквивалентного источника определяется

$$u_{\text{экв}}(t) = U_{s0} - u_s(t) = E - u_s(t), \quad (7.4)$$

где $u_s(t)$ — напряжение на ключе на интервале включения [см.(7.3)].

В рассматриваемой схеме ток i_s , возникающий в нагрузке H , совпадает с током ключа S .

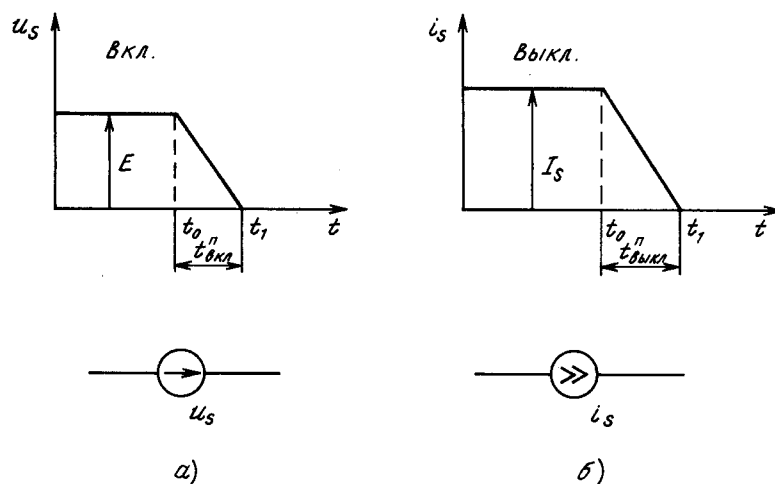


Рис. 7.3. Диаграммы напряжения и тока с эквивалентными схемами при включении (а) и выключении (б)

Переходный процесс при выключении ключа может рассматриваться как реакция пассивной цепи на воздействие эквивалентного источника тока (рис. 7.6.)

$$i_{\text{экв}}(t) = I_{s0} - i_s(t) = I_s - i_s(t), \quad (7.5)$$

где I_{s0} – ток, протекающий в цепи до начала момента коммутации ($t = t_0$); $i_s(t)$ – ток в ключе на интервале выключения, определяемый (7.3).

Следовательно, напряжение на ключе может быть определено как напряжение на нагрузке u_H ,

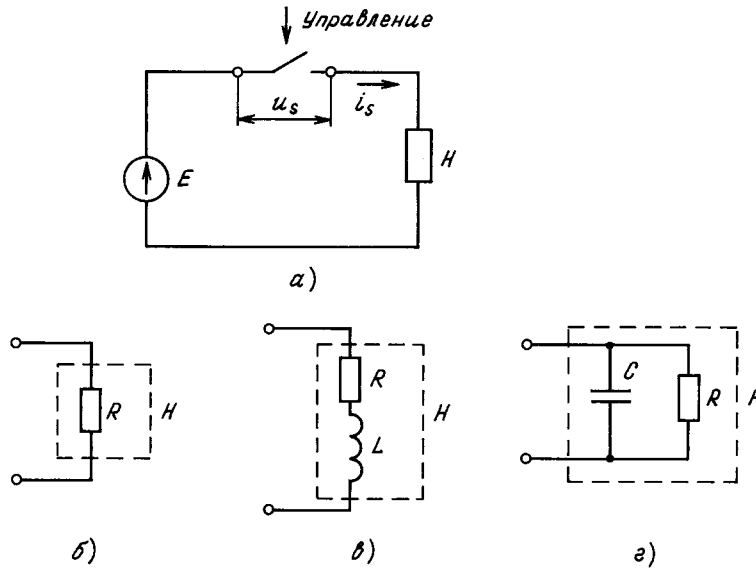


Рис. 7.4. Схемы коммутации электронным ключом: а – общая схема; б – активная нагрузка; в – активно-индуктивная нагрузка; z – активно-емкостная нагрузка

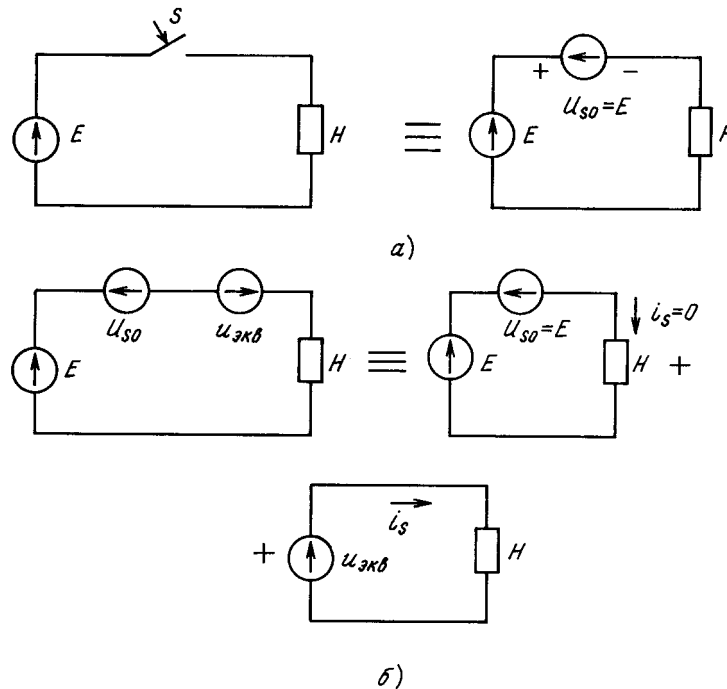


Рис 7.5. Включение нагрузки: а – эквивалентная схема до момента включения ($t \leq t_0$); б – эквивалентная схема при включении ($t \geq t_0$)

возникающее под воздействием тока $i_{\text{ЭКВ}}$. Таким образом, зная параметры нагрузки и учитывая (7.3–7.5), могут быть определены ток i_s при включении и напряжение u_s при выключении. Зависимости тока от напряжения при включении и напряжения от тока при выключении называются *динамическими вольт-амперными характеристиками электронного ключа* в конкретной схеме. Иногда их также называют *траекториями переключения или траекториями коммутации*.

Значения u_s и i_s позволяют определить энергию, выделяемую в ключе на интервалах коммутации

$$W_{\text{КОМ}} = \int_{t_0}^{t_1} u_s(t) i_s(t) dt. \quad (7.6)$$

При периодической коммутации средняя мощность потерь обусловлена переходными коммутационными процессами и поэтому называется динамической и определяется

$$P_{\text{СД}} = P_{\text{СД.ВКЛ}} + P_{\text{СД.ВЫКЛ}} = (W_{\text{КОМ.ВКЛ}} + W_{\text{КОМ.ВЫКЛ}}) f_{\text{К}}, \quad (7.7)$$

где $f_{\text{К}}$ – частота коммутации (периодических включений и отключений ключа S).

Общие потери активной мощности в ключе равны сумме статических и динамических потерь, т. е.

$$P_s = P_{\text{СТ}} + P_{\text{СД}}. \quad (7.8)$$

Характер нагрузки и ее параметры будут существенно влиять на динамические ВАХ ключа, а, следовательно, на потери энергии в нем при коммутации.

В простейшем случае коммутации активной нагрузки (рис. 7.7) изменения тока i_s и напряжения u_s описываются линейными соотношениями.

Согласно (7.3) с учетом (7.4) ток, возникающий при включении, в схеме 7.7,а можно представить в следующем виде

$$i_s = \frac{u_{\text{ЭКВ}}}{R} = \frac{E - u_s}{R} = \frac{E - E(1 - t/t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}})}{R} = \frac{Et}{R t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}}, \quad (7.9)$$

где $t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}} = t_1 - t_0$ (рис. 7.7,в).

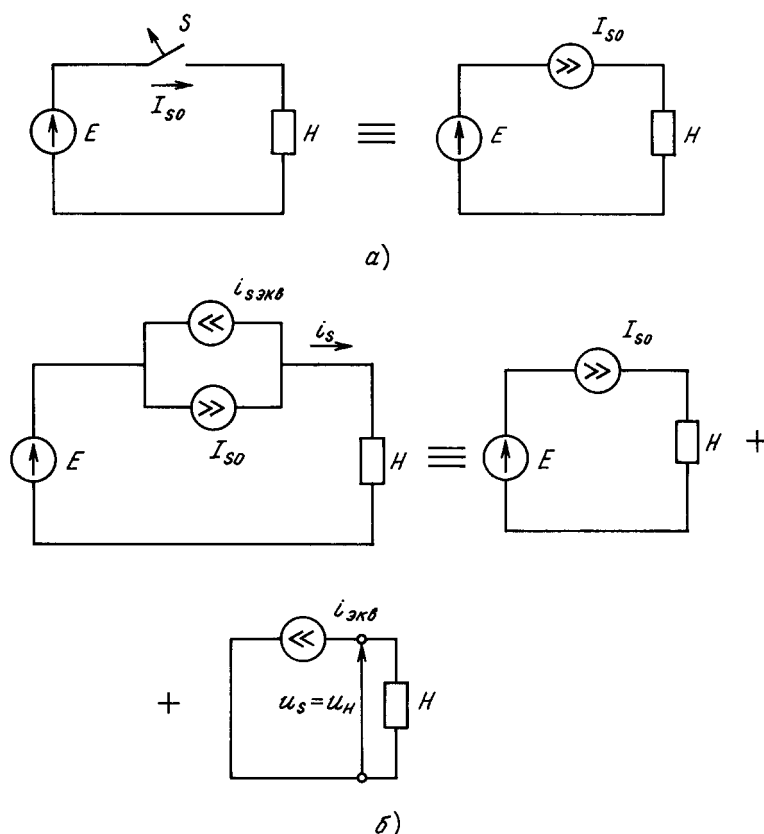


Рис. 7.6. Выключение нагрузки:

а – эквивалентная схема до момента выключения ($t \leq t_0$); б – эквивалентная схема при выключении ($t > t_0$)

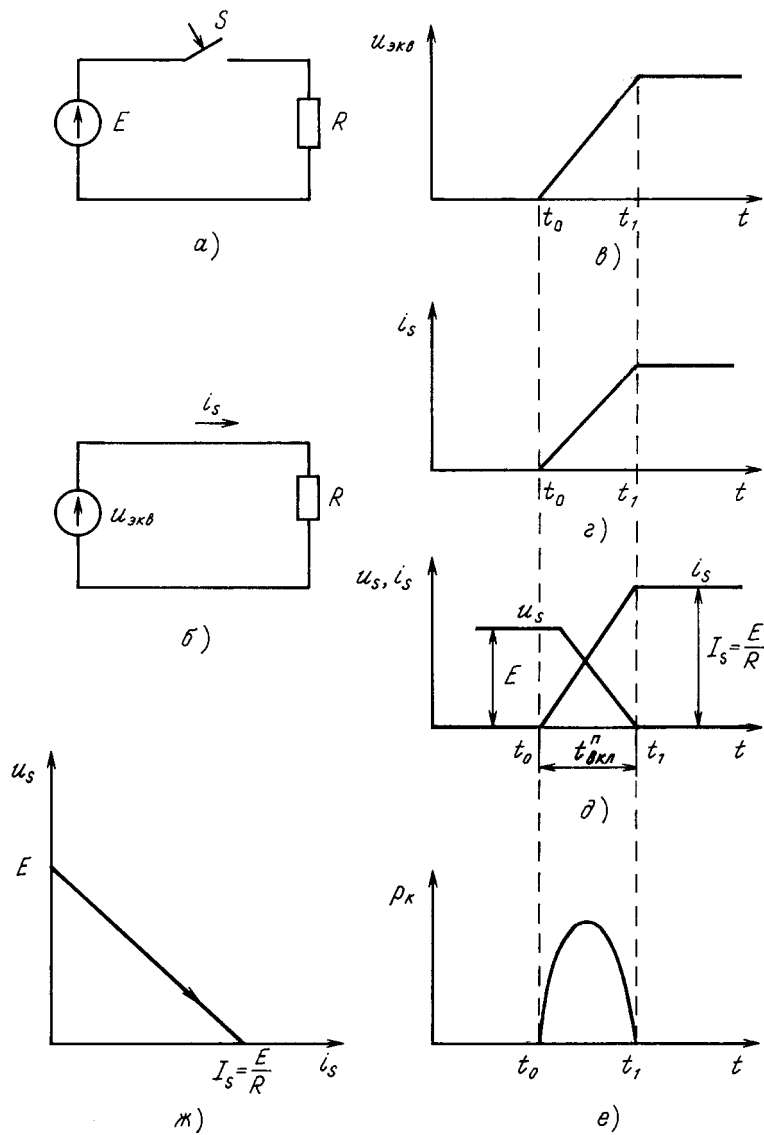


Рис. 7.7. Включение активной нагрузки:
 а, б – эквивалентные схемы; в, г, д, е – диаграммы изменения токов, напряжений и мгновенной мощности; ж – динамическая ВАХ ключа

Соответственно, мгновенные значения мощности при коммутации $p_k(t) = u_s(t)i_s(t)$ и энергии W_k определяются

$$p_k(t) = u_s(t)i_s(t) = \frac{E^2}{R} \left[\frac{t}{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}} - \frac{t^2}{(t_{\text{вкл}}^{\text{п}})^2} \right];$$

$$W_k = \int_0^{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}} u_s(t)i_s(t)dt = \frac{E^2 t_{\text{вкл}}^{\text{п}}}{6R}. \quad (7.10)$$

Исключая время из (7.3) и (7.9), получим аналитическое выражение динамической ВАХ ключа при включении активной нагрузки

$$u_s = E - i_s R. \quad (7.11)$$

Из (7.11) следует, что время включения не влияет на динамическую ВАХ при активной нагрузке.

Используя аналогичный подход, можно описать динамические процессы при выключении активной нагрузки (рис. 7.8). В этом случае

$$u_s = i_{\text{экр}} R = (I_s - i_s(t))R = \left[\frac{E}{R} - \frac{E}{R} \left(1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}^{\text{п}}} \right) \right] R = E \frac{t}{t_{\text{выкл}}^{\text{п}}}. \quad (7.12)$$

Динамическая ВАХ при выключении активной нагрузки также является линейной и описывается выражением аналогичным (7.11).

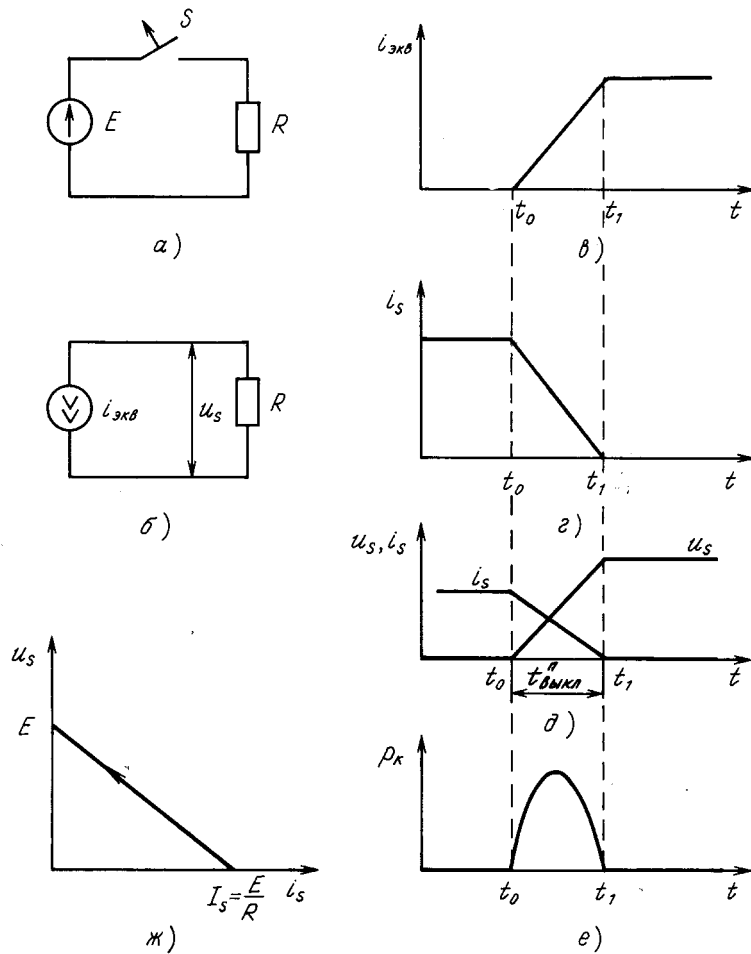


Рис. 7.8. Выключение активной нагрузки:
 а, б – эквивалентные схемы; в, г, д, е – диаграммы изменения токов, напряжений и мгновенной мощности; ж – динамическая ВАХ ключа

Процессы коммутации нагрузки, содержащей реактивные элементы, протекают иначе. В этих случаях законы изменения тока и напряжения в переходных процессах неидентичны. В общем случае для анализа динамических процессов в цепи с реактивными элементами целесообразно воспользоваться интегралом Дюамеля (или интегралом свертки) [77]. Однако при рассматриваемых формах $i_{\text{экв}}$ и $u_{\text{экв}}$ (рис. 7.7,в и рис. 7.8,в) для нахождения $u_s(t)$ и $i_s(t)$, проще представить эквивалентные источники напряжения и тока в виде идентичных, но разнополярных и смещенных во времени функций (рис. 7.9). Такое представление соответствует принципу суперпозиции, так как эквивалентные цепи линейны. В этом случае реакция цепи определяется на интервале коммутации $(0 - t_{\text{вкл}}^{\text{п}})$ и $(0 - t_{\text{выкл}}^{\text{п}})$ воздействием функций

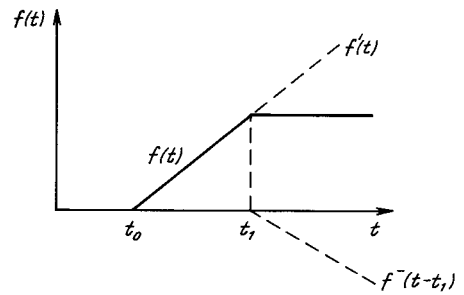


Рис. 7.9. Графическое представление функций эквивалентных источников в виде суммы двух функций

$$\begin{aligned} u_{\text{экв}} &= E \frac{t}{t_{\text{вкл}}^{\text{п}}}; \\ i_{\text{экв}} &= i_s \frac{t}{t_{\text{выкл}}^{\text{п}}}, \end{aligned} \quad (7.13)$$

а после коммутации при $t > t_{\text{вкл}}^{\text{п}}$ или $t > t_{\text{выкл}}^{\text{п}}$ воздействием функций

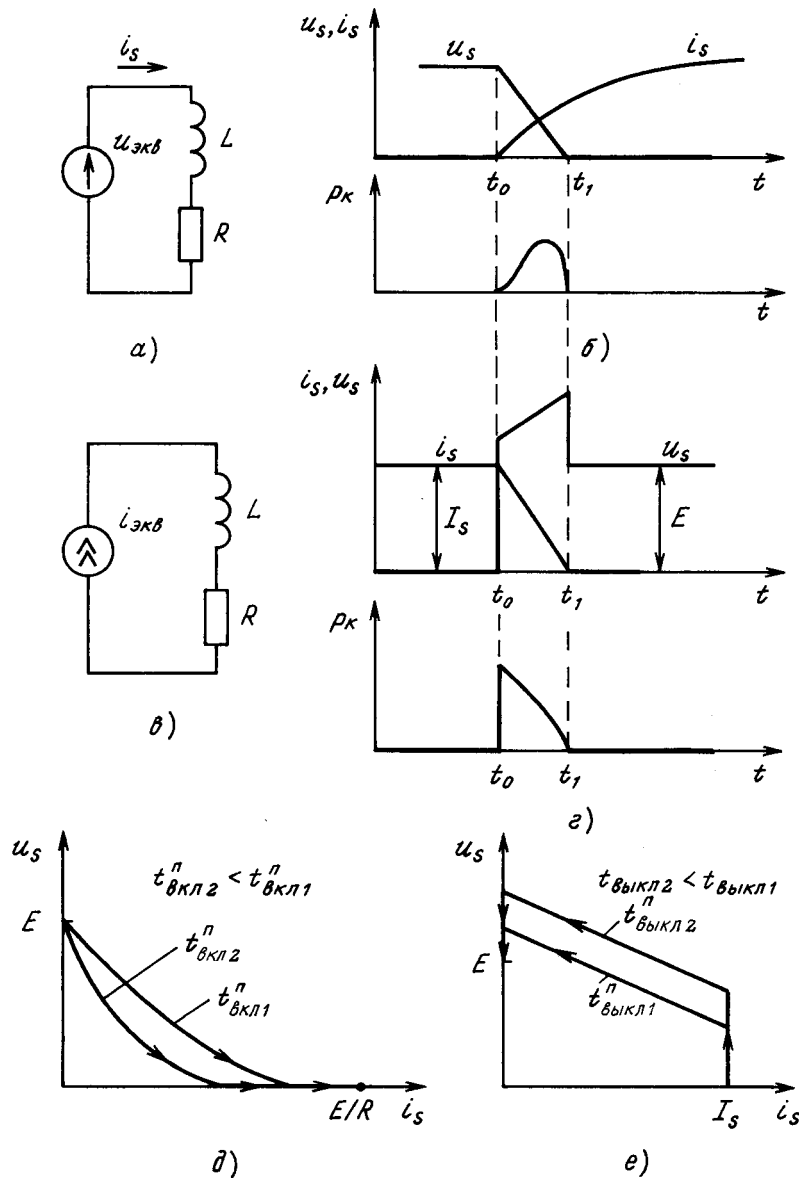


Рис. 7.10. Коммутация активно-индуктивной нагрузки:
 а, б – эквивалентные схемы при включении и диаграммы изменения i_s, u_s, p_k ;
 в, г – эквивалентные схемы при выключении и диаграммы изменения i_s, u_s, p_k ;
 д, е – динамические ВАХ ключа при включении и выключении

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ЭКВ}} &= E \frac{t}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}} - E \frac{(t - t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}})}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}}; \\
 i_{\text{ЭКВ}} &= I_{\text{S0}} \frac{t}{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}} - I_{\text{S0}} \frac{(t - t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}})}{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}}.
 \end{aligned}
 \quad (7.14)$$

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ЭКВ}}(p) &= \frac{E}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}} p^2}; \\
 i_{\text{ЭКВ}}(p) &= \frac{I_{\text{S0}}}{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}} p^2},
 \end{aligned}
 \quad (7.15)$$

где p – оператор Лапласа.

Учитывая типовой характер для определения токов и напряжений в цепи целесообразно использовать операторный метод Лапласа. В этом случае на интервалах коммутации изображение функций воздействующих источников принимает вид

С учетом изложенного метода расчета динамических режимов рассмотрим процесс включения активно-индуктивной нагрузки (рис. 7.10, а, б). Изображение тока в цепи нагрузки на интервале $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$ будет иметь вид

$$i_s(p) = \frac{u_{\text{ЭКВ}}(p)}{R + pL} = \frac{E}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}} L p^2 (p + 1/\tau)}, \quad (7.16)$$

где $\tau = L/R$.

Переходя к оригиналу $i_s = i(p)$ при $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}$, получим

$$i_s = \frac{E}{R t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}} \left[t - \frac{L}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \right]. \quad (7.17)$$

После завершения коммутации для $t > t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}$ ток i_s определим как сумму токов (7.14). Для этого, сум-

мируя ток, определенный из (7.17), с идентичным током, в котором время t заменено на $t - t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}$, получим при $t > t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}$

$$i_s = \frac{E}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}} R} \left[t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}} - \frac{L}{R} e^{-t/t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}} \left(e^{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}/\tau} - 1 \right) \right]. \quad (7.18)$$

Мгновенная мощность на интервале коммутации $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}$ может быть определена

$$p_{\text{К}}(t) = \frac{E^2}{R t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}} \left[t - \frac{t^2}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}} - \frac{L}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \left(1 - \frac{t}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{II}}} \right) \right]. \quad (7.19)$$

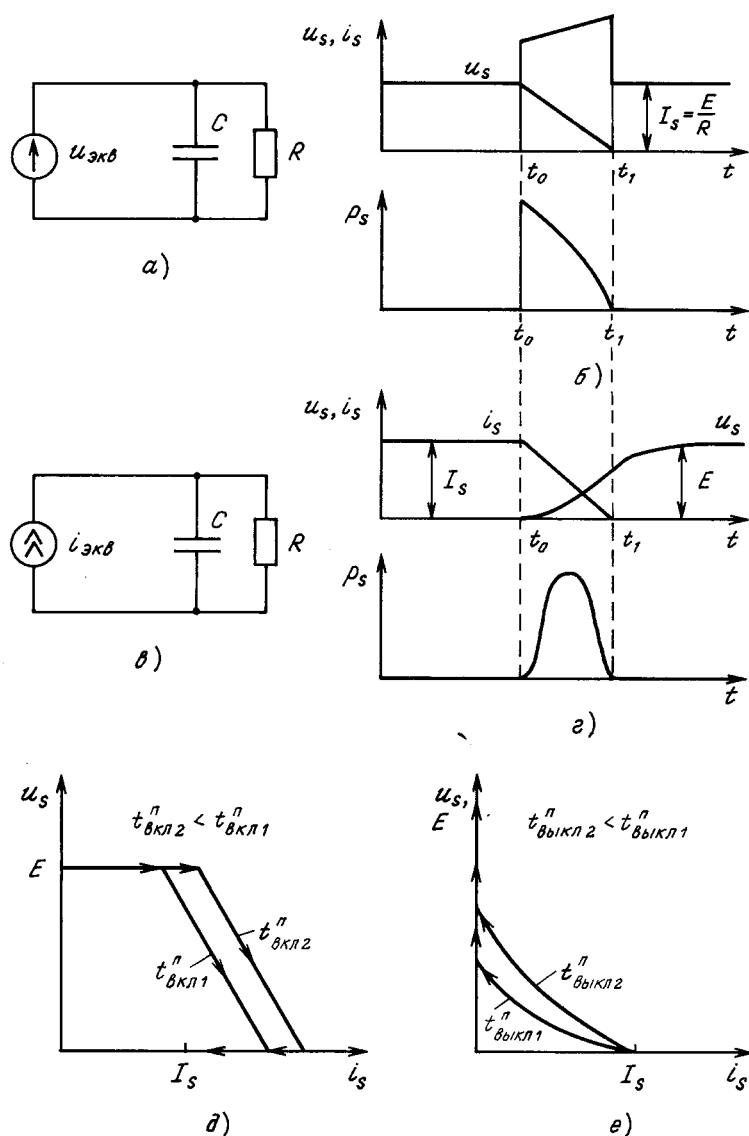


Рис. 7.11. Коммутация активно-емкостной нагрузки:
 а, б — эквивалентные для схемы при включении и диаграммы изменения i_s , u_s , $p_{\text{К}}$;
 в, г — эквивалентные схемы при выключении и диаграммы изменения i_s , u_s , $p_{\text{К}}$;
 д, е — динамические ВАХ ключа при включении и выключении

Интегрируя (7.19) в пределах $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$ получим значение энергии, выделяющейся в ключе при коммутации.

Согласно (7.17), индуктивность в цепи нагрузки замедляет нарастание тока при включении и, следовательно, уменьшает значения мгновенной мощности и энергии, выделенной в ключе (рис. 7.10, б).

При этом динамическая ВАХ ключа становится явнoзависимой от времени $t_{\text{ВКЛ}}$ (рис. 7.10, д) и от параметров коммутируемой цепи. Процессы, протекающие при выключении индуктивной нагрузки (рис. 7.10, в, з), могут быть описаны по этой же методике. В этом случае задача заключается в определении реакции нагрузки на воздействие источника тока (см. рис. 7.6, б), описываемого (7.15). Тогда изображение напряжения $u_s(p)$ на ключе будет иметь вид

$$u_s(p) = i_s(p)(R + pL) = \frac{i_s L(1/\tau + p)}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}} p^2}. \quad (7.20)$$

Переходя к оригиналу $u_s \div u_s(p)$ и принимая $t_0 = 0$, получим при $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$

$$u_s(t) = \frac{i_s L}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}} (t/\tau + 1). \quad (7.21)$$

В момент времени $t = t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$ процесс выключения завершается, что можно учесть введением отрицательной составляющей тока (см. рис. 7.9). Тогда для $t > t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$ получим

$$u_s = i_s R = E. \quad (7.22)$$

Из (7.21) видно, что выключение индуктивной нагрузки приводит к появлению перенапряжения на ключе ($u_s > E$) и, следовательно, к увеличению

потерь мощности при выключении (рис. 7.10, з). Динамическая ВАХ ключа при выключении зависит от параметров цепи нагрузки и значения $t_{\text{ВКЛ}}$ (рис. 7.10, е).

Учитывая дуальность переходных процессов в активно-индуктивной и активно-емкостной цепях, на основе (7.18) и (7.21) можно получить зависимости, описывающие процессы коммутации активно-емкостной нагрузки (рис. 7.11). Соответственно, при включении ключа в цепи возникает всплеск тока ($I_s > i_s$), который на интервале $0 < t < t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$ может быть определен

$$i_s(t) = \frac{EC}{t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}} \left(\frac{t}{RC} + 1 \right). \quad (7.23)$$

на интервале $t > t_{\text{ВКЛ}}^{\text{П}}$

$$i_s = E/R.$$

При выключении активно-емкостной цепи, снова учитывая принцип дуальности и согласно (7.17), на интервале $0 < t < t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}$ получим

$$u_s(t) = \frac{i_s R}{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}} [t - RC(1 - e^{-t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}/RC})],$$

на интервале $t > t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}$

$$u_s(t) = \frac{i_s R}{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}} [t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}} - RCe^{-t/RC}(e^{t_{\text{ВЫКЛ}}^{\text{П}}/RC} - 1)]. \quad (7.24)$$

Из (7.23) и (7.24) следует, что изменение мгновенной мощности при коммутации определяет значение выделяющейся энергии, а также динамические ВАХ ключа, которые для активно-емкостной и активно-индуктивной нагрузок будут идентичны с учетом дуальности этих цепей.

7.1.4. ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ И ЗАЩИТА КЛЮЧЕЙ

Область допустимых значений электрических параметров ключа, при которых он может работать без повреждения, называется *областью безопасной работы* (ОБР). Эта область ограничивается предельными значениями тока, напряжения и допустимой мощностью потерь ключа, которые определяются электронными и тепловыми процессами, протекающими в конкретном приборе с учетом условий его эксплуатации. Иногда эту область называют областью максимальных режимов. Существует аналогия ОБР электронного ключа и электромеханического коммутационного аппарата, коммутационные возможности которого также ограничены допустимыми значениями восстанавливающегося напряжения на контактах, ударных токов, коммутируемой мощности и др.

Общепринятым является графическое изображение этой области в прямоугольных координатах, по оси ординат которых откладывается относительный ток i_s^* ключа, а по оси абсцисс — относительное напряжение u_s^* . При этом часто используется логарифмический масштаб. Это связано с тем, что

$$P_{s \text{ max}} > p_s = u_s i_s. \quad (7.25)$$

Тогда после деления полученного равенства на $P_{s \text{ max}} = U_{s \text{ max}} I_{s \text{ max}}$ граница ОБР, определяемая допустимой мощностью потерь при логарифмическом масштабе, будет линейной зависимостью

$$\lg i_s^* = \lg p_s^* - \lg u_s^*. \quad (7.26)$$

Допустимая мощность потерь $P_{s \text{ max}}$ в приборе определяется допустимой температурой его струк-

туры, с учетом ее тепловых сопротивлений и температуры окружающей среды.

На рис. 7.12 представлена ОБР ключа, ограниченная допустимыми значениями I_s , U_s и P_s . Область безопасной работы ограничена тремя линейными участками: ab — предельным значением тока $I_{s\max}$, bc — предельной мощностью потерь $P_{s\max}$ и ce — предельным значением напряжения $U_{s\max}$.

В зависимости от типа ключевого прибора количество и характер ограничений могут изменяться и появляться дополнительные участки границы ОБР с более сложными аналитическими зависимостями тока и напряжения. Кроме того, границы ОБР зависят от длительности включенного состояния и частоты коммутации ключа. Например, граница ОБР при редких импульсах включения будет проходить выше границы при длительных включе-

ниях (на рис. 7.12 эта граница показана штриховой линией).

Область допустимых значений параметров сигнала управления ключом характеризуется ОБР по управлению, но используется реже. Это объясняется тем, что обеспечение соответствия ОБР выходных параметров ключей и их реальных динамических ВАХ является основным фактором, определяющим энергетические показатели и надежность силового электронного устройства в целом.

По определению ОБР мгновенные значения u_s и i_s ключа в любой момент времени во всех режимах работы, включая процесс коммутации, не должны выходить из области ОБР. Это значит, что статические и динамические ВАХ ключа, т. е. зависимости тока i_s от напряжения u_s , должны находиться внутри ОБР. В противном случае надежная работа ключевого прибора не гарантируется. Но динамические ВАХ ключа зависят от параметров коммутируемой цепи (см. п. 7.1.3). Наличие емкостей в коммутируемой цепи может приводить к существенному всплеску напряжения при выключении. Поэтому для надежной работы ключа необходимо обеспечить соответствие динамической ВАХ и ОБР. Однако практически обеспечить полное их соответствие сложно без принятия специальных мер защиты прибора. Например, для защиты полупроводниковых приборов включают дополнительные электрические элементы, в частности, конденсаторы и реак-

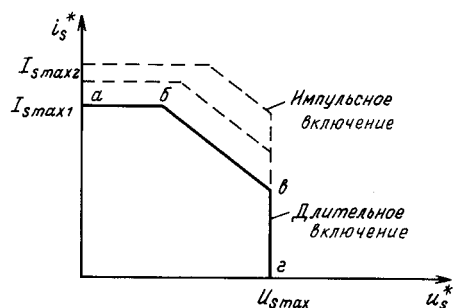


Рис. 7.12. Область безопасной работы ключа

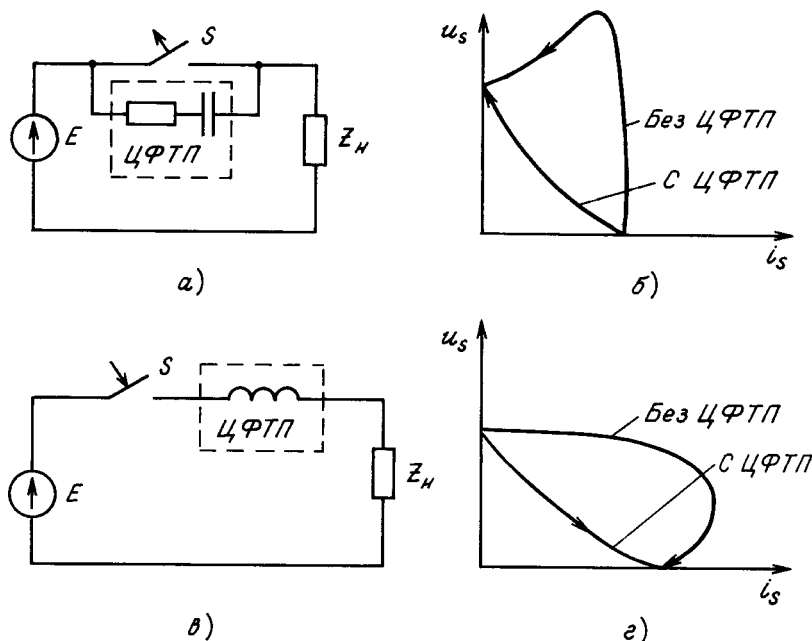


Рис. 7.13. Цепь формирования траектории переключения: $a, б$ — ЦФТП для выключения и включения; $в, г$ — изменение траектории переключения

торы, обеспечивающие соответствие динамических ВАХ ключа и его ОБР. Так как динамическая ВАХ представляет собой траекторию переключения ключа в координатах i_s и u_s , то включение дополнительных элементов в целях изменения динамической ВАХ можно рассматривать как формирование желаемой (в соответствии с ОБР) траектории переключения. Совокупность введенных для формирования траектории переключения элементов можно назвать цепью формирования траектории переключения (ЦФТП). В технической литературе ЦФТП часто называют снаббер (англ. snubber). По существу ЦФТП является устройством защиты ключа в динамических режимах и ее функции близки функциям дугогасительной системы в электро-механических аппаратах.

Схемотехника ЦФТП определяется типом полупроводникового прибора, а также топологией и параметрами коммутируемой цепи. Основой ЦФТП являются реактивные элементы емкостного или индуктивного характера. Это обусловлено тем, что конденсатор способен ограничивать значение и ско-

рость нарастания напряжения на ключе в процессе коммутации, а индуктивность — значение и скорость изменения коммутируемого тока. При этом реактивные элементы поглощают энергию за время коммутации. Эта энергия рассеивается в активных элементах ЦФТП (диссипативные ЦФТП), либо возвращается в источник или цепь нагрузки (не диссипативные ЦФТП).

На рис. 7.13,а,б представлены упрощенные схемы ЦФТП. Схема на рис. 7.13,а может быть использована для формирования требуемой ВАХ ключа при выключении активно-индуктивной нагрузки.

Соответствующие динамические ВАХ ключа в схеме с ЦФТП и без нее представлены на рис. 7.13,б,г.

Обычно используются ЦФТП с более сложной схемотехникой, что позволяет обеспечивать требуемые ВАХ как при включении, так и при выключении.

Подробнее такие ЦФТП будут рассмотрены при изучении вопросов защиты конкретных типов полупроводниковых приборов.

Контрольные вопросы и задачи

1. Определить статические потери в ключевом элементе, коммутирующем активную нагрузку $R_n = 1$ Ом в цепи постоянного тока с напряжением $U_0 = 12$ В. Частота коммутации (периодического изменения состояния ключа) $f = 100$ Гц. Статическая ВАХ ключа (см. рис. 7.2,б) имеет параметры: $\Delta U_s = 2$ В; $R_{пр} = 0,1$ Ом; $R_{обр} = 50$ кОм.
2. Записать в общем виде изменение тока i_s во времени при включении последовательно соединенных конденсатора C_n и резистора R_n в цепи постоянного тока с напряжением U_0 .
3. Оценить влияние быстрodeйствия ключа на перенапряжения и потери мощности в ключе

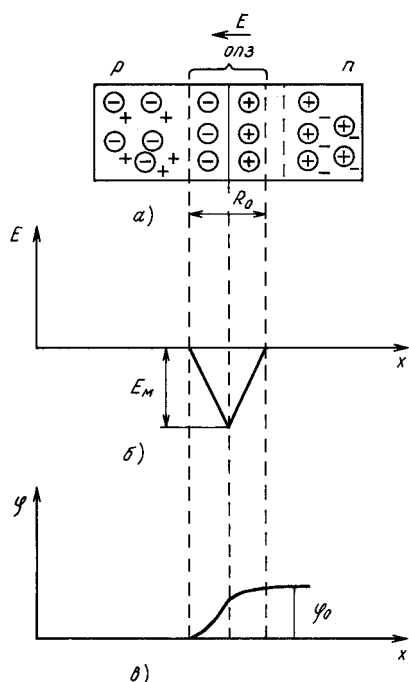
- при выключении активно-индуктивной нагрузки в цепи постоянного тока. Построить зависимость этих величин от времени выключения $t_{выкл}$ при $R_n = 1$ Ом, $L_n = 15$ мГн и $U_0 = 100$ В.
4. Конденсатор емкостью C , заряженный до напряжения $U_C = 100$ В, разряжается на резистор сопротивлением $R = 100$ Ом, включаемый ключом S с временем включения $t_{вкл} = 10$ мкс (напряжение ключа изменяется по линейному закону). Составить баланс энергии цепи за время полного разряда конденсатора с учетом динамических потерь в ключе. Статическими потерями пренебречь.

7.2. СИЛОВЫЕ ДИОДЫ

7.2.1. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

В основе принципа действия большинства полупроводниковых приборов лежат явления и процессы, возникающие на границе между двумя областями полупроводника с различными типами электрической проводимости — электронной (n -типа) и дырочной (p -типа). В области n -типа преобладают электроны, которые являются основными носителями электрических зарядов, в p -области таковыми являются положительные заряды (дырки). Граница между двумя областями с различными типами проводимости называется p - n -переходом.

При отсутствии внешнего электрического поля, в результате диффузии и рекомбинации основных носителей, концентрация подвижных носителей на границе p - n -перехода уменьшается и в пограничной области образуются нескомпенсированные заряды ионов: положительные со стороны n -области и отрицательные со стороны p -области (рис. 7.14,а). Пограничный слой, объединенный подвижными носителями, является электрически нейтральным при отсутствии внешнего электрического поля. В то же время на границе слоев возникает область



пространственного заряда (ОПЗ). Это приводит к образованию внутреннего электрического поля напряженностью E (рис. 7.14,б), направление которого препятствует дальнейшей диффузии подвижных носителей из одной области в другую. Иначе, наличие поля напряженностью E приводит к возникновению потенциального барьера (рис. 7.14,в) или контактной разности потенциалов, препятствующей прохождению электронов из n -области в p -область и дырок в обратном направлении. Такое состояние полупроводника при отсутствии внешнего электрического поля называется *равновесным*.

Рис. 7.14. Электронно-дырочный переход: а – структура; б, в – диаграммы напряжения и потенциала в области пространственного заряда

7.2.2. СТАТИЧЕСКИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДА

Полупроводниковый прибор с односторонней проводимостью называется диодом (рис. 7.15,а). По аналогии с электроламповым диодом вывод из p -области называют *анодом*, а из n -области – *катодом*. Если к диоду подключить внешний источник напряжения U_R минусом к аноду, а плюсом к катоду (напряжение с такой полярностью относительно p - n -перехода называют *обратным*), то значение напряжения потенциального барьера в ОПЗ возрастет (рис. 7.15,б). Состояние термодинамического равновесия носителей заряда полупроводника нарушается и через диод начнет протекать небольшой обратный ток i_R , обусловленный неосновными носителями. Этот ток слабо зависит от обратного напряжения U_R и с его увеличением приближается к постоянному значению $i_R = I_0$, соответствующему так называемому тепловому току. Увеличение обратного напряжения сверх определенного значения вызывает резкое увеличение электрической проводимости диода – пробой. В зависимости от характера протекающих при этом физических процессов различают лавинный пробой и туннельный пробой (пробой Зенера). Если эти процессы не будут ограничены во времени или по току, происходит тепловой пробой диода с разрушением его структуры.

При подключении к диоду внешнего источника прямого напряжения U_F (плюс источника к p -облас-

ти, а минус – к n -области), напряженность потенциального барьера в ОПЗ снижается (рис. 7.15,в). В результате под воздействием напряжения внешнего источника через диод начнет протекать ток i_F , называемый также прямым. Зависимость этого тока от прямого напряжения имеет вид

$$i_F = I_0 \left(e^{U_F / \phi_T} - 1 \right), \quad (7.27)$$

где I_0 – обратный ток диода, возникающий при подключении к нему обратного напряжения; ϕ_T – тепловой потенциал, зависящий от температуры ($\phi_T \approx 0,26$ В).

При малых значениях ϕ_T и условии $U_F \gg \phi_T$ можно пренебречь единицей в (7.27). Зависимость тока i_F от напряжения U_F будет экспоненциальна.

Функционально диод можно считать неуправляемым электронным ключом с односторонней проводимостью. Диод находится в проводящем состоянии (замкнутый ключ) если к нему приложено прямое напряжение. Прямой ток диода i_F определяется параметрами внешних цепей и напряжение на его выводах мало. Если к диоду приложено обратное напряжение, то он находится в непроводящем состоянии (разомкнутый ключ), и его ток имеет небольшое значение. Напряжение на выводах диода определяется параметрами внешних цепей. В идеализированном виде диод можно рас-

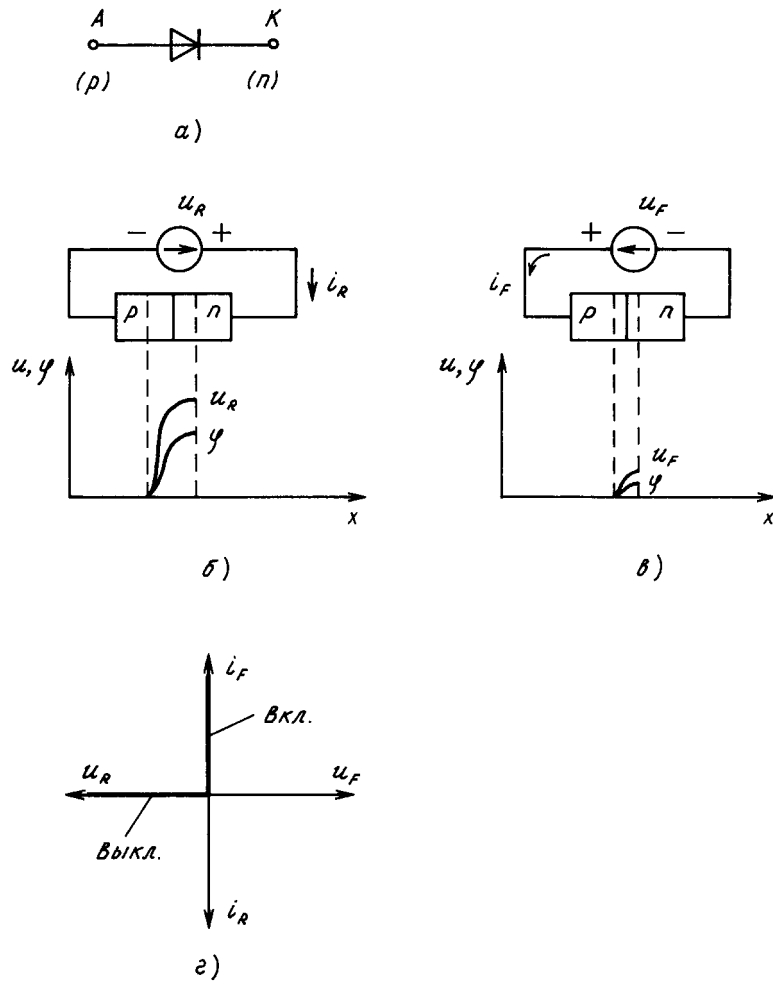


Рис. 7.15. Подключение диода к внешней цепи:
 а – обозначение диода; б – подключение напряжения обратной полярности; в – подключение напряжения прямой полярности; г – идеальная ВАХ диода

считать как ключ, который может находиться в двух состояниях: включенном, когда через него протекает прямой ток i_F и выключенном, когда он блокирует напряжение, не проводя ток (рис. 7.15,г). Реальная статическая ВАХ диода при подключении к нему источника прямого напряжения может быть представлена экспонентой, а при подключении источника обратного напряжения – участком постоянного тока со значением I_0 вплоть до наступления пробоя при увеличении обратного напряжения до предельного значения U_{BR} (рис. 7.16,а). Для расчетов режимов работы диодов статическая ВАХ аппроксимируется различными функциями (рис. 7.16,б). При этом для характеристик силовых диодов значениями обратных токов часто пренебрегают.

При анализе реальной (не аппроксимированной) статической ВАХ, принято различать сопротивле-

ние диода постоянному току и динамическое – переменному току. Первое определяется как отношение напряжения анод-катод к постоянному току, например в точке а (рис. 7.16,а), т. е. $(r_{S'a}) = U_a / I_a$, что соответствует котангенсу угла α , образуемого прямой, проведенной из начала координат в точку а. Динамическое сопротивление (дифференциальное) – сопротивление переменному току в определенной точке ВАХ, например а на рис. 7.16,а. При этом обычно предполагается малая амплитуда этого тока, позволяющая линеаризовать характеристику диода, представив динамическое сопротивление в виде производной в точке а $r_T = dU_F / di_F$ при $i_F = I_A$. Иначе это сопротивление можно учесть углом наклона касательной β в точке а ($r_T = 1 / \text{tg } \beta$). Следует отметить, что более правиль-

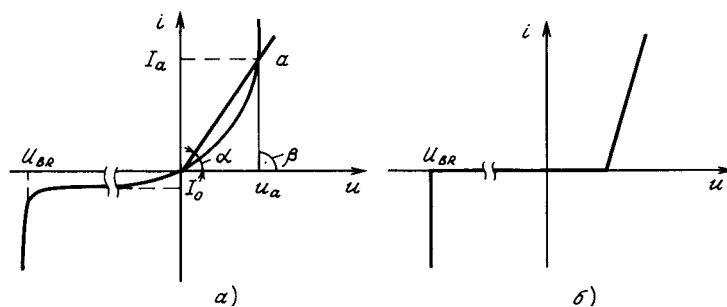


Рис. 7.16. Статическая ВАХ диода:
 а – реальная ВАХ; б – аппроксимированная ВАХ

но это сопротивление называть „квазидинамическим”, так как оно соответствует низкочастотным

изменениям тока, при которых не учитываются частотные свойства диода.

7.2.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДОВ

В п. 7.1.3 при рассмотрении динамических ВАХ электронные ключи представлялись генераторами линейно спадающего напряжения (при включении) и линейно спадающего тока (при выключении). Реальные динамические процессы в диодах имеют особенности, которые иногда, в частности, при работе на высоких частотах, следует учитывать. Поэтому рассмотрим динамические характеристики диода при включении и выключении более подробно.

Включение диода. Предположим, что в исходном состоянии диод выключен под воздействием обратного напряжения U_R и последовательно с диодом включена индуктивность L , ограничивающая скорость нарастания тока при его включении. В этом состоянии $p-n$ -переход диода можно характеризовать некоторой емкостью, называемой *барьерной* и заряженной в полярности, соответствующей обратному напряжению. При подаче на диод прямого напряжения в момент $t = t_0$ начинается процесс включения диода (рис. 7.17). Первый этап характеризуется разрядом барьерной емкости и ростом тока со скоростью, ограниченной главным образом индуктивностью L . Включение заканчивается, когда напряжение анод-катод диода принимает установившееся значение, соответствующее прямому току ($t = t_1$). При высокой скорости нарастания прямого тока di/dt (кривая 1 на рис. 7.17) из-за наличия собственной индуктивности выводов диода возможно некоторое превышение прямого напряжения на диоде над установившимся значением. При снижении скорости нарастания прямого тока (кривая 2) всплеск прямого напряжения отсутствует, общее время включения увеличивается и процесс завершается в момент времени $t = t_2$.

Выключение диода. Выключение диода происходит при подаче обратного напряжения на включенный диод, по которому протекает прямой ток I_F . В результате ток в диоде начинает спадать до нуля со скоростью, определяемой индуктивностью L в контуре цепи подключенного источника обратного напряжения. До подключения источника обратного напряжения в момент времени $t = t_0$ диод находился в проводящем состоянии и в нем был накоплен избыточный заряд носителей. Начиная с момента времени $t = t_0$, ток в диоде начинает убывать со скоростью di_F/dt , а избыточный заряд

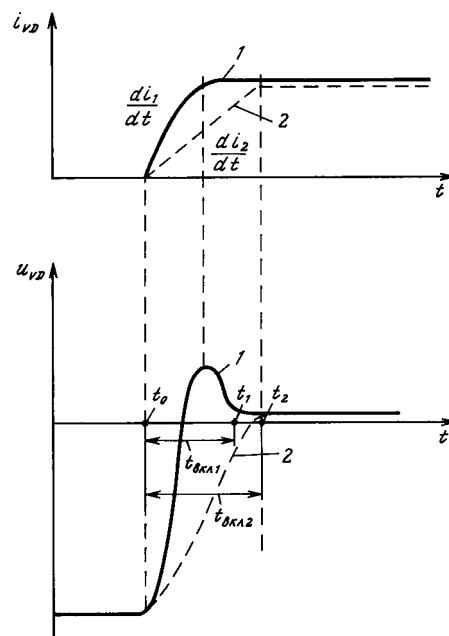


Рис. 7.17. Диаграммы тока и напряжения диода при включении

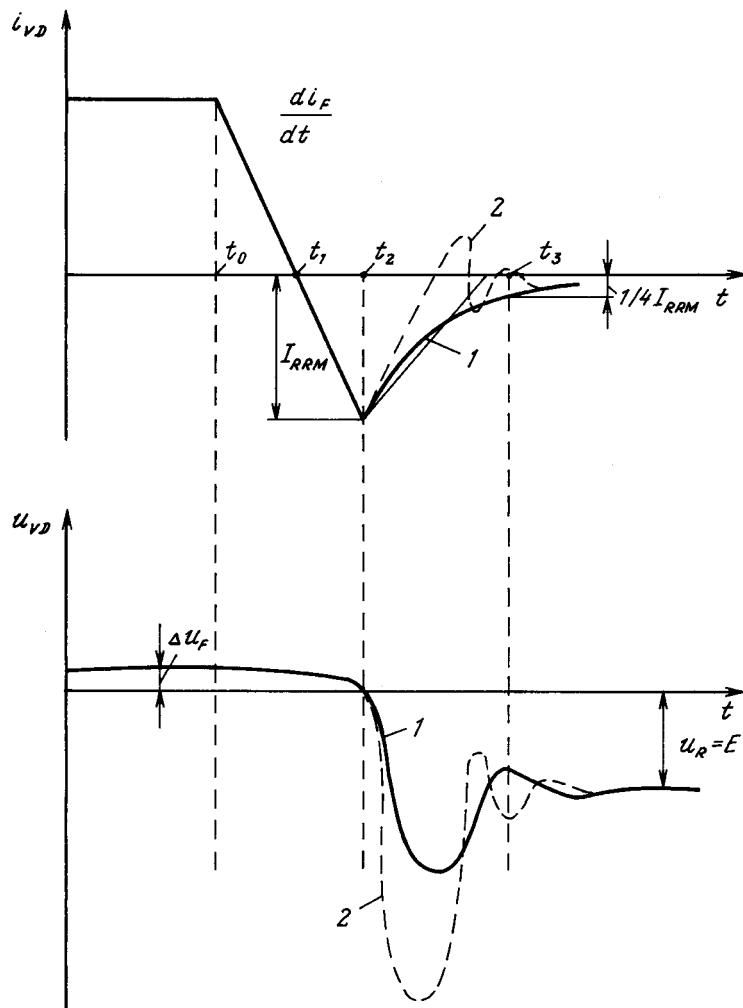


Рис. 7.18. Диаграммы тока и напряжения диода при выключении

диода рассасываться (см.рис. 7.18). В момент времени $t = t_1$ ток проходит через нуль и через диод начинает протекать обратный ток i_{RR} . В момент времени $t = t_2$ заканчивается процесс рассасывания избыточного заряда и диод восстанавливает свои запирающие свойства, блокируя протекание обратного тока i_{RR} . Вследствие этого ток начинает спадать со скоростью, зависящей от типа диода (на рис. 7.18 кривая 1 соответствует плавному уменьшению обратного тока, а кривая 2 – резкому). Спад обратного тока из-за наличия индуктивности L в цепи коммутации вызывает появление перенапряжений на выключающемся диоде. Когда обратный ток уменьшится до $1/4$ своего максимального значения I_{RRM} , процесс восстановления запирающих свойств диода принято считать законченным (момент времени $t = t_3$). Интервал времени $t_{RR} = t_3 - t_1$ – время обратного восстановления диода. Далее обратный

ток спадает до установившегося значения, когда $di_{RR}/dt = 0$, а обратное напряжение U_R становится равным напряжению источника E .

Заряд обратного восстановления Q_{RR} соответствует на рис. 7.18 площади, ограниченной мгновенными значениями обратного тока. Приближенно оценить связь между значениями Q_{RR} , I_{RRM} , t_{RR} и скоростью di_{RR}/dt можно аппроксимируя область протекания обратного тока треугольником, пренебрегая интервалом спада обратного тока $t_2 - t_3$. Эти соотношения имеют вид:

$$Q_{RR} \approx \frac{t_{RR}^2}{2} \frac{di_{RR}}{dt},$$

$$I_{RRM} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di_{RR}}{dt}}. \quad (7.28)$$

Для более точных расчетов необходимо учитывать параметры структуры конкретного типа диода [78].

7.2.4. ЗАЩИТА СИЛОВЫХ ДИОДОВ

Наиболее характерными причинами выхода диода из строя являются высокая скорость нарастания прямого тока di_F/dt при его включении и перенапряжения при выключении.

При высоких значениях di_F/dt могут возникать неравномерная концентрация носителей заряда в структуре диода и, как следствие этого, локальные перегревы с последующим повреждением структуры. Основной причиной высоких значений di_F/dt является малая индуктивность в контуре, содержащем источник прямого напряжения и включенный диод. Для снижения значений di_F/dt обычно включают последовательно с диодом линейный реактор с индуктивностью, ограничивающей скорость нарастания тока. В ряде случаев оказывается целесообразным включать насыщающиеся реакторы, которые до наступления момента насыщения ограничивают ток диода до тока намагничивания. После завершения включения диода реактор насыщается и происходит дальнейший рост тока в диоде и реакторе до установившегося значения. Применение насыщающегося реактора позволяет защитить диод от высоких скоростей изменения тока di_F/dt на первом этапе включения, когда это наиболее опасно для диода.

Возникновение перенапряжений при выключении диода рассмотрим в схеме, изображенной на рис. 7.19,а. Предположим, что в индуктивности нагрузки L_H накоплена энергия, вызывающая при выключенном ключе S протекание через диод $VD2$ прямого тока I_H . При повторном включении ключа S в момент времени $t = t_0$ ток в диоде начинает спадать со скоростью $di/dt = -E/L_S$. В момент времени $t = t_1$ через диод начинает протекать обратный ток и в момент времени $t = t_2$ происходит резкое восстановление запирающих свойств диода. Этот процесс условно можно рассматривать как размыкание ключа S_0 , включенного между узлами a и b . Резистор R_S и конденсатор C_S являются элементами, ограничивающими перенапряжения на диоде. Иначе, это элементы ЦФТП (см.п.7.1.4), для обеспечения ОБР диода. При их отсутствии динамический переходный процесс, связанный с размыканием ключа S_0 , вызвал бы при блокировании обратного тока недопустимо большой скачок напряжения на диоде.

Элементы R_S и C_S поглощают энергию, накопленную в индуктивности L_S , ограничивая перенапряжения. Значение этой энергии при допущениях неизменности тока I_H может быть определено

$$W_R = \frac{1}{2} L [(I_H + I_{RRM})^2 - I_H^2] . \quad (7.29)$$

При $R_S = 0$ переходный процесс будет колебательным и незатухающим. Приближенно можно оценить емкость C_S из условия поглощения ей избыточной энергии и ограничения напряжения диода до допустимого значения U_{BR}

$$C_S = \frac{2W_R}{U_{BR}^2} . \quad (7.30)$$

Резистор R_S демпфирует колебания напряжения U_{CS} , частично рассеивая энергию реактора L_S . Остаточная энергия в конденсаторе определяется напряжением E и равна $C_S E^2/2$.

На рис. 7.19,б представлены диаграммы обратного напряжения на диоде при разных соотноше-

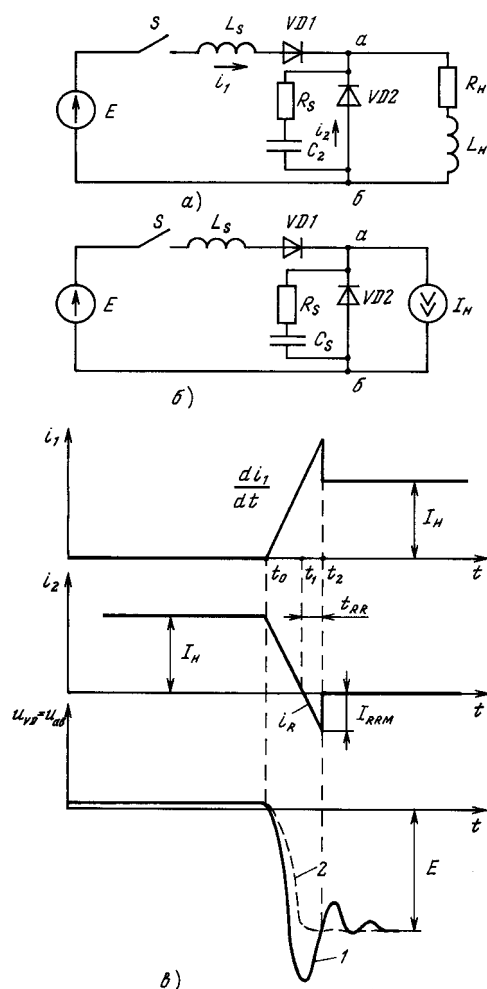


Рис. 7.19. Динамические процессы при включении и выключении диода: а – электрическая схема; б – эквивалентная схема; в – диаграммы токов и напряжения

ниях значений R_s и C_s (I – колебательный процесс; 2 – аperiodически затухающий). На практике нахождение рационального соотношения значений R_s и C_s является типичной оптимизационной задачей.

В зависимости от конкретных условий использования схемы ЦФТП для защиты диодов могут

отличаться от рассмотренной количеством элементов и топологией.

Для защиты диодов от выхода из строя при токовых перегрузках в аварийных режимах используют специальные быстродействующие предохранители с плавкой вставкой или жидкометаллические предохранители [79].

7.2.5. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ СИЛОВЫХ ДИОДОВ

По основным параметрам и назначению диоды принято разделять на три группы: общего назначения, быстро восстанавливающиеся и диоды Шоттки.

Диоды общего назначения. Эта группа диодов отличается высокими значениями обратного напряжения (от 50 В до 5 кВ) и прямого тока (от 10 А до 5 кА). Массивная структура диодов ухудшает их быстродействие. Поэтому время обратного восстановления диодов обычно находится в диапазоне 25–100 мкс, что ограничивает их использование в цепях с частотой выше 1 кГц. Как правило, они работают в промышленных сетях с частотой

50 (60) Гц. Прямое падение напряжения на диодах этой группы достигает 2,5–3 В в приборах высокого напряжения.

Мощные диоды выпускаются в различных корпусах. Наибольшее распространение получили два вида исполнения: штыревой и таблеточный (рис. 7.20).

Быстро восстанавливающиеся диоды. При производстве этой группы диодов используются различные технологические методы, уменьшающие время обратного восстановления. В частности, применяется легирование кремния методом диффузии зо-

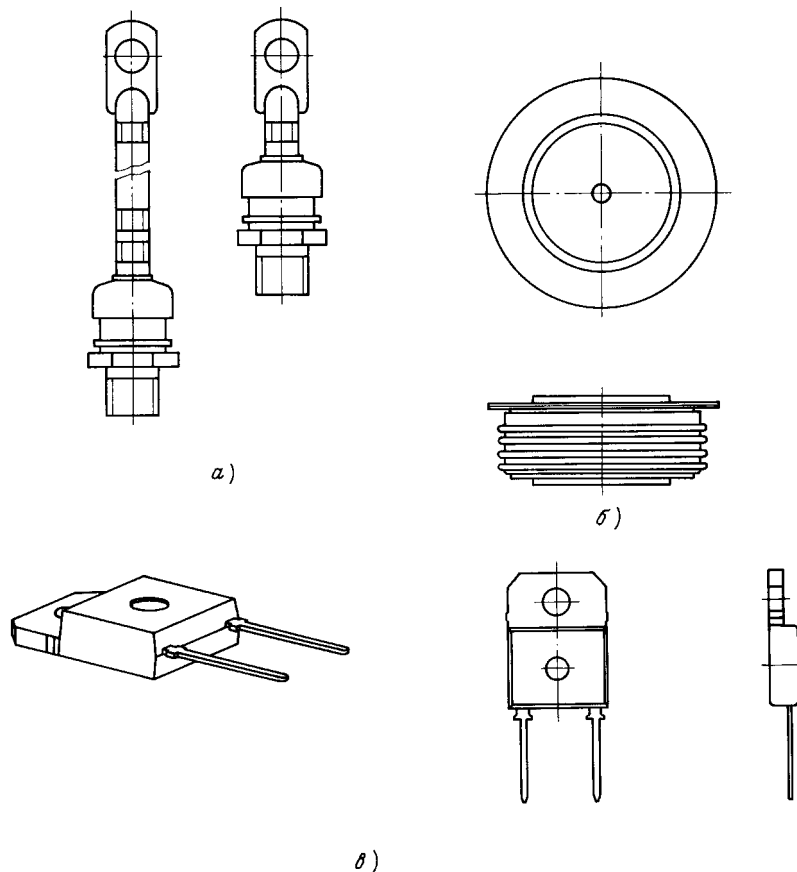


Рис. 7.20. Конструкции диодов:
 а – штыревая; б – таблеточная; в – для поверхностного монтажа

лота или платины. Благодаря этому удается снизить время обратного восстановления до 3–5 мкс. Однако при этом снижаются допустимые значения прямого тока и обратного напряжения. Допустимые значения тока составляют от 10 А до 1 кА, обратного напряжения – от 50 В до 3 кВ. Наиболее быстродействующие диоды на напряжение до 400 В и током 50 А имеют время обратного восстановления 0,1–0,5 мкс. Такие диоды можно использовать в импульсных и высокочастотных цепях с частотами 10 кГц и выше. Конструкции диодов этой группы подобны конструкциям диодов общего назначения.

Диоды Шоттки. Принцип действия диодов Шоттки основан на свойствах области перехода между металлом и полупроводниковым материалом. Для силовых диодов в качестве полупроводника используется обедненный слой кремния *n*-типа. При этом в области перехода со стороны металла

имеет место отрицательный заряд, а со стороны полупроводника – положительный. Особенностью диодов Шоттки является то, что прямой ток обусловлен движением только основных носителей – электронов. Диоды Шоттки, таким образом, являются униполярными приборами с одним типом основных носителей. Отсутствие накопления неосновных носителей существенно уменьшает инерционность диодов Шоттки. Время восстановления составляет обычно не более 0,3 мкс, падение прямого напряжения примерно 0,3 В. Значения обратных токов в этих диодах на 2–3 порядка выше, чем в диодах с *p-n*-переходом. Диапазон предельных обратных напряжений обычно ограничивается 100 В. Диоды Шоттки используются в высокочастотных и импульсных цепях низкого напряжения. Диоды Шоттки выполняются в керамических или пластмассовых корпусах с металлическим теплоотводящим основанием.

Контрольные вопросы и задачи

1. Определить статические потери в диоде при воздействии напряжения прямоугольной формы с амплитудой $E = 100$ В. Схема включения диода соответствует однополупериодному выпрямителю с активной нагрузкой $R = 0,5$ Ом. Статическая ВАХ диода аппроксимируется источником напряжения $\Delta U_0 = 2$ В с внутренним сопротивлением $R_{пр} = 0,1$ Ом. Обратный ток диода равен нулю.
2. Как влияет частота периодических включений и выключений диода на его динамические потери?
3. Определить энергию, выделяемую в диоде при включении в цепь с напряжением $E = 600$ В и сопротивлением $R = 1$ Ом. Время включения диода $t_{вкл} = 100$ мкс. Использовать модель диода с линейно спадающим напряжением на интервале включения.
4. При включении диода по условиям, соответствующим п.3, для уменьшения выделяемой энергии последовательно с диодом включен реактор индуктивностью L_s . Определить индуктивность, обеспечивающую уменьшение энергии в три раза.
5. В схеме на рис. 7.19,а рассчитать приближенно, используя (7.30), емкость C_s , ограничивающую перенапряжение до 1 кВ при следующих параметрах схемы: напряжение источника питания $E = 500$ В, индуктивность обеспечивает скорость спада тока в диоде $VD2 \ di_{VD}/dt = 100$ А/мкс, время протекания обратного тока $t_{rr} = 10$ мкс, ток нагрузки $I_H = 1000$ А.
6. В каких случаях следует использовать быстродействующие диоды?

7.3. СИЛОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

7.3.1. ОСНОВНЫЕ КЛАССЫ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистором называют полупроводниковый прибор, содержащий два или более *p-n*-переходов и способный работать как в усилительных, так и в ключевых режимах. В силовых электронных аппаратах транзисторы используются в качестве полностью управляемых ключей. В зависимости от сигнала управления транзистор может находиться в закрытом (низкая проводимость) или в открытом (высокая проводимость) состоянии. В закрытом состоянии транзистор способен выдерживать пря-

мое напряжение, определяемое внешними цепями, при этом ток транзистора имеет небольшое значение. В открытом состоянии транзистор проводит прямой ток, определяемый внешними цепями, при этом напряжение между силовыми выводами транзистора мало. Транзисторы не способны проводить ток в обратном направлении и не выдерживают обратного напряжения. Таким образом, идеализированная ВАХ транзистора представляет собой две прямые линии: прямого тока (включенное состоя-

ние) и прямого напряжения (выключенное состояние) (рис. 7.21), причем состояние транзистора зависит только от сигнала управления.

По принципу действия различают основные классы силовых транзисторов:

биполярные;

полевые, среди которых наибольшее распространение получили транзисторы типа металл-оксид-полупроводник (МОП) (англ. MOSFET – metal oxide semiconductor field effect transistor);

полевые с управляющим $p-n$ -переходом или транзисторы со статической индукцией (СИТ) (англ. SIT – static induction transistor);

биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) (англ. IGBT – insulated gate bipolar transistor).

Биполярные транзисторы. Биполярные транзисторы состоят из трех слоев полупроводниковых материалов с различным типом проводимости. В зависимости от порядка чередования слоев структуры различают транзисторы $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типов (рис. 7.22). Среди силовых транзисторов большее распространение получил $n-p-n$ -тип. Средний слой структуры называют базой (B), внешний слой, инжектирующий (внедряющий) носители – эмиттером (E), собирающий носители – коллектором (C).

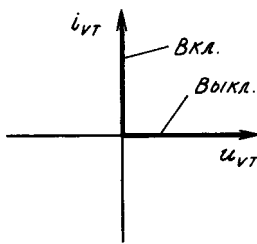


Рис. 7.21. ВАХ идеального транзисторного ключа

Каждый из слоев имеет выводы для соединения с внешними источниками напряжения.

Рассмотрим более подробно процессы, возникающие при подключении источников напряжения к транзистору $n-p-n$ -типа. Подача прямого напряжения на эмиттерный $p-n$ -переход ($U_{EB} > 0$) и обратного напряжения ($U_{CB} < 0$) на коллекторный соответствуют нормальному включению транзистора, которое обычно используется в силовой электронике. При такой схеме включения транзистора потенциальный барьер эмиттерного перехода уменьшается, а коллекторного – увеличивается. В результате начинает происходить инжекция электронов из эмиттера в базу и дырок из базы в эмиттер. Большая часть электронов достигает коллекторного перехода и под воздействием поля обратного смещения втягивается в слой коллектора.

Таким образом формируются токи эмиттера i_E и коллектора i_C . Разностью этих токов создается ток базы i_B .

$$i_E = i_C + i_B . \quad (7.31)$$

Из принципа действия биполярных транзисторов следует, что токи эмиттера и коллектора зависят от значения тока базы, который в схемах электронных ключей является током управления. Следовательно, биполярные транзисторы могут рассматриваться как электронные ключи, которые управляются током. Биполярные транзисторы с током 50 А и более обычно рассчитаны на напряжение менее 600 В и частоту коммутации до 20 кГц.

МОП-транзисторы. Принцип действия транзисторов основан на изменении электрической проводимости на границе диэлектрика и полупроводника под воздействием электрического поля. В качестве диэлектрика обычно используются оксиды, например, диоксид кремния SiO_2 .

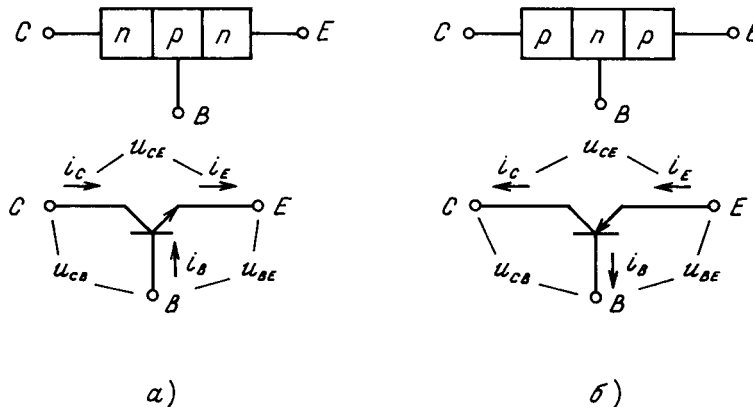


Рис. 7.22. Структуры и символы биполярных транзисторов: а – $n-p-n$ -типа; б – $p-n-p$ -типа

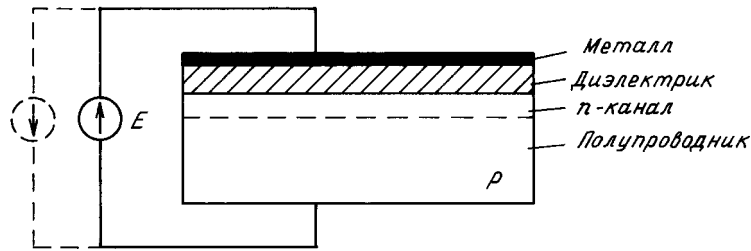


Рис. 7.23. Структура полевого транзистора

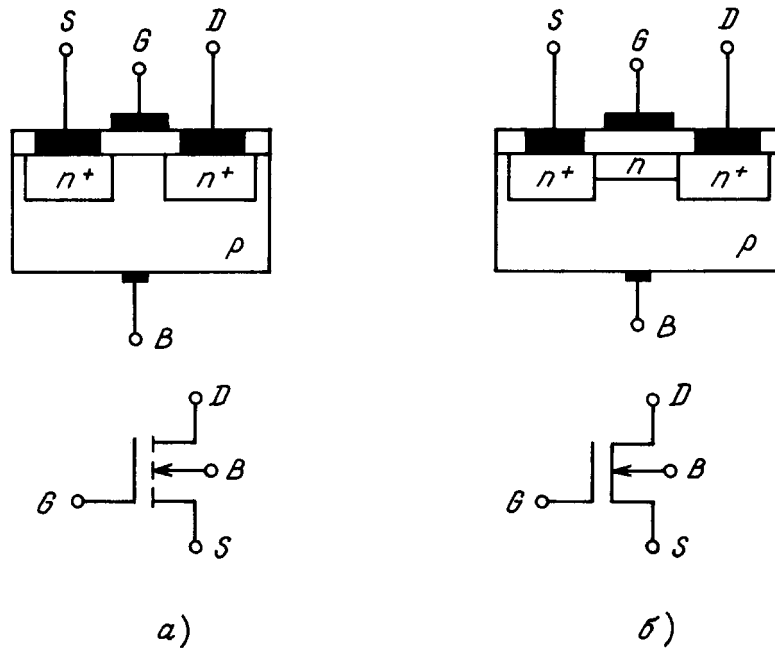


Рис. 7.24. Структуры и символы МОП транзисторов с проводящим каналом n -типа: a — с индуцированным каналом; b — со встроенным каналом

Принцип управления МОП-транзистором можно рассмотреть на примере структуры, состоящей из слоев металла, диэлектрика и полупроводника с проводимостью p -типа (рис. 7.23). Если к этой структуре подключить источник напряжения E , положительным выводом к металлу, то дырки полупроводника будут перемещаться в направлении отрицательного потенциала внешнего источника, обедняя основными носителями слой полупроводника, граничащий с диэлектриком. При изменении полярности напряжения внешнего источника будет происходить процесс обогащения дырками этого поверхностного слоя. При определенном напряжении внешнего источника вблизи границы с диэлектриком может быть образован тонкий слой, в котором электроны преобладают над дырками, т. е. в полупроводнике появится слой с инверсным

типом проводимости n -типа. Этот индуцированный слой называют каналом. Его электрическая проводимость (а, следовательно, сопротивление) зависит от приложенного напряжения внешнего источника. На этом принципе основана работа МОП-транзисторов.

Различают два типа МОП-транзисторов: с индуцированным и встроенным каналами. Оба типа имеют выводы из структуры транзисторов: сток (D), исток (S), затвор (G), а также вывод от подложки (B), соединяемой обычно с истоком. В зависимости от типа электрической проводимости канала различают транзисторы с n - и p -типами каналов. На рис. 7.24 изображены структуры и символы МОП-транзисторов с каналами n -типа. Для понижения сопротивления областей, соединенных с выводами транзистора, их выполняют с повышенным содер-

жанием носителей. Такие слои обозначают дополнительным верхним индексом, например, n^+ -типа.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом проводящая область образуется только при подаче напряжения соответствующей полярности на управляющий затвор относительно объединенных выводов истока и подложки, т. е. они работают в режиме обогащения, что позволяет управлять током стока.

В транзисторах со встроенным каналом ток в цепи сток – исток протекает и при отсутствии

напряжения на затворе. Для управления этим током на затвор может подаваться напряжение как больше нуля для обогащения канала, так и меньше нуля для его обеднения носителями.

Принципиальным отличием МОП-транзисторов от биполярных является то, что они управляются напряжением (полем, создаваемым этим напряжением), а не током. Основные процессы в МОП-транзисторах обусловлены одним типом носителей, что повышает их быстродействие. Поэтому МОП-транзисторы называются также *униполярными транзисторами*.

Допустимые значения коммутируемых токов МОП-транзисторов сильно зависят от напряжения. Например, при токах до 50 А допустимое напряжение обычно не превышает 500 В, сопротивление проводящего канала (R_{DSon}) примерно 0,5 Ом, частота коммутации не превышает 100 кГц.

СИТ-транзисторы. Это разновидность полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом. СИТ-транзисторы выполняются с коротким вертикальным каналом, отделенным от управляющей цепи

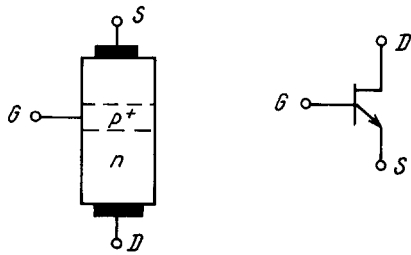


Рис. 7.25. Структура (вертикальный срез) и символ СИТ транзистора

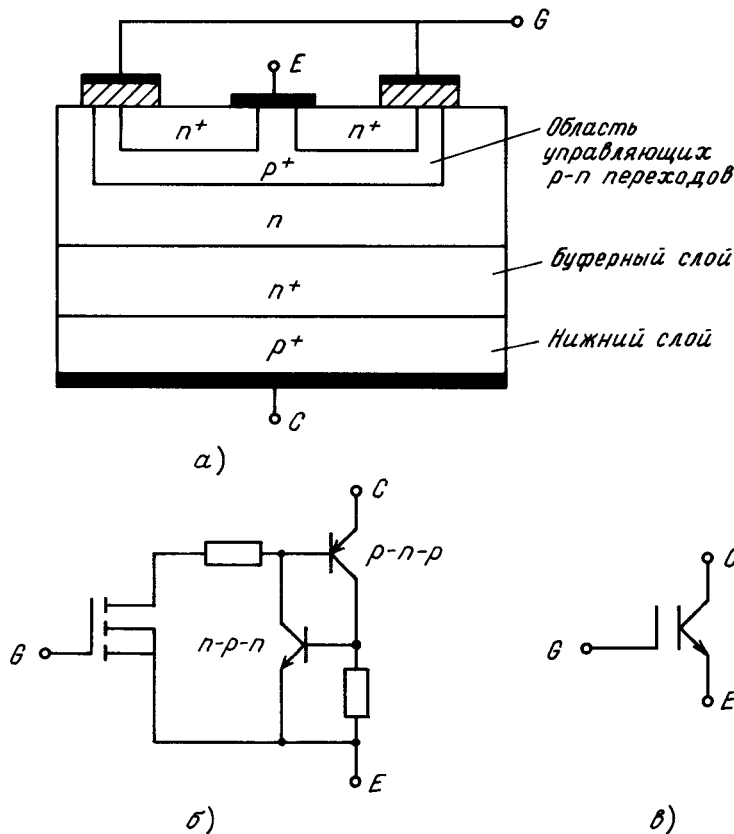


Рис. 7.26. Структура (а), эквивалентная схема (б) и символ (в) биполярного транзистора с изолированным затвором

p-n-переходом. На рис. 7.25 показана упрощенная структура СИТ-транзистора. При отсутствии напряжения на затворе сопротивление канала СИТ-транзистора минимально и он находится в „нормальном” открытом (включенном) состоянии. При подаче на затвор положительного относительно истока потенциала толщина канала уменьшается и его сопротивление увеличивается, что позволяет управлять током в цепи сток–исток. В СИТ-транзисторе *p-n*-переход смещен в обратном направлении и управление полем позволяет изменять заряд барьерной емкости этого перехода с очень малым потреблением мощности.

Малое расстояние от истока до затвора благодаря вертикальному каналу позволяет уменьшить сопротивления и „паразитные” емкости между выводами транзистора. Это дает возможность повысить его быстродействие и мощность при многоканальном исполнении. Рабочая частота СИТ-транзисторов обычно ограничивается 100 кГц при напряжениях коммутлируемой цепи до 1200 В. Верхний предел диапазона коммутлируемых токов достигает несколько сот ампер.

БТИЗ-транзисторы. Стремление объединить в одном транзисторе положительные свойства бипо-

лярного и полевого транзисторов привело к созданию БТИЗ-транзисторов. Он имеет низкие потери мощности во включенном состоянии подобно биполярному транзистору и высокое входное сопротивление цепи управления, характерное для полевых.

На рис. 7.26 представлены упрощенная структура, эквивалентная схема и символ БТИЗ с каналом *n*-типа. Эта структура во многом подобна структуре МОП-транзистора. Принципиальная разница заключается в наличии нижнего слоя с проводимостью *p*⁺-типа, который придает БТИЗ свойства биполярного транзистора. Структуре БТИЗ соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 7.26,б. Выходная цепь на этой схеме представлена транзистором *p-n-p*-типа, а дополнительному *p-n*-переходу соответствует транзистор *n-p-n*-типа.

При отсутствии напряжения на затворе транзистор закрыт. Включение транзистора с каналом *n*-типа осуществляется подачей положительного напряжения на затвор относительно истока (эмиттера). Коммутируемые напряжения БТИЗ, выполненных на основе современных электронных технологий, достигают 3–5 кА. При этом рабочая частота в зависимости от мощности транзистора находится в диапазоне 20–100 кГц.

7.3.2. СТАТИЧЕСКИЕ ВАХ ТРАНЗИСТОРОВ

Силовые транзисторы являются полностью управляемыми приборами, которые могут быть представлены в виде четырехполюсников с входными, выходными и проходными (передаточными) характеристиками.

В электронных аппаратах силовые биполярные транзисторы обычно включаются по схеме с общим эмиттером, а полевые — с общим истоком. На рис. 7.27 представлена схема биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, нагрузкой R_H и сопротивлением R_y в цепи управления с источником напряжения u_y . Выходной характеристикой в этой схеме обычно является зависимость тока коллектора i_C от напряжения u_{CE} , а входной — тока базы i_B от напряжения u_{BE} . Соответственно передаточными характеристиками будут зависимости $i_C = f(i_B)$ или $u_{CE} = f(i_B)$ с учетом конкретного значения сопротивления нагрузки R_H .

Статические выходные характеристики при разных значениях тока базы представлены на рис. 7.28. В этой же системе координат дано зеркальное отображение линейной нагрузочной характеристики, определяемой сопротивлением R_H . Пересечение выходной характеристики (для определенного тока базы) с нагрузочной определяет режим работы тран-

зистора, т. е. ток коллектора и напряжение транзистора.

Различают три основные статические режима работы транзистора: активный, насыщения и отсечки (на рис. 7.28 этим режимам соответствуют области *B*, *A* и *C*). При использовании транзистора в ключевых схемах он работает в двух режимах — насыщения (включенное состояние) и отсечки (выключенное состояние).

В режиме отсечки переходы транзистора смещены в обратных направлениях т. е.

$$\begin{aligned} u_{BE} \leq 0; u_{BC} \leq 0 \quad (n-p-n); \\ u_{BE} \geq 0; u_{BC} \geq 0 \quad (p-n-p). \end{aligned} \quad (7.32)$$

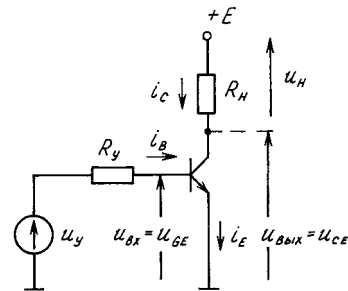


Рис. 7.27. Транзисторный ключ с общим эмиттером

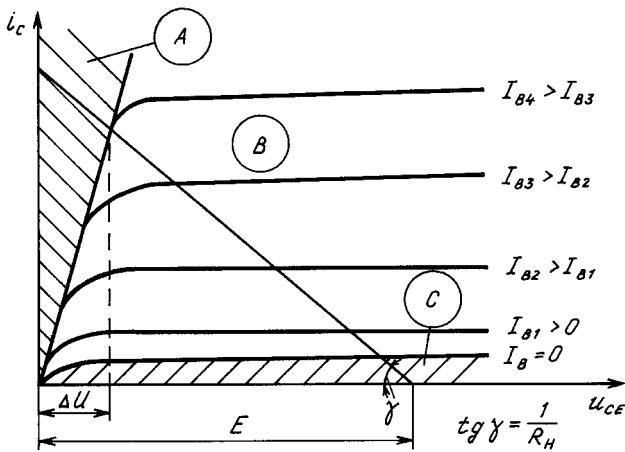


Рис. 7.28. Выходные статические ВАХ биполярного транзистора

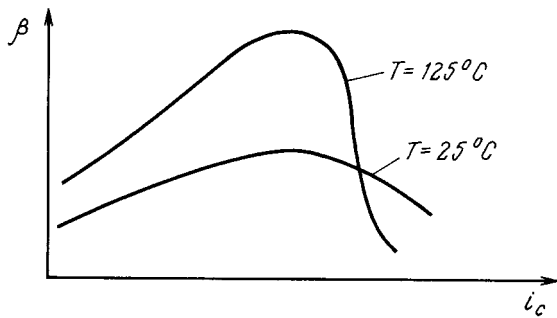


Рис. 7.29. Зависимость статического коэффициента передачи по току биполярного транзистора от тока коллектора и температуры кристалла

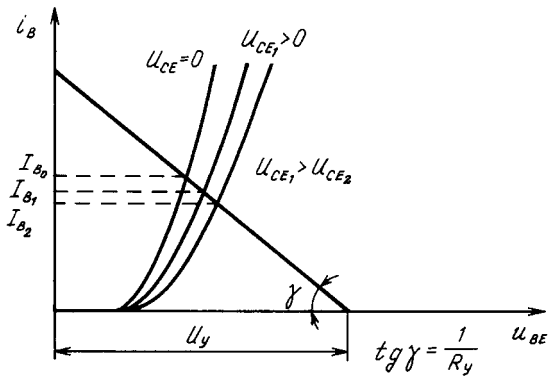


Рис. 7.30. Входные статические ВАХ биполярного транзистора

В активном режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном

$$\begin{aligned} u_{BE} > 0; u_{BC} < 0 \text{ (n-p-n)}; \\ u_{BE} < 0; u_{BC} > 0 \text{ (p-n-p)}. \end{aligned} \quad (7.33)$$

В статическом активном режиме параметры транзистора связаны следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} i_E &= i_C + i_B; \\ i_C &= \beta i_B + (\beta + 1) I_{C0} \approx \beta i_B; \\ i_C &= \alpha i_E + I_{C0} \approx \alpha i_E; \\ \alpha &= \beta / (\beta + 1), \end{aligned} \quad (7.34)$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером; α — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой; I_{C0} — тепловой ток коллекторного перехода.

В области насыщения оба p - n -перехода смещены в прямом направлении, т. е.

$$\begin{aligned} u_{BE} > 0; u_{BC} > 0 \text{ (n-p-n)}; \\ u_{BE} < 0; u_{BC} < 0 \text{ (p-n-p)}. \end{aligned} \quad (7.35)$$

В этом режиме справедливы соотношения

$$\begin{aligned} I_{B \text{ sat}} &= I_H / \beta; \\ S &= i_B / I_{B \text{ sat}}; \\ I_H &\approx E / R_H, \end{aligned} \quad (7.36)$$

где $I_{B \text{ sat}}$ — граничное значение тока базы при котором наступает насыщение; S — коэффициент насыщения ($S \geq 1$); I_H , E — ток нагрузки и напряжение питания соответственно.

Следует отметить, что на коэффициент β сильно влияет температура и ток коллектора. При увеличении температуры транзистора значение β может возрасти в несколько раз. В области малых и больших значений тока I_C (рис. 7.29) β обычно уменьшается.

Значение коэффициента S не оказывает сильного влияния на статические ВАХ. При увеличении S незначительно снижается падение напряжения на открытом транзисторе. Однако в динамических режимах коэффициент S существенно влияет на быстроту переключения транзистора из одного состояния в другое.

Типичные входные статические ВАХ $i_B = f(u_{BE})$ приведены на рис. 7.30. В расчетах ВАХ аппроксимируется кусочно-линейной характеристикой. Зеркальная ВАХ нагрузки, характеризующая общее эквивалентное сопротивление цепи, соединяющей источник управления током базы U_y и вывод базы R_B , позволяет определить ток базы. Его значение соответствует точке пересечения ВАХ перехода эмиттер-база и зеркальной характеристики эквивалентного сопротивления.

Таким образом, в электронных аппаратах биполярный транзистор используется как полупроводниковый полностью управляемый ключ. Как правило, он включается в цепь нагрузки по схеме с общим эмиттером и управляется током базы i_B .

Если $i_B = 0$, то транзистор находится в состоянии низкой проводимости (состояние отсечки, зона *C* на рис. 7.28), если $i_B > I_{Bsat}$ (1.36), то транзистор находится в состоянии высокой проводимости (состояние насыщения, зона *A* на рис. 7.28).

МОП-транзистор с каналом *n*-типа, включенный по схеме с общим истоком представлен на рис. 7.31. Управление транзистором осуществляется подачей напряжения u_{GS} на его затвор. Очень высокое входное сопротивление полевых транзисторов делает практически нецелесообразным использование входной ВАХ, аналогичной ВАХ биполярного транзистора. Поэтому часто при расчетах режимов работы полевых транзисторов используют проходные ВАХ, связывающие напряжение u_{GS} с током стока i_D . Характер проходных ВАХ зависит от типа полевого транзистора. На рис. 7.32 представлены проходные ВАХ для МОП-транзистора с индуцированным (1) и встроенным (2) каналами *n*-типа.

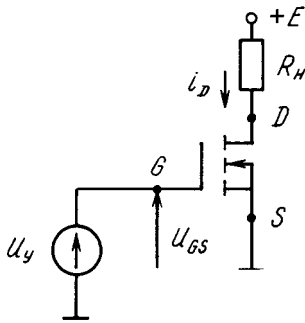


Рис. 7.31. Схема включения МОП транзистора с каналом *n*-типа

В транзисторе с индуцированным каналом ток i_D увеличивается, если значение напряжения u_{GS} становится больше определенного порогового значения напряжения U_{th} , и начинает образовываться электропроводящий канал. Далее по мере увеличения u_{GS} и, следовательно, обогащения его канала ток i_D растет.

При встроенном канале МОП-транзистор может работать как в режиме обогащения, так и обеднения канала носителями электрических зарядов. Когда напряжение $U_{GS} = 0$, через транзистор со встроенным каналом протекает определенный ток стока i_D , что соответствует открытому (включенному) состоянию. Если $u_{GS} > 0$, то происходит обогащение канала и ток i_D растет, а при $u_{GS} < 0$, уменьшается из-за обеднения канала. Существует определенное отрицательное значение $U_{GS} = U_{th}$ (для транзисторов с каналом *n*-типа), при котором ток i_D становится равным нулю.

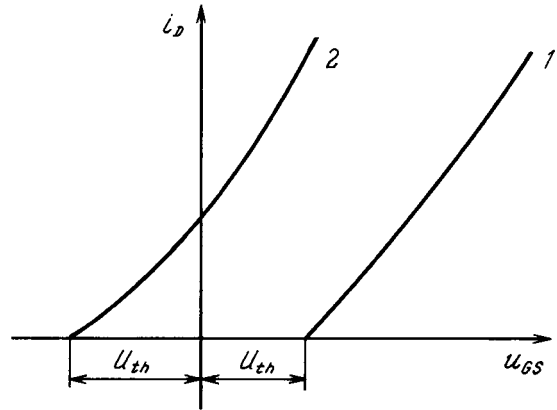


Рис. 7.32. Статические проходные ВАХ МОП транзистора с каналом *n*-типа

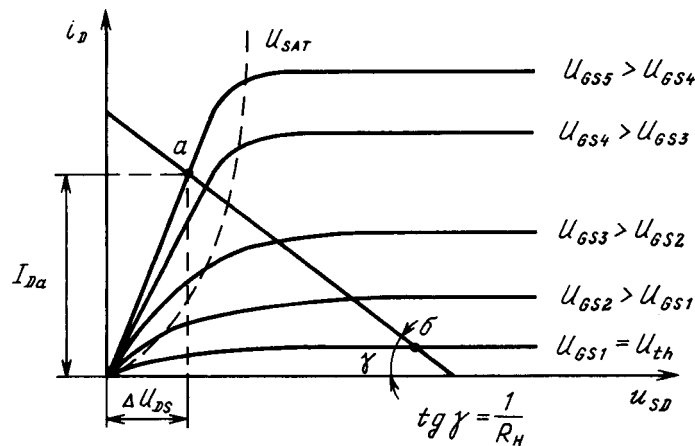


Рис. 7.33. Статические выходные ВАХ и нагрузочная характеристики МОП-транзистора

Статические выходные ВАХ МОП-транзистора с индуцированным каналом приведены на рис. 7.33. В этих характеристиках имеется крутой участок, соответствующий резкому увеличению тока i_D при увеличении напряжения стока u_{DS} . Далее рост тока i_D замедляется, что соответствует пологим участкам ВАХ. Это происходит из-за обеднения канала под воздействием напряжения u_{DS} . Из рисунка видно, что выходные ВАХ МОП-транзистора и биполярного транзисторов сходны. Принципиальное отличие заключается в том, что биполярные управляются током базы, а МОП-транзисторы – напряжением. Кроме того, крутые участки ВАХ МОП-транзисторов имеют более линейный характер, соответствующий резисторному сопротивлению. Поэтому в области крутых участков, ВАХ МОП-транзисторов аппроксимируется постоянным активным сопротивлением

$$R_{D,son} = \frac{\Delta u_{DS}}{I_D}. \quad (7.37)$$

Область ВАХ с крутыми участками соответствует открытому состоянию транзистора. Закрытое состояние наступает при $u_{GS} < U_{th}$, когда ток i_D уменьшается до некоторого малого остаточного значения. Этот режим называется режимом отсечки. Пологие участки ВАХ соответствуют активному режиму. Граница перехода из активного состояния в полностью открытое состояние определяется геометрическим местом точек с напряжением определяемым соотношением

$$U_{DS,sat} = |U_{GS} - U_{th}|. \quad (7.38)$$

На рис. 7.33 также представлено зеркальное отображение нагрузочной характеристики, зависящей от сопротивления R_H . Точки пересечения ВАХ и нагрузочной характеристики определяют режим работы транзистора, т. е. значения тока i_D и напряжения u_{DS} . В ключевом режиме работы эти значения находятся на границах областей полностью открытого состояния (точка а) или отсечки (точка б).

При построении ВАХ МОП-транзисторов со встроенным каналом необходимо учитывать, что на напряжение на затворе в режиме отсечки имеет разный знак в зависимости от типа проводимости канала.

СИТ-транзисторы являются полевыми транзисторами и управляются напряжением. Главным отличием статических ВАХ СИТ-транзисторов является практическое отсутствие пологого участка ВАХ. На рис. 7.34 представлено семейство выходных ВАХ СИТ-транзистора. При нулевом напряжении на затворе u_{GS} транзистор находится в открытом состоянии и с увеличением напряжения u_{DS} ток i_D увеличивается без ограничения характерного для МОП-транзисторов, ВАХ которых имеют пологий участок. Управление транзистором осуществляется

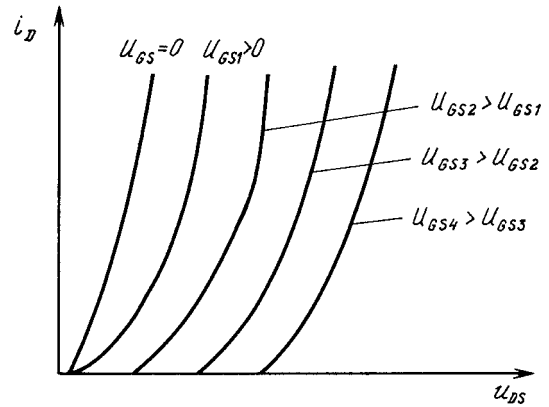


Рис. 7.34. Статические выходные ВАХ СИТ-транзистора

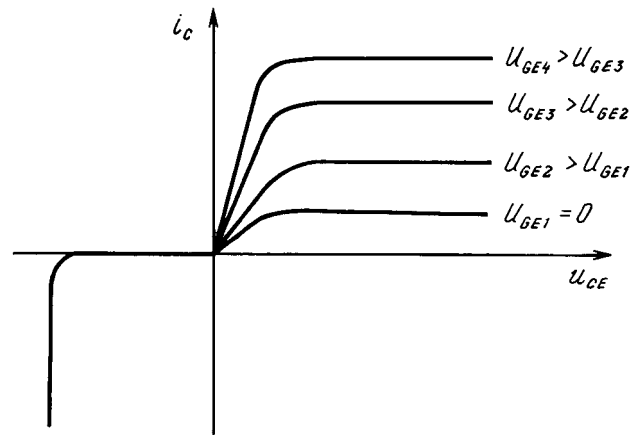


Рис. 7.35. Статические выходные ВАХ БТИЗ транзистора

подачей обратного напряжения на управляющий $p-n$ -переход, что приводит к обеднению канала транзистора носителями электрических зарядов. При определенном значении управляющего напряжения транзистор переходит в режим отсечки. Запирающее напряжение u_{GS} определяется напряжением u_{DS} . В результате с ростом напряжения u_{GS} ВАХ сдвигаются вправо. Отсутствие пологих участков в ВАХ свидетельствуют о низком выходном сопротивлении СИТ-транзистора в широком диапазоне рабочих токов. В то же время в полностью открытом состоянии сопротивление СИТ-транзистора велико по сравнению с сопротивлением открытого МОП-транзистора.

Выходные ВАХ транзистора с изолированным затвором (БТИЗ) подобны ВАХ биполярных транзисторов за исключением того, что управление выходным током i_C осуществляется напряжением u_{GE} , а не током базы (рис. 7.35). Кроме того, БТИЗ способны выдерживать в закрытом состоянии без пробоя значительное обратное напряжение [80].

7.3.3. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Переход транзистора из выключенного состояния во включенное и наоборот происходит не мгновенно, а в течение определенного для каждого типа транзистора времени. Инерционность переходных процессов обусловлена инерционностью процессов изменения носителей электрических зарядов в структуре транзистора и наличием в ней внутренних (собственных) емкостей. На рис. 7.36,а представлена схема замещения биполярного транзистора, учитывающая емкости, именуемые иногда „паразитными”.

В §7.1 было показано, что на динамические режимы работы ключей влияют как их собственное быстродействие, так и параметры внешней цепи, в которой происходит коммутация. В данном слу-

чае рассматриваются процессы, обуславливающие быстродействие биполярных транзисторов как ключевых приборов. Для качественной оценки принимается допущение об активном характере нагрузки.

Включение биполярного транзистора. Предположим, что транзистор при $t < t_0$ находится в режиме отсечки (выключен), и в момент времени $t = t_0$ (рис. 7.37,б) в базу транзистора от источника тока управления поступает импульс тока с идеально крутым фронтом и значением $I_B > I_{Bsat}$, где I_{Bsat} — граничное значение тока базы при нагрузке коллектора R_H . Так как напряжение на входной емкости C_{BE} не может измениться скачком, начинается процесс

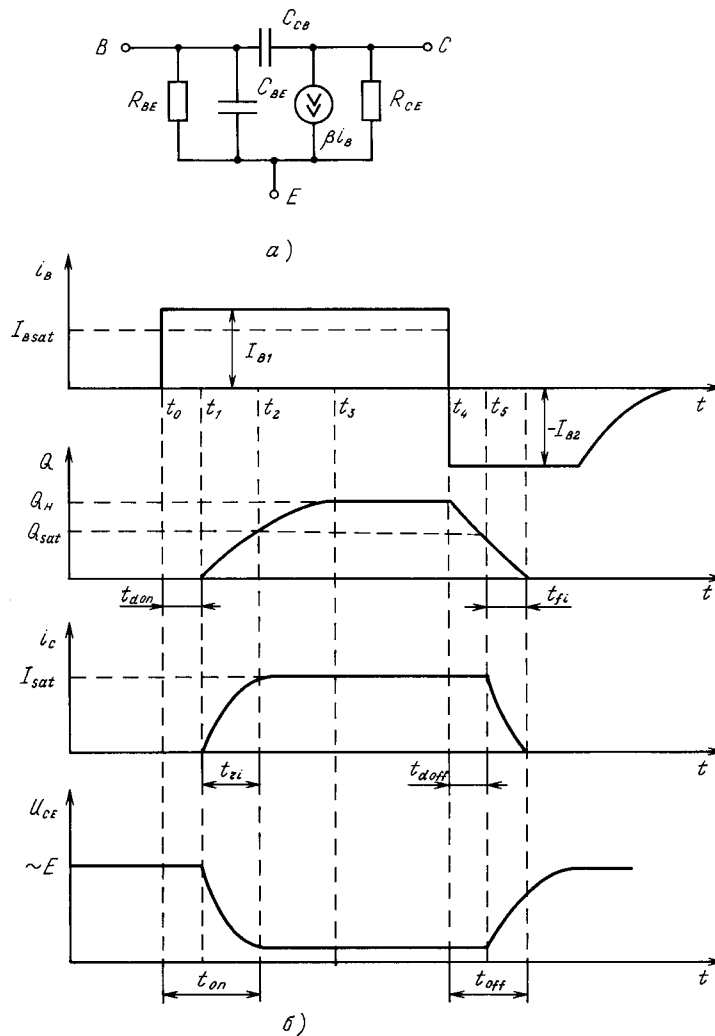


Рис. 7.36. Динамические процессы в биполярном транзисторе: а — схема замещения; б — диаграммы процессов

ее заряда до напряжения $U_{BE\ sat} \approx 0,5 \div 0,6$ В (для кремниевых транзисторов), при котором начинается увеличение тока базы непосредственно в структуре транзистора. Этот интервал времени ($t_0 - t_1$), называемый *задержкой на включение*, может быть определен

$$t_{don} = t_1 - t_0 \approx \frac{C_{BE} U_{BE\ sat}}{I_B} . \quad (7.39)$$

При $t = t_1$ начинается процесс накопления суммарного электрического заряда в базе, что соответствует активному режиму работы транзистора. Характеристика этого процесса имеет экспоненциальный характер [81]

$$Q(t) \approx \tau_B I_B (1 - e^{-t/\tau_B}) , \quad (7.40)$$

где $\tau_B = \beta / (2\pi f_{гр})$; $f_{гр}$ – граничная частота транзистора в схеме с общим эмиттером.

В момент времени $t = t_2$ заряд Q достигает граничного значения Q_{sat} , соответствующего на-

ступлению режима насыщения. При этом дальнейший рост тока коллектора I_C практически прекращается, а накопление избыточного заряда ΔQ в базе будет продолжаться до момента времени $t = t_3$. Этот заряд зависит от коэффициента насыщения S

$$\Delta Q = \tau_B I_{B\ sat} (S - 1) . \quad (7.41)$$

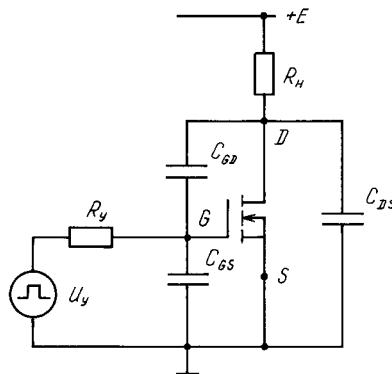
При $I_B \gg I_{B\ sat}$ время нарастания тока коллектора I_C , называемое также *фронтом включения транзистора* t_{ri} , можно приближенно определить

$$t_{ri} = t_2 - t_1 \approx \tau_B / S . \quad (7.42)$$

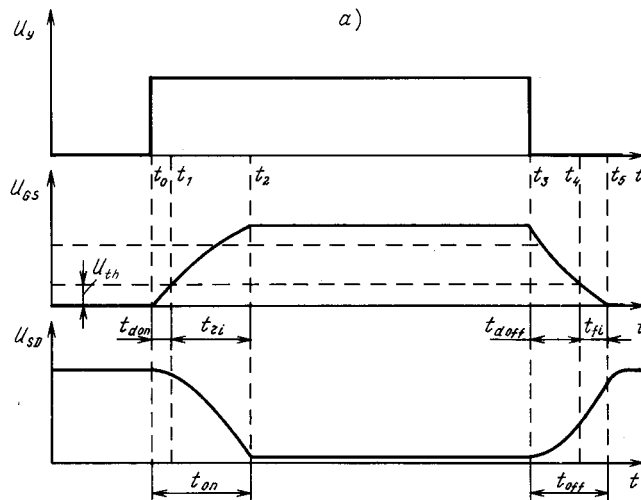
Общее время включения t_{on} транзистора будет определяться

$$t_{on} = t_{don} + t_{ri} . \quad (7.43)$$

Если учесть инерционность, создаваемую выходной емкостью транзистора C_{CB} , окончательный спад напряжения U_{CE} будет происходить несколько позже.



а)



б)

Рис. 7.37. Динамические процессы в МОП транзисторе: а – схема замещения; б – диаграммы процессов

Выключение биполярного транзистора. Предположим, что в момент времени $t = t_4$ в базу насыщенного транзистора поступает отрицательный (запирающий) импульс тока $-I_{B2}$. Под воздействием этого тока начнется интенсивное рассасывание избыточного заряда ΔQ до значения суммарного заряда $Q = Q_{sat}$. В этот момент времени ($t = t_5$) транзистор начинает выходить из насыщения. Общее время рассасывания избыточного заряда соответствует времени задержки на выключение t_{doff} . При $I_{B2} \gg I_{B1} \gg I_{Bsat}$ эта задержка может быть определена

$$t_{doff} \approx \tau_B I_{B1} / I_{B2} . \quad (7.44)$$

Длительность спада тока коллектора до наступления режима отсечки, т. е. длительность фронта выключения приближенно определяется [81]

$$t_{fi} \approx \tau_B \frac{I_{sat}}{I_B} . \quad (7.45)$$

Общее время выключения транзистора $t_{off} = t_{doff} + t_{fi}$. Восстановление выходного напряжения U_{CE} закончится несколько позднее момента, когда ток I_C станет равным нулю из-за наличия собственной выходной емкости транзистора.

Из приведенных соотношений следует, что на быстродействие биполярного транзистора существенное влияние оказывают коэффициент насыщения S и токи управления, поступающие в базу.

Включение МОП-транзистора. Отсутствие явлений накопления и рассасывания носителей обуславливает высокое быстродействие всех полевых транзисторов. Однако из-за конструктивных особенностей значения собственных межэлектродных емкостей в этих транзисторах больше чем у биполярных. На рис. 7.37,а приведена схема замещения МОП-транзистора, учитывающая его межэлектродные емкости. Предположим, что МОП-транзистор находится в состоянии отсечки (закрыт). В момент времени $t = t_0$ (рис. 7.37,б) на его затвор подается сигнал управления от источника напряжения U_y с внутренним сопротивлением R_y . В результате начинается заряд входной емкости, которая при $R_y \gg R_n$ может быть определена

$$C_{iss} \approx C_{GD} + C_{GS} . \quad (7.46)$$

При достижении напряжением на затворе транзистора порогового значения U_{th} в момент времени ($t = t_1$) транзистор выходит из режима отсечки, и начинается спад напряжения сток – исток U_{DS} . Интервал времени $t_1 - t_0$ соответствует времени задержки на включение транзистора t_{don} . Дальнейшее увеличение напряжения U_{GS} приводит транзистор в момент времени $t = t_2$ в открытое состояние. Этот интервал времени соответствует фронту включения транзистора t_{ri} . Общее время включения $t_{on} = t_{don} + t_{ri}$. Очевидно, что при включении МОП-транзистора главным фактором, определяющим быстродействие транзистора, будет скорость заряда входной емкости C_{iss} . Эта скорость, в свою очередь, будет определяться параметрами источника сигналов управления. Поэтому в целях повышения быстродействия часто используют форсированное включение МОП-транзистора от источника тока на начальном интервале включения с последующим поддержанием необходимого сигнала управления от источника напряжения малой мощности (см. § 9.6).

Выключение МОП-транзистора. При скачкообразном изменении сигнала управления до нуля в момент времени $t = t_3$ начинается выключение транзистора (рис. 7.37,б). Вначале также будет иметь место интервал задержки $t_3 - t_4$, пока напряжение на затворе не достигнет граничного значения U_{th} , при котором транзистор переходит в активный режим. Дальнейший спад напряжения на затворе в момент времени $t = t_5$ приводит транзистор в режим отсечки, т. е. в выключенное состояние. Интервал времени $t_4 - t_5$ соответствует фронту выключения транзистора, общее время которого $t_{off} = t_{doff} + t_{fi}$. На длительность нарастания напряжения U_{SD} могут оказывать заметное влияние выходная емкость транзистора C_{DS} и сопротивление нагрузки R_n .

Динамические характеристики СИТ- и МОП-транзисторов во многом сходны. Различие определяется значениями межэлектродных емкостей. Для СИТ-транзисторов характерны малая длина прово-

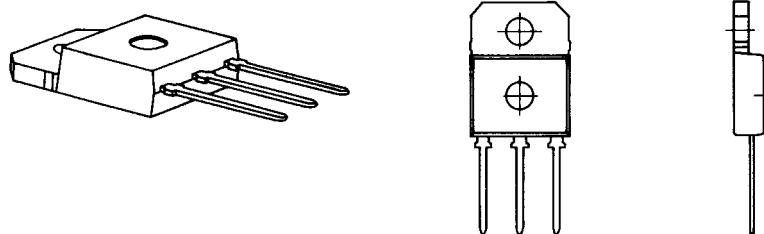


Рис. 7.38. Силовой транзистор в корпусе для поверхностного монтажа

дящего канала и низкое значение емкости затвористок C_{GS} , что повышает быстродействие этих приборов.

Быстродействие БТИЗ определяется в значительной мере тем, что они сочетают свойства биполярных и полевых транзисторов. В начале включения переходные процессы БТИЗ- и МОП-транзисторов сходны. На конечном интервале в переходном процессе БТИЗ начинают преобладать свойства биполярного транзистора. Это приводит к затягиванию спада напряжения коллектор-эмиттер, так как переход биполярного транзистора из активного режима в насыщенный происходит более медленно. При выключении характер переходного процесса вначале сходен с характером процесса в полевом транзисторе, а на конечном интервале — в биполярном из-за накопления избыточных зарядов в одной из областей его структуры.

Приведенные выше статические и динамические характеристики обуславливают области применения различных типов транзисторов в современных силовых электронных устройствах. Традиционно применялся биполярный транзистор, основной недостаток которого заключался в потреблении значительного тока базы, что требовало мощного оконечного каскада управления (драйвера) и приводило к снижению КПД устройства в целом. Затем появились полевые транзисторы более быстродействующие и потребляющие небольшие мощности

из системы управления. Долгое время МОП-транзисторы изготавливались на незначительные мощности и применялись только в информационной электронике. Сейчас МОП-транзисторы широко используются в силовых электронных устройствах. Основным недостатком МОП-транзисторов являются большие потери мощности от протекания прямого тока. Значение этих потерь определяется сопротивлением транзистора в проводящем состоянии R_{dson} . Последнее значительно возрастает с увеличением максимального напряжения транзистора. Поэтому МОП-транзисторы обычно используют в диапазоне низких напряжений, ограниченном уровнем 500–600 В.

Последнее время лидирующее положение в области применения занимают БТИЗ, сочетающие в себе достоинства биполярных и полевых транзисторов. В ближайшем будущем по прогнозам ведущих производителей полупроводниковых приборов БТИЗ практически полностью вытеснит другие типы приборов. Предельная мощность СИТ-транзисторов сравнительно невелика, поэтому несмотря на их достоинства широкого применения в силовой электронике они не нашли.

Конструктивно БТИЗ изготавливаются как в металлических, так и в пластмассовых корпусах (рис. 7.38). Наиболее перспективным исполнением транзистора является корпус для поверхностного монтажа.

7.3.4. ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Главным условием надежной работы транзисторов является обеспечение соответствия ОБР транзисторов как статических, так и динамических вольт-амперных их характеристик, определяемых конкретными условиями работы (см. § 7.1).

ОБР силовых транзисторов. На рис. 7.39,а представлены ОБР биполярного транзистора при постоянном и импульсном токах различной длительности. Максимальное значение тока коллектора I_{Cmax} и соответствующий ему участок AB являются предельными значениями для постоянного тока. Участок BC соответствует ограничению на рассеиваемую мощность внутри прибора (см. § 7.1). Участок DE соответствует максимальному допустимому значению напряжения коллектор-эмиттер U_{BR} транзистора, превышение которого приводит к пробоем структуры и выходу транзистора из строя. Ограничение на участке CD определяется явлением вторичного пробоя. Под вторичным пробоем понимают выход из строя под воздействием локальных перегревов отдельных областей структуры. Причиной таких перегревов является обычно технологи-

ческая неоднородность структуры. Следует отметить, что форсирование выключения транзисторов способствует возникновению пробоя и соответственно повышает крутизну участка CD [81]. В импульсных режимах работы границы ОБР расширяются. Это объясняется инерционностью тепловых процессов, вызывающих перегрев структуры транзисторов.

Ограничениями, определяющими ОБР полевых и, в частности, МОП-транзисторов, являются: максимальные допустимые значения тока стока I_{Dmax} и напряжения сток-исток U_{BR} , а также допустимые значения рассеиваемой мощности, определяемые сопротивлением транзистора в открытом состоянии R_{Dson} и напряжением сток-исток U_{SD} (на рис. 7.39,б участок BC). Так же как и для биполярных транзисторов, границы ОБР для полевых транзисторов в импульсных режимах расширяются. Положительной особенностью ОБР полевых транзисторов является отсутствие ограничений, связанных со вторичным пробоем, который в этом классе транзисторов не возникает.

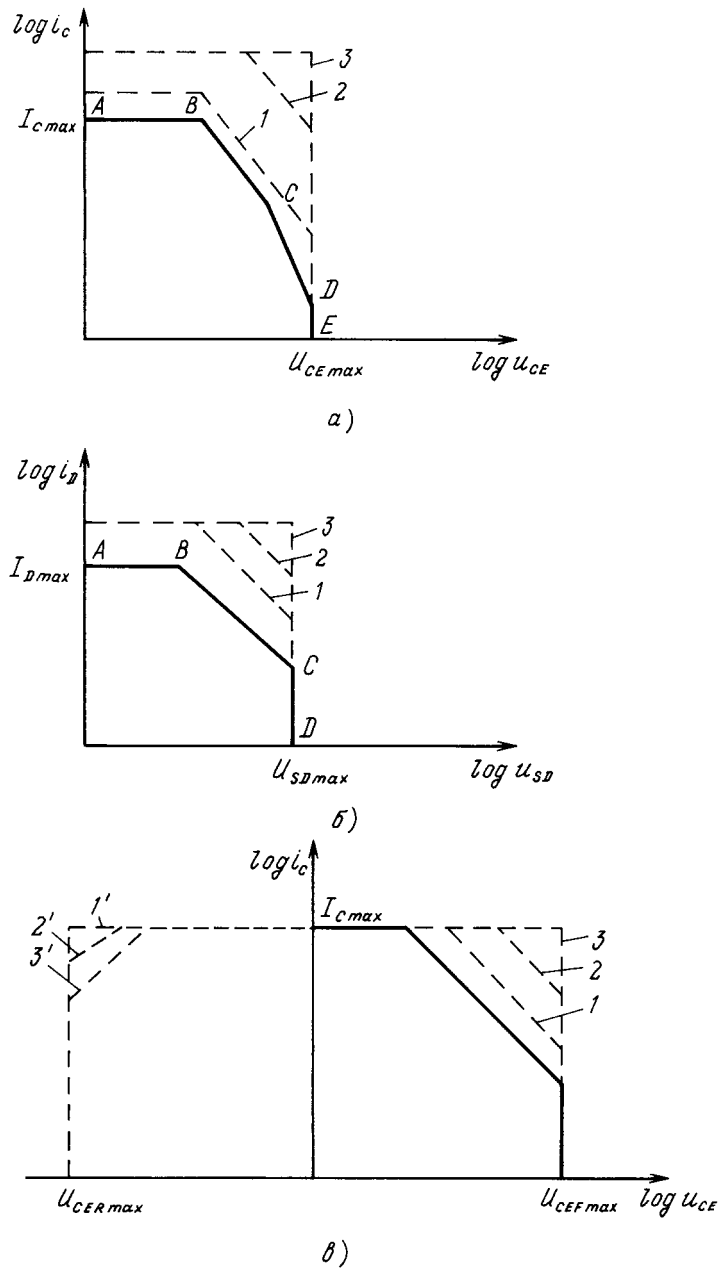


Рис. 7.39. ОБР транзисторов:
 а – биполярного; б – МОП; в – БТИЗ

Для БТИЗ-транзисторов существуют ОБР как для прямого U_{CEF} , так и для обратного U_{CER} напряжений (рис. 7.39,в). Для прямых напряжений ОБР имеет сходства как с ОБР биполярного, так и с ОБР полевого транзисторов. Максимальное значение тока I_{Cmax} ограничивается условием перехода транзистора в активный режим с повышенным выделением мощности.

Защита транзисторов в динамических режимах работы. Динамические ВАХ транзисторов зависят от коммутируемой нагрузки (см. п. 7.1.3). Например, выключение активно-индуктивной нагрузки вызывает перенапряжения на ключевом элементе. Эти перенапряжения определяются ЭДС самоиндукции $L di/dt$, возникающей в индуктивной составляющей нагрузки при спаде тока i_H до нуля. На

рис. 7.40 приведены типовые схемы, позволяющие исключить или ограничить перенапряжения при коммутации активно-индуктивной нагрузки. Элементы схемы, снижающие перенапряжения, могут рассматриваться как простейшие ЦФТП (см. п. 7.1.4).

В схеме на рис. 7.40,а при выключении транзисторного ключа S под воздействием ЭДС самоиндукции ($U_L = L di/dt$) включается диод VD . В результате напряжение на ключе U_S становится при допущении идеальности диода равным напряжению источника питания E . После выключения ключа S ток i_H будет замыкаться в цепи $R_H - L_H - VD$,

постепенно затухая до нуля с постоянной времени $\tau_H = L_H/R_H$. При этом энергия, накопленная в индуктивности L_H , будет рассеиваться в активной составляющей нагрузки R_H . Аналогичный принцип ограничения перенапряжения используется в схеме на рис. 7.40,б. Разница заключается в том, что включение стабилитрона VD в отличие от диода происходит при определенном напряжении $U_{СТ}$, которое соответствует перенапряжению на транзисторном ключе S . В схеме на рис. 7.40,в при выключении ключа ток нагрузки переходит в конденсатор с емкостью C_S через диод VD , заряжая его до определенного напряжения. Пренебрегая поте-

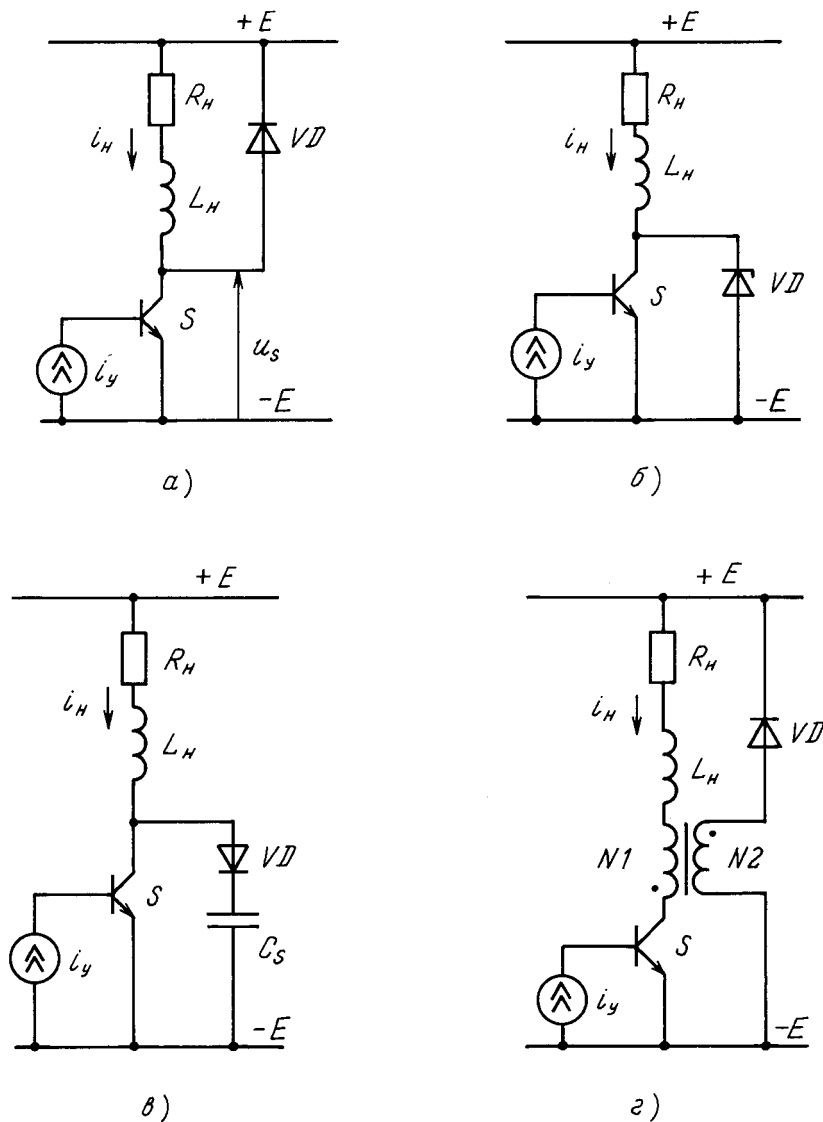


Рис. 7.40. ЦФТП на включение активно-индуктивной нагрузки: а – на основе обратного диода; б – на основе стабилитрона; в – на основе конденсатора; г – на основе трансформаторной связи

рями энергии в резисторе R_H можно приближенно определить напряжение диода

$$U_{C_s} \approx I_H \sqrt{\frac{L_H}{C_s}}. \quad (7.47)$$

Выражение (7.47) соответствует полному переходу энергии, накопленной в индуктивности $L_H I_H^2/2$, в емкостную энергию $C_s U_{C_s}^2/2$. Ограничение перенапряжения в схеме на рис. 7.40,з происходит посредством введения дополнительной цепи с диодом VD , имеющей трансформаторную связь с нагрузкой. При выключении ключа S в обмотке наводится ЭДС, под воздействием которой включается диод VD и энергия, накопленная в индуктивности L_H начинает рекуперироваться в источник

питания. Перенапряжения и рекуперированный ток определяются соотношением числа витков $N1$ и $N2$, а также коэффициентом магнитной связи между цепями нагрузки и рекуперации энергии.

При коммутации с повышенной частотой важно не только обеспечить соответствие динамической ВАХ и ОБР, но и уменьшить мощность, выделяемую в транзисторном ключе на интервале выключения. Это дает возможность в целом уменьшить динамические потери в транзисторе. Для этого необходимо сформировать желаемую траекторию переключения посредством подключения к транзистору соответствующей ЦФТП (см. п.7.1.4). На рис. 7.41 представлена схема транзистора с ЦФТП для уменьшения потерь при выключении и времен-

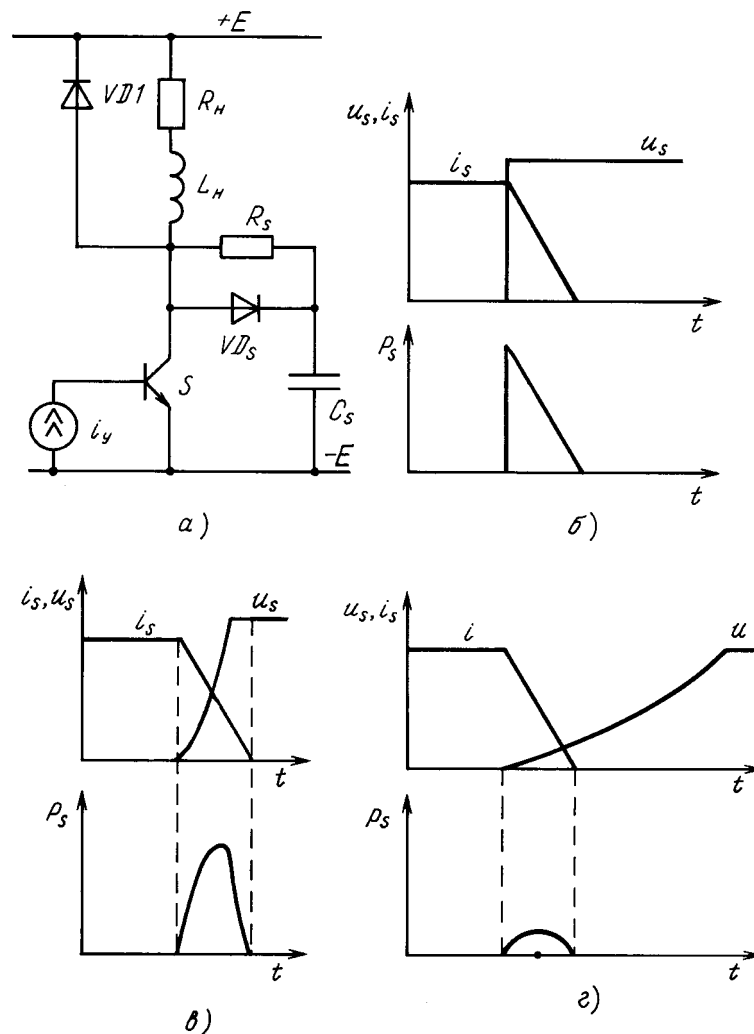


Рис. 7.41. ЦФТП на выключение на основе емкостного элемента:
 а – принципиальная схема; б – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при $C_s = 0$; в – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при недостаточной емкости C_s ; г – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при достаточно большой емкости C_s

ные диаграммы тока i_s , напряжения u_s и мгновенной мощности p_s , выделяемой в транзисторе при разных значениях емкости C_s . Из диаграмм видно, что увеличение C_s ведет к затягиванию нарастания напряжения на конденсаторе и уменьшению выделяемой в транзисторе при выключении энергии

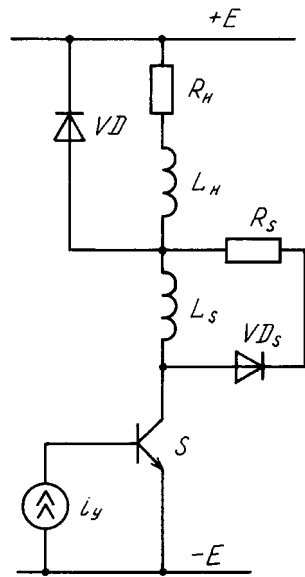
$$W_s = \int_0^{\text{выкл}} P_s dt.$$

Накопленная в конденсаторе энергия

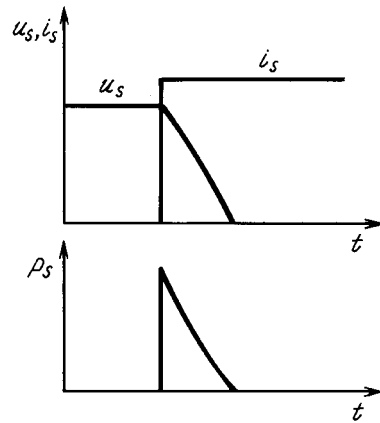
в данной схеме рассеивается в резисторе R_s при включении транзисторного ключа S . Сопротивле-

ние резистора R_s должно обеспечивать за время включенного состояния транзистора полный разряд конденсатора C_s . Обычно при проектировании минимизируют суммарную мощность, выделяемую в транзисторе и резисторе R_s . Для этого рассчитывают оптимальные значения R_s и C_s [81].

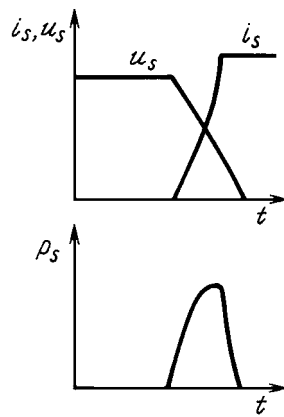
При включении транзистора возникают недопустимые для транзистора перегрузки по току, которые необходимо ограничивать в соответствии с ОБР. Высокие значения скорости нарастания тока в транзисторе di/dt приводят к росту динами-



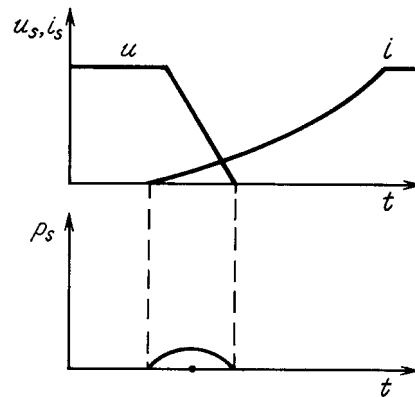
а)



б)



д)



е)

Рис. 7.42. ЦФТП на включение: а – принципиальная схема; б – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при $L_s = 0$; д – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при недостаточной индуктивности L_s ; е – диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности при достаточно большой индуктивности L_s

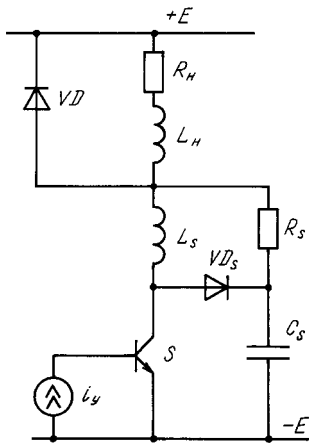


Рис. 7.43. Пример схемы ЦФТП на включение и выключение

ческих потерь при периодическом включении транзистора. Для снижения значения di_c/dt используют ЦФТП, состоящую из реактора L_s , соединенного последовательно с транзистором. Подобная ЦФТП может использоваться для ограничения токовых перегрузок при включении с емкостной нагрузкой и в схеме с обратным диодом VD (рис. 7.42, а). Например, если к моменту очередного включения транзистора ток в нагрузке i_n , а следовательно, и в диоде VD был отличен от нуля, то при отсутствии индуктивности L_s в транзисторном ключе S возникнет скачок тока при его включении. Это произойдет в результате выключения диода и перехода тока нагрузки i_n в транзистор. При допущении идеальности диода VD этот процесс произойдет мгновенно в начале включения транзистора. На рис. 7.42, б, в, г приведены диаграммы тока i_s , напряжения U_s и мощности P_s при разных значениях L_s . Из диаграмм видно, что с ростом индуктивности L_s потери в транзисторном ключе S при включении уменьшаются. Однако при этом происходит увеличение энергии, накапливаемой в индуктивности L_s . Для вывода этой энергии к моменту очередного выключения ЦФТП должна иметь дополнительные элементы. В частности, для этой цели можно использовать дополнительный резистор R_s и диод VD_s . Так как обычно ключевой режим работы транзис-

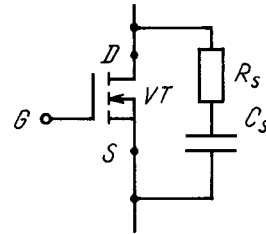


Рис. 7.44. ЦФТП МОП-транзистора на основе RC-цепи

торов связан с периодической его коммутацией, то используют схемы ЦФТП, формирующие необходимые траектории как при включении, так и выключении (рис. 7.43). Существует большое разнообразие схем ЦФТП для биполярных транзисторов.

В отличие от биполярных МОП-транзисторы не имеют ограничений в ОБР, связанных с вторичным пробоем. Кроме того, во включенном состоянии эти транзисторы характеризуются большими значениями эквивалентного сопротивления R_s . Область безопасной работы МОП-транзисторов в импульсных режимах имеет прямоугольную форму, что облегчает задачу их защиты. При выключении активно-индуктивной нагрузки для вывода энергии, накопленной в индуктивном сопротивлении, используют те же способы, что и для биполярных транзисторов (см. рис. 7.40). Однако для снятия перенапряжений, обусловленных малыми значениями „паразитных” индуктивностей монтажа и в то же время высокими значениями di_n/dt , используют RC-цепи, подключенные параллельно транзистору (рис. 7.44), которыми, как правило, и ограничиваются.

Для биполярных транзисторов с изолированным затвором рекомендуются такие же ЦФТП, как и для МОП-транзисторов [81].

Контрольные вопросы и задачи

1. Какие основные различия биполярных и полевых транзисторов следует учитывать при использовании их в качестве электронных ключей?
2. Поясните основные способы ограничения перенапряжений на транзисторах при выключении активно-индуктивной нагрузки.
3. Определить время протекания тока в обратном диоде VD (см.рис. 7.40,а) при включении транзистора. Исходные данные следующие: напряжение источника питания $E = 60$ В, $R_n = 10$ Ом, $L_n = 100$ мкГн, время выключения транзистора и включения обратного диода равно нулю,

диод во включенном состоянии представляется эквивалентным источником напряжения $\Delta U = 2 \text{ В}$.

4. Рассчитать динамические потери в транзисторе, включенном по схеме, представленной на рис. 7.40,а при следующих исходных данных: напряжение источника питания $E = 60 \text{ В}$, $R_{\text{н}} = 10 \text{ Ом}$, $L_{\text{н}} = 10 \text{ мкГн}$, время включения и выключения обратного диода VD равны нулю, время включения и выключения транзистора равны 10 и 20 мкс

соответственно, частота переключений транзистора из одного состояния в другое $f_s = 1 \text{ кГц}$, изменение тока транзистора при выключении и напряжения при включении считать линейным, потерями энергии в резисторе $R_{\text{н}}$ на интервалах коммутации пренебречь.

5. Как изменятся динамические потери и их составляющие при включении и выключении, если в задаче п.4 параллельно транзистору VT подключить конденсатор емкостью $C = 0,01 \text{ мкФ}$?

7.4. ТИРИСТОРЫ

7.4.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОБЫЧНОГО ТИРИСТОРА

Обычный тиристор является силовым электронным не полностью управляемым ключом. Поэтому иногда в технической литературе его называют однооперационным тиристором, который может сигналом управления переводиться только в проводящее состояние, т. е. включаться. Для его выключения необходимо принимать специальные меры, обеспечивающие спадание прямого тока до нуля.

Тиристор имеет четырехслойную $p-n-p-n$ -структуру с тремя выводами: анод (A), катод (C) и управляющий электрод (G) (рис. 7.45). Структуру тиристора можно представить в виде двух соединенных трехслойных структур: $p-n-p$ и $n-p-n$, эквивалентных биполярным транзисторам. В этом случае анодный ток тиристора i_A может быть выражен через обратные токи (тепловые токи коллекторных переходов) эквивалентных транзисторов $VT1$ и $VT2$

$$i_A = \frac{I_{CO1} + I_{CO2} + \alpha_2 i_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (7.48)$$

где I_{CO1} и I_{CO2} — обратные токи коллекторных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$ соответственно; i_G — ток управляющего электрода тиристора; α_1, α_2 —

коэффициенты передачи по току эквивалентных транзисторов в схеме с общей базой.

Из (7.48) видно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, ток i_A возрастает лавинообразно. Такой процесс, как видно из схемы на рис. 7.45,з, возникает благодаря положительной обратной связи между током коллектора i_{C1} транзистора $VT1$ и током базы i_{B2} транзистора $VT2$. Кроме того, коэффициенты усиления α_1 и α_2 также существенно возрастают с токами эмиттеров эквивалентных транзисторов, что соответствует внутренней положительной обратной связи. Увеличение тока управления тиристора i_G приводит к включению транзистора $VT2$ и, соответственно, к увеличению тока базы транзистора $VT1$ и его включению. Благодаря положительной обратной связи между этими эквивалентными транзисторами включение тиристора начинает лавинообразно развиваться до состояния, когда ток ограничен сопротивлением нагрузки.

Анализируя процессы в схеме с эквивалентными транзисторами, можно убедиться в том, что если произошло включение тиристора (протекает ток анода i_A), то прекращение протекания тока управ-

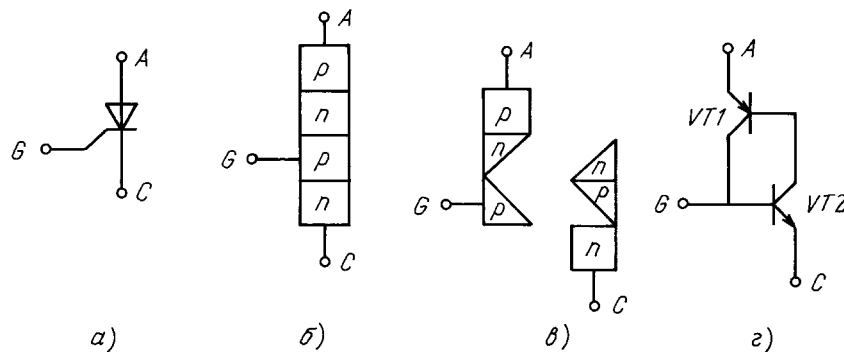


Рис. 7.45. Обычный тиристор: а — обозначение; б — структура; в — представление в виде двух трехслойных структур; г — эквивалентная схема замещения

ляющего электрода i_G не приведет к выключению схемы. Это связано с наличием внутренней обратной связи. Если ток анода i_A по каким-либо внешним причинам падает до нуля и внутренние емкости эквивалентных транзисторов разряжаются, то схема не перейдет в проводящее состояние при приложении прямого напряжения анод-катод без подачи им-

пульса тока управления i_G . Таким образом тиристор способен выдерживать как прямое так и обратное напряжение, не переходя в проводящее состояние. Тиристор проводит прямой ток при подаче на него прямого напряжения и импульса тока управления и выключается после спада прямого тока до нуля и восстановления запирающей способности.

7.4.2. СТАТИЧЕСКИЕ ВАХ ТИРИСТОРА

Идеализированный ключ, эквивалентный тиристор, имеет статическую ВАХ (рис. 7.46). Тиристорный ключ может проводить ток в одном направлении, а в закрытом состоянии может выдерживать как прямое, так и обратное напряжение.

Рассмотрим более подробно реальные статические ВАХ обычного тиристора — выходные и входные.

На рис. 7.47,б представлено семейство выходных статических ВАХ при разных значениях тока управления i_G . Предельное прямое напряжение, которое

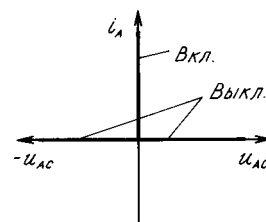


Рис. 7.46. ВАХ идеального тиристора

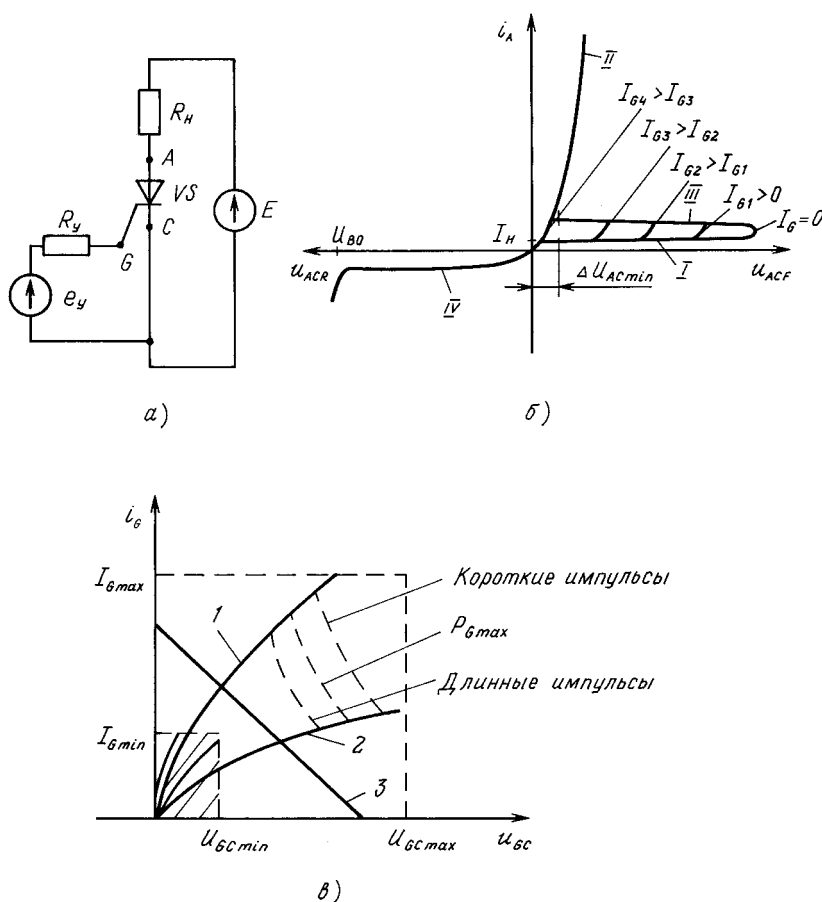


Рис. 7.47. Характеристики тиристора: а — схема включения; б — выходная ВАХ; в — входная ВАХ

выдерживается тиристором без его включения, имеет максимальные значения при $i_G = 0$. При увеличении тока i_G прямое напряжение, выдерживаемое тиристором, снижается. Включенному состоянию тиристора соответствует ветвь II, выключенному – ветвь I, процессу включения – ветвь III. Удерживающий ток I_H равен минимальному допустимому значению прямого тока i_A , при котором тиристор остается в проводящем состоянии. В открытом состоянии тиристор также характеризуется значением прямого падения напряжения $\Delta U_{AC \min}$.

Зависимость тока утечки от обратного напряжения приведена на рис. 7.47,б (ветвь IV). При превышении обратным напряжением значения U_{BO} начинается резкое возрастание обратного тока, связанное с пробоем тиристора. Характер пробоя

может соответствовать необратимому процессу или процессу лавинного пробоя стабилитрона.

Статические входные ВАХ, характеризующие параметры управления обычного тиристора, представлены на рис. 7.47,в. Семейство ВАХ расположено в области, ограниченной ее значениями при максимально 1 и минимально 2 допустимых рабочих температурах тиристора. Заштрихованная область ограничена минимальными значениями тока и напряжения цепи управления, гарантирующими включение тиристора. Существуют также ограничения на максимально допустимые значения тока $i_{G \max}$, напряжения $U_{GC \max}$ и мощности $P_{G \max}$. Ограничения мощности зависят от длительности сигналов управления. Нагрузочная характеристика должна выбираться с учетом указанных ограничений (например, прямая 3 на рис. 7.47,в).

7.4.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Включение обычного тиристора осуществляется подачей импульса тока в цепь управления. На рис. 7.48 показаны временные диаграммы тока и напряжения тиристора при его включении. Время вклю-

чения состоит из времени задержки t_{gd} и времени нарастания тока тиристора $i_A(t)$. Время задержки определяется от момента времени $t = t_0$ подачи импульса тока управления i_G (на рис. 7.48 этот

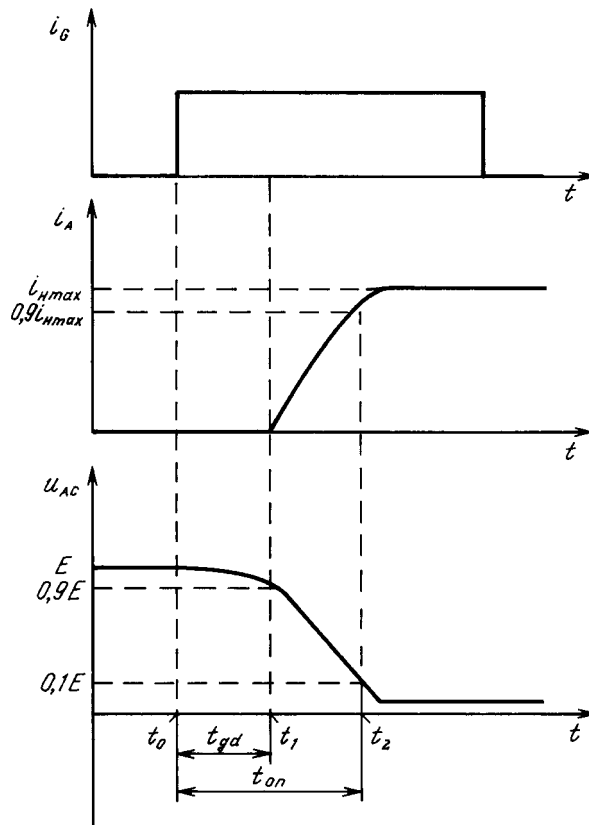


Рис. 7.48. Диаграммы процессов включения тиристора

импульс имеет идеально крутой фронт) до начала спада напряжения анод–катод тиристора $u_{AC}(t)$ на 10% начального значения. Нарастание тока тиристора $i_A(t)$ заканчивается в момент времени $t = t_2$, когда напряжение $u_{AC}(t)$ спадет до 10% начального значения, а ток $i_A(t)$ достигнет 90% установившегося значения. На длительность переходного процесса значительное влияние оказывают характер нагрузки (активный, индуктивный и пр.), амплитуда и скорость нарастания импульса тока управления i_G , температура, напряжение и ток нагрузки. В цепи, содержащей тиристор, не должно возникать недопустимых значений скорости нарастания прямого напряжения $du_{AC}(t)/dt$, при которых может происходить несанкционированное включение тиристора при отсутствии сигнала управления и скорости нарастания тока di_A/dt , которые указываются в паспортных данных конкретных типов тиристоров. В то же время крутизна сигнала управления должна быть высокой.

Процессы выключения тиристора и диода во многом подобны. На рис. 7.49 представлены временные диаграммы выключения тиристора под воздействием обратного напряжения $u_{ACR}(t)$ и последующим приложением прямого напряжения $u_{ACF}(t)$.

В начале прямой ток снижается с определенной параметрами коммутируемой цепи скоростью di_A/dt до нуля. Затем идет процесс обратного восстановления в течение времени t_{RR} , когда протекает обратный ток восстановления i_{RR} . Далее происходит рекомбинация избыточных носителей в течение времени t_S . Время выключения $t_q = t_{RR} + t_S$. По истечении этого времени тиристор вновь способен выдерживать в закрытом состоянии прямое напряжение, нарастающее со скоростью du_F/dt , не превышающее допустимое значение. На время выключения t_q влияют температура, напряжение, скорости спада прямого тока и нарастания прямого напряжения и др.

Среди способов выключения тиристоров принято различать естественное выключение (или естественную коммутацию) и принудительное (принудительную или искусственную коммутацию). Естественная коммутация происходит под воздействием переменного, обычно сетевого напряжения в момент спадания тока до нуля. Естественная коммутация широко используется в регуляторах переменного напряжения и выпрямителях. Способы принудительной коммутации весьма разнообразны. Наиболее характерные из них следующие:

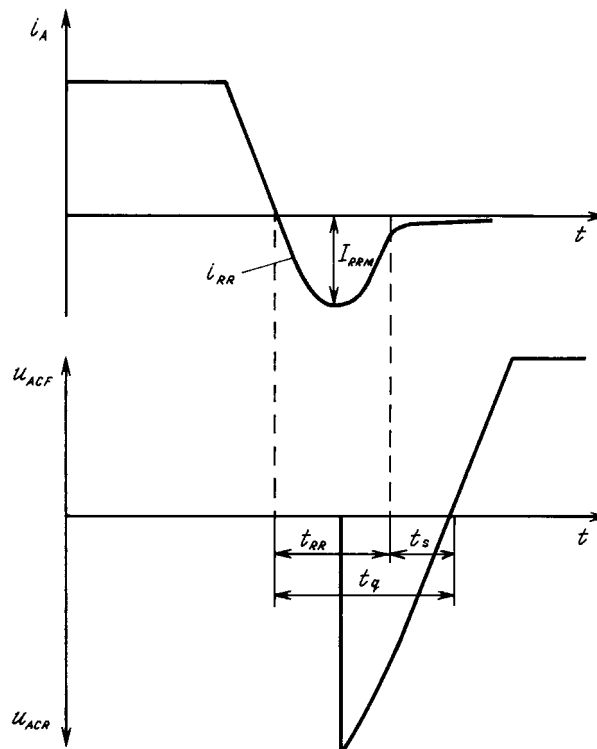


Рис. 7.49. Диаграммы процессов выключения тиристора

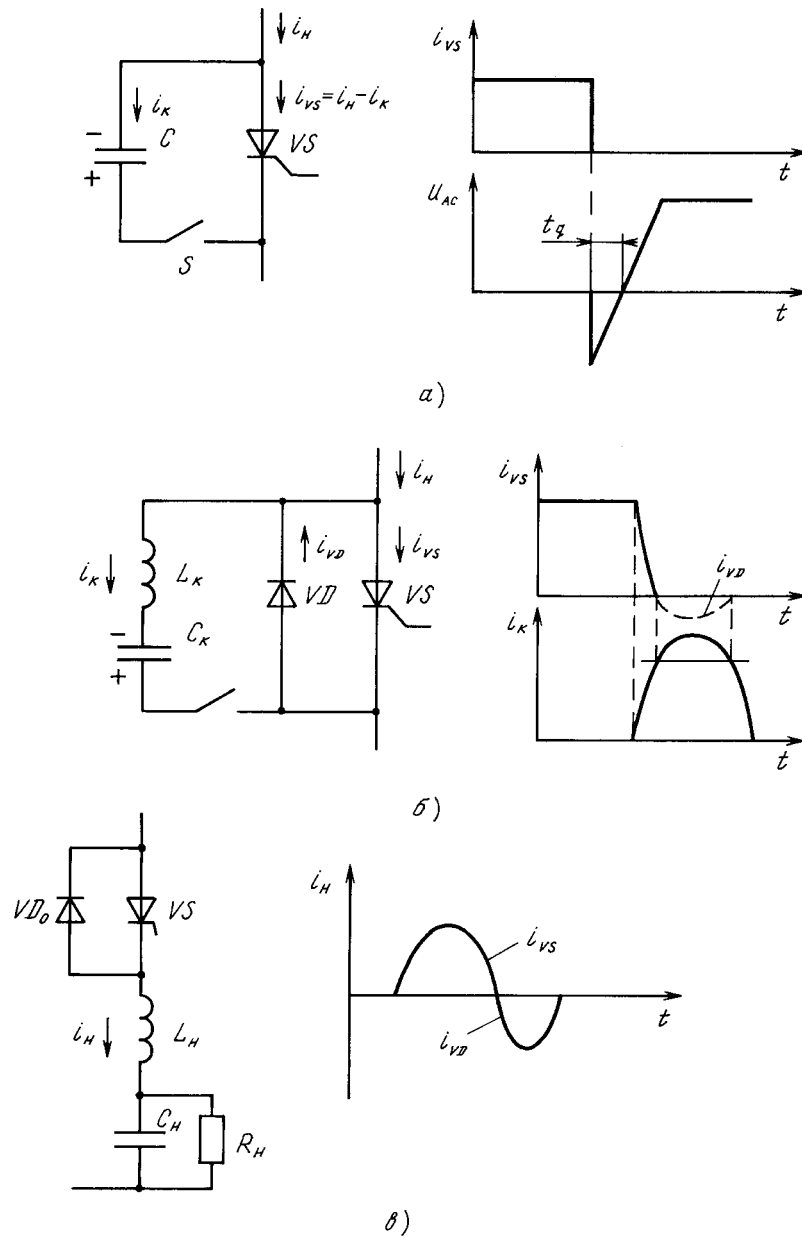


Рис. 7.50. Способы коммутации тиристоров:
 а – посредством подключения заряженного конденсатора; б – посредством колебательного разряда LC -контура; в – за счет колебательного характера нагрузки

подключение предварительно заряженного конденсатора (рис. 7.50,а), подключение LC -цепи с предварительно заряженным конденсатором (рис. 7.50,б) и использование колебательного характера переходного процесса в цепи нагрузки (рис. 7.50,в). При коммутации по схеме на рис. 7.50,а подключение коммутирующего конденсатора, например другим вспомогательным тиристором, вызывает его разряд на проводящий основной тиристор. Так как разряд-

ный ток конденсатора направлен встречно прямому току тиристора, последний снижается до нуля и тиристор выключается. Интервал времени между началом разряда конденсатора и изменением на нем полярности напряжения под воздействием внешних источников напряжения или тока должен соответствовать времени выключения тиристора t_q . В схеме на рис. 7.50,б подключение LC -контура вызывает колебательный разряд коммутирующего

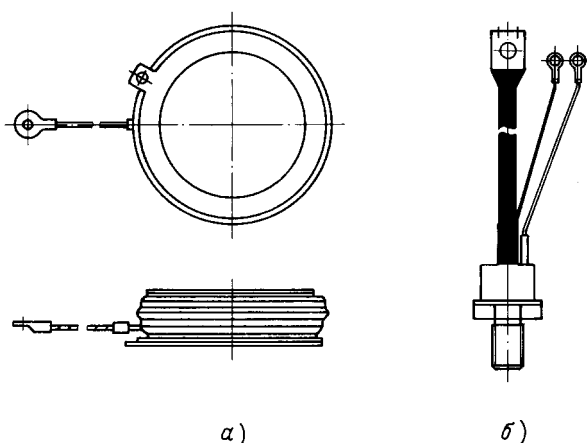


Рис. 7.51. Конструкции тиристорov:
а – таблеточная; б – штырьевая

конденсатора C_k . При этом в начале разрядный ток протекает через тиристор встречно его прямому току, когда они становятся равными, тиристор выключается. Далее ток LC -контура переходит из тиристора VS в диод VD . Пока через диод VD

протекает ток контура, к тиристорy VS будет приложено обратное напряжение, равное падению напряжения на открытом диоде. Этот интервал времени должен соответствовать времени выключения тиристора t_q . В схеме на рис. 7.50,б включение тиристора VS на комплексную RLC -нагрузку вызовет переходный процесс. При определенных параметрах нагрузки этот процесс может иметь колебательный характер с изменением полярности тока нагрузки i_n . В этом случае после выключения тиристора VS происходит включение диода VD , который начинает проводить ток противоположной полярности. Время проводящего состояния диода, как и в схеме на рис. 7.50,б, должно соответствовать времени выключения тиристора t_q . Иногда этот способ коммутации называют квазиестественным, так как он связан с изменением полярности тока нагрузки.

Тиристоры являются наиболее мощными электронными ключами, способными коммутировать цепи с напряжением до 10 кВ и токами до 5 кА, а частота мощных приборов обычно не превышает 1 кГц. Конструктивное исполнение тиристорov (рис. 7.51) и силовых диодов сходны.

7.4.4. ЗАПИРАЕМЫЕ ТИРИСТОРЫ

Обычные или традиционные тиристоры являются наиболее мощными электронными ключами, используемыми для коммутации высоковольтных и сильноточных цепей. Однако они имеют существенный недостаток – неполную управляемость, которая проявляется в том, что для их выключения необходимо создать условия снижения прямого

тока до нуля. Это во многих случаях ограничивает и усложняет использование тиристорov. Для устранения этого недостатка созданы тиристоры, запираемые сигналом по управляющему электроду. Такие тиристоры называют *запираемыми* (англ. GTO – Gate turn-off thyristor) или двухоперационными. Запираемые тиристоры (ЗТ) (рис. 7.52,а)

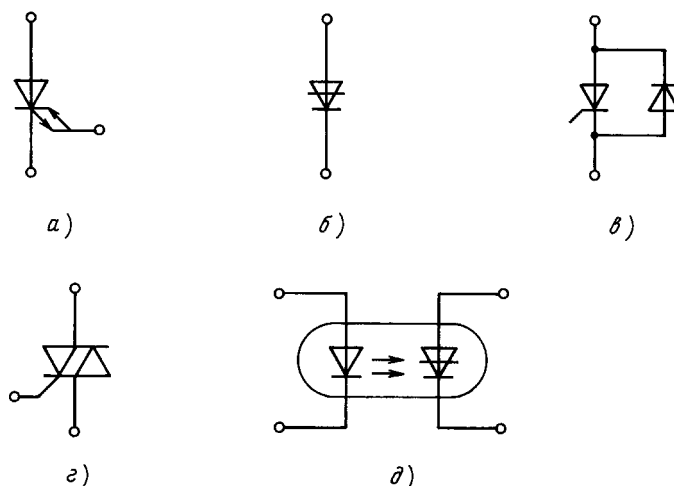


Рис. 7.52. Типы тиристорov:
а – запираемый тиристор; б – динистор; в – диод-тиристор; г – симистор;
д – фототиристор

имеют четырехслойную $p-n-p-n$ структуру, но в то же время обладают рядом существенных конструктивных особенностей, придающих им принципиально отличное от традиционных тиристором свойство полной управляемости. Статическая ВАХ запираемых тиристором в прямом направлении идентична ВАХ обычных тиристором. Однако блокировать большие обратные напряжения ЗТ обычно не способен и часто соединяется со встречно-параллельно включенным диодом. Кроме того, для

ЗТ характерны значительные падения прямого напряжения. Для выключения ЗТ необходимо подать в цепь управляющего электрода мощный импульс отрицательного тока (примерно 1:5 по отношению к значению прямого выключаемого тока), но короткой длительности (10–100 мкс).

Запираемые тиристором имеют более низкие значения предельных напряжений и токов (примерно на 20–30%) по сравнению с обычными тиристором.

7.4.5. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТИРИСТОРОВ

Кроме ЗТ разработаны различные типы тиристором, отличающиеся быстродействием, процессами управления, направлением токов в проводящем состоянии и др. Среди них следует отметить: диодные тиристором (динистором), включаемые импульсом прямого напряжения (рис. 7.52,б); быстродействующие инверторные тиристором (время выключения 5–50 мкс); тиристором с полевым управлением по управляю-

щему электроду, например, на основе комбинации МОП-транзистора с тиристором; тиристором-диоды, которые эквивалентны тиристором со встречно-параллельно включенным диодом (рис. 7.52,в); симметричные тиристором или симистором (англ. TRIAC), которые эквивалентны двум встречно-включенным тиристором (рис. 7.52,г); оптоотиристором, управляемые световым потоком (рис. 7.52,д) и др. [82, 83].

7.4.6. ЗАЩИТА ТИРИСТОРОВ

Тиристором являются приборами критическими к скоростям нарастания прямого тока di_A/dt и прямого напряжения du_{AC}/dt . Тиристором, как и диодам, присуще явление протекания обратного тока восстановления i_{RR} , резкое спадание которого до нуля усугубляет возможность возникновения перенапряжений с высоким значением du_{AC}/dt . Такие перенапряжения являются следствием резкого прекращения тока в индуктивных элементах схемы, включая малые индуктивности монтажа, рассеяния трансформатором и др. Поэтому для защиты тиристором обычно используют различные схемы ЦФТП, которые в динамических режимах осуществляют защиту от недопустимых значений di_A/dt и du_{AC}/dt . Для защиты от высоких значений di_A/dt в цепях с низким полным сопротивлением обычно используется последовательно включенный реактор с индуктивностью L_s или насыщающийся реактор (см.п.7.1.4). Однако в большинстве случаев внутреннее индуктивное сопротивление источников напряжения, входящих в цепь включенного тиристором, оказывается достаточным, чтобы не вводить дополнительные индуктивности. Поэтому на практике чаще возникает необходимость в ЦФТП,

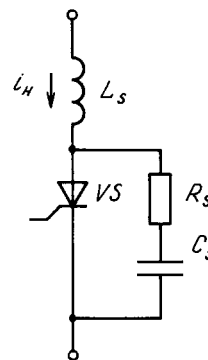


Рис. 7.53. Типовая схема защиты тиристором

снижающих уровень и скорость перенапряжений при выключении тиристором. Для этой цели обычно используют RC -цепи, подключаемые параллельно тиристором (рис. 7.53). Существуют различные схемотехнические модификации RC -цепей и методики расчета их параметров для разных условий использования тиристором [81].

Для запираемых тиристором рекомендуется использование ЦФТП, аналогичных по схемотехнике ЦФТП транзистором.

Контрольные вопросы и задачи

1. Какие условия необходимо создать для перехода тиристора в проводящее состояние?
2. Определить емкость коммутирующего конденсатора, заряженного до напряжения $U_C = 300$ В для выключения тиристора, проводящего ток нагрузки $I_H = 100$ А. При расчете считать ток нагрузки на интервале выключения постоянным.
3. Тиристор подключает источник напряжения к цепи, состоящей из параллельно соединенных резистора сопротивлением R_H и реактора индуктивностью L_H . Определить энергию, выделяемую в тиристоре при его включении, для следующих исходных данных: напряжение источника питания $E = 1000$ В, сопротивление $R_H = 10$ Ом, индуктивность $L_H = 10$ мГн, время включения тиристора 50 мкс. На интервале включения напряжение на тиристоре спадает по линейному закону.
4. Определить потери мощности в тиристоре, периодически включаемом в цепи переменного тока с активной нагрузкой R_H . Исходные данные следующие: действующее значение напряжения источника переменного тока $U_c = 220$ В, форма напряжения – синусоидальная, сопротивление $R_H = 1$ Ом. В проводящем состоянии тиристор эквивалентен источнику постоянного напряжения с $\Delta U = 2$ В и внутренним сопротивлением $R_{пр} = 0,1$ Ом. Включение тиристора происходит один раз в момент максимального значения переменного напряжения. Время включения и выключения равно нулю.
5. Какие требования предъявляются к импульсам управления тиристором?

7.5. МОДУЛИ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

7.5.1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ КЛЮЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

На практике нередко возникает необходимость параллельного или последовательного соединения однотипных ключей. Обычно причиной этому является потребность в повышении коммутируемых токов и напряжений или повышении надежности схемы посредством резервирования силовых ключей. Рассмотрим эти вопросы на примере соединения простейших видов ключей – диодов. При параллельном соединении (рис. 7.54,а) может возникнуть неравномерность распределения токов между отдельными диодами в установившемся режиме включенного состояния каждого из диодов. Причиной этому является неидентичность статических

ВАХ параллельно соединенных диодов, находящихся в проводящем состоянии (рис. 7.54,б), что снижает допустимый уровень суммарного тока диодов.

При последовательном соединении диодов может возникать неравномерность в распределении обратных напряжений между диодами (рис. 7.55) из-за различия статических ВАХ диодов на участках, соответствующих обратному напряжению.

Достижение равномерных распределений токов или напряжения за счет подбора ключей с малоразличающимися ВАХ является экономически нецелесообразным и поэтому обычно не используется.

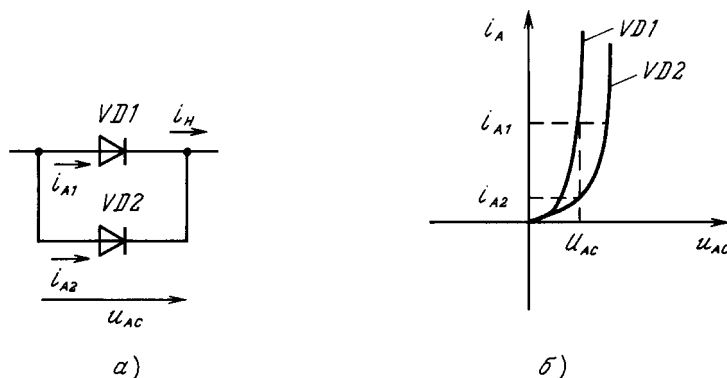


Рис. 7.54. Параллельное соединение диодов:

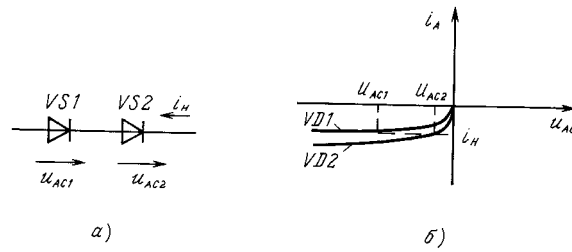


Рис. 7.55. Последовательное соединение диодов:
а – схема; б – ВАХ диодов

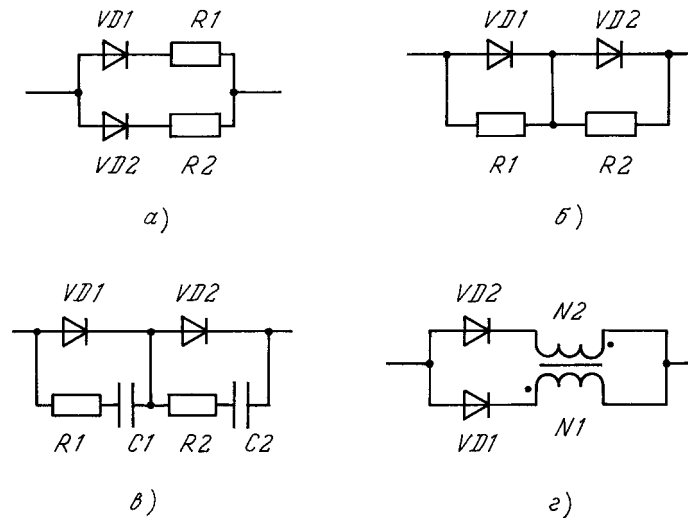


Рис. 7.56. Выравнивающие цепи для:
а – параллельного включения в статическом режиме; б – последовательного включения в статическом режиме; в – последовательного включения в динамическом режиме; г – параллельного включения в динамическом режиме

Более простым и дешевым методом является использование дополнительных выравнивающих резисторов. Для выравнивания токов используются низкоомные резисторы, включенные последовательно с диодами (рис. 7.56,а). При последовательном соединении используют высокоомные резисторы, подключенные параллельно диодам (рис. 7.56,б). Однако использование резисторов как при параллельном, так и при последовательном соединении приводит к дополнительным потерям мощности. Кроме того параллельно соединенные резисторы увеличивают обратные токи и снижают блокирующую способность диодов.

Неравномерность в распределении токов и напряжений возникает также в динамических режимах переключения диодов из одного состояния в другое. Для устранения таких явлений используют RC-цепи для последовательно соединенных диодов (рис. 7.56,в) и вводят магнитно-связанные реакторы (рис. 7.56,г) при параллельном соединении.

МДС реакторов должны быть направлены так, чтобы при равных токах в них не возникали ЭДС самоиндукции. Например, для двух диодов это соответствует двухобмоточным реакторам со встречновключенными обмотками с равным числом витков.

Подобные методы используются при соединении других ключей: тиристоров, транзисторов и др. Однако для отдельных видов ключей, например для МОП-транзисторов, обеспечение равномерного распределения токов при параллельном соединении достигается без введения дополнительных сопротивлений. Это объясняется тем, что они обладают положительным температурным коэффициентом сопротивлений во включенном состоянии R_{Dson} . Поэтому перегрузка по току одного из транзисторов приводит к повышению его нагрева и, следовательно, сопротивления R_{Dson} , что автоматически приводит к снижению тока перегруженного транзистора.

7.5.2. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ МОДУЛЕЙ КЛЮЧЕЙ

Для улучшения технико-экономических показателей силовых электронных устройств — преобразователей, регуляторов и других широко используется интеграция силовых ключей, соединенных, как правило, по типовым, наиболее распространенным схемам. Интегрированные отдельные приборы в одном, обычно пластмассовом корпусе с теплопроводящим основанием называются *модулями*. Металлическое основание для отвода тепла отделяется от токопроводящих элементов специальным электроизоляционным слоем. Этот слой, с одной стороны, обеспечивает необходимую электрическую изоляцию интегрированных элементов, с другой — хорошую теплопроводность между токопроводящими элементами и металлическим основанием для отвода тепла из модуля.

Типовые схемы соединения элементов в модулях обычно соответствуют типовым схемам преобразования параметров электрической энергии (напри-

мер, однофазные и трехфазные мостовые схемы выпрямителей и инверторов, схемы двухтактных ключевых регуляторов и др.). На рис. 7.57 изображены типовые принципиальные схемы диодных, тиристорных и диодно-тиристорных модулей. Аналогичные схемы используют и в транзисторных модулях. На основе последовательного и параллельного соединения транзисторов создаются модули ключей с двунаправленной проводимостью тока, способных выдерживать как обратное, так и прямое напряжение в закрытом состоянии для цепей постоянного и переменного тока (рис. 7.58). Создание широкой гаммы модулей значительно сокращает затраты на разработку и производство силовых электронных устройств.

На рис. 7.59 показана интегральная однокаскадная схема Дарлингтона со встречновключенным диодом, включенным параллельно основному силовому транзистору. При этом общий коэффициент

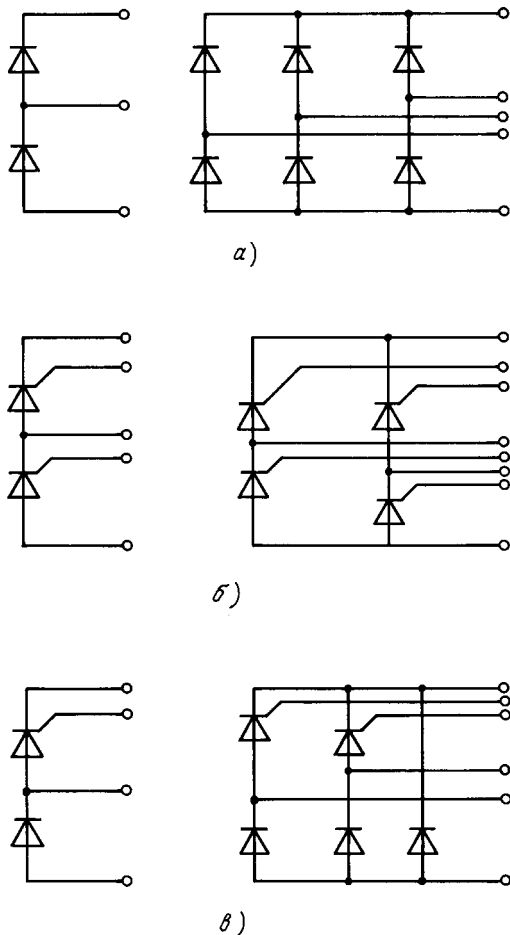


Рис. 7.57. Примеры схем силовых модулей: а — диодные; б — тиристорные; в — диодно-тиристорные

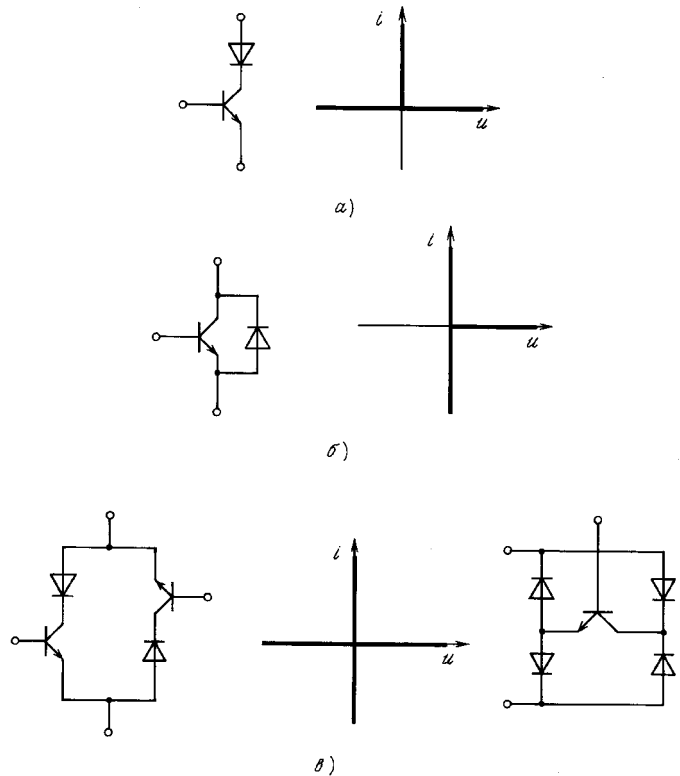


Рис. 7.58. Идеальные ВАХ силовых модулей: а — однопроводный ключ, блокирующий обратное напряжение; б — двухпроводный ключ, не блокирующий обратное напряжение; в — двухпроводный ключ, блокирующий обратное напряжение

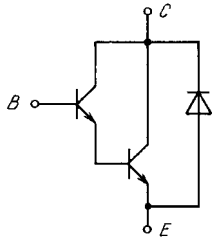


Рис. 7.59. Составной транзистор по схеме Дарлингтона с обратным диодом

усиления по току становится равным произведению коэффициентов транзисторов, входящих в каскад, т. е. может возрастать на несколько порядков. Однако одновременно снижается быстродействие модуля в целом, и растет напряжение насыщения.

Следует отметить, что большинство силовых транзисторов являются модулями с параллельным соединением бескорпусных одиночных транзисторов. Особенно широко такая интеграция используется при создании силовых МОП-транзисторов.

Конструктивно силовые модули, как правило, выполняются в корпусах, предназначенных для поверхностного монтажа (рис. 7.60).

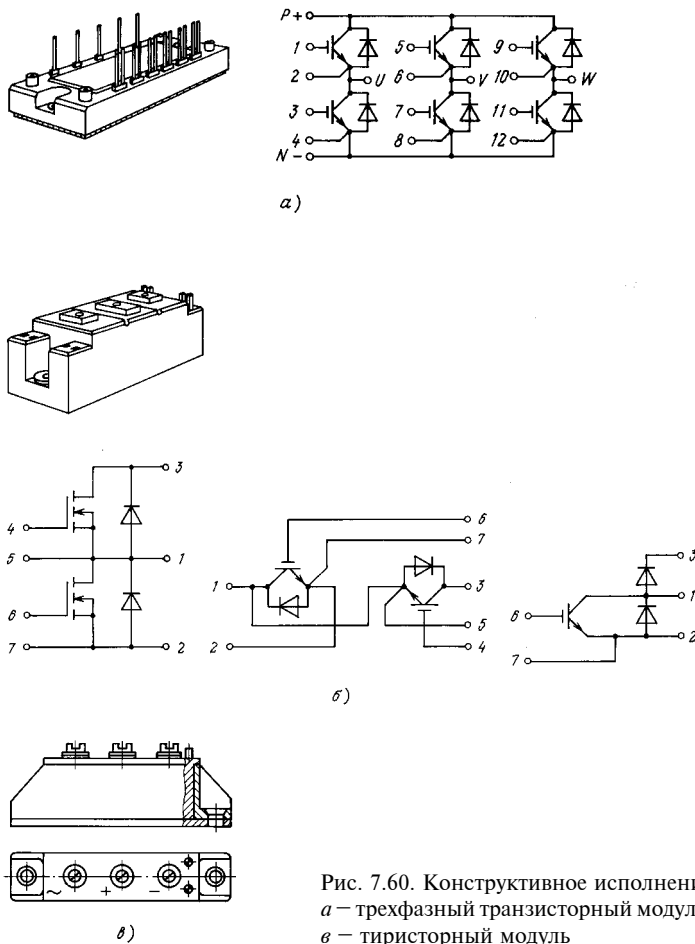


Рис. 7.60. Конструктивное исполнение силовых модулей: а – трехфазный транзисторный модуль; б – двухключевой транзисторный модуль; в – тиристорный модуль

7.5.3. „РАЗУМНЫЕ” ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Развитие высоких технологий в области силовой электроники привело в конце 80-х годов к созданию новой элементной базы, получившей название „разумные” силовые интегральные схемы (Smart

Power Integrated Circuits) или „интеллектуальных” силовых интегральных схем (ИСИС). Этот термин получил широкое распространение в литературе и будет использоваться при дальнейшем изложе-

нии. По существу ИСИС являются электронными модулями, объединяющими в одном кристалле (или корпусе) как силовые электронные компоненты, например силовые транзисторы, так и схемы их управления, защиты, диагностики состояния модуля, а также различные интерфейсы, позволяющие обеспечить функционирование модуля в системе с учетом обмена информацией и контроля более высокого уровня. ИСИС можно определить как устройство, функционально и конструктивно объединяющее элементы силовой и информационной электроники на основе высоких технологий их интеграции.

Модули ИСИС могут создаваться как в одном кристалле, так и посредством объединения элементов в одном корпусе по гибридной технологии. Монокристалльные ИСИС, выполненные в одном кристалле, имеют сложную технологию производства по сравнению с гибридными модулями. Одна-

ко монокристалльные ИСИС более компактны и надежны. Основой монокристалльных ИСИС стали МОП-структуры. В качестве силовых ключей в таких модулях получили распространение силовые МОП-транзисторы и транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ). Основными преимуществами ключей этого типа являются малая мощность управления и высокая рабочая частота. На основе МОП-технологий, обеспечивающих высокую плотность интеграции элементов в кристалле, например, за счет двойной диффузии, в кристалле реализуются логические схемы и аналоговые схемы управления. В наиболее общем случае модуль ИСИС включается между источником питания и нагрузкой с характерными функциональными элементами (см.рис. 7.61).

Функциональные узлы управления, в частности, логические схемы, генераторы импульсов, компараторы и другие обычно имеют гальваническую

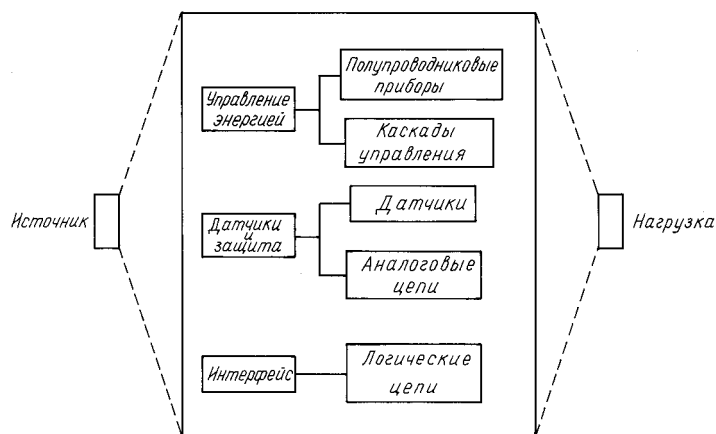


Рис. 7.61. Структурная схема ИСИС

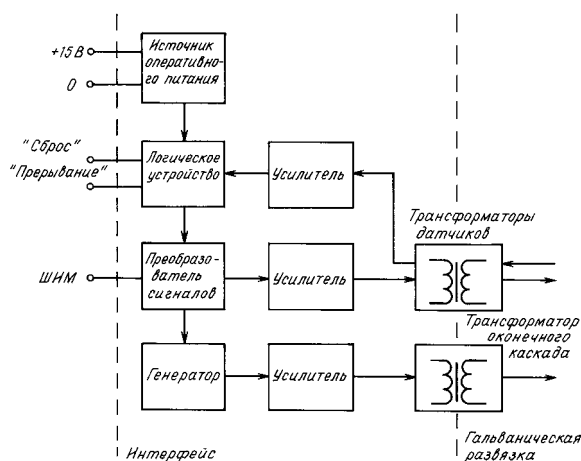


Рис. 7.62. Трансформаторная развязка цепей в ИСИС

развязку от цепей силовых ключей. Такая развязка часто необходима для нормального функционирования системы с ИСИС, так как их выходные цепи связаны с силовой частью объекта управления, например, асинхронным двигателем. В то же время цепи управления ИСИС являются низковольтными и маломощными схемами с разветвленной топологией, не допускающие воздействия существенных помех со стороны силовых цепей. Для гальванической развязки обычно используют трансформаторную или оптоэлектронную развязку. На рис. 7.62 представлен вариант структурной схемы основных компонентов ИСИС и функциональных узлов ее системы управления, включенных со стороны первичных обмоток разделительных трансформаторов. Пример использования оптоэлектронной развязки показан на рис. 7.63, где представлена схема статического реле, выполненного в виде ИСИС [84].

Развязка посредством трансформатора является весьма эффективной и малокритичной к напряжениям и мощности развязываемых цепей. Однако ее реализация связана с усложнением конструкции модуля ИСИС и может значительно повлиять на его технико-экономические показатели.

Основным недостатком оптоэлектронной развязки является отрицательное влияние „паразитной” емкости между элементами оптопары, что может оказаться существенным при воздействии высокочастотных помех. Драйверы ИСИС обычно выполняются на основе МОП-транзисторов в соответствии с общепринятой схмотехникой для конкретных типов силовых ключей оконечного каскада модуля.

Большинство современных ИСИС имеют собственную защиту силовых ключей по току, напряжению и температуре. Основой такой защиты являются датчики, контролирующие эти параметры. Использование традиционных методов измерения с непосредственным включением датчиков в силовые цепи, например, дополнительных сопротивлений в силовые цепи, имеет ряд недостатков, в частности, дополнительные потери мощности и др. Поэтому для этих целей используют методы, основанные на измерении косвенных параметров. Например, ток нагрузки может быть определен по напряжению транзистора во включенном состоянии. С этой целью в качестве датчиков используют маломощные измерительные транзисторы, включаемые таким образом, чтобы минимизировать потери мощности при измерении и обеспечить максимальное быстродействие защиты.

Сигналы различных датчиков сравниваются с допустимыми (эталонными) значениями. Результирующие сигналы этих измерений обычно суммируются и поступают в триггерный элемент, срабатывание которого блокирует поступление импульсов управления на силовые транзисторы. Одновременно информация об аварии может поступать через интерфейс во внешние управляющие устройства.

Часто внешние управляющие устройства содержат микропроцессорную систему, обрабатывающую поступающую информацию и выдающую соответствующие команды в большое количество ИСИС с различными функциями. Подобные системы используются в некоторых автомобилях.

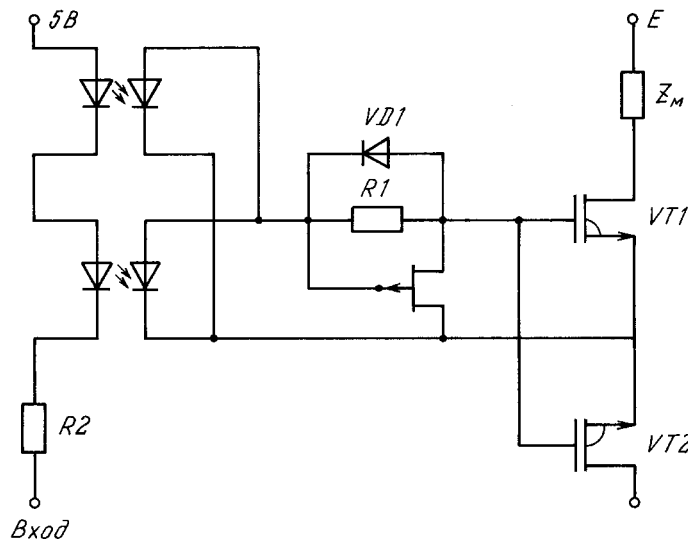


Рис. 7.63. Оптоэлектронная развязка цепей в ИСИС

Однако в отдельных случаях возникает необходимость, чтобы ИСИС содержала собственный микропроцессор, обеспечивающий управление силовыми ключами по определенному закону, и диагностировала его состояние при возникновении неисправности. Микропроцессорные ИСИС находят применение в самых различных областях техники и существенно повышают технико-экономи-

ческую эффективность содержащих их систем. Такой, наиболее обширной, областью является электропривод.

Основными преимуществами применения ИСИС являются: улучшение массогабаритных показателей управляющих устройств, минимизация монтажных соединений, программное изменение функций и высокие технические характеристики.

Контрольные вопросы и задачи

1. Для каких целей используется параллельное или последовательное соединение силовых электронных приборов?
2. К двум последовательно соединенным диодам приложено обратное напряжение $U_R = 1$ кВ. Определить сопротивление выравнивающих резисторов, при которых разница напряжений отдельных диодов не будет превышать 100 В, если обратные ветви статических ВАХ диодов аппроксимируются следующими сопротивлениями: $R_R = 100$ кОм, $R_R = 75$ кОм.
3. Через параллельно соединенные транзисторы, находящиеся во включенном насыщенном состоянии, протекают токи I_{C1} и I_{C2} . Определить сопротивление симметрирующих резисторов при следующих условиях: статические ВАХ включенных транзисторов аппроксимируются сопротивлениями $R_{вкл1} = 0,3$ Ом, $R_{вкл2} = 0,5$ Ом, транзисторы подключены к общему источнику тока $J = 20$ А, допустимый разброс токов между транзисторами $\Delta I = 2$ А.
4. Два параллельно соединенных транзистора, работающих в режиме ключей, включаются на общую активную нагрузку (по схеме с общим эмиттером) сопротивлением $R_H = 10$ Ом и напряжением источника питания $E = 12$ В. Статические ВАХ транзисторов идентичны. Определить максимальный ток транзисторов в динамическом режиме при следующих условиях: время включения одного транзистора $t_{on1} = 1$ мкс, другого $t_{on2} = 1,5$ мкс. Значением напряжения на включенных транзисторах в установившемся режиме пренебречь. На интервалах включения принять для транзисторов модель генератора линейно спадающего тока.
5. Какие преимущества дает использование ИСИС при создании силовых электронных устройств по сравнению с традиционной технологией применения дискретных силовых электронных приборов?

Глава восьмая
**ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ОХЛАДИТЕЛИ
СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ**

Пассивными компонентами в электротехнических цепях называют трансформаторы, реакторы, конденсаторы, резисторы, варисторы и другие элементы, функционирование которых не связано с использованием дополнительных источников питания и не содержащих таковых внутри себя. Однако в современной литературе понятие „пассивные компоненты” используется, чтобы подчеркнуть их отличие от силовых полупроводниковых приборов, которые непосредственно управляют потоком электроэнергии, и являются активными компонентами.

В главе кратко рассматриваются особенности применения основных пассивных компонентов силовых цепей электронных устройств. Эти компоненты присутствуют практически во всех силовых электронных устройствах, выполняя различные функции.

Трансформаторы согласовывают уровни напряжений и обеспечивают гальваническую развязку

цепей. *Реакторы* являются основными элементами фильтров, коммутирующих контуров и промежуточных накопителей электроэнергии. *Конденсаторы* используются в фильтрах переменного и постоянного токов, а также в промежуточных накопителях электрической энергии.

Общей характерной особенностью применения пассивных компонентов в силовых электронных устройствах является то, что они работают в условиях воздействия токов и напряжений несинусоидальной формы и повышенных частот. Эти обстоятельства необходимо учитывать при выборе или проектировании.

Кроме пассивных компонентов в данной главе также рассматриваются тепловые режимы работы силовых электронных ключей и их охладители (теплоотводы), которые являются конструктивными элементами, определяющими надежную работу силовых электронных ключей и их технико-экономическую эффективность.

**8.1. ВЛИЯНИЕ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ И НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТИ НАПРЯЖЕНИЯ НА РАБОТУ
ТРАНСФОРМАТОРНО-РЕАКТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

Потери в магнитопроводе. Потери в магнитопроводе обусловлены различными физическими процессами и в общем случае могут быть определены как сумма потерь на гистерезис, от вихревых токов, магнитной вязкости и дополнительных потерь. Точный расчет отдельных составляющих в некоторых случаях оказывается более сложной задачей, чем расчет полных потерь с использованием экспериментальных данных, полученных при воздействии синусоидальным полем. Например, можно учитывать удельные потери P , Вт/см³ в магнитопроводе следующим образом [86]

$$P' = \left(\frac{f}{f^*}\right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_m^*}\right)^\beta = P_0 f^\alpha B_m^\beta, \quad (8.1)$$

где f – рабочая частота; f^* – базовая частота, равная 1000 Гц; B_m^* – базовая индукция, равная 1 Тл; P_0 , α , β – экспериментальные коэффициенты.

Для материалов магнитопроводов коэффициент $\alpha > 1$ и согласно (8.1) при увеличении рабочей частоты потери в магнитопроводе увеличиваются. В стальных магнитопроводах при повышенных частотах преобладают потери на вихревые токи, а в ферритах – потери на гистерезис. Это различие в природе потерь может быть учтено разными

значениями экспериментальных коэффициентов. В частности, для расчета потерь используют более простое и общее соотношение

$$P' = Af^{3/2}B_m^2, \quad (8.2)$$

где A – экспериментальный коэффициент, учитывающий различные факторы, а также характер потерь в зависимости от материала магнитопровода [87].

При воздействии периодических напряжений несинусоидальной формы потери в магнитопроводе увеличиваются по сравнению с потерями при воздействии синусоидального напряжения с частотой, равной основной частоте несинусоидального напряжения. Это обусловлено наличием высокочастотных составляющих в частотном спектре несинусоидального напряжения.

Влияние высших гармоник на потери в магнитопроводе может быть учтено суммированием потерь, определенных для каждой гармонической составляющей отдельно, т. е.

$$P' = \sum_1^n P_n, \quad (8.3)$$

где P_n – мощность потерь n -й гармонической составляющей.

Для определения значений P_n можно воспользоваться соотношением (8.2). При этом гармонические составляющие напряжения находятся из разложения несинусоидального напряжения в ряд Фурье. Для практических задач при оценке потерь достаточно ограничиться учетом нескольких наиболее явно выраженных высших гармоник.

Если воздействующее на трансформатор напряжение содержит постоянную составляющую, то происходит процесс его подмагничивания и смещения рабочих значений индукции в магнитопроводе. В качестве примера, поясняющего это явление, рассмотрим процессы в магнитопроводе при однополярном намагничивании. Такой режим работы характерен для импульсных трансформаторов. Для упрощения задачи будем считать, что период следования импульсов больше времени переходных процессов в импульсном трансформаторе, а его индуктивность рассеяния и активные сопротивления обмоток равны нулю. На рис. 8.1 изображен генератор импульсных напряжений который можно представить идеальным источником постоянного напряжения E с ключевым элементом S , обеспечивающим периодическое его подключение к первичной обмотке трансформатора T (рис. 8.1,а). Очевидно, что выходное сопротивление импульсного генератора изменяется от 0 (ключ S замкнут) до ∞ (ключ S разомкнут). На рис. 8.1,б представлена временная диаграмма изменения напряжения на первичной обмотке U_1 . При замыкании ключа S начинается изменение индукции в магнитопроводе трансформатора. Во время замкнутого состояния ключа S к первичной обмотке с числом витков N_1 будет приложено напряжение E , что эквивалентно воздействию импульса напряжения с амплитудой E и длительностью t_n . Принимая допущения об отсутствии в трансформаторе потоков рассеяния, „паразитных” емкостных связей и равенстве нулю активных сопротивлений обмоток, эквивалентную схему замещения можно представить в упрощенном виде (рис. 8.2,а). На рис. 8.2,б изображены диаграммы напряжения на вторичной обмотке приведенного к первичной U_2' и индукции магнитопровода, в переходном процессе при условии что в начальный момент времени сердечник был полностью размагничен.

В этой схеме трансформатор заменен нелинейным сопротивлением z_{μ} и током намагничивания i_{μ} , а нагрузка – приведенным к первичной обмотке сопротивлением $R_n' = R_n(N_1/N_2)$. Под воздействием напряжения E за время $t = t_n$ среднее значение индукции в магнитопроводе изменится на ΔB_{cp}

$$\Delta B_{cp} = \frac{Et_n}{N_1 S_M}, \quad (8.4)$$

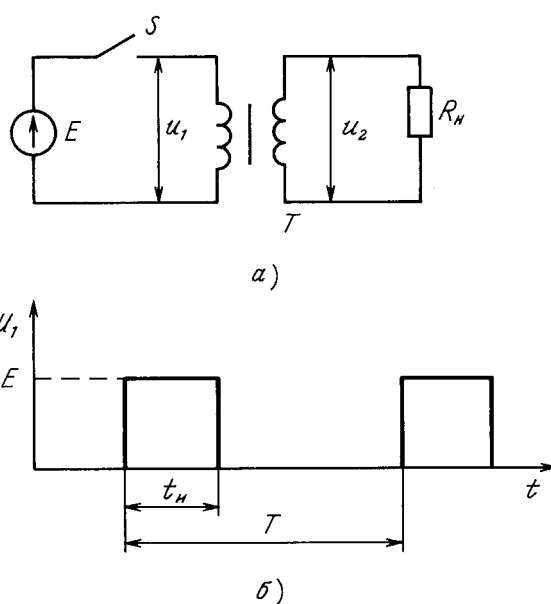


Рис. 8.1. Импульсный трансформатор: а – принципиальная схема; б – диаграмма напряжения на первичной обмотке

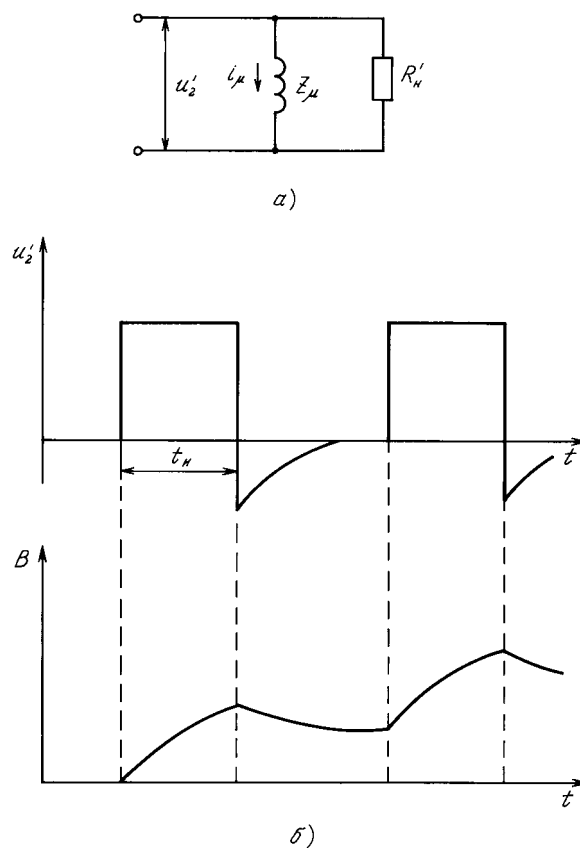


Рис. 8.2. Процессы намагничивания в импульсном трансформаторе: а – схема замещения; б – диаграммы напряжения и индукции

где S_m – сечение магнитопровода.

На рис. 8.3 диаграмма процесса изменения индукции под воздействием первого импульса напряжения соответствует перемещению кривой начального намагничивания из точки 0 в точку A_1 .

При размыкании ключа S , вызывающим отключение источника напряжения E от трансформатора, начинается размагничивание магнитопровода. При этом ток намагничивания с учетом принятых допущений будет спадать до нуля в контуре, образованном сопротивлением Z_{μ} и нагрузкой R_H . Полагая длительность разомкнутого состояния ключа большей, чем время спада тока i_{μ} до нуля, можно считать, что до момента очередного замыкания ключа S индукция B изменится по кривой частичного цикла размагничивания из точки A_1 в точку O_1 . Затем, начиная с момента очередного замыкания ключа S , снова начнется процесс намагничивания магнитопровода, но уже из точки O_1 . При неизменных E и t_H величина ΔB_{cp} остается постоянной (8.4). В результате периодического импульсного воздействия будет постоянно происходить смещение начального значения индукции из точки 0 до некоторого значения, соответствующего на рис. 8.3 точке O_k . Дальнейшее действие импульсов будет вызывать перемагничивание магнитопровода по частному циклу из точки O_k в точку A_k и обратно. В установившемся режиме

$$\Delta B_{cp} = B_{ak} - B_{ok}, \quad (8.5)$$

где ΔB_{cp} – индукция, определяемая из (8.4); B_{ak} , B_{ok} – индукции в магнитопроводе в конце и начале очередного импульса соответственно.

При постоянных составляющих намагничивания токов, превышающих переменную составляющую, частичный цикл смещается вправо от оси ординат, что соответствует частному циклу перемагничивания на более пологом участке кривой намагничивания, т. е. с меньшими значениями магнитной проницаемости в динамическом режиме. В этой связи с ростом подмагничивания уменьшается эквивалентное усредненное значение динамической индуктивности намагничивания. Следует отметить, что процесс подмагничивания существенно зависит от параметров и режимов работы схемы, содержащей трансформатор или реактор. В частности, на первичную обмотку трансформатора можно подавать импульсы от источника импульсного напряжения, имеющего низкое внутреннее сопротивление как при наличии импульса, так и при его отсутствии. В этом случае переходный процесс намагничивания отличается от рассмотренного для схемы с ключом S . Процесс намагни-

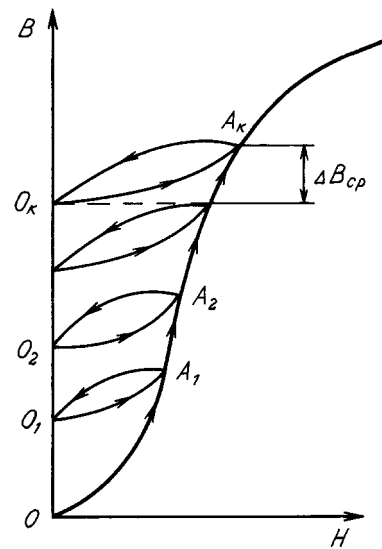


Рис. 8.3. Диаграмма намагничивания импульсного трансформатора на кривой намагничивания

чивания также существенно изменится, если источник импульсного напряжения будет иметь высокое внутреннее сопротивление и по своим свойствам приблизится к источнику импульсного тока.

Потери в обмотках. Напряжения и токи повышенной частоты, в том числе и обусловленные несинусоидальностью их форм, вызывают дополнительные потери мощности не только в магнитопроводах, но и в обмотках трансформаторов и реакторов. Это объясняется поверхностным эффектом и явлениями вытеснения тока в проводниках под воздействием магнитных полей. В результате активное сопротивление проводника при переменном токе становится больше сопротивления R_0 при постоянном токе. Увеличение сопротивления переменному току в этих случаях является следствием уменьшения проводящей части площади сечения проводника, т. е. уменьшением эффективного сечения. При поверхностном эффекте происходит вытеснение тока в радиальном направлении. Явление вытеснения тока также происходит от взаимодействия электромагнитных полей соседних проводников. В результате такого взаимодействия токи вытесняются в направлениях, зависящих от конструкции обмоток и их расположения на магнитопроводе. В общем случае такое вытеснение тока происходит как в радиальном, так и осевом направлениях. Добавочные потери в обмотке при переменном токе учитываются коэффициентом $K_{доб}$

$$R_{\sim} = K_{доб} R_0. \quad (8.6)$$

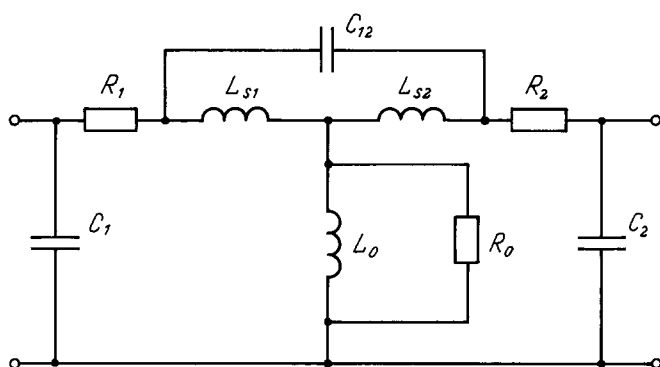


Рис. 8.4. Схема замещения трансформатора с учетом паразитных индуктивностей и емкостей

Значение коэффициента рассчитывают для каждой конкретной конструкции с учетом частоты действующего тока или напряжения.

При несинусоидальных формах тока или напряжения определяются добавочные потери каждой гармонической составляющей, определяемой из разложения в ряд Фурье. Эти потери могут быть учтены эквивалентным значением коэффициента $K_{доб}$

$$K_{доб} = \frac{\sum_1^n (I_n^2 K_{добn})}{I^2}, \quad (8.7)$$

где $K_{добn}$ — коэффициент, учитывающий потери на частоте n -й гармоники; I, I_n — действующие значения полного тока и его гармонических составляющих соответственно.

С ростом частоты увеличивается влияние так называемых „паразитных” параметров реакторно-трансформаторного оборудования — индуктивностей рассеяния, межвитковых и межобмоточных емкостей и др. Поэтому приходится усложнять схемы замещения трансформаторов и реакторов, используемые при проектировании. На рис. 8.4 представлена схема трансформатора на повышенной частоте, учитывающая влияние индуктивностей рассеяния первичной L_{s1} и вторичной L_{s2} обмоток, емкостную связь между обмотками C_{12} и входную и выходную емкости C_1 и C_2 .

Очевидно, что с увеличением частоты входного напряжения будет происходить существенное искажение трансформируемого напряжения в зависимости от параметров схемы. Это, в свою очередь, оказывает отрицательное влияние на режимы работы силового электронного устройства и его энергетические показатели — КПД, удельный объем и др. В отдельных случаях „паразитные” параметры могут рационально использоваться и тем самым

быть переведены в разряд функционально полезных. Например, индуктивность рассеяния может работать как токоограничивающий элемент на повышенных частотах при коротких замыканиях в цепи нагрузки.

Повышение рабочих частот осложняет задачу по обеспечению электромагнитной совместимости трансформаторов и реакторов с другими элементами схемы и конструкцию электронных устройств. Особенно затрудняется решение этой задачи для реакторов. В силовых электронных устройствах реакторы выполняют различные функции: фильтрации, накопления энергии, формирования тока коммутации для выключения тиристоров, компенсации реактивной мощности и др. Общим признаком большинства таких реакторов являются небольшие значения индуктивности, мало изменяющиеся в широком диапазоне токов намагничивания, т. е. индуктивность должна быть близка к линейной. Для выполнения этих требований магнитопроводы изготавливают с воздушными зазорами. Наличие немагнитного зазора приводит к существенному возрастанию потоков выпучивания. Электромагнитное поле, создаваемое этими потоками, индуцирует в монтаже схемы токи и напряжения, вызывающие нарушение нормального функционирования ее элементов. Влияние электромагнитных полей усиливается с ростом рабочих частот реакторов. Электромагнитное поле на повышенной частоте может вызывать не только сбои в работе элементов схемы, но и превышение допустимой температуры элементов металлических конструкций, попавших в зону влияния поля повышенной частоты. Такое превышение температуры возникает вследствие дополнительных потерь мощности, образующихся от вихревых токов, обусловленных воздействием переменного электромагнитного поля.

Для исключения этих нежелательных явлений следует уменьшать потоки выпучивания, сохраняя линейность индуктивности. Эта задача может решаться различными способами. В частности, можно использовать в качестве материала магнитопровода материалы с низким значением магнитной проницаемости μ в широком диапазоне значений напряженности магнитного поля. К таким материалам относятся альсиферы. При очень низких значениях индуктивности реактора целесообразно использовать воздушные реакторы без магнитопроводов. Однако для снижения напряженности магнитного поля, создаваемого этими реакторами, следует использовать конструкции, максимально замыкающие магнитный поток непосредственно в реакторе. Рациональными являются тороидальные конструкции с равномерным распределением витков по всей окружности реактора.

Контрольные вопросы и задачи

1. В чем принципиальное различие между статическими и динамическими петлями гистерезиса, характеризующими материал магнитопровода? Кривая начального намагничивания магнитопровода аппроксимирована двумя линейными отрезками: начальным и другим, соответствующим насыщению. Угол между этими отрезками равен 135° . Во сколько раз изменится относительная магнитная проницаемость μ магнитопровода при переходе на участок насыщения?
2. На вход импульсного трансформатора, нагруженного на активную нагрузку $R_n = 10$ Ом поступает импульс с идеально крутым передним фронтом. Запишите уравнение для фронта выходного напряжения при следующих исходных данных: амплитуда импульса $U_m = 10$ В; коэффициент трансформации трансформатора $K_{тр} = 1$; эквивалентная индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток $L_{с\text{ЭКВ}} = 100$ мкГн.
3. Как изменится индукция $\Delta B_{ср}$ в магнитопроводе трансформатора при следующих исходных данных: на вход трансформатора поступает импульс прямоугольной формы с амплитудой $U_m = 10$ В и длительностью $t_{и} = 100$ мкс; число витков первичной обмотки $N_1 = 100$; сечение замкнутого магнитопровода $S = 2$ см².
4. Используя соотношения (8.2) и (8.3), оцените увеличение потерь в магнитопроводе при замене в поступающем на вход трансформатора периодического переменного напряжения синусоидальной формы на напряжение прямоугольной формы, но с тем же значением амплитуды.

8.2. ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ И ЧАСТОТЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА РАБОТУ КОНДЕНСАТОРА

Конденсаторы переменного тока выполняют следующие основные функции в силовых электронных аппаратах:

- компенсируют реактивную мощность на частоте основной гармоники переменного напряжения;
- накапливают энергию для принудительной коммутации тиристорov;
- формируют траектории переключения электронных ключей в составе ЦФТП;
- фильтруют высшие гармоники тока и напряжения в силовых цепях переменного тока.

В компенсаторах и регуляторах реактивной мощности конденсаторы обычно работают при синусоидальных напряжениях на промышленной частоте. В этом случае их применение осуществляется в соответствии с общепринятыми правилами эксплуатации электротехнического силового оборудования. В то же время существуют схемы компенсаторов реактивной мощности, в которых периодическая коммутация силовых ключей вызывает протекание высших гармоник тока. В таких схемах при расчете и выборе типов конденсаторов необходимо учитывать влияние высших гармоник тока.

Коммутирующие конденсаторы, как правило, работают в режимах быстрых перезарядов из одной полярности в другую в процессе коммутации тиристорov. Такие режимы работы приводят к воздействию на конденсатор импульсных токов с достаточно крутыми фронтами импульсов. Форма напряжения при этом приближается к трапециoidalной. На рис. 8.5 приведены диаграммы тока и напряжения при коммутации. Конденсаторы

в составе ЦФТП имеют меньшую емкость, чем коммутирующие, но обычно работают в диапазоне более высоких частот, соответствующих спектральному составу напряжений в процессах переключения. При этом они имеют слабую зависимость основных параметров от частоты. В частности, их конструкция должна обеспечивать минимальное значение индуктивности, которая может оказывать отрицательное влияние на переходные процессы при выключении ключей.

В конденсаторах фильтров высших гармоник также протекают несинусоидальные токи, спектральный состав которых необходимо учитывать при выборе типа и параметров конденсаторов.

Несинусоидальные токи и напряжения приводят к росту потерь мощности в конденсаторе, а также изменению ряда важнейших параметров.

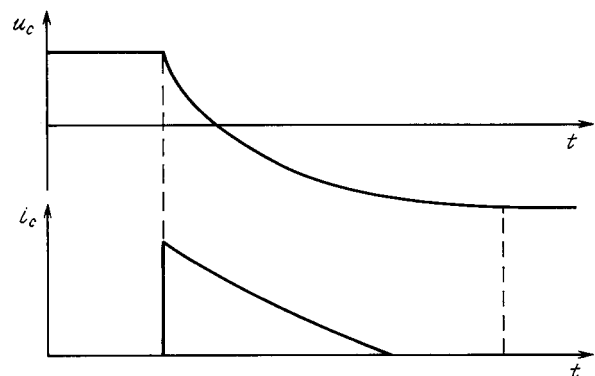


Рис. 8.5. Диаграммы тока и напряжения при коммутации конденсатора

Известно, что при синусоидальном напряжении потери в конденсаторе пропорциональны тангенсу угла потерь в диэлектрике ($\operatorname{tg} \delta$). При этом в расчетах часто принимают это значение неизменным, в то время как на него влияют различные условия эксплуатации и в значительной мере — частота приложенного напряжения. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ от частоты необходимо учитывать при выборе конденсаторов, работающих при несинусоидальных напряжениях. Приводимые в технических условиях зависимости $\operatorname{tg} \delta$ от частоты позволяют учесть дополнительные потери мощности при воздействии напряжений повышенной частоты. Типовые зависимости $\operatorname{tg} \delta$ от частоты для конденсаторов неполярного типа показывают слабое изменение $\operatorname{tg} \delta$ от частоты в диапазоне от 50 до 1000 Гц и значительное возрастание примерно в 10 раз при увеличении частоты от 1000 до 10 000 Гц. Изменение температуры в меньшей мере влияет на $\operatorname{tg} \delta$ для таких типов конденсаторов. В целом же точная оценка потерь в конденсаторах на повышенных частотах даже при синусоидальном напряжении является достаточно сложной задачей.

Еще более сложной задачей является оценка потерь в конденсаторе при несинусоидальных токах и напряжениях. Среди известных методов следует выделить наиболее общий, но весьма приближенный, основанный на частотном анализе напряжения или тока. При расчетах этим методом потери мощности в конденсаторе от каждой гармоники приложенного к нему напряжения суммируются

$$P_c = C\omega_1 \sum_{n=1}^k nU_n^2 \operatorname{tg} \delta_n, \quad (8.8)$$

где n — номер гармонической составляющей напряжения; ω_1 — угловая частота 1-й гармоники напряжения; U_n — действующее значение напряжения n -й гармоники; $\operatorname{tg} \delta_n$ — тангенс угла потерь на частоте n -ой гармоники.

Используя методы гармонического анализа, например, преобразования Фурье, можно определить наиболее существенные гармоники в несинусоидальном напряжении и оценить по (8.8) потери мощности. Аналогичные методы можно применить при заданной форме несинусоидального тока конденсатора.

Увеличение потерь активной мощности приводит к необходимости снижать при повышении частоты допустимое действующее значение напряжения на конденсаторе. Увеличение действующих значений токов высших гармоник создает опасность выхода из строя контактных выводов и других элементов конструкции конденсатора, что также

приводит к необходимости снижения допустимых действующих значений напряжений на конденсаторе с ростом частоты. Типичная зависимость допустимого действующего значения напряжения синусоидальной формы на конденсаторе переменного тока приведена на рис. 8.6 [89].

В зависимости от частоты и формы напряжения при выборе требуемого типа конденсатора может преобладать тот или иной ограничивающий фактор. Например, при трапецидальной форме напряжения конденсатора при низких частотах и малой длительности фронтов ограничивающим фактором является амплитудное значение импульсного тока, а при повышенных частотах синусоидального напряжения (свыше 1 кГц) — дополнительная мощность потерь. В качестве ограничивающего фактора при выборе конденсатора выступает также его кратковременная электрическая прочность, в соответствии с которой нормируются значения номинальных напряжений. Допустимое действующее значение напряжения может также выбираться из условия ограничения мощности частичного разряда, исходя из ограничения максимальной температуры при постоянстве потерь.

Поскольку реактивная мощность конденсатора переменного тока непосредственно зависит от частоты, удельные показатели конденсаторов (отношение реактивной мощности к объему, массе или другому параметру) также являются функциями частоты. На рис. 8.7 приведены зависимости удельной реактивной мощности некоторых современных типов конденсаторов переменного тока от частоты. Из рисунка видно, что для конкретного типа конденсатора существует оптимальная частота приложенного напряжения, при которой его объем будет минимальным.

Электролитические конденсаторы являются основными элементами фильтров постоянного тока. В рабочем режиме конденсаторы находятся под постоянным воздействием как постоянной, так и переменной составляющих напряжения. Обычно в технических условиях на электролитические кон-

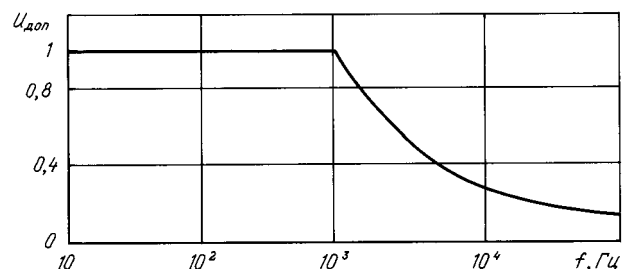


Рис. 8.6. Зависимость амплитуды допустимого напряжения конденсатора от частоты

денсаторы в качестве основных параметров кроме значений емкости указываются номинальное значение постоянной составляющей и допустимое значение переменной составляющей синусоидальной формы частотой $f = 50$ Гц. Однако при более высоких частотах следует учитывать и другие факторы, вызывающие уменьшение проводимости конденсатора как элемента в целом и, как следствие, снижение его фильтрующей способности [89]. Так, при синусоидальном токе фильтрующая способность определяется полным сопротивлением конденсатора Z_c , которое соответствует схеме замещения, представленной на рис. 8.8,а, где C_∂ — емкость, обусловленная диэлектриком; r_∂ , $r_э$ — активные сопротивления, соответствующие потерям в диэлектрике и электролите; $L_э$ — эквивалентная индуктивность секции и выводов. Согласно схеме замещения при частоте f

$$Z_c = \sqrt{r_S^2 + (1/2\pi f C_\partial)^2}; \quad (8.9)$$

$$r_S = r_\partial + r_э; \quad C_\partial = \frac{C_\partial}{1 - (f/f_0)^2},$$

где

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{L_э C_\partial}.$$

При расчетах необходимо учитывать зависимость параметров схемы замещения от различных факторов. Значение C_∂ зависит от типа конденсатора, его параметров и частоты. Индуктивность $L_э$ является стабильной величиной. Тангенс угла потерь и другие параметры имеют частотную, временную и температурную зависимости. Кроме того, существуют технологические разбросы параметров, носящих обычно случайный характер. Учитывая влияние указанных факторов на проводимость конденсаторов, оценку и сопоставление их удельных показателей при повышенных частотах следует производить по так называемому эффективному значению емкости

$$C_{эф} = 1/(2\pi f Z_c). \quad (8.10)$$

На рис. 8,8,б в качестве примера приведена зависимость относительного значения Z_c^* от частоты конденсаторов К50-20 при температуре окружающей среды 25 °С. Штриховой линией показана частотная характеристика идеального конденсатора ($L_э = r_S = 0$).

Из приведенных зависимостей следует, что фильтрующая способность конденсаторов К50-20 начинает снижаться при частотах свыше 10 кГц, а при частотах более 20 кГц применение их становится нецелесообразным. При частотах выше ука-

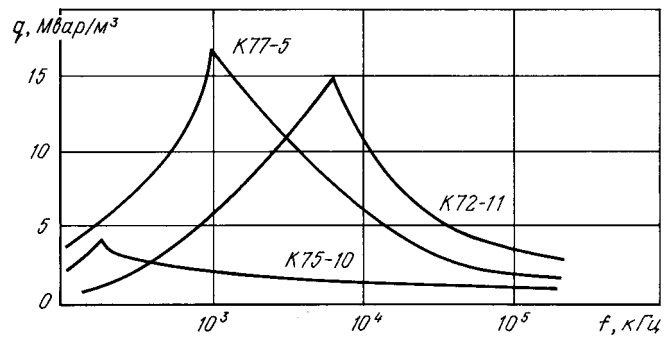
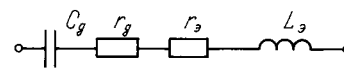
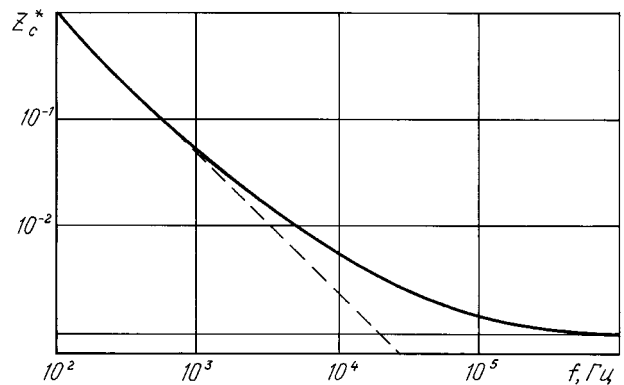


Рис. 8.7. Зависимость удельной реактивной мощности конденсаторов от частоты



а)



б)

Рис. 8.8. Схемы замещения электролитического конденсатора на повышенной частоте (а) и зависимость относительного значения полного сопротивления от частоты конденсатора К50-20 (б)

занных следует использовать конденсаторы с органическим или керамическим диэлектриком.

Если форма переменной составляющей протекающего через конденсатор тока отлична от синусоиды, то эффективность фильтрации конденсатора также изменяется. Например, при больших значениях di/dt составляющие переменного напряжения на выводах конденсатора, обусловленные индуктивностью $L_э$, возрастают и могут значительно превышать переменную составляющую напряжения собственно на емкости C_∂ .

При воздействии на конденсаторы пульсаций напряжения несинусоидальной формы их фильтрующие и нагрузочные способности изменяются от спектрального состава этих пульсаций. Поэтому на некоторые типы оксидно-электролитических конденсаторов кроме указанных выше частотных зави-

симостей в технических условиях иногда приводятся номограммы, позволяющие определить допустимую амплитуду напряжения конкретной несинусоидальной формы, например трапецеидальной, в функции частоты.

Для предварительных оценок на этапах проектирования электронной аппаратуры достаточно

учитывать основные, преобладающие гармоники в пульсации напряжения на конденсаторе, используя для расчетов принцип наложения. Полученные данные следует уточнять экспериментально, в частности, измеряя действующие значения токов (при помощи термоамперметров), а также температуру корпуса конденсатора и окружающей среды.

Контрольные вопросы и задачи

1. Как и почему влияет материал диэлектрика на емкость конденсатора?
2. Определить реактивные мощности конденсатора при синусоидальной и прямоугольной форме напряжения при следующих исходных данных: действующее значение напряжения $U_C = 220$ В; частота напряжения $f = 50$ Гц; емкость конденсатора $C = 1$ мкФ.
3. Определить потери активной мощности в конденсаторе, используя последовательную схему замещения при следующих исходных данных: переменное напряжение, приложенное к конденсатору, имеет прямоугольную форму с амплитудой $U_m = 100$ В; частота основной гармоники $f_1 = 400$ Гц; активная составляющая в схеме замещения $r_S = 0,1$ Ом; емкостная составляющая в схеме замещения $C_\partial = 1$ мкФ.
4. Как изменится эквивалентная емкость конденсатора с последовательной схемой замещения при изменении частоты синусоидального напряжения от 1 до 10 кГц при следующих параметрах схемы замещения: $r_S = 0,1$ Ом; $L_\partial = 5$ мкГн; $C_\partial = 1000$ мкФ?
5. Как изменится коэффициент передачи LC-фильтра в цепи постоянного тока на частоте $f = 1000$ Гц, если под воздействием температуры эквивалентная емкость конденсатора уменьшится в 2 раза?

8.3. ТЕПЛОТВОД В СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

8.3.1. ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

При работе силовых полупроводниковых приборов — диодов, транзисторов, тиристоров и других в ключевых режимах в их внутренних структурах происходит выделение активной мощности, которая называется *мощностью потерь* в ключевом элементе. Общие потери в ключевом элементе при работе в периодическом импульсном режиме принято разделять на статические и динамические (см. п. 7.1.3.). Эти потери приводят к нагреву полупроводниковой структуры прибора. Превышение этой температуры сверх допустимого значения для данного прибора приводит к выходу его из строя. Поэтому надежная работа прибора определяется не только электрическими параметрами, но и температурой внутренней структуры. Для снижения этой температуры принимают меры как для снижения мощности потерь, в частности динамических, так и используют различные способы отвода тепла от прибора, т. е. его охлаждения. Обычно для этой цели используют металлические теплоотводящие радиаторы различной формы.

Рассмотрим тепловые режимы работы прибора, используя аналогию тепловых и электрических процессов на примере упрощенных схем замещения. В общем случае анализ тепловых процессов

является сложной полевой нелинейной задачей, решение которой требует использования специальных аналитических и вычислительных методов. В целях упрощения будем считать, что тепловые процессы в приборе аналогичны электрическим процессам, протекающим в линейной цепи со сосредоточенными параметрами. Тогда в установившемся тепловом режиме, полагая потери мощности в приборе постоянными и равными среднему значению можно составить схему замещения (рис. 8.9), где мощность потерь $P_{\text{п}}$ соответствует току, а значения температуры в различных частях прибора T_i — потенциалам напряжения. По аналогии с законом Ома эти параметры связаны с сопротивлениями цепи R_i . В схеме замещения выбраны следующие тепловые сопротивления, как наиболее значимые:

R_{j-c} — тепловое сопротивление между полупроводниковым кристаллом и корпусом прибора [$^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$];

R_{c-s} — тепловое сопротивление между корпусом прибора и охладителем;

R_{s-a} — тепловое сопротивление между охладителем и окружающей средой.

Соответственно усредненная температура кристалла — T_j , корпуса прибора — T_c , охладителя — T_s

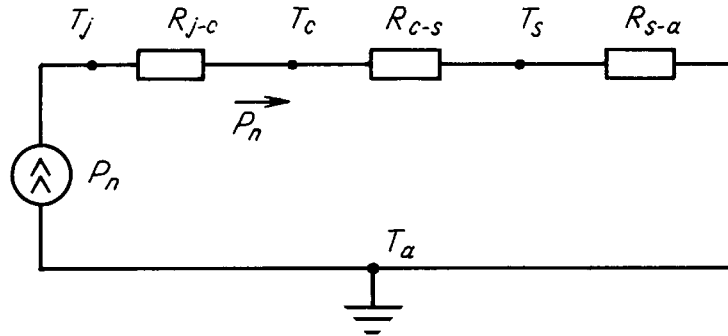


Рис. 8.9. Схема замещения теплопроводящей системы полупроводниковый кристалл – корпус прибора – охладитель

и окружающей среды – T_a . Следует отметить, что под окружающей средой понимается среда, в которой находится охладитель, а не аппарат. В частности, если аппарат конструктивно выполнен в виде металлического шкафа или блока, внутри которого расположены ключевые элементы с охладителем, то температура внутри шкафа может значительно превышать температуру внешней окружающей среды.

Согласно схеме на рис. 8.9 температуру кристалла прибора можно определить

$$T_j = P_n(R_{j-c} + R_{c-s} + R_{s-a}) + T_a. \quad (8.11)$$

Из (8.11) видны основные пути снижения усредненного значения температуры кристалла. Реально значения этой температуры будут различаться в структуре кристалла. Обычно наибольшие значения имеют области $p-n$ переходов. В зависимости от соотношений тепловых сопротивлений, значений мощности потерь теми или иными составляющими в схеме замещения можно пренебречь или при необходимости дополнить ее другими элементами, например, учесть тепловое сопротивление между корпусом и средой, включив параллельно тепловым сопротивлениям R_{c-s} и R_{s-a} тепловое сопротивление корпус–среда R_{c-a} . Однако более строгий анализ распределения температур связан с решением задачи по определению теплового поля во всех компонентах не только ключевого элемента, но и аппарата в целом.

В импульсных режимах работы потери мощности в ключах также имеют импульсный характер. При высоких значениях скважности импульсов мощности на низких частотах температура кристалла приборов тоже начинает колебаться, значительно отличаясь от среднего значения. Эти явления возникают из-за инерционности процессов теплоотдачи. При определенных параметрах импульсов мгновенное значение температуры внутри прибора может превышать допустимые значения и привести

к выходу его из строя. Для оценки температурного режима в переходных процессах при импульсном выделении мощности потерь можно использовать следующую методику приближенного анализа [81].

На рис. 8.10 представлены диаграммы импульсов потерь мощности прямоугольной формы и соответствующего изменения температуры в кристалле прибора. Прямоугольная форма импульсов выбрана для упрощения решения задачи. В первом приближении изменение температуры внутри прибора может быть определено через переходное тепловое сопротивление $Z(t)$

$$Z(t) = R_{j-c} \left(1 - e^{-t/\tau_T} \right), \quad (8.12)$$

где R_{j-c} – тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом прибора в установившемся режиме; τ_T – тепловая постоянная времени прибора.

Параметры R_{j-c} и τ_T определяются из нормированных переходных характеристик теплового сопротивления для конкретного типа прибора (из справочников или экспериментальными методами). Изменение мгновенного значения температуры внутри прибора можно найти

$$\Delta T_j = P_n Z(t). \quad (8.13)$$

В выражении (8.13) на n -ом интервале действия импульса P_n или при его отсутствии ($P_n = 0$) сопротивление $Z(t)$ принимается постоянным и определяется из (8.12) подстановкой $t = t_n$, т. е. длительности рассматриваемого интервала. В результате полу (изменения температуры внутри прибора

$$T_j(t) = T_{j0} + P_1(Z_1 - Z_2) + P_3(Z_3 - Z_4) + P_n(Z_n - Z_{n+1}), \quad (8.14)$$

где знак минус соответствует интервалам с нулевым значением выделяемой мощности.

Из (8.14) видно, что при принятых допущениях колебания температуры будут описываться линей-

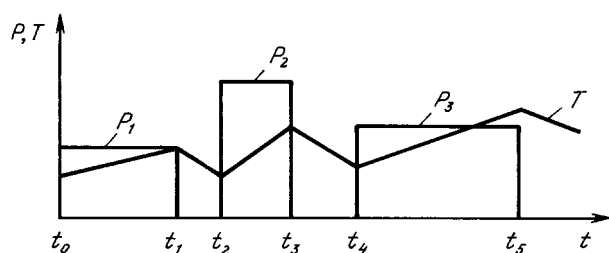


Рис. 8.10. Диаграммы импульсов мощности и изменения температуры в импульсных режимах

ными зависимостями изменения температуры при воздействии импульсных мощностей.

Обычно форма импульсов выделяемой мощности в полупроводниковых ключах отличается от прямоугольной. В этом случае может быть использована методика аппроксимации этих импульсов прямоугольными с тем же значением выделяемой энергии и пиковой мощности соответствующей длительности [81]. Такая замена соответствует наиболее тяжелому температурному режиму.

При частотах много выше чем постоянная времени теплового процесса пульсациями температуры внутри прибора можно пренебречь, так как они становятся незначительными.

8.3.2. ОХЛАЖДЕНИЕ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

Отвод тепла осуществляется в общем случае тремя путями: теплопередачей, конвекцией и излучением. В схеме замещения на рис. 8.9 тепловые сопротивления R_{j-c} и R_{c-s} соответствуют процессам теплопередачи от кристалла к корпусу прибора (R_{j-c}) и от него к охладителю (R_{c-s}). Сопротивление R_{j-c} определяется конструкцией прибора и не может изменяться в целях повышения эффективности охлаждения при его использовании.

Сопротивление R_{c-s} является тепловым контактом между корпусом прибора и охладителем. Обычно корпус силового прибора (или часть его), как и охладитель выполнены из металла, являющегося хорошим проводником тепла. Поэтому тепловой контакт между ними будет в значительной мере определяться плотностью соприкосновения этих

металлов. Хороший тепловой контакт прежде всего обеспечивается устранением шероховатости контактируемых поверхностей и увеличением прижимного усилия, приложенного к ним. Обработка специальными смазками с высокой теплопроводностью, например силиконовым вазелином, улучшает тепловой контакт контактирующих поверхностей. Проблема обеспечения низкого теплового сопротивления часто осложняется необходимостью одновременного создания хорошей электроизоляции между корпусом прибора и охладителем. С этой целью используются специальные материалы, обладающие как хорошей теплопроводностью, так и высокими электроизоляционными свойствами. Например, слюда, оксид алюминия, оксид бериллия и др. В табл.8.1 приведены значения контактных тепловых сопротивлений корпус–охладитель при нали-

Таблица 8.1. Значения контактных тепловых сопротивлений корпус–охладитель

Тип корпуса	Тип изолирующей прокладки	Тепловое сопротивление корпус–охладитель R_{c-s} , °C/Вт	
		с силиконовой смазкой	без силиконовой смазки
ТО-3	Без изолирующей прокладки Тефлон Слюда (50-100 мкм)	0,1	0,3
		0,7-0,8	1,25-1,45
		0,5-0,7	1,2-1,5
ТО-66	Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм) Пластик (50-100 мкм)	0,15-0,2	0,4-0,5
		0,6-0,8	1,5-2
		0,6-0,8	1,2-1,4
ТО-220AB	Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм)	0,3-0,5	1,5-2
		2-2,5	4-6
ТО-3P(L)	Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм)	0,1-0,2	0,4-1
		0,5-0,7	1,2-1,5

чии смазки и без нее для типовых корпусов полупроводниковых приборов [81].

Охладители имеют различное конструктивное исполнение, которое зависит от многих факторов и, в первую очередь, от способа отвода от него тепла.

Наиболее распространенным способом охлаждения является естественное воздушное охлаждение – конвекция. Охладители в этом случае должны обладать площадью, с поверхности которой передается тепло в окружающую среду потоком воздуха, который возникает под воздействием разности плотностей холодного и теплого (у поверхности охладителя) воздуха. Одновременно здесь имеет место теплопередача путем теплового излучения. Для повышения ее эффективности охладители обычно подвергаются „чернению” и имеют темную поверхность. Простейшим охладителем для отвода малых потерь мощности (единиц ватт) могут быть обычные металлические пластины, на которых монтируется прибор. Тепловое сопротивление такого охладителя в виде плоской прямоугольной пластины может быть определено из следующего соотношения при температуре окружающей среды 45 °С:

$$R_{s-a} = \frac{3,3}{(\lambda d)^{0,5}} C_f^{0,25} + \frac{650}{S} C_f, \quad (8.15)$$

где λ – коэффициент теплопроводности охладителя, Вт/(°С·см); d – толщина охладителя, см; S – площадь поверхности, см²; C_f – поправочный коэффициент, учитывающий состояние поверхности и расположение в пространстве охладителя.

Значения λ при $T = (273-350)$ °С приведены в табл.8.2.

Таблица 8.2. Значения коэффициентов теплоотдачи

Материал	λ , Вт/(°С·см)
Алюминий	2,08
Медь	3,85
Латунь	1,1
Сталь	0,46
Слюда	0,006
Оксид бериллия	2,1

Для увеличения общей площади теплоотдачи используют охладители специальных конструкций, например, ребристые (рис. 8.11). В качестве материалов для изготовления охладителей используются алюминий и его сплавы, отличающиеся высокой теплопроводностью.

Охладители в виде металлических пластин в сочетании с теплопроводящей и одновременно

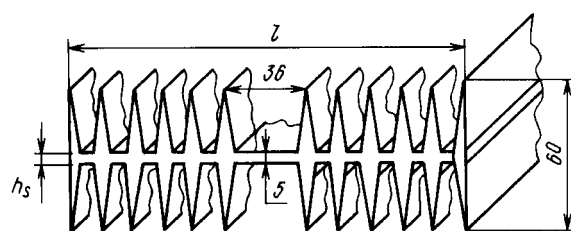


Рис. 8.11. Ребристая конструкция охладителя: l – общая длина; h_s – толщина основания

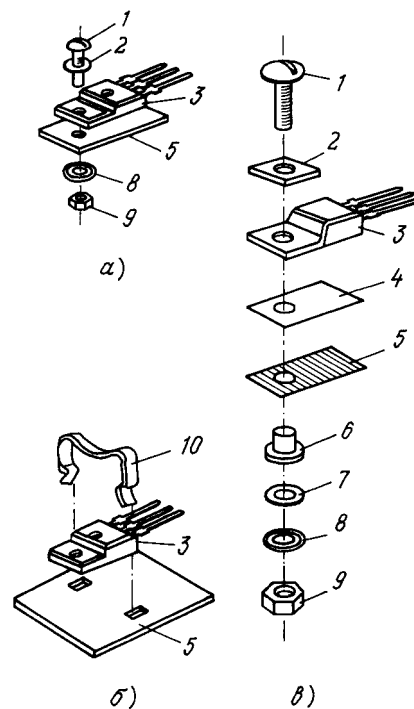


Рис. 8.12. Варианты конструкций соединения полупроводникового прибора с охладителем:

a – винтовое соединение; $б$ – пружинное соединение; $в$ – сборка с электрической изоляцией; 1 – винт; 2 – металлическая шайба; 3 – полупроводниковый прибор; 4 – электроизоляционная прокладка; 5 – охладитель; 6 – изоляционная втулка; 7 – цилиндрическая шайба; 8 – прижимная шайба; 9 – гайка; 10 – прижимная скоба

электроизолирующей прокладкой широко используются как в конструкциях отдельных полупроводниковых элементов, так и силовых интегральных модулях. На рис. 8.12 представлены такие конструкции с указанием их основных составных частей.

В целях повышения эффективности теплоотдачи охладителей их целесообразно конструктивно объединять с корпусом аппарата таким образом, чтобы конвективный обмен осуществлялся непосредственно с воздухом окружающей среды, имеющей более низкую температуру, чем воздушная

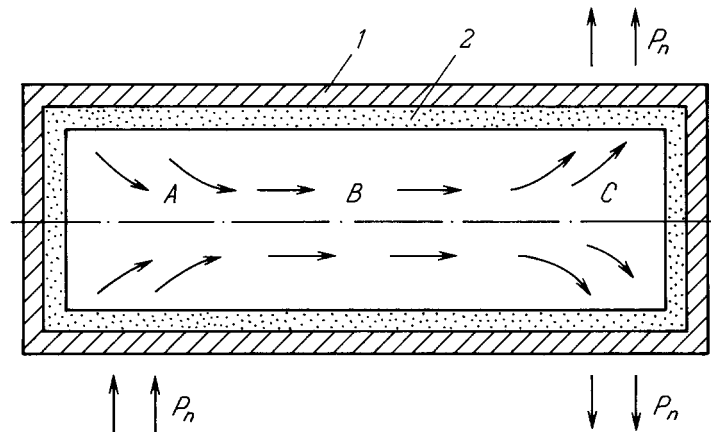


Рис. 8.13. Конструкция тепловой испарительной трубки:
1 – внешняя жесткая оболочка; 2 – пористое покрытие

среда внутри аппарата. Однако это не всегда представляется возможным. Поэтому для повышения теплоотдачи иногда бывает более рациональным применение принудительного воздушного охлаждения. Для усиления скорости конвекции применяют вентиляторы, которые обеспечивают вывод нагретых слоев воздуха из конструкции аппарата в окружающую среду. Следует отметить, что принудительное охлаждение существенно повышает эффективность охлаждения не только силовых электронных ключей, но и других силовых компонентов устройства – трансформаторов, конденсаторов, резисторов. В результате появляется возможность значительного улучшения массогабаритных показателей силового электронного устройства.

В силовых электронных устройствах с высокими потерями мощности в полупроводниковых приборах, например, в диодах или тиристорах, при прямых токах свыше 1000 А принудительного воздушного отвода тепла может оказаться недостаточно. В таких случаях используют жидкостное охлаждение. Этот вид охлаждения более эффективен по сравнению с воздушным, так как жидкости имеют большую теплоемкость и лучшую теплопроводность, чем воздух. В качестве жидкостей обычно используется вода или масло. Обычно водяное охлаждение осуществляется проточным образом, когда вода поступает из водопровода, затем подвергается деионизации, а затем, протекая через охладитель, направляется в сточную систему.

В отдельных случаях используется рециркуляция воды в целях снижения ее расхода.

Наиболее эффективным способом охлаждения является использование теплоты испарения жидкости. Такой способ называется испарительным охлаждением. На рис. 8.13 показана упрощенная конструкция тепловой испарительной трубки [90]. Внутренняя стенка закрытой металлической трубки покрыта пористым материалом, пропитанным жидкостью. В трубке пониженное давление, способствующее испарению жидкости. От полупроводникового прибора к части *A* трубки подходит тепло, под воздействием которого происходит испарение жидкости. Затем пар (если используется вода) проходит в часть *B*, охлаждается, что соответствует адиабатическому процессу и поступает в часть *C*. Тепло, выделяемое при конденсации, отводится в окружающую среду через стенки трубки и охладитель. Сконденсировавшаяся жидкость осажается на пористом покрытии трубки и далее перемещается в испарительную часть *A* трубки.

Описанный процесс протекает непрерывно с минимальной разницей температур между частями *A* и *C*. Тепловая трубка может передать в 500 раз больше тепла, чем твердый проводник того же сечения [90].

Существуют и другие высокоэффективные системы испарительного охлаждения с использованием жидкостей низкой температуры кипения и хорошими электроизоляционными свойствами, например, фреоны.

Контрольные вопросы и задачи

1. Измените схему на рис. 8.9 с учетом теплового сопротивления между корпусом прибора и окружающей средой.
2. Как изменится температура внутри электронного ключа, если изменить материал охладителя (алюминий на сталь) при равных условиях эксплуатации?
3. Как и почему влияет на процесс охлаждения цвет наружной поверхности охладителя?
4. Изобразите схему замещения для расчета температурного режима прибора по аналогии со схемой на рис. 8.9, если охладитель и прибор будут размещены на внешней стороне металлического корпуса аппарата.
5. Определите среднее значение температуры внутри тиристоров однофазной мостовой схемы, работающей на активную нагрузку с углом управления $\alpha = 30^\circ$. Действующее значение синусоидального напряжения на входе $U = 220$ В; сопротивление активной нагрузки $R_n = 1$ Ом; падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии $\Delta U_{пр} = 2$ В; тепловые сопротивления в соответствии со схемой на рис. 8.9 имеют следующие значения: $R_{j-c} = 0,01$ °С/Вт; $R_{c-s} = 0,02$ °С/Вт; $R_{s-a} = 0,005$ °С/Вт; температура окружающей среды охладителя $T_a = 30$ °С.
6. В каких случаях целесообразно использовать принудительное воздушное охлаждение?

Глава девятая СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ АППАРАТАМИ

9.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

9.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

В силовых электронных аппаратах и других устройствах принято различать силовую часть и систему управления (СУ). К силовой части относят электрические цепи и элементы, которые непосредственно участвуют в передаче электрической энергии от первичного источника к потребителю. Иногда эти цепи совместно с силовыми элементами называют главными, так как они определяют основные технико-экономические показатели устройства и, в первую очередь, его КПД. Силовая часть аппарата по существу является силовым исполнительным органом, определяющим главные функции аппарата. Например, силовая часть простейшего тиристорного реле постоянного тока (см. гл. 11) состоит из одного тиристора и электрических соединений, обеспечивающих его связь с коммутируемой электрической цепью.

Учитывая определяющее влияние силовой части на технико-экономические характеристики устройства в целом, ее изучению уделяется обычно основное внимание. Однако для функционирования силовых элементов схемы (транзисторов, тиристоров и других) необходимо подавать на них соответствующие сигналы управления. Эти сигналы формируются другой составной частью устройства — системой управления. В отличие от силовой части СУ в основном принимает, обрабатывает и выдает информацию. Поэтому СУ состоит в основном из элементов и функциональных узлов, связанных с информационными потоками. При этом уровень потребляемой энергии обычно стремятся по возможности снизить.

Система управления силового электронного устройства обычно выполняет следующие функции:

- формирование сигналов управления силовыми элементами;
- регулирование выходных параметров;
- включение и отключение по заданному алгоритму;
- обмен информацией с внешней средой.

К системе управления относятся также элементы и узлы, обеспечивающие текущий контроль состояния устройства в целом, диагностику отказов и управление защитными устройствами.

На рис. 9.1 приведена обобщенная структура СУ. В структуре выделены некоторые функциональные блоки, характерные для СУ силовых электронных устройств.

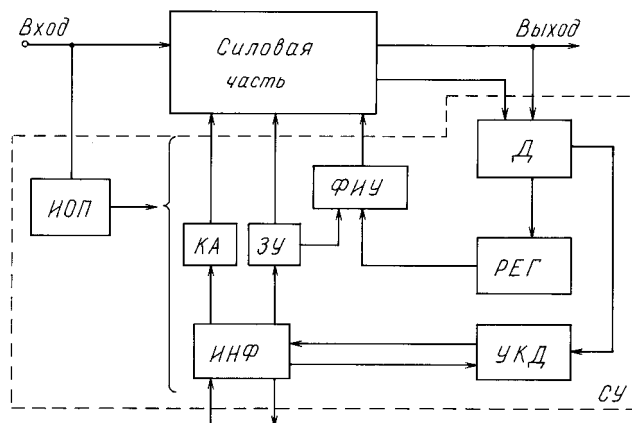


Рис. 9.1. Обобщенная структурная схема системы управления электронного аппарата

Блок датчиков *Д* содержит датчики регулируемых и контролируемых параметров. Так как обычно регулируются выходные параметры, то часть датчиков непосредственно входит в обратную связь канала регулирования. Сигналы с этих датчиков поступают на регулятор *РЕГ*, в функции которого входит формирование закона управления элементами силовой части. Блок *ФНЧ* формирует импульсы управления, непосредственно поступающие на силовые элементы. По существу *ФНЧ* является согласующим устройством между входами силовых приборов и выходом регулятора. Сигналы регулятора обычно являются маломощными и не отвечают требованиям, предъявляемым к импульсам управления силовых приборов (тиристоров, транзисторов и др.). Блок *ФНЧ* называют также „драйвером”.

Узлы СУ выполняются на различной элементной базе: дискретные и интегральные электронные компоненты, электромагнитные реле и др. Для функционирования этих элементов требуются источники электропитания. В составе структуры имеется блок вторичных источников питания для собственных нужд, называемых также источниками оперативного питания *ИОП*. В *ИОП* используются различные виды преобразователей и регуляторов, согласующих параметры входного (иногда и выходного) напряжения силовых цепей с параметрами, требуемыми для питания элементов СУ.

При питании от сети переменного тока основной *ИОП* обычно служат маломощные трансформаторы с несколькими вторичными обмотками на разные напряжения. Эти обмотки подключаются к выпрямителям с выходными, обычно емкостными, фильтрами. Для стабилизации уровней выходных напряжений маломощных выпрямителей используют стабилитроны или транзисторные регуляторы непрерывного действия в дискретном или интегральном исполнении. В целях улучшения массогабаритных показателей получила распространение структура *ИОП* с бестрансформаторным входом. В этой структуре переменное напряжение силовой цепи непосредственно поступает на выпрямитель, выходное напряжение которого преобразуется инвертором в переменное напряжение повышенной частоты (обычно 20 кГц). Затем это напряжение трансформируется, снова выпрямляется и фильтруется. Трансформация и фильтрация при повышенных частотах позволяют существенно уменьшить массу и габаритные размеры *ИОП*.

При питании *ИОП* от силовых цепей постоянного тока постоянное напряжение также инвертируется на повышенной частоте в переменное, затем трансформируется, выпрямляется и фильтруется.

Текущий контроль и диагностика устройства осуществляется блоком *УКД*, на вход которого поступают сигналы с датчиков контролируемых параметров.

Результаты контроля диагностики поступают на блок обработки информации *ИНФ* и затем с его выхода — на защитные устройства *ЗУ*. Блок *ИНФ* также в общем случае может связывать все устройство со внешней средой. Например, в него могут

поступать сигналы команд на включение, выключение, изменение режима работы. Обычно эти сигналы обрабатываются или транслируются непосредственно в блок коммутационной аппаратуры *КА*. С другой стороны из блока обработки информации могут исходить сигналы о состоянии устройства, режиме его работы, информация о причине отключения или срабатывания защит и др.

Представленная на рисунке структура является обобщенной. В ней отражены характерные укрупненные функциональные блоки. В реальном аппарате значительная часть из них может отсутствовать или находиться в неявном конструктивном или функциональном виде. Обмен с внешней средой может осуществляться посредством тумблеров или кнопок, а о состоянии аппарата будут давать информацию обыкновенные сигнальные лампы накаливания. Однако, для того чтобы понять принцип действия аппарата, его функции и возможности, необходимо уметь представить структуру *СУ* и ее функциональные узлы. При этом функциональная законченность узла или блока не обязательно имеет отдельную конструкцию в виде отдельной платы, модуля и др.

Так как силовые электронные аппараты обычно выполняются на электронных ключах, по принципу действия их *СУ* являются дискретными или импульсными. Соответственно элементная база *СУ* часто сочетает элементы как цифровой, так и аналоговой техники, обрабатывающей непрерывные сигналы, например, тока или напряжения. Эти сигналы затем снова могут преобразовываться в импульсную форму.

9.1.2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ СИСТЕМАМИ

Большинство силовых электронных аппаратов по принципу управления являются импульсными системами. Такое определение вытекает из импульсного характера функционирования основных элементов силовой части схемы — тиристоров, транзисторов и др.

Теория импульсных систем получила развитие в основном применительно к информационным системам. Многие положения этой теории оказались справедливыми и для импульсных энергетических систем, к которым следует отнести большинство устройств силовой электроники. При их рассмотрении широко используются термины и определения, сформулированные значительно раньше, чем появились системы импульсного преобразования энергии.

В импульсных энергетических системах применяются элементы с дискретно изменяемыми пара-

метрами, например, проводимостью (сопротивлением). Кроме того, такие системы содержат также и непрерывную, обычно линейную часть, например фильтр, нагрузку и др. В электронных аппаратах импульсным элементом с дискретно изменяемым состоянием проводимости (сопротивления) являются электронные ключи. Периодическое изменение состояния ключей во многом аналогично квантованию сигналов информационных систем по уровню или времени. Квантование происходит дискретно, в определенных моменты времени, по определенным законам, характеризующим преобразование непрерывных сигналов в импульсные. При анализе импульсных информационных систем эти законы называют *законами модуляции*. Такая же терминология в основном сохранилась и для энергетических импульсных систем, в которых различают следующие основные виды модуляций:

амплитудно-импульсную (АИМ);
широтно-импульсную (ШИМ);
частотно-импульсную (ЧИМ).

Существуют и другие способы модуляции, сочетающие различные виды. Особо надо отметить широко применяющиеся релейные системы с квантованием по уровню. Но этот вид импульсных систем может быть отнесен также к разновидности импульсных систем, сочетающих ШИМ и ЧИМ.

Способы модуляции в энергетических импульсных системах, в отличие от информационных, обычно реализуют простые функции, например, постоянное значение выходного параметра, изменение его в соответствии с синусоидальной или линейной функцией и др.

Рассмотрим виды модуляции более подробно, полагая закон модуляции линейным. При этом будем считать, что в соответствии с терминологией, принятой в информационной импульсной технике, имеет место модуляция 1-го рода, когда модулируемые параметры определяются значениями модулирующего сигнала в фиксированные моменты времени, в частности, совпадающие с моментами переключения ключей из непроводящего состояния в проводящее. При модуляции 2-го рода модулируемый параметр может зависеть от разных значений модулирующей функции на интервале переключения.

На рис. 9.2 приведены схема и диаграммы, поясняющие управление с АИМ. Модуляция в соответствии с функцией f_m осуществляется переключением ключей $S1-S4$ из одного состояния в другое с постоянной частотой $f = 1/T$ в моменты $T, 2T, 3T$. При этом предполагается, что во включенном состоянии может находиться только один ключ S . Длительность включенного состояния постоянна и равна $t_{и}$ (рис. 9.2, б). В результате переключений на выходе будет формироваться напряжение с различными амплитудами. Если длительность импульсов $t_{и} < T$, то на выходе сформируется последовательность импульсов с амплитудами $E, 2E, 3E$ и $4E$. При $t_{и} = T$ напряжение на выходе будет соответствовать ступенчатой функции с пороговым значением E . Очевидно, что точная реализация линейного закона АИМ 1-го рода в данном случае может иметь место только при определенном соотношении $E, t_{и}, T$ и линейной модулирующей функции. Во всех остальных случаях точность, реализуемая АИМ 1-го рода будет приближенной.

Системы управления с АИМ относятся к линейным системам, для анализа которых справедливы принципы наложения или суперпозиции. Однако построение систем, реализующих изменение амплитуды импульсов, является непростой задачей.

Например, для этой цели необходимо использовать первичный источник питания напряжением E с четырьмя выводами от отдельных секций (рис. 9.2, а). Кроме того, возможности управления в этом случае ограничены количеством коммутируемых секций и, соответственно, числом ключей S . Наиболее просто реализуется АИМ в аппаратах переменного тока переключением отпаек обмоток согласующих трансформаторов.

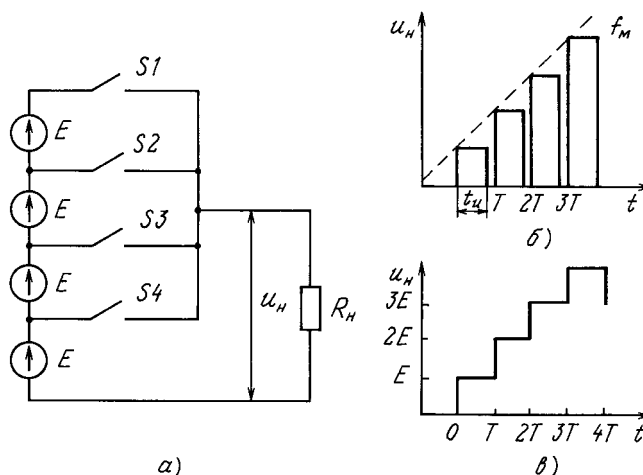


Рис. 9.2. Система управления с АИМ: а – принципиальная схема; б – диаграмма работы при $t_{и} < T$; в – диаграмма работы при $t_{и} = T$

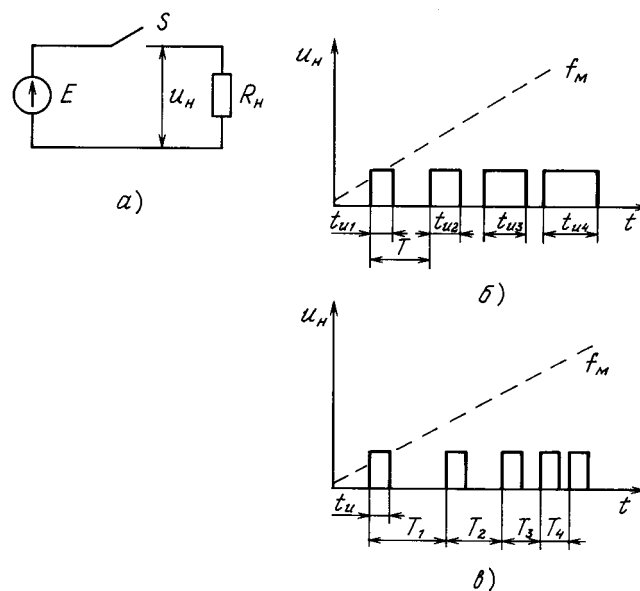


Рис. 9.3. Система управления с ШИМ: а – принципиальная схема; б – диаграммы, соответствующие ШИМ; в – диаграммы, соответствующие ЧИМ

На рис. 9.3,*а* показана система управления с ШИМ и ЧИМ. При ШИМ ключ S переключается с постоянной частотой $f = 1/T$, а длительность импульса $t_{и}$, определяющего включенное состояние ключа, изменяется в соответствии со значением модулирующей функции f_m (рис. 9.3,*б*). В системах с ЧИМ изменяется частота переключения ключа S , что соответствует изменению периода переключения ключа S согласно значениям функции f_m (рис. 9.3,*в*). Длительность импульса $t_{и}$ остается в этом случае постоянной. Так как изменение частоты связано с изменением фазы, то аналогичным образом может быть реализована фазоимпульсная модуляция (ФИМ). Системы управления с ШИМ получили наибольшее распространение в силовых электронных устройствах.

Требуемый закон управления иногда может быть реализован посредством релейной модуляции, сочетающей признаки ШИМ и ЧИМ. Этот принцип управления благодаря ряду преимуществ в технической реализации за последние годы стал широко использоваться в различных силовых электронных устройствах.

В качестве примера рассмотрим систему управления с релейной модуляцией, реализующую „слежение” тока нагрузки за эталонным сигналом $i_0(t)$, который может быть отнесен к модуляционной функции. Силовая часть схемы изображена на рис. 9.4,*а*. Ключи $S1$ и $S2$ синхронно переключаются — если один включен, то другой выключен и наоборот. На рис. 9.4,*б* представлена упрощенная структура реализации переключений ключей $S1$ и $S2$.

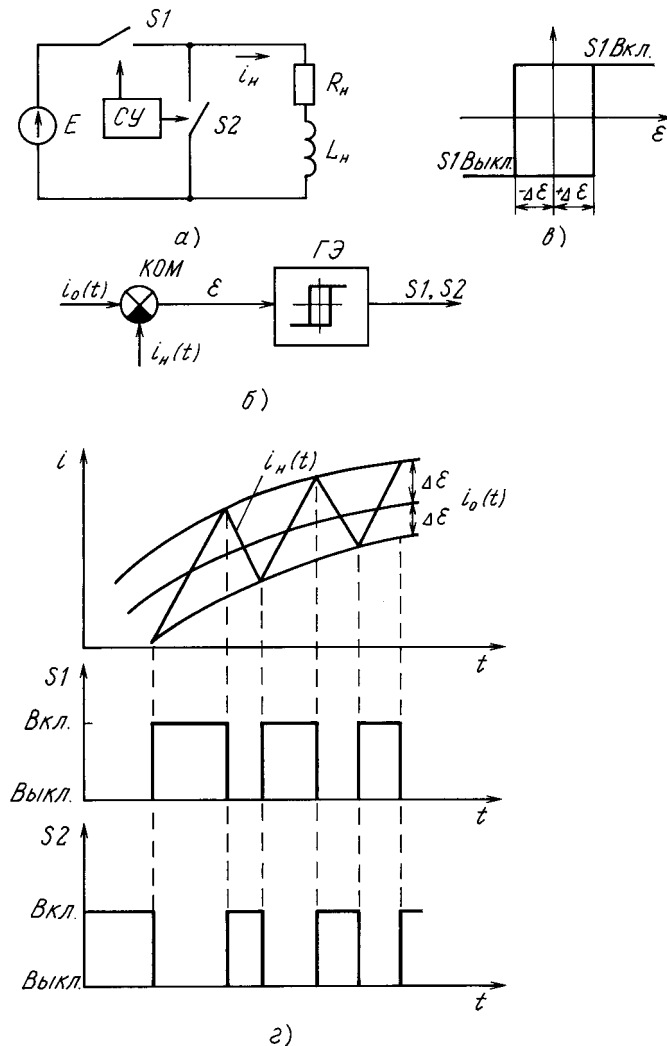


Рис. 9.4. Система управления с релейным регулированием:
а — принципиальная схема; *б* — структурная схема модулятора;
в — характеристика гистерезисного элемента; *г* — диаграммы работы

Если ключ $S1$ включен, а ключ $S2$ выключен, то ток i_H нарастает под воздействием напряжения E . При альтернативном состоянии ключей ток i_H спадает. Индуктивность L_H определяет инерционность этих процессов. Моменты переключения $S1, S2$ определяются шириной $\pm \Delta \epsilon$ гистерезисного элемента $\Gamma \mathcal{E}$, характеристика которого показана на рис. 9.4, в. Компаратор KOM сравнивает мгновенное значение тока i_H с эталонным i_0 и, когда разность этих сигналов превышает величину $\Delta \epsilon$, происходит переключение состояния ключей $S1$ и $S2$ (см. рис. 9.4, з). Гистерезисный элемент $\Gamma \mathcal{E}$ является существенным элементом системы, так как определяет точность слежения за эталонным сигналом и частоту переключений. Очевидно, что частота переключений будет зависеть также от скорости изменения эталонного сигнала di_0/dt и постоянной времени инерционной цепи нагрузки $\tau_H = L_H/R_H$. Этот способ называют также *гистерезисной модуляцией* или *дельта-модуляцией*.

Кроме рассмотренных видов модуляции существует большое разнообразие их модификаций. В частности, в силовой электронике широко используется модуляция разнополярных импульсов. Эту разновидность модуляции иногда называют двух- или трехпозиционной в зависимости от топологии силовой схемы. Система управления с двухпозиционной модуляцией в схеме с нулевым выводом в цепи питания и диаграмма выходного напряжения U_{ab} представлены на рис. 9.5. На этой схеме в проводящем состоянии находится всегда один из ключей $S1$ или $S2$. Такой режим может возникать при активно-индуктивном сопротивлении Z_H и ключах, способных проводить ток в двух направлениях. При этом может изменяться по определенному закону длительности проводящих состояний время t_{u1} и t_{u2} . В результате значение напряжения на нагрузке U_{ab} может изменяться с $+E/2$ на $-E/2$ и наоборот. На рис. 9.6 показаны мостовая схема и диаграмма, поясняющие трехпозиционную разновидность модуляции. В этой схеме возможно обеспечить три уровня напряжения $U_{ab} - 0, +E$ и $-E$. Нулевая пауза обеспечивается при проводящем состоянии одной из пар ключей $S1, S3$ и $S2, S4$ и условии выключенного состояния другой пары.

В системах с программным управлением, например содержащих микропроцессор, возможна реализация более сложных законов управления силовым

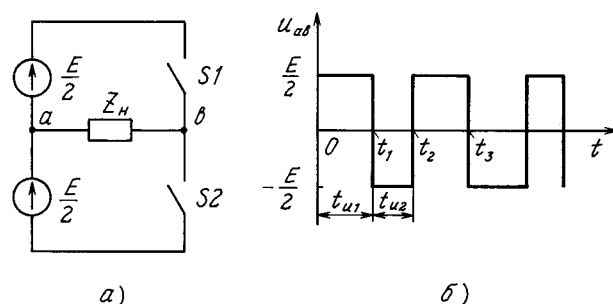


Рис. 9.5. Система управления с двухпозиционной модуляцией: а – принципиальная схема; б – диаграммы работы

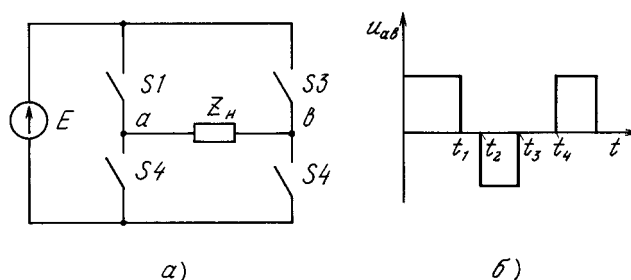


Рис. 9.6. Система управления с трехпозиционной модуляцией: а – принципиальная схема; б – диаграммы работы

электронным ключом, чем в рассмотренном выше виде модуляции. Эти законы должны соответствовать стратегии оптимального управления. Учитывая, что импульсные системы, за исключением систем с АИМ, являются существенно нелинейными, определение законов оптимального управления является сложной задачей. Решение ее обычно можно получить, применяя специальные методы теории нелинейных цепей [91]. Особенно решение подобных задач затруднительно для многоконтурных систем управления со значительным количеством переменных. Перспективным направлением в решении подобных задач является использование методов нечеткой логики (англ. – „fuzzy logic”). Методы этой логики не требуют создания сложных аналитических моделей системы и базируются на математической обработке простейших функций. Такие функции соответствуют набору правил и инструкций, сформулированных для конкретной системы в виде высказываний: „много”, „мало”, „если ... то ...” и др. [92].

Контрольные вопросы и задачи

1. Изобразите упрощенную электрическую схему, состоящую из реле и кнопок управления, которая бы обеспечивала поочередное включение трех независимых электрических цепей и отключение их в обратном порядке.
2. Начертите диаграмму распределения импульсов управления тиристорами встречноключенных в цепь переменного тока и структурную схему СУ, их реализующую.
3. Запишите закон изменения длительности импульсов при ШИМ, обеспечивающей синусоидальное изменение среднего значения выходного напряжения по синусоидальному закону с частотой, в 10 раз превышающей рабочую частоту формирования импульсов.
4. Нарисуйте структурную схему устройства защиты, обеспечивающего отключение аппарата от первичного источника питания при отклонениях от установленной нормы значений входного и выходного напряжения аппарата и тока его нагрузки.
5. Перечислите основные функции систем управления силовых электронных устройств.

9.2. ПРИБЛИЖЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ

9.2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МОДЕЛИРОВАНИИ РЕГУЛЯТОРОВ

Практически все дискретные системы, за исключением систем с АИМ, являются нелинейными. Поэтому точные методы анализа протекающих в них процессов достаточно сложны и мало пригодны в инженерной практике. При проектировании обычно используют различные приближенные модели, позволяющие оценить те или иные аспекты функционирования устройства. Например, при синтезе звеньев каналов регулирования необходимо моделировать силовую часть импульсного регулятора. Такая модель должна отражать процессы, связанные с качеством регулирования конкретных параметров проектируемого устройства. Степень адекватности модели или ее точности зависит от решаемой задачи. Обычно на разных этапах разработки используют модели различной точности. На ранних этапах проектирования достаточно иметь модель, приближенно отражающую основные свойства объекта. Затем по мере детализации проекта используют более точные модели. Рассмотрим некоторые используемые на практике принципы приближенного моделирования силовой части импульсных регуляторов.

Наиболее распространенными методами моделирования импульсных регуляторов являются различные модификации метода осреднения переменных состояния. Эти модели основаны на анализе процессов при малых значениях сигналов управления и возмущения и часто называются малосигнальными [91]. Эффективность их различается в зависимости от решаемой задачи. Однако все они позволяют не только дать оценку объекта регулирования, но и в ряде случаев — достаточно точное представление о протекающих в них процессах.

Приближенные модели могут успешно использоваться на этапах проектирования, когда синтезируются отдельные звенья регулятора и корректируются его характеристики.

Описание объекта регулирования в векторно-матричной форме, связывающей входные и выходные переменные с переменными, характеризующими внутреннее его состояние, широко используется в современной теории управления. Известно, что динамические процессы любого объекта могут быть описаны системой дифференциальных уравнений различных видов. В рассматриваемых случаях состояния системы могут быть описаны системой обыкновенных дифференциальных уравнений в нормальной форме, в которой каждое уравнение содержит только первую производную соответствующей переменной. Таким образом, уравнение n -го порядка сводится к системе из n уравнений, включающих такое же число переменных и их производных. Число переменных n полностью характеризует динамическое состояние объекта. На рис. 9.7 представлен в обобщенной форме объект управления и соответствующие ему переменные, кото-

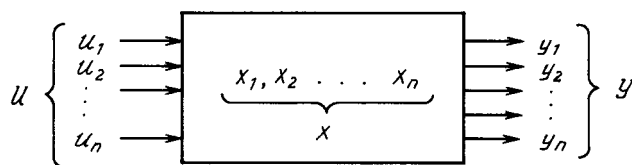


Рис. 9.7. Обобщенная модель объекта управления

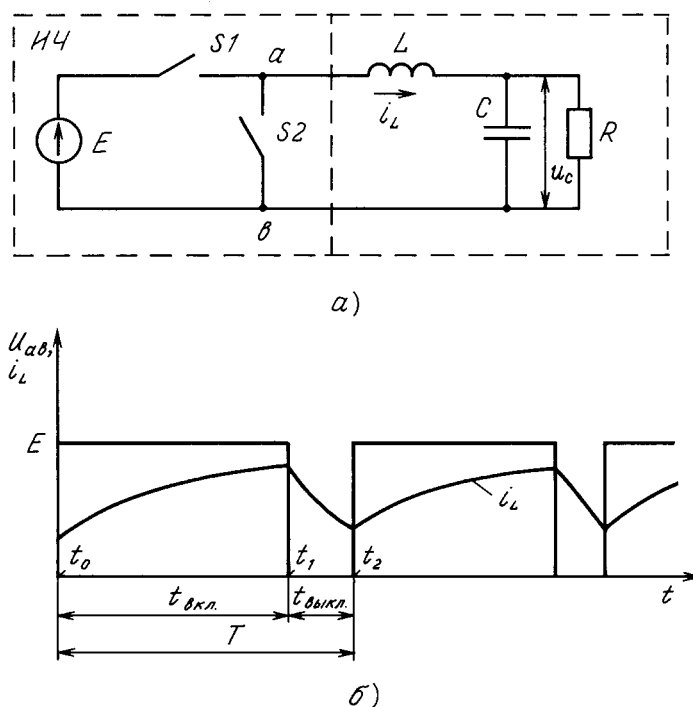


Рис. 9.8. Простейший импульсный регулятор напряжения:
 а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения

рые обычно записываются в векторно-матричной форме:

входные

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n \end{bmatrix};$$

выходные

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n \end{bmatrix};$$

переменные состояния

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix}.$$

(9.1)

Для стационарной линейной системы связь между этими переменными может быть представлена в общем виде

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= X = AX + BU; \\ Y &= CX + DU, \end{aligned} \quad (9.2)$$

где A – матрица коэффициентов состояния; B – матрица управления; C – матрица выхода; D – матрица обхода системы.

Особенностью большинства силовых электронных регуляторов импульсного типа является то, что они изменяют свою структуру при коммутации ключевых элементов. Поэтому они не могут быть описаны одной системой дифференциальных уравнений в нормальной форме. Более того, структура регулятора может изменяться в зависимости от режима работы устройства. В результате каждой структуре соответствует свое уравнение переменных состояния. По этой причине и разработан метод осреднения переменных состояния и его модификации, который позволяет приближенно учесть изменение структуры в процессе работы устройства. Рассмотрим использование этого метода на примере простейшей схемы двухключевого регулятора выходного напряжения (рис. 9.8,а). Более подробно этот тип регулятора рассматривается в (11.2).

9.2.2. ПРИМЕР МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА

В силовой части регулятора можно выделить импульсную часть ИЧ с ключевыми элементами $S1$ и $S2$ и непрерывную часть, включающую LC -фильтр и сопротивление нагрузки R . Управление регулятором осуществляется по способу ШИМ периодическим переключением элементов $S1$ и $S2$, которое происходит синхронно. При этом проводящее состояние $S1$ соответствует выключенному состоянию $S2$ и наоборот. На рис. 9.8,б представлены диаграммы напряжения на входе фильтра U_{ab} , где время $t_{\text{вкл}} = t_1 - t_0$ соответствует замкнутому состоянию ключа $S1$, а интервал $t_{\text{выкл}} = t_2 - t_1$ — разомкнутому на интервале периода T . В рассматриваемом примере будем считать, что схема работает в режиме непрерывного тока i_L в реакторе фильтра с индуктивностью L (рис. 9.8,б). В этом режиме на интервале периода имеют место две структуры, которым соответствуют схемы замещения на рис. 9.9 в зависимости от состояний ключей $S1$ и $S2$.

Каждая эквивалентная схема является линейной и может быть описана системой уравнений состояния. Для электрических схем в качестве переменных состояния обычно принимают токи индуктивных элементов и напряжения на емкостных элементах. Поэтому выбираем для эквивалентных схем следующие переменные состояния

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix}. \quad (9.3)$$

Для схемы на рис. 9.9,а уравнения состояния, записанные в форме (9.2), имеют вид

$$X = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix}. \quad (9.4)$$

Согласно (9.2–9.4)

$$A = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}; B = [0 \ -1/L]^T; \\ U = [0 \ E]^T.$$

В качестве переменной выхода принимаем напряжение на сопротивлении R , совпадающее с u_c . Поэтому второе уравнение в (9.2) преобразовано в $Y = u_c$.

Для схемы на рис. 9.9,б при тех же переменных состояния u_c и i_L имеем то же значение матрицы A . В то же время сигнал управления U становится равным нулю, так как во включенном состоянии ключа $S2$ и выключенном состоянии ключа $S1$ источник напряжения E в схему не входит.

Процессы в регуляторе соответствуют схеме замещения на рис. 9.9,а в течение $t_{\text{вкл}}$ и схеме замещения на рис. 9.9,б в течение $t_{\text{выкл}} = T - t_{\text{вкл}}$. Для анализа динамических процессов по методу осреднения вводится коэффициент относительной длительности этих интервалов времени

$$\gamma = \frac{t_{\text{вкл}}}{T}. \quad (9.5)$$

Коэффициент γ при управлении по способу ШИМ принято также называть *коэффициентом заполнения*.

При анализе систем с импульсным регулированием используется принцип осреднения, который заключается в том, что для описания системы регулирования с разными структурами создается одна осредненная система уравнений состояния. Эта осредненная система учитывает уравнения всех структур с весовыми коэффициентами, соответствующими относительной длительности существования этих структур в течение одного периода. Для рассматриваемого случая осредненная система уравнений состояния записывается в следующем виде

$$X = A_{\text{ср}}X + B_{\text{ср}}U = \\ = [A_1\gamma + A_2(1-\gamma)]X + [B_1\gamma + B_2(1-\gamma)]U, \quad (9.6)$$

где $A_{\text{ср}}$ и $B_{\text{ср}}$ — матрицы осредненной системы переменных состояния; A_1 , B_1 и A_2 , B_2 — матрицы систем уравнений состояния на интервалах $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ (рис. 9.8,б), соответствующие эквивалентным схемам на рис. 9.9.

Учитывая (9.4)–(9.6), посредством несложных преобразований (9.6) можно представить в форме

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma E \end{bmatrix}. \quad (9.7)$$

Уравнения (9.4) и (9.7) в данном примере различаются только наличием коэффициента γ в матрице входных параметров. Однако, оно учитывает переменную структуру регулятора, обусловленную коммутацией ключей $S1$ и $S2$. Точность этой модели в основном определяется уровнем пульсаций выходного напряжения (напряжения на конденсаторе u_c). Чем меньше будет уровень пульсаций, тем более адекватно модель (9.7) будет отражать процессы в реальной схеме. Физический смысл этой закономерности заключается в том, что при пренебрежении пульсациями переходят к анализу схемы методом основных (средних) составляющих напряжений и токов в схеме. При использовании этого метода импульсная часть источника может быть

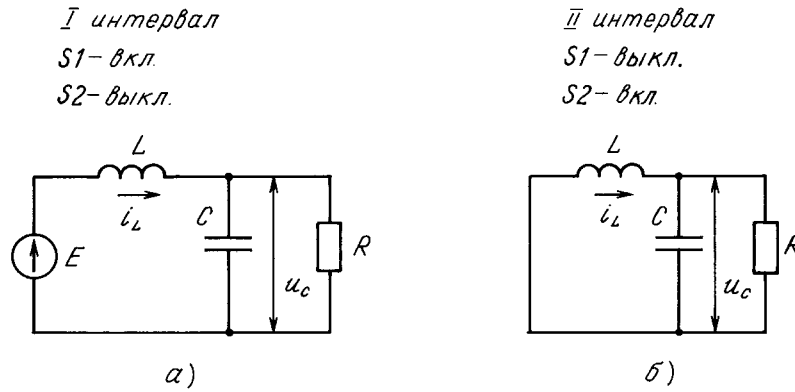


Рис. 9.9. Схемы замещения регулятора:
а – ключ S1 включен; б – ключ S1 выключен

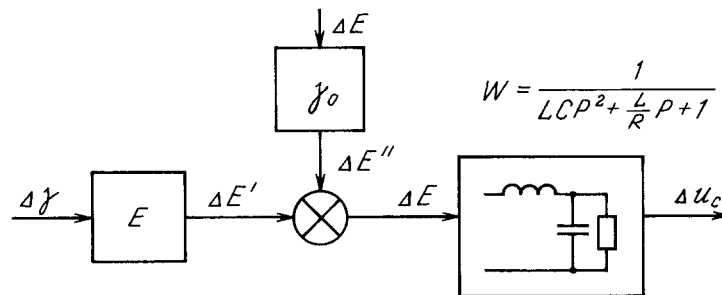


Рис. 9.10. Структурная схема регулятора относительно сигналов управления и возмущения

заменена эквивалентным управляемым источником среднего напряжения $E_{\text{ср}} = E\gamma$. Изменение этого напряжения происходит либо при изменении значения E или коэффициента γ , который определяется законом регулирования.

Система (9.7) является нелинейной, так как в нее входит произведение двух переменных $E\gamma$. Однако, линеаризуя ее для малых отклонений параметров, можно получить передаточные функции силовой части регулятора, используя классические методы анализа за линейных систем регулирования [91]. Для этого представим основные параметры схемы в виде

$$\begin{aligned} u_C &= U_C + \Delta u_C; \\ e &= E + \Delta e; \\ i_L &= I_L + \Delta i_L; \\ \gamma &= \gamma_0 + \Delta \gamma. \end{aligned} \quad (9.8)$$

В (9.8) каждый параметр представлен установившимся значением (постоянной составляющей) временных функций в конкретном исследуемом режи-

ме и малосигнальными отклонениями от них, т. е. $\Delta f/F \ll 1$, где F и Δf – постоянные составляющие и малосигнальные отклонения.

После подстановки (9.8) в (9.7), пренебрегая величинами более высоких порядков малости, например $\Delta e \Delta \gamma$, получим уравнения, позволяющие промоделировать связь параметров схемы как в установившемся режиме (для постоянного тока), так и создать малосигнальную модель для переменного тока, которая описывается уравнением

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_C \\ \Delta i_L \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ E\Delta\gamma & \Delta E\gamma \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9.9)$$

Следует отметить, что если какие-либо элементы схемы имеют нелинейности, например, характеристику для реакторов с магнитопроводом нелинейную зависимость $L = f(i)$, или другие, то можно ее учитывать классическим методом линеаризации посредством разложения нелинейной функции в ряд Тейлора [101].

Используя преобразование Лапласа, из (9.9) можно получить передаточные функции, связывающие изображения сигналов возмущения, управления и выхода регулятора. Допустим, что регулятор работает с постоянной нагрузкой, когда $R = \text{const}$. Тогда основным возмущающим фактором является изменение входного напряжения ΔE . В этом случае практический интерес представляют следующие передаточные функции для рассматриваемой схемы:

по возмущению

$$W_E(p) = \frac{\Delta u_C(p)}{\Delta E(p)} = \frac{\gamma}{LCp^2 + Lp/R + 1},$$

по управлению

$$W_\gamma(p) = \frac{\Delta u_C(p)}{\Delta \gamma(p)} = \frac{E}{LCp^2 + Lp/R + 1}.$$

Передаточным функциям (9.10)–(9.11) соответствует структурная схема, представленная на рис.

9.10. В этой схеме передаточная функция звена, включающего LC -фильтр и нагрузку R , соответствует типовому звену 2-го порядка. Звенья, связывающие линейаризованные сигналы управления $\Delta \gamma$ и возмущения ΔE с выходными сигналами $\Delta E'$ и $\Delta E''$ соответственно (рис. 9.10), являются безынерционными. Поэтому их передаточные функции представлены согласно (9.9) статическими коэффициентами E и γ_0 .

В рассмотренном примере получена приближенная модель импульсного регулятора для режима работы с непрерывным током i_L . При работе схемы в режиме прерывистых токов (см. (11.2) за один период коммутации ключей $S1$ и $S2$ схема трижды изменяет свою структуру. Для этого режима осредненная система уравнений состояния будет значительно отличаться от (9.9). Более точный метод анализа линейаризованных систем с ШИМ рассмотрен в [93].

Контрольные вопросы и задачи

1. Чем обусловлена нелинейность большинства типов импульсных регуляторов, в чем она проявляется и почему к нелинейным системам не применимы основные методы анализа линейных систем?
2. Запишите систему уравнений переменных состояния в векторно-матричной форме для схемы, состоящей из источника напряжения E и подключенного к нему контура последовательно соединенных R , L и C .
3. Запишите уравнения постоянного тока для схемы на рис. 9.9,а, используя (9.9), т. е. установившегося режима работы с заданными значениями E и γ при $\Delta \gamma$ и ΔE , равными нулю, используя (9.9) и схему рис. 9.9.
4. Запишите уравнения осредненных переменных состояния для схемы на рис. 9.8,а, дополненной активным сопротивлением R_L , последовательно соединенным с индуктивностью L .
5. Дополните структурную схему на рис. 9.10 типовыми звеньями отрицательной обратной связи по выходному напряжению (в общем упрощенном виде).

9.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

9.3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Большинство узлов систем управления выполняет функции формирования и преобразования по определенным законам электрических сигналов информационного уровня. В целях повышения КПД и уменьшения массогабаритных показателей системы управления, стремятся к снижению мощности сигналов, преобразуемых и вырабатываемых системой управления. Эта тенденция привела к широкому использованию в узлах систем управления интегральных микросхем (ИМС).

Интегральные микросхемы представляют собой микроэлектронные устройства с высокой плотностью компоновки элементов: транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и др. Номенклатура ИМС определяется их функциями и масштабом производства. Наиболее широко употребляемые массовые ИМС можно отнести условно к группе

базовых ИМС. По желанию заказчика могут создаваться ИМС со специализированными функциями. Такие ИМС называют „казачными” и целесообразность их применения зависит от технико-экономических факторов.

По технологии изготовления различают полупроводниковые, пленочные и гибридные ИМС. В основе полупроводниковых ИМС лежит кристалл полупроводника, в котором выполнены все элементы микросхемы. Пленочные ИМС выполнены в виде пленок проводящих и непроводящих материалов. Гибридные содержат более сложные компоненты (например несколько полупроводниковых кристаллов в одном корпусе).

По функциональному назначению микросхемы принято разделять на аналоговые и цифровые. Особенностью цифровых ИМС является то, что обра-

батываемые сигналы имеют вид импульсов с двумя ярко выраженными уровнями: высокий уровень, соответствующий логической „1” (как правило напряжение порядка 5–10 В) и низкий уровень, соответствующий логическому „0” (как правило напряжение порядка 0–1 В). Аналоговые ИМС преобразуют непрерывные переменные во времени сигналы.

Сложность ИМС определяется степенью интеграции $K = \lg N$, где N число элементов входящих в ИМС. В соответствии с этой формулой микросхема первой степени интеграции содержит до 10

элементов, второй степени – от 11 до 100, третьей степени – от 101 до 1000 и т. д. Соответственно различают малые ($K = 2$), средние ($K = 3$), большие ($K = 3,4$) и сверхбольшие ($K = 5,6$) ИМС.

Наиболее сложными ИМС являются микропроцессоры (программируемые устройства), которые нашли широкое применение и являются перспективным узлом управления силовых электронных аппаратов. Специфика построения и принципы работы программируемых аппаратов на базе микропроцессоров являются достаточно сложными и подробно рассматриваются в гл. 10.

9.3.2. БАЗОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ИМС

Наиболее простые и распространенные цифровые ИМС – логические элементы. Простейшим логическим элементом является элемент логического отрицания *НЕ*. Выход элемента *НЕ* всегда находится в противоположном состоянии по сравнению с входом, то есть элемент *НЕ* производит инверсию входного сигнала. Другие базовые элементы реализуют логические функции *И* и *ИЛИ*. Изображения элементов на принципиальных схемах приведены на рис. 9.11. Практически все более сложные цифровые устройства основаны на сочетании этих элементов. Помимо отдельных логических элементов выпускаются микросхемы, содержащие комбинации типа *И-НЕ*, *ИЛИ-НЕ*, *И-ИЛИ-НЕ*, *И-ИЛИ* и др.

На основе логических элементов можно синтезировать схемы любых логических преобразований Булевой алгебры, а так же более сложные цифровые устройства, такие как ячейки памяти, счетчики импульсов и др. Промышленность серийно выпускает различные типы цифровых устройств, структура большинства которых основана на логических элементах [94].

Важной характеристикой логических ИМС является быстрдействие или длительность фронта импульсов на выходе ИМС. Для современных логических элементов характерными значениями длительности фронтов являются десятки и даже единицы наносекунд.

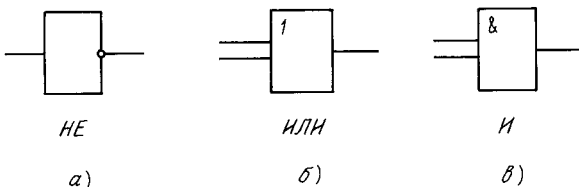


Рис. 9.11. Логические элементы: а – *НЕ*; б – *ИЛИ*; в – *И*

По виду компонентов, входящих в цифровые ИМС, их разделяют на следующие типы: ТЛ – транзисторная логика; РТЛ – резисторно-транзисторная логика; ДТЛ – диодно-транзисторная логика; ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика. Наиболее широкое распространение получили два последних типа.

Широкое распространение получили цифровые ИМС релейного типа, имеющие два устойчивых состояния и называемые триггерами. Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит под воздействием сигнала управления и сопровождается скачкообразным изменением выходных токов и напряжений. В настоящее время выпускаются серии различных триггеров в виде самостоятельных ИМС.

Наиболее простой симметричный триггер может быть выполнен на основе двух элементов *И-НЕ* (рис. 9.12,а) или двух элементов *ИЛИ-НЕ* (рис. 9.12,б). Если на выходе одного логического элемента, например *F1* имеется сигнал логической единицы, то на входе второго тоже будет сигнал „1”. На выходе второго и на входе первого элемента будет сигнал логического нуля, так как элементы содержат на выходе функцию *НЕ*. Логический нуль на входе первого элемента обеспечивает единицу на его выходе, таким образом описанное состояние

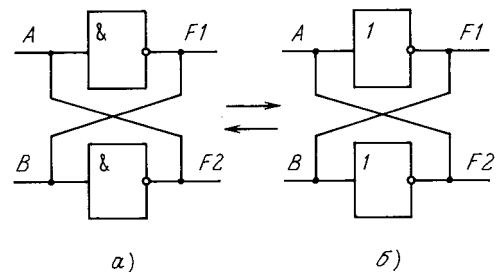


Рис. 9.12. Простейший триггер: а – на элементах *ИЛИ-НЕ*; б – на элементах *И-НЕ*

является устойчивым. Изменение одного входного, а, следовательно, и выходного сигнала приводит схему в противоположное устойчивое состояние.

Более распространенной является схема *RS*-триггера (рис. 9.13). *RS*-триггер имеет два информационных входа *S* (от англ. *set*) и *R* (от англ. *reset*) и два инверсных относительно друг друга выхода *Q* и \bar{Q} . При $R = 0$ и $S = 1$ выход принимает состояние $Q = 1$, а при $R = 1$ и $S = 0$ состояние $Q = 0$. Таким образом сигнал логической единицы на входе *S* „устанавливает“ единицу на выходе, а на входе *R* „сбрасывает“. При нулевом сигнале на входах триггер не меняет своего состояния, поэтому он может использоваться как простейший элемент памяти. Комбинация $R = 1$ и $S = 1$ приводит к неопределенному состоянию на выходах и является запрещенной.

Более сложным примером триггера является тактируемый *RS*-триггер, который имеет синхронизирующий вход. Это позволяет изменять выходные сигналы только в момент подачи тактовых импульсов.

D-триггер иногда называют триггером задержки. Он имеет один информационный вход *D* (рис. 9.14,а) и два устойчивых состояния. Состояние триггера в момент времени t_{n+1} совпадает с кодом входного сигнала, существовавшего в момент времени t_n . Время задержки переключения триггера определяется задержкой распространения сигнала в логическом элементе.

Наиболее часто применяют синхронизируемые *D*-триггеры (рис. 9.14,б). Изменение сигнала на выходе такого триггера происходит только по сигналу тактового импульса на входе *C*; при отсутствии тактового импульса схема не меняет своего состояния при любых изменениях на информационном входе. Схема *D*-триггера может содержать четыре элемента *И-НЕ*, соединенных по определенной схеме (рис. 9.14,в).

T-триггер иногда называют счетным, потому что он меняет свое состояние на противоположное

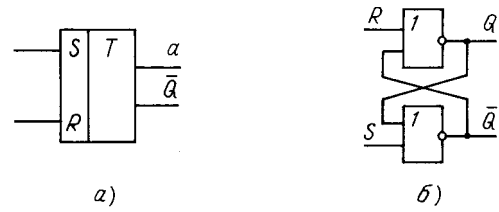


Рис. 9.13. *RS*-триггер: а – обозначение; б – принципиальная схема

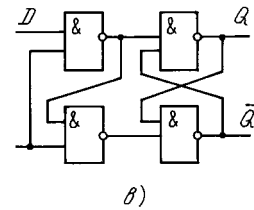
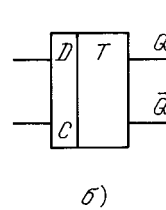
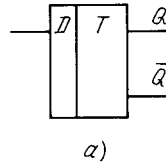


Рис. 9.14. *D*-триггер: а – обозначение несинхронизируемого *D*-триггера; б – обозначение синхронизируемого *D*-триггера; в – принципиальная схема

всякий раз, когда на его вход поступает сигнал логической единицы. *T*-триггер является основным элементом для построения счетных устройств.

JK-триггер имеет два входа *J* и *K*. Функционально он подобен *RS*-триггеру, вход *J* соответствует входу *S*, а вход *K* входу *R*. Отличие заключается в том, что комбинация $J = 0$ $R = 0$ не является запрещенной, а меняет состояние выхода на противоположное.

Существуют триггеры типов *V*, *R*, *E*, *TV* и другие, но применяются они значительно реже [95].

9.3.3. БАЗОВЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ИМС

К аналоговым микросхемам относят те виды ИМС, работа которых связана с обработкой аналоговых (непрерывных во времени) сигналов. Такими элементами являются усилители сигналов, генераторы аналоговых сигналов, фильтры, перемножители сигналов и др.

В настоящее время широко распространены операционные усилители (ОУ). Своё название ОУ получили благодаря возможности их использования в различных функциональных схемах, за счет применения обратных связей. Главными достоин-

ствами ОУ являются высокий (10^3 – 10^6) коэффициент усиления, высокое входное и низкое выходное сопротивление, широкий диапазон рабочих частот.

Операционный усилитель имеет два входа (рис. 9.15.) прямой $U_{вх1}$ и инверсный $U_{вх2}$. Выходное напряжение $U_{вых}$ находится в фазе с входным напряжением $U_{вх1}$ и в противофазе с входным напряжением $U_{вх2}$. Питание ОУ осуществляется от двух последовательно соединенных источников $\pm E$ с заземленной средней точкой. Все входные и выход-

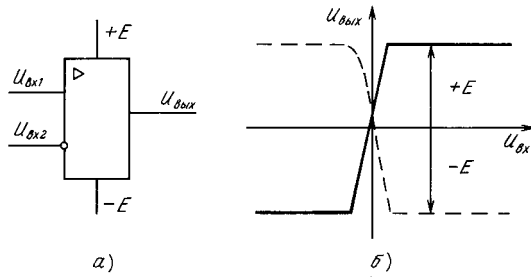


Рис. 9.15. Операционный усилитель:
а – обозначение; б – передаточные характеристики

ные сигналы ОУ измеряются относительно средней точки (земли) источника питания. Благодаря организации такого питания ОУ имеет возможность усиливать двуполярные сигналы. Питание ОУ должно быть стабильным и симметричным относительно средней точки, как правило типовые схемы ОУ имеют питание ± 5 В, $\pm 12,6$ В или ± 15 В. Напряжение между входами ОУ равно разности $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$, т. е. является дифференциальным. Учитывая высокие показатели ОУ, при рассмотрении схем их подключения принимают следующие допущения:

коэффициент усиления по постоянному току $K_U \rightarrow \infty$; входное сопротивление $R_{вх} \rightarrow \infty$; выходное сопротивление $R_{вых} \rightarrow \infty$; полоса частот пропускаемых ОУ от 0 до ∞ . Работу ОУ можно пояснить с помощью схемы без обратных связей (рис. 9.15, а). Если входной сигнал на инверсном входе равен нулю, то связь между входным сигналом прямого входа и выходным сигналом определяется характеристикой, показанной на рис. 9.15, б сплошной линией, и наоборот, если на прямом входе сигнал равен нулю, то инверсный вход определяет выходной сигнал в соответствии с характеристикой, показанной штриховой линией. Если оба сигнала отличны от нуля, то их разность усиливается согласно характеристике, соответствующей большему по амплитуде сигналу. Наклон характеристик определяется собственным коэффициентом передачи, а предельное выходное напряжение определяется напряжением питания. Благодаря высоким коэффициентам усиления ОУ в схеме без обратных связей может усиливать только очень маленькие сигналы, не входя в так называемое „насыщение”, когда выходное напряжение равно напряжению питания со знаком „+” или „-”.

Контрольные вопросы и задачи

1. Сколько элементов может содержать ИМС с 4-й степенью интеграции?
2. Составьте таблицу истинности для логических элементов И и ИЛИ с тремя входами.
3. Почему подача логических единиц на входы RS-триггера является запрещенной и к какому состоянию выходов это приведет?
4. При каком входном сигнале прямого входа ОУ наступит его насыщение, если $E = \pm 15$ В, $K_U = 50\,000$? Сигнал на инверсном входе равен нулю.
5. Решить задачу п.4 при $U_{вх2} = 3,4$ В.

9.4. ЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

9.4.1. УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ

В системах управления широко используются усилители сигналов тока или напряжения с определенным коэффициентом усиления. Усилитель может быть выполнен на дискретных транзисторных элементах. Однако наиболее рациональным является применение схем усиления на основе ОУ (операционных усилителей).

На практике существует две базовые схемы усилителей на основе ОУ: инвертирующего и неинвертирующего. Рассмотрим каждую из них.

Название инвертирующий усилитель схема (рис. 9.16) получила благодаря ее свойству изменять полярность выходного сигнала относительно полярности входного сигнала. Полагая ОУ идеальным (т. е. принимая указанные в 9.3 допущения), можно считать, что разность между сигналами обоих вхо-

дов мала (иначе усилитель войдет в „насыщение”). Действительно если $U_{выхmax} = 15$ В и коэффициент усиления $K_U = 10^4$, то максимальное дифференциальное входное напряжение равно 1,5 мВ. Так как один вход заземлен, то потенциал второго входа близок к потенциалу земли. Поэтому можно считать, что ко второму входу подходят токи

$$I_1 \approx U_{вх}/R_1; I_2 \approx U_{вых}/R_2. \quad (9.11)$$

Считая входное сопротивление достаточно большим, на основании закона Кирхгофа запишем:

$$(U_{вх}/R_1) + (U_{вых}/R_2) = 0 \quad (9.12)$$

или

$$U_{вых} = -U_{вх}R_2/R_1. \quad (9.13)$$

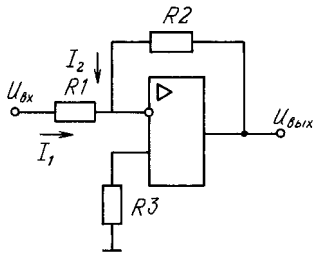


Рис. 9.16. Схема инвертирующего усилителя на ОУ

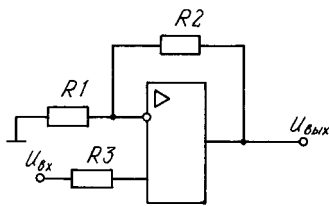


Рис. 9.17. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ

Таким образом коэффициент усиления инвертирующего усилителя определяется отношением сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$. Номинальные значения резисторов в схемах с операционным усилителем, могут быть произвольными, однако необходимо учитывать следующее: с одной стороны, номинальные значения резисторов должны ограничивать входные и выходные токи операционного усилителя во избежание выхода его из строя. В паспортных данных операционного усилителя указы-

ваются максимальные значения входных и выходных токов схемы. С другой стороны номинальные значения резисторов не должны превышать единицы мегаом, так как при больших значениях возможна нестабильная работа усилителя из-за влияния токов утечек на корпус микросхемы через монтаж печатной платы и др. На практике сопротивление резисторов в схемах с операционным усилителем лежит в диапазоне от десятков килоом до единиц мегаом, что позволяет получить устойчивые устройства с большим входным сопротивлением.

В целях уменьшения ошибки, связанной с дрейфом входных параметров, стремятся, чтобы эквивалентные сопротивления подключенных к входам резисторов были равны. В схеме инвертирующего усилителя сопротивление $R3$ стремятся выбрать равным эквивалентному сопротивлению резисторов $R1$ и $R2$, соединенных параллельно.

Схема неинвертирующего усилителя (рис. 9.17) содержит сопротивление $R2$ в цепи отрицательной обратной связи, но входной сигнал подается на неинвертирующий вход. Его принцип действия аналогичен принципу действия инвертирующего усилителя. Нетрудно показать, что для этой схемы:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}(1 + R_2/R_1) . \quad (9.14)$$

Стремятся, чтобы эквивалентное сопротивление, равное сопротивлению параллельно соединенных резисторов $R1$ и $R2$, было равно $R3$, и номинальные значения резисторов должны находиться в диапазоне $10 \div 1000$ кОм.

9.4.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Помимо усиления в схемах управления часто возникает необходимость преобразовывать сигналы управления по определенным функциям, таким как суммирование, перемножение, интегрирование, дифференцирование и др. Как правило, такие преобразователи строятся на основе интегральных микросхем, в большинстве случаев — ОУ (рис. 9.18).

Примером может служить сумматор на основе ОУ. Напряжение на выходе при равных значениях входных сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 \dots R_n = R$

$$U_{\text{вых}} = -\left(\frac{R_2}{R}\right) \sum_{i=1}^n U_{\text{вх}i} . \quad (9.15)$$

Для получения частотно-зависимых передаточных характеристик в цепи обратных связей вводятся реактивные элементы. Например, в схеме интегрирующего или дифференцирующего усилителя необходимо (см.рис. 9.16) заменить активные со-

противления $R1$ и $R2$ комплексными $Z_1(p)$ и $Z_2(p)$. Передаточная функция схемы на ОУ будет иметь вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} . \quad (9.16)$$

Существуют интегрирующий усилитель (рис. 9.19,а) с передаточной функцией

$$W(p) = -\frac{1}{pR_1C} \quad (9.17)$$

и дифференцирующий усилитель (рис. 9.19,б) с передаточной функцией

$$W(p) = -pCR_2 . \quad (9.18)$$

Подбирая различные значения $Z_1(p)$ и $Z_2(p)$, можно получать различные передаточные характеристики усилителя. Это свойство нашло широкое применение в системах автоматического регулирования в цепях коррекции динамических характеристик систем.

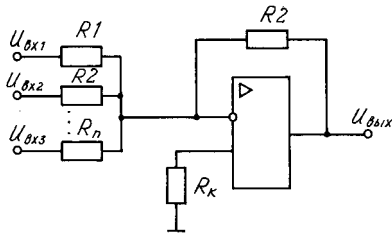
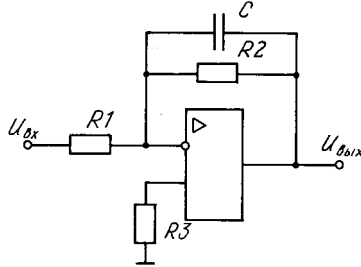
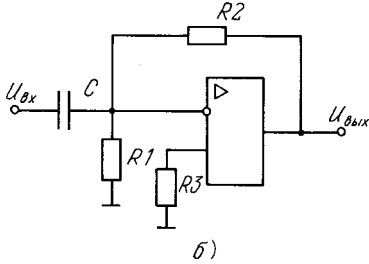


Рис. 9.18. Схема сумматора на ОУ



а)



б)

Рис. 9.19. Схема интегрирующего (а) и дифференцирующего (б) усилителя

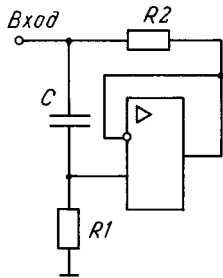
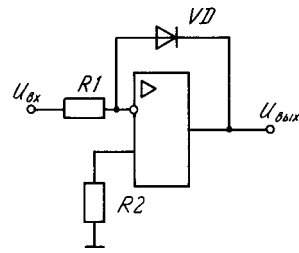
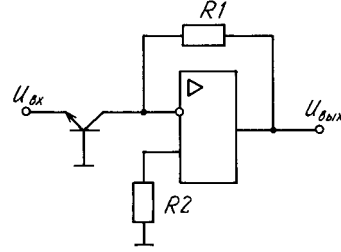


Рис. 9.20. Гиратор

Схемы интегрирующего и дифференцирующего усилителя могут использоваться как активные фильтры нижних и верхних частот. Усложняя передаточные функции $Z_1(p)$ и $Z_2(p)$, можно получать более сложные полосовые активные фильтры (в данном случае активными такие фильтры называют потому, что ОУ содержит источники питания и является активным элементом). Эти фильтры более эффективны, чем пассивные (на основе RLC -элементов), так как имеют повышенную доброт-



а)



б)

Рис. 9.21. Функциональные усилители: а – логарифмирующий; б – антилогарифмирующий

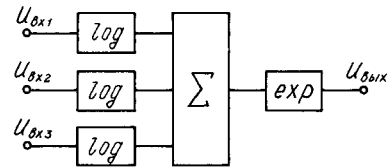


Рис. 9.22. Схема умножителя

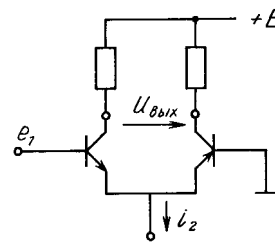


Рис. 9.23. Умножитель на дискретных транзисторах

ность и практически произвольную передаточную функцию.

В системах управления нецелесообразно применять индуктивные элементы, так как они имеют повышенные массогабаритные и стоимостные показатели по сравнению с емкостными элементами, кроме того электромагнитное поле, возникающее в индуктивностях, может вызывать помехи в других элементах схемы. Для исключения из схем индуктивных элементов применяют схемы, преобразующие

шие емкость конденсатора в индуктивность. Такая схема на ОУ называется *гиратором* (рис. 9.20). В этой схеме ток и напряжения на входе изменяются подобно току и напряжению в индуктивности. Эквивалентные индуктивность и добротность данной схемы определяются

$$L = CR_1R_2/(1 + \omega^2 C^2 R_2^2); \quad (9.19)$$

$$Q = \omega C/(1 + \omega^2 C^2 R_1R_2).$$

Основным недостатком гираторов являются ограниченность диапазона рабочих частот (десятки килогерц) и невозможность заземления выходной цепи.

Для осуществления функциональных преобразований (логарифмирование, антилогарифмирование, умножение, деление) используются различные методы, как правило, построенные на нелинейных ВАХ полупроводниковых приборов. Возможность таких преобразований совместно с линейными преобразователями (усилителями и сумматорами) позволяет реализовать любую функцию, аппроксими-

рованную степенным многочленом, дробно-рациональным выражением или рядом экспонент [95].

Логарифмирование и антилогарифмирование может осуществляться с помощью схем на ОУ с диодом или транзистором в цепи обратной связи (рис. 9.21).

Для перемножения или деления двух сигналов можно использовать схему (рис. 9.22), основанную на известном правиле преобразования операции умножения в операцию суммирования путем логарифмирования. Основным недостатком такой схемы является то, что все входные сигналы должны быть положительными и отличными от нуля. Более сложные схемы умножителей (рис. 9.23) могут осуществлять умножение двухполярного сигнала напряжения e_1 и однополярного тока i_2 . Отечественной промышленностью выпускаются интегральные схемы умножителей аналоговых сигналов, позволяющие создавать более компактные перемножители двухполярных сигналов.

Контрольные вопросы и задачи

1. Рассчитайте значения сопротивлений в схеме неинвертирующего усилителя (см. рис. 9.17), если входной сигнал имеет амплитуду $U_{вх\ max} = 0,1$ В, коэффициент усиления $K_y = 50$, допустимые значения входных и выходных токов $I_{вх\ max} = 10$ мА, $I_{вых\ max} = 20$ мА. Определить так же минимальное допустимое значение сопротивления нагрузки усилителя.
2. Рассчитайте параметры схемы сумматора трех аналоговых сигналов напряжения с максимальной амплитудой входных сигналов $U_{вх\ max} = 5$ В, допустимые значения входных и выходных токов $I_{вх\ max} = 10$ мА, $I_{вых\ max} = 20$ мА. Суммирование должно производиться по закону: $U_{вых} = 5U_{вх1} + 3U_{вх2} + 12U_{вх3}$.
3. Рассчитайте схему интегрирующего усилителя (см. рис. 9.19) с постоянной интегрирования равной 0,1, если входное напряжение имеет амплитуду $U_{вх\ max} = 5$ В, допустимые значения входных и выходных токов $I_{вх\ max} = 15$ мА, $I_{вых\ max} = 50$ мА.
4. Какова должна быть схема обратных связей ОУ, чтобы он имел

$$Z(p) = \frac{1 + 0,0025p}{1 + 0,00005p^2} ?$$
5. Синтезируйте структурную схему возведения аналогового сигнала в третью степень, используя узлы логарифмирования, антилогарифмирования, суммирования и усиления.

9.5. ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ

9.5.1. УПРАВЛЕНИЕ БИПОЛЯРНЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

Формирователями импульсов управления (ФИУ) называется особый класс усилителей, предназначенных для усиления информационного сигнала управления до сигнала с параметрами, необходимыми для гарантированного включения и выключения полупроводникового ключа. Помимо требований к мощности сигнала управления ключом, часто предъявляются требования к форме сигнала, поэтому иногда ФИУ называют *усилителем-форми-*

рователем импульсов управления. Схемотехника ФИУ в первую очередь зависит от типа управляемого прибора. Особенности схемотехники ФИУ определяются статическими и динамическими свойствами соответствующего типа прибора (см. гл. 7).

Основными требованиями, предъявляемыми к ключу на биполярном транзисторе, являются гарантированное насыщение транзистора током базы, обеспечивающее беспрепятственное протека-

ние тока коллектора на интервале, когда транзистор должен быть включен, и снижения тока утечки на интервале, когда транзистор должен быть выключен. Идеальная форма базового тока i_B и напряжения база-эмиттер U_{BE} биполярного транзистора представлены на рис. 9.24 [81].

При реализации такого импульса необходимо учитывать следующее:

- повышенная амплитуда тока базы при включении обеспечивает снижение времени задержки на включение;

- биполярный транзистор включается током, поэтому ФИУ должен соответствовать источнику тока, а не источнику напряжения (это приводит к снижению потерь на управление);

- после включения ток базы снижается, в результате чего накопленный в базе заряд уменьшается (это приводит к снижению времени для следующего выключения);

- импульс обратного тока базы при выключении приводит к более быстрому спаду тока коллектора i_C , т.е. к более быстрому выключению;

- после выключения обратное напряжение база-эмиттер U_{BE} обеспечивает повышение допустимого напряжения коллектор-эмиттер U_{CE} и снижает ток утечки транзистора.

На практике необязательно осуществлять такое сложное управление, требующее дополнительных устройств в цепях ФИУ. Требования к сигналу управления определяются требованиями к быстродействию ключа (рабочая частота коммутаций)

и к потерям в нем. Проблема в создании ФИУ биполярных транзисторов состоит еще и в том, что не всегда возможно соединение „земли” системы управления и эмиттера транзистора. Часто нагрузка подключается к эмиттеру транзистора (рис. 9.25). В этом случае необходимость гальванической развязки между цепями системы управления и силовой схемой является обязательной функцией ФИУ.

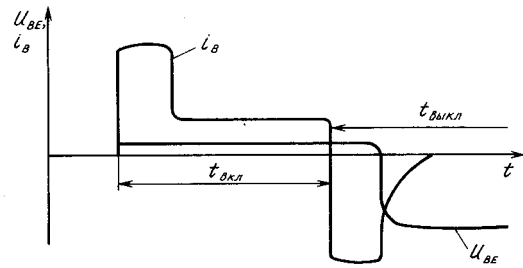


Рис. 9.24. Идеальный импульс управления биполярным транзистором

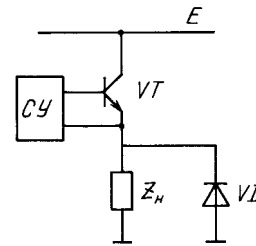


Рис. 9.25. Схема включения нагрузки транзистора в цепь эмиттера

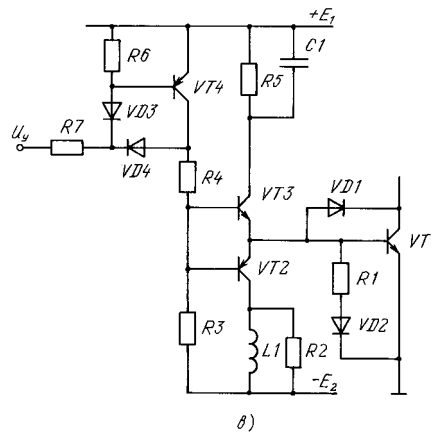
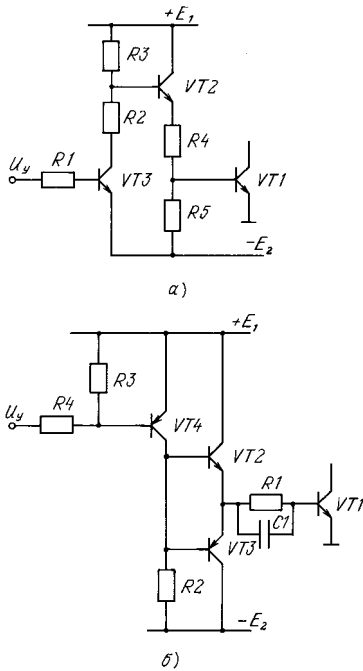


Рис. 9.26. ФИУ биполярного транзистора:
 а – схема транзисторного усилителя;
 б – схема на парных транзисторах;
 в – схема, контролирующая время включения и выключения

Простейшая схема ФИУ биполярного транзистора представлена на рис. 9.26,а. В схеме реализован усилительный каскад с двумя дополнительными транзисторами для увеличения маломощного сигнала микросхемы до необходимого значения и источником отрицательного напряжения для создания в моменты паузы (когда ключ выключен) отрицательного смещения. Это способствует более полному и более надежному запирающему транзистора. Для уменьшения потребляемой ФИУ мощности применяют парные (комплементарные) транзисторы $VT2$, $VT3$, работающие попеременно (рис. 9.26,б). Когда импульс управления отсутствует ($U_{упр} = 0$), транзистор $VT4$ открыт, и через его коллектор протекает отпирающий ток базы $VT2$. Силовой тран-

зистор $VT1$ открывается усиленным током коллектора транзистора $VT2$. Транзистор $VT3$ при этом заперт, так как его эмиттер имеет отрицательный потенциал относительно базы. Через конденсатор $C1$ проходит ток базы силового транзистора, обеспечивая бросок тока для его быстрого включения. В момент поступления импульса от микросхемы управления транзисторы $VT4$ и $VT2$ закрываются, а транзистор $VT3$ включается напряжением конденсатора $C1$, который разряжаясь обеспечивает запирающий базовый ток силового транзистора.

Реально схемы ФИУ биполярных транзисторов могут быть более сложными и обеспечивать условия контроля скорости включения и выключения силовых транзисторов (рис. 9.26,в).

9.5.2. УПРАВЛЕНИЕ ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Особенности управления полевым транзистором связаны, во-первых, с тем, что при постоянном напряжении затвор-исток U_{GS} через затвор протекает незначительный ток (примерно несколько наноампер), во-вторых на процессы включения и выключения значительное влияние оказывает входная емкость транзистора, скорость перезаряда которой определяет время включения и выключения транзистора. Управление БТИЗ аналогично полевому транзистору, так как конструктивно затвор БТИЗ аналогичен затвору МОП-транзистора.

Поэтому основные принципы управления полевым транзистором аналогичны принципам управления БТИЗ.

Полевым транзистором можно управлять выходным сигналом микросхемы системы управления, напряжением 5–15 В и током менее ста миллиампер (рис. 9.27,а). Однако для управления мощными транзисторами применяют усилители, схема которых соответствует схеме двухтактного эмиттерного повторителя на парных биполярных транзисторах (рис. 9.27,б). В этой схеме биполярные транзисторы

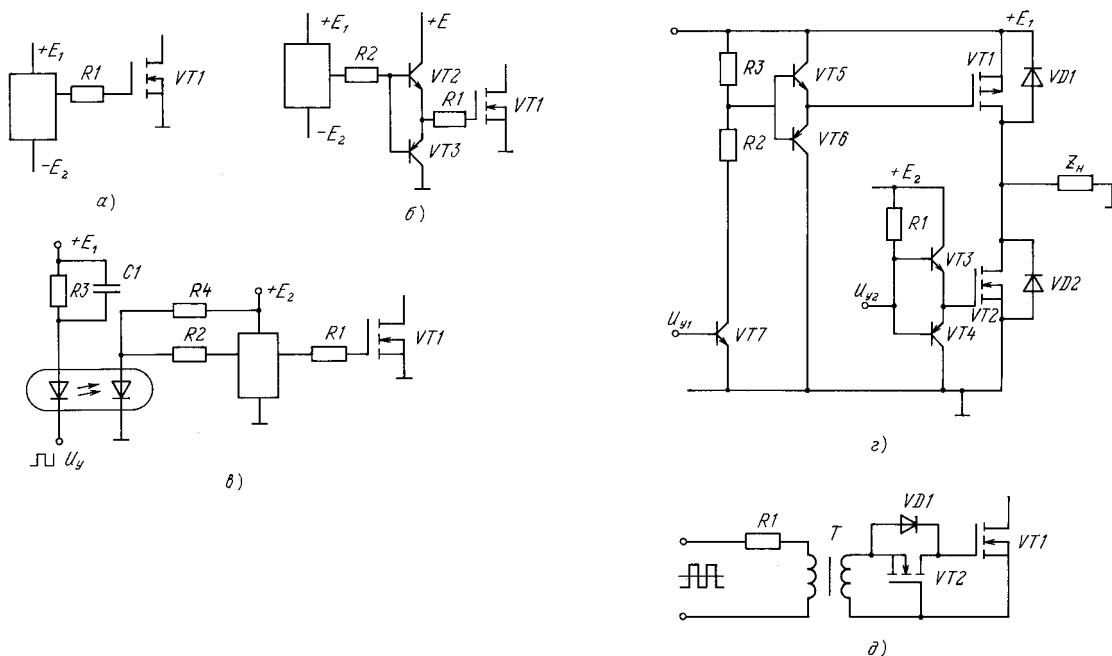


Рис. 9.27. ФИУ полевого транзистора: а – управление от ИМС; б – усилитель на парных транзисторах; в – схема подключения специальной ИМС для управления полевым транзистором; г – двухтактный ключ на МДП транзисторах; д – схема с гальванической развязкой через импульсный трансформатор

в активном режиме играют роль источников тока для более быстрого перезаряда входной емкости МОП-транзистора. Очень малые времена переключения могут обеспечиваться специальной быстродействующей ключевой микросхемой (рис. 9.27, в), которая способна переключать ток около одного

ампера за десятки наносекунд. В этой схеме просто организуется и гальваническая развязка посредством оптопары. Кроме того, применяют более сложные ФИУ, например двухтактную схему (рис. 9.27, з) или с использованием импульсного трансформатора (рис. 9.27, д) [81].

9.5.3. УПРАВЛЕНИЕ ТИРИСТРОМ

Схема управления тиристором подает на управляющий электрод импульсы только на включение. Подача импульса должна происходить тогда, когда напряжение анод-катод тиристора положительно, в противном случае включение не произойдет. Идеальный импульс на включение (рис. 9.28) должен иметь большую скорость нарастания тока при включении и повышенную амплитуду в начальный момент, что ускоряет процесс включения и снижает вероятность выхода его из строя из-за повышенной скорости нарастания анодного тока di_A/dt . После завершения процесса включения импульс управления желательно „обнулить”, так как продолжительный импульс увеличивает потери мощности в тиристоре. Однако необходимо учитывать, что при наличии в нагрузке индуктивной составляющей процесс включения затягивается, и в этом случае импульс должен иметь повышенную длительность для гарантированного включения.

Типовая схема управления тиристором, использующая импульсный трансформатор, представлена на рис. 9.29, а. Диод $VD1$ и стабилитрон $VD2$ обеспечивают перемагничивание трансформатора и предотвращают перенапряжение на транзисторе $VT1$. Резистор $R1$ ограничивает ток управляющего электрода тиристора $VS1$ и одновременно ток коллектора транзистора $VT1$. Резистор $R2$ защищает тиристор от самопроизвольного включения помехами, а диод $VD3$ предотвращает появление отрицательного напряжения на управляющем электроде тиристора $VS1$.

Запираемый тиристор выключается импульсом отрицательного тока управляющего электрода. Схема драйвера для двухоперационного тиристора значительно сложнее, чем для однооперационного, и по топологии близка к схемам ФИУ биполярного транзистора (рис. 9.30).

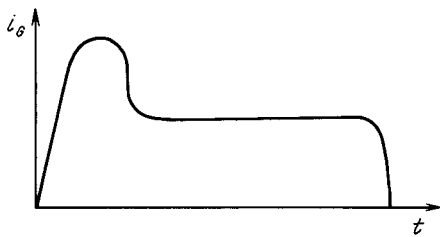


Рис. 9.28. Идеальный импульс управления тиристором

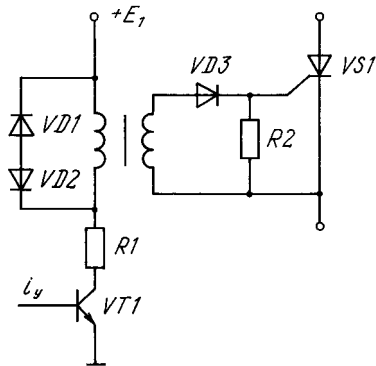


Рис. 9.29. ФИУ обычного тиристора

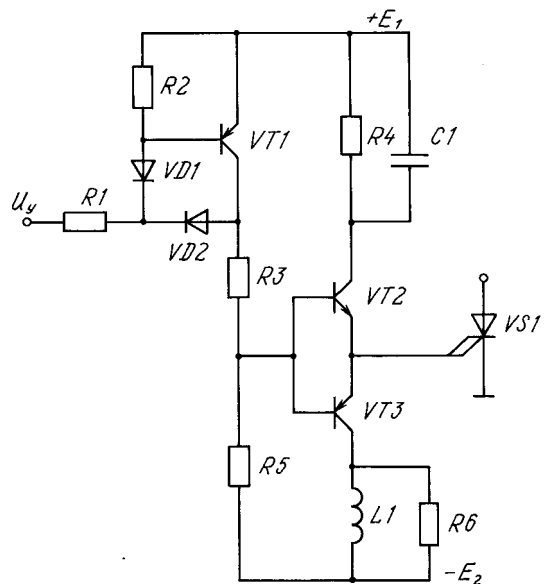


Рис. 9.30. ФИУ запираемого тиристора

Контрольные вопросы и задачи

- Объясните, почему идеальный импульс управления биполярным транзистором имеет такую сложную форму, как на рис. 9.24?
- Рассчитайте сопротивления в схеме рис. 9.26,а, если коэффициенты усиления по току транзисторов $VT1$, $VT2$, $VT3$ равны $\beta_1 = 5$, $\beta_2 = 15$, $\beta_3 = 35$ соответственно, источники напряжения $E_1 = 30$ В, $E_2 = -10$ В, амплитуда импульсов управления $U_y = 5$ В, при максимальном токе 100 мА, ток нагрузки $I_n = 30$ А.
- Рассчитайте сопротивления в схеме рис. 9.26,б, если коэффициенты усиления по току транзисторов $VT1$, $VT2$, $VT3$, $VT4$ равны $\beta_1 = 7$, $\beta_2 = 10$, $\beta_3 = 10$ и $\beta_4 = 50$ соответственно, источники напряжения $E_1 = 40$ В, $E_2 = -15$ В, амплитуда импульсов управления $U_y = 15$ В при максимальном токе 20 мА. При включении необходимо создать бросок тока базы транзистора $VT1$ длительностью 5 мкс и превышающий номинальный ток в два раза; ток нагрузки $I_n = 50$ А.
- Каким основным преимуществом обладают полевые транзисторы по сравнению с биполярными построения ФИУ?
- Объясните принцип действия схемы на рис. 9.27,г.
- Рассчитайте параметры ФИУ тиристора (см. рис. 9.29), если ток управляющего электрода тиристора $I_G = 15$ А, напряжение источника питания $E_1 = 30$ В, ток базы транзистора $i_B = 0,5$ А, коэффициент усиления транзистора по току $\beta_{VT1} = 10$.
- Объясните принцип действия схемы управления двухоперационным тиристором (см. рис. 9.30).

9.6. ГЕНЕРАТОРЫ И РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

9.6.1. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

В схемах систем управления часто используются генераторы сигналов различного вида. Существуют специальные интегральные схемы генераторов прямоугольных сигналов, линейно изменяющихся сигналов, гармонических сигналов и т. д. Однако более традиционными являются схемы на основе ОУ и интегральных компараторов.

Рассмотрим схему и диаграммы напряжения генератора прямоугольных импульсов (называемого так же мультивибратором) на ОУ (рис. 9.31,а). Допустим, в первый момент конденсатор C разряжен, а выходное напряжение равно E (положительная обратная связь обеспечивает два устойчивых состояния E и $-E$) (рис. 9.31,б). Конденсатор начинает заряжаться через резистор $R1$, напряжение конденсатора стремится к E , а напряжение на неинвертирующем входе ОУ определяется резистивным делителем $R2$, $R3$. В момент равенства напряжений на входах схема меняет состояние, и напряжение на выходе становится равным $-E$, а конденсатор начинает перезаряжаться до напряжения обратной полярности. Далее процессы переключения повторяются. Частота импульсов определяется постоянной времени перезаряда конденсатора $\tau = R_1 C$ и соотношением сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$

$$f = \frac{1}{2R_1 C \ln(1 + 2R_3/R_2)}. \quad (9.20)$$

Принцип работы мультивибратора на основе интегральной схемы компаратора (рис. 9.31,в) аналогичен работе генератора прямоугольных импульсов на ОУ.

Существуют так же схемы генераторов однополярных импульсов, генераторы с переменной частотой и с переменной скважностью [95].

Разновидностью генераторов импульсов является схема ждущего мультивибратора или одновибратора. Отличие от мультивибратора заключается в том, что такая схема (рис. 9.32) имеет одно устойчивое состояние. При поступлении на вход схемы короткого запускающего импульса $U_{\text{зап}}$, схема переходит в неустойчивое состояние (при этом формируется выходной сигнал) и остается в этом состоянии определенное параметрами схемы время. Затем схема возвращается в устойчивое состояние. Одновибраторы применяются для формирования импульсов управления определенной длительности.

Основой генераторов синусоидальных сигналов является так называемый мост (полумост) Вина (рис. 9.33,а), имеющий экстремум передаточной характеристики (рис. 9.33,б). Генератор на основе ОУ (рис. 9.33,в), содержащий полумост Вина, вырабатывает синусоидальный сигнал частотой

$$\omega = \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

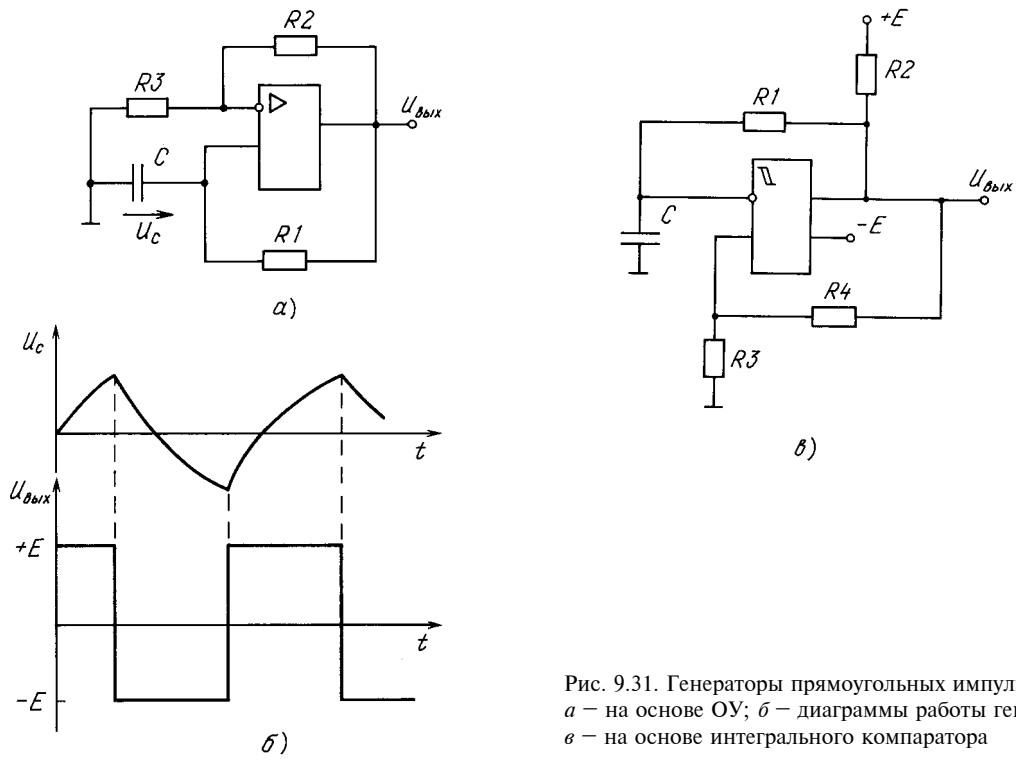


Рис. 9.31. Генераторы прямоугольных импульсов:
а – на основе ОУ; б – диаграммы работы генератора на ОУ;
в – на основе интегрального компаратора

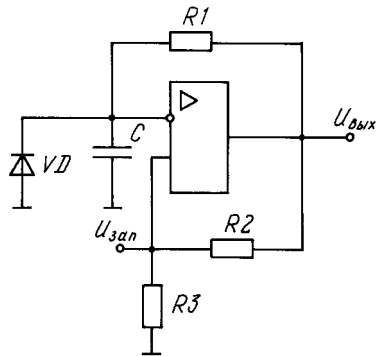


Рис. 9.32. Одновибратор на ОУ

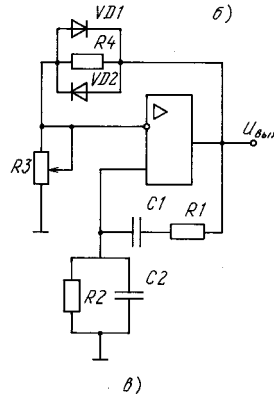
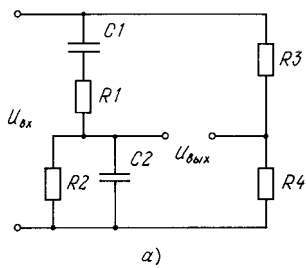
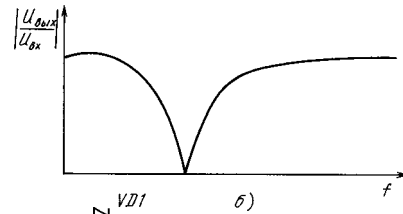


Рис. 9.33. Генератор синусоидальных колебаний:
а – полумост Вина; б – передаточная характеристика полумоста Вина;
в – схема генератора синусоидальных колебаний на ОУ

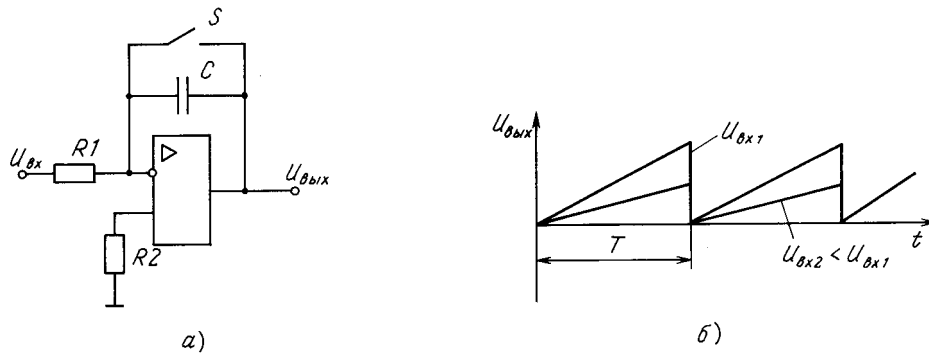


Рис. 9.34. ГПН:
а – схема на ОУ; б – диаграммы выходного напряжения

Часто в системах управления применяют схемы генераторов линейно изменяющихся сигналов или генераторов пилообразного напряжения (ГПН). Простейший ГПН (рис. 9.34,а) может быть построен на основе интегрирующего усилителя, на вход которого подается постоянное напряжение. Принцип работы ГПН базируется на том, что интеграл постоянной величины есть линейная функция. Ключ (функции которого выполняет транзистор)

необходим для периодического разряда конденсатора C . Подавая различное по значению напряжение на вход, можно получать различные формы выходных сигналов (рис. 9.34,б). Подавая на вход импульсное двухполярное напряжение, можно обойтись без ключа, но при этом необходимо помнить, что наличие постоянной составляющей входного сигнала приведет к смещению выходного сигнала относительно нулевого уровня.

9.6.2. РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

Импульсы управления в системах управления обычно разделяются по разным каналам, в зависимости от числа приборов и числа фаз в аппарате (как правило в многофазных системах число электронных ключей значительно больше чем в однофазных). Однако сигналы управления формируются одним задающим устройством, а впоследствии распределяются по приборам. Например, если в однофазной системе работают два полупроводниковых ключа (каждый работает одну полуволну напряжения), то сдвиг фаз сигналов управления ключами должен быть равен π . В трехфазной аналогичной системе (если работает 6 ключей) сдвиг фаз сигналов управления равен $\pi/3$. Таким образом, в электронных аппаратах необходимы устройства распределения импульсов управления между отдельными каналами управления.

Большинство распределителей импульсов выполняется на основе счетчиков и регистров. Функции простейшего счетчика может выполнять T -триггер (см. п.9.3). Если на вход T -триггера подать последовательность импульсов, то на его выходах формируются последовательности импульсов с частотой в два раза меньше и сдвинутые на полпериода. Последовательное соединение n -счетных триг-

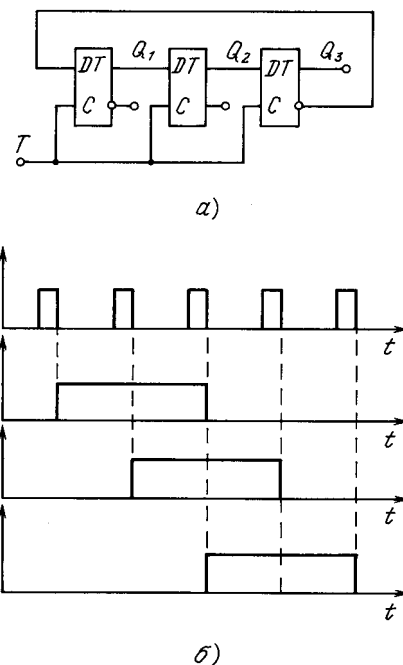


Рис. 9.35. Трехфазный распределитель импульсов:
а – схема; б – диаграммы работы

геров позволяет распределять импульсы по 2^n каналам соответствующими дешифраторами.

Распределители импульсов на основе регистровых схем содержат кольцевые сдвигающие регистры или регистры с перекрестными связями. На рис. 9.35,а показана схема трехфазного регистра с перекрестными связями, выполненного на D-триггерах. При поступлении тактовых импульсов схема принимает последовательно шесть устойчивых со-

стояний. При этом на выходе каждого триггера формируются импульсы длительностью полпериода и частотой $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВХ}}/6$, где $f_{\text{ВХ}}$ — частота тактовых импульсов, поступающих на вход распределителя (рис. 9.35,б). Выходные сигналы на прямых и инверсных выходах в этой схеме образуют системы смещенных на $1/6$ периода импульсов управления, что соответствует алгоритмам управления полупроводниковыми ключами в трехфазных устройствах.

Контрольные вопросы и задачи

1. Определите номинальные параметры элементов схемы генератора прямоугольных импульсов (см.рис. 9.31,а), если ОУ питается от симметричного источника напряжения $E \pm 10$ В, частота выходного сигнала $f_{\text{ВЫХ}}$ должна быть 100 кГц, скважность $q = 2$.
2. Решите задачу п.1 для схемы на основе интегрального компаратора (рис. 9.31,б).
3. Рассчитайте параметры схемы генератора синусоидального сигнала с амплитудой $U_m = 7$ В и частотой $f = 10$ кГц (рис. 9.33,в).
4. Какой формы и амплитуды сигнал необходимо подать на интегратор (см.рис. 9.34), чтобы получить на выходе сигнал пилообразной формы с амплитудой $U_m = 10$ В и частотой 20 кГц? Параметры схемы: $R_1 = 25$ кОм, $C = 30$ мкФ.

Глава десятая МИКРОПРОЦЕССОРЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

10.1. МИКРОПРОЦЕССОРЫ, УСТРОЙСТВА С МИКРОПРОЦЕССОРАМИ

10.1.1. МИКРОПРОЦЕССОР, ЕГО СТРУКТУРА И ФУНКЦИИ

По составу слова „микропроцессор” можно догадаться, что это миниатюрный процессор. Появление микропроцессоров (МП) стало возможным только с развитием интегральной микросхемотехники, когда сложную электронную схему центрального процессора удалось выполнить на маленьком кристалле кремния, расположив на ней более двух тысяч транзисторов. Однако, появление микропроцессора ознаменовало не только успехи в интегральной микросхемотехнике, но и принципиально новый подход к решению многих задач во всех областях техники. Сегодня инженер имеет возможность обеспечить свои разработки – будь то электрический утюг или прокатный стан – миниатюрным, надежным, быстродействующим устройством управления, в которое вложена немалая доля его интеллекта. Та легкость, с которой можно менять и совершенствовать алгоритм управления, определена заложеной во втором корне этого слова сущностью микропроцессора: процессор – программно-управляемое устройство, выполняющее арифметические и логические операции.

Автоматизировать расчетные работы, представляющие собой набор арифметических операций над числами, стремились многие умы начиная со средних веков. Механические устройства, производящие четыре арифметических действия, дошли и до наших дней. В отличие от них, процессор способен осуществлять эти действия в заданной последовательности, поочередно выполняя предписанные заранее операции над числами. Содержание операций и их последовательность определяются программой, заранее введенной в процессор.

Считается, что идея процессора принадлежит Ч. Бебиджу (1792–1871 гг.), а ее появление связывают с серединой 30-х годов прошлого столетия, когда Ч. Бебидж изложил ее публично. Сохранилась структурная схема процессора, которая до наших дней не претерпела серьезных изменений (рис. 10.1), изменилась только используемая терминология. „Устройство для производства арифметических действий над числами” или „Фабрика чисел” теперь называют *арифметико-логическим устройством* (АЛУ) и представляют *основную часть процессора*. Особенностью АЛУ является то, что под воздействием „устройства, управляющего действиями машины в нужной последовательности” или, иначе говоря,

устройства управления (УУ), АЛУ может менять действия над числами. Порядок действий определяется программой, вводимой в УУ, например, в виде набора отверстий на перфоленте. В составе процессора отсутствуют еще два элемента блок-схемы, без которых он практически не используется, – это „устройство ввода и вывода чисел” (УВВ) и „хранилище чисел”, которое называют сейчас *памятью* или *запоминающим устройством* (ЗУ). Как следует из названий, эти устройства предназначены для ввода исходных данных, вывода результатов и хранения промежуточных результатов.

Ч. Бебиджу не удалось увидеть воплощение своих замыслов. Лишь в 1806 г. его сын демонстрировал специалистам некоторые части процессора. На сложение двух чисел уходило 2 с, а умножение растягивалось на минуты. Спустя столетие в 1936 г. в Германии появляется полная механическая вычислительная машина, включающая в себя процессор, УВВ и ЗУ. Тогда же появляется первый язык для написания программ к этой машине. Эта работа была выполнена под руководством К. Цузе. С этого времени начинается стремительное развитие процессоров, как основного звена вычислительных машин. В 1938 г. под руководством того же К. Цузе был создан процессор на электромагнитных реле и быстродействие улучшилось в десятки раз. С 1946 г. появилась первая ламповая машина ENIAC (США) и быстродействие возросло еще на два порядка. Уже в 1955 г. появляются транзисторные процессоры, а в начале 60-х годов для построения процессоров применяются интегральные микросхемы. Сам процессор располагается на одной или нескольких платах с микросхемами. Быстродействие возрастает еще на три порядка по сравнению с ламповыми процессорами.

Несмотря на неизменную структурную схему (см.рис. 10.1.) процессора и сопряженных с ним устройств, внутренняя организация ее элементов сильно изменилась.

Во-первых, процессоры, начиная с машин К.Цузе, используют двоичную арифметику, т. е. представление чисел не как суммы степеней цифры 10, а как суммы степеней цифры 2, умноженной на соответствующую цифру:

$$N = a_1 2^0 + a_2 2^1 + a_3 2^2 + a_4 2^3 + \dots + a_{n+1} 2^n.$$

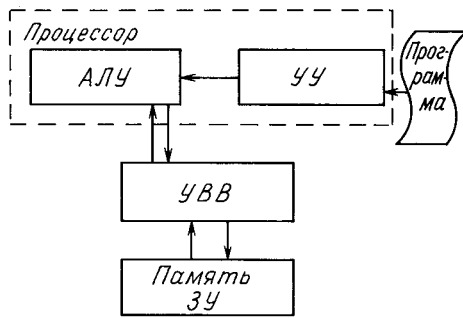


Рис. 10.1. Структурная схема процессора

Каждый разряд двоичного числа $a_1, a_2 \dots a_{n+1}$ может принимать только два значения 0 и 1. Все действия процессор выполняет с двоичными числами. Во-вторых, оказалось возможным реализовать с помощью АЛУ логические функции алгебры Буля (*и, или, не, исключающее или* и т. п.) над разрядами двоичных чисел. В-третьих, всеобщей стала структура фон Неймана, когда данные и программа записываются в одно и то же ЗУ и используется один и тот же механизм для обмена данными между АЛУ и ЗУ и между УУ и ЗУ.

Для появления микропроцессора, объединяющего все элементы процессоров в одной микросхеме, необходима была развитая технологическая база микросхемотехники, которая позволяла бы создавать схемы с тысячами транзисторов на одном кристалле. Такая технологическая база появилась в конце 60-х годов. Необходимо также было понимание того, что программно-управляемая логика (т. е. процессоры) при реализации сложных функций оказывается эффективнее и проще в исполнении, чем жесткая логическая схема для реализации тех же функций. Последнее утверждение несправедливо при реализации простых логических функций. Чтобы создать устройство, складывающее два целых числа вовсе не нужен микропроцессор, можно обойтись несложной электронной схемой сумматора. Если же мы потребуем выполнения более сложных действий (например, вычисление синуса в пространстве действительных чисел) или последовательного выполнения сразу многих простейших действий, то программная реализация с помощью универсального арифметико-логического устройства окажется предпочтительнее.

Именно эти соображения руководили М. Хоффом, сотрудником фирмы INTEL, когда в 1969 г. поступило предложение одной из японских фирм

разработать комплект микросхем с жесткой логикой для выполнения всех действий и вычисления всех функций универсальным микрокалькулятором. Реализация проекта предусматривала разработку 12 микросхем на 2 тыс. транзисторов в каждой, причем каждая микросхема выполняла ограниченную часть всех функций. Однако М. Хофф предложил использовать лишь одну универсальную микросхему с программным управлением, выполняющую все эти функции. Единственным недостатком проекта М. Хоффа было увеличение времени выполнения операций, что неизбежно при последовательной программной реализации. Но этот недостаток оказался несущественным: для нас не имеет значения время вычисления того же синуса, если оно в пределах 0,1 с: 10 мкс и 100 мс — для человека все это одинаково быстро.

Уже в 1971 г. проект М. Хоффа был реализован фирмой INTEL в виде микропроцессора, получившего название INTEL 4004, выполняющего 46 команд с четырехразрядными двоичными числами и содержащего 2250 транзисторов. Появившись в микрокалькуляторах микропроцессоры стали применяться в различных устройствах, вытесняя жесткие логические схемы.

Широкому распространению микропроцессоров предшествовал скачок в технологии изготовления интегральных микросхем с большим количеством элементов, позволявший добиться двух противоположных целей: улучшения надежности и уменьшения стоимости микропроцессоров. Надежность микропроцессоров определяется сущностью интегральной технологии как полностью автоматизированного процесса с контролем всех воздействующих на него параметров. Конкурентная борьба заставляет искать пути снижения затрат на изготовление микропроцессоров. В 1974 г. фирма INTEL выпустила более совершенный 8-разрядный микропроцессор INTEL 8080, а в 1974 г. аналогичный по параметрам микропроцессор M6800 изготовила для продажи фирма Motorola. Ныне 8-разрядные процессоры этого класса стоят несколько долларов, а новые 32-разрядные, производящие миллионы и десятки миллионов операций в секунду — десятки и сотни долларов. Тем не менее свое техническое применение находит вся гамма выпущенных микропроцессоров: четырехразрядные типа INTEL 4004 управляют светодиодами на перекрестках, а на базе мощных 32-разрядных строят быстродействующие компьютеры.

10.1.2. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Не стоит долго обсуждать тот факт, что сам по себе микропроцессор без устройств, обеспечивающих его взаимодействие с внешним миром, не представляет никакой пользы. Данные и программа их обработки поступают от внешних источников информации; результаты обработки тоже так или иначе воспринимаются внешними устройствами. Кроме того, без ЗУ самому микропроцессору негде хранить программу и некуда посылать результаты промежуточных вычислений. Все вместе: микропроцессор, содержащий АЛУ и УУ, память, необходимые устройства ввода-вывода представляют собой микропроцессорное устройство (МПУ), способное автономно принимать, обрабатывать и передавать информацию (рис. 10.2). В зависимости от того, какие задачи ставятся перед МПУ, в его состав включают различные УВВ, наделяют памятью того или иного объема, наконец, применяют более или менее мощный микропроцессор. Если МПУ представляет собой персональный компьютер, то в числе УВВ должны быть обязательно устройства связи с пользователем: обычно это клавиатура и дисплей. Такое МПУ требует достаточно большого объема памяти для данных и программ и достаточно мощный (по числу команд и быстродействию) микропроцессор. Если же МПУ управляет каким-либо оборудованием, например, по заданной программе переключает сигналы светофора, ему нужны только соответствующие коммутаторы в качестве УВВ, минимум памяти для несложной программы и самый простейший микропроцессор. Обычно такие МПУ называются микропроцессорными контроллерами, или просто микроконтроллерами.

Устройство ввода и вывода, связывающее МПУ с внешним миром, обычно делят на две части: *интерфейс* и само *внешнее* или *периферийное устройство* (рис. 10.3). Интерфейс (англ. interface – средство сопряжения) предназначен для преобразования сигналов от МП в сигналы, воспринимаемые внешним устройством и наоборот. Часть интерфейса, непосредственно воспринимающая сигналы МП и передающая ему сигналы, называется *портом* УВВ. В зависимости от того, какое устройство связывается с МП, интерфейсы могут разделяться как по принципу передачи информации, так и по ее виду. Если интерфейс служит для передачи или приема данных в цифровой форме, то это обычно параллельный или последовательный интерфейс. *Параллельный интерфейс* передает или принимает сразу все двоичные разряды числа (количество же разрядов в числе конечно ограничено),

а *последовательный интерфейс* растягивает передачу или прием во времени, передавая последовательно разряд за разрядом или бит за битом.

На рис. 10.4 показана схема УВВ микропроцессорного устройства, представляющего собой персональный компьютер, который содержит дисплей для вывода символов и графических изображений, клавиатуру для ввода символов и команд, и печатающее устройство. В этом случае схема УВВ достаточно проста, поскольку все эти устройства соединяются с помощью стандартных последовательных и параллельных интерфейсов.

В микропроцессорных контроллерах, управляющих оборудованием, набор внешних устройств гораздо более широкий. Для их реализации требуется гораздо больше различных интерфейсов. Рассмотрим схему подключения внешних устройств микропроцессора регулятора частоты вращения двигателя постоянного тока с защитой по температуре перегре-

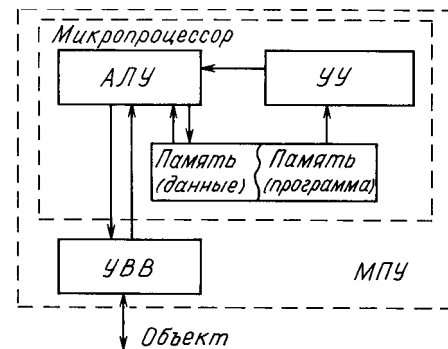


Рис. 10.2. Структурная схема процессорного устройства

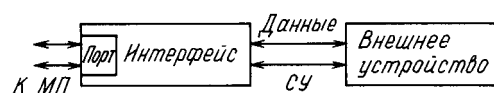


Рис. 10.3. Устройство ввода-вывода

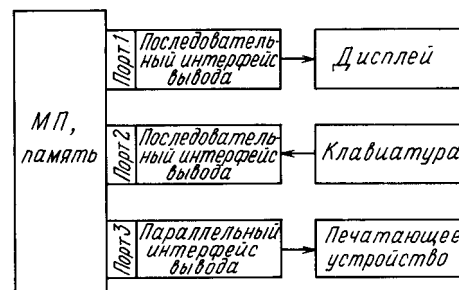


Рис. 10.4. Структурная схема персонального компьютера как МПУ

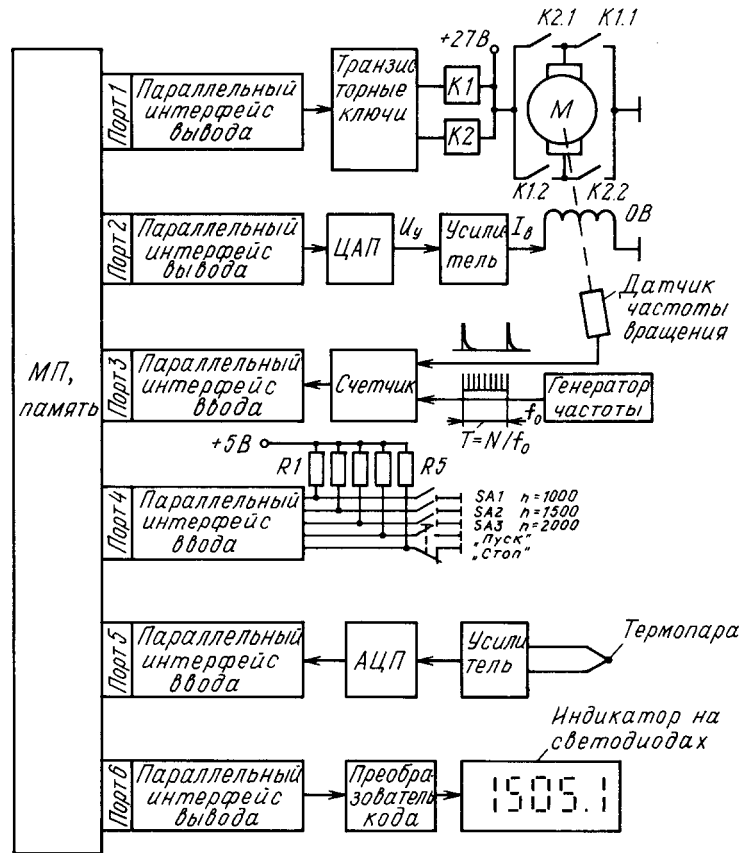


Рис. 10.5. МПУ управления двигателем постоянного тока

ва. Общая схема такого МПУ показана на рис. 10.5. Чтобы двигатель подключить к источнику питания и выбрать направление вращения, надо включить одно из реле $K1$ или $K2$. Обмотки реле потребляют достаточно большую мощность, поэтому их невозможно непосредственно подключить к параллельному интерфейсу, приходится ставить промежуточные усилители — транзисторные ключи. Когда оба реле $K1$ и $K2$ обесточены — двигатель стоит. Подключение одного из реле пускает двигатель в том или другом направлении. Можно регулировать частоту вращения двигателя, меняя ток I_B возбуждения в независимой обмотке возбуждения $0В$. Чтобы плавно изменять I_B , на выход соответствующего параллельного интерфейса следует подключить цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), преобразующий цифровой код в пропорциональное ему напряжение U_y . Но сигнал с выхода ЦАП не достаточно мощный, его приходится усиливать транзисторным усилителем аналоговых сигналов и только тогда подавать в $0В$.

Обратная связь по частоте вращения двигателя осуществляется с помощью датчика частоты вращения, дающего на своем выходе сигнал, частота которого пропорциональна частоте вращения вала двигателя. Этот сигнал преобразуют в импульсную форму, сохраняя при этом его частоту, и подают на вход электронного счетчика импульсов. Кроме того, на другой вход счетчика подают импульсы стабильной частоты f_0 , на 2–3 порядка превышающей частоту сигнала с датчика частоты вращения. Счетчик подсчитывает число импульсов N частоты f_0 , появляющиеся между двумя соседними импульсами с датчика, и передает число N через параллельный интерфейс в МП. Микропроцессор рассчитывает период вращения двигателя $T = N/f_0$, использует это значение для управления током возбуждения и выводит его на индикатор.

Внешнее управление поддерживаемой частотой вращения осуществляется с помощью ключей $K1$, $K2$ и $K3$. При замыкании того или иного ключа МП через параллельный интерфейс получает сигнал

о задаваемой частоте вращения. Микропроцессор периодически опрашивает порт 4 и следит, не изменилось ли состояние этих переключателей.

Чтобы контролировать тепловой режим работы двигателя, в него введена термопара. Сигнал с термопары, составляющий несколько милливольт, следует усилить, чтобы измерить его с помощью *аналого-цифрового преобразователя* (АЦП). АЦП преобразует напряжение, пропорциональное температуре, в соответствующий цифровой код, а код через параллельный интерфейс становится доступным МП.

Для индикации режимов работы (например частоты) обычно применяется цифровой индикатор на светодиодах, высвечивающий те числа, коды кото-

рых передаются через порт 6 и параллельный интерфейс. Для преобразования двоичного кода в изображение соответствующих ему цифр необходим преобразователь кода в виде микросхемы.

Рассмотренное МПУ не исчерпывает всех возможных интерфейсов, применяемых в микропроцессорных контроллерах, но позволяет почувствовать их многообразие. МПУ в электроаппаратостроении имеют свои специфические интерфейсы, схемы их подключения к объектам и программы обработки данных. С этих позиций будут рассмотрены в следующей главе схемы электрических аппаратов с МПУ, а прежде следует ознакомиться, в общих чертах, с применяемыми и перспективными конструкциями микроконтроллеров.

10.1.3. КОНСТРУКЦИИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ

Схема микропроцессорного устройства может быть смонтирована на одной или нескольких платах. В тех случаях, когда конструкторы стремятся создать универсальный микропроцессорный контроллер, они разрабатывают отдельно плату с микропроцессором и памятью, отдельно платы со слаботочными преобразователями — ЦАП, АЦП, счетчиками и т. д. и интерфейсами. Каждая из этих плат имеет разъем, через который подводятся и выводятся данные и сигналы управления. Кроме того, создается конструкция, состоящая из ряда ответных частей разъемов плат, установленных на основание и называемая *корзиной*. Разъемы на корзине соединяют так, чтобы обеспечить правильный обмен данными и сигналами управления между микропроцессором и интерфейсными платами. Кроме того, на корзину монтируют источники питания, а провода от них разводят по разъемам корзины, обеспечивая таким образом, электропитание всех плат. Силовые элементы электросхем

(ключи, усилители мощности, реле, тиристоры) также монтируют на отдельных платах и стремятся, по возможности, поместить их в ту же корзину. Связь силовых плат с их интерфейсами приходится обеспечивать обычно не через корзину, а внешними соединениями. Через разъемы корзины подводится электропитание силовых плат. Для МПУ, структурная схема которого представлена на рис. 10.5, на рис. 10.6 показана схема реализации в виде многоплатного контроллера. Силовые платы здесь также помещены в корзину, но соединены они со своими интерфейсами внешними кабелями. Набор плат с различными преобразователями и интерфейсами и корзина с микропроцессорной платой — это универсальный конструктор микропроцессорных контроллеров для самых различных объектов и систем. Для каждой новой системы нужно установить в корзину необходимый набор преобразователей и силовых плат. Если таких силовых плат нет, то их приходится разрабатывать.

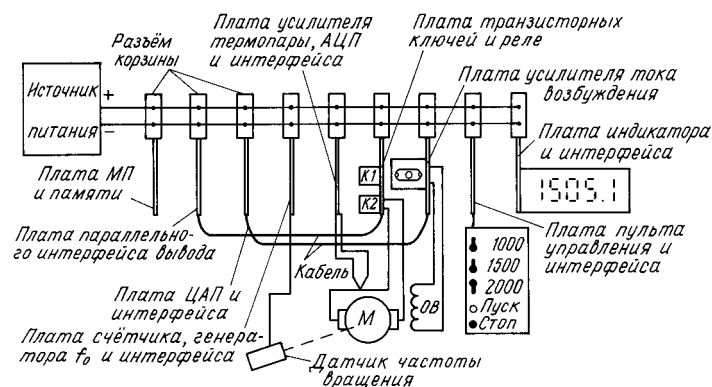


Рис. 10.6. Реализация МПУ рис. 10.5 на многоплатном микроконтроллере

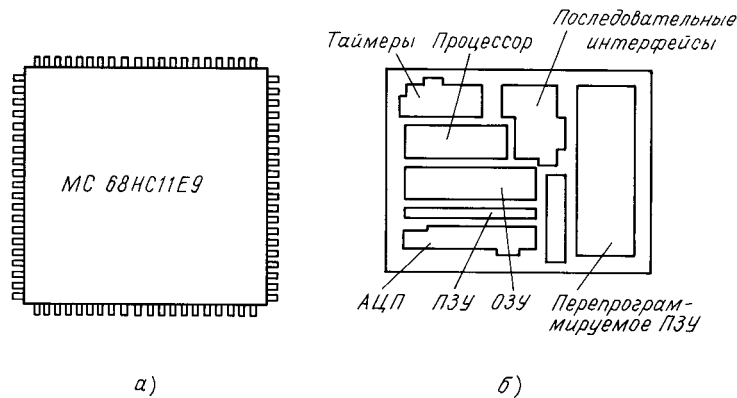


Рис. 10.7. Общий вид однокристалльного микроконтроллера (а) и расположение электронных схем в кристалле этого микроконтроллера (б)

Универсальность многоплатных контроллеров была оправдана до тех пор, пока преобразователи вместе с интерфейсами состояли из нескольких десятков микросхем, транзисторов и других элементов, занимали много места на плате и были достаточно дороги. С развитием микросхемотехники такие преобразователи как ЦАП, АЦП, счетчик, маломощный усилитель стали монтировать в одной микросхеме, а одной интерфейсной микросхемы стало достаточно для подключения сразу нескольких таких преобразователей. Стоимость микросхем существенно ниже, чем таких же схем на дискретных элементах. В результате оказалось возможным разместить на одной плате микропроцессор, память, необходимые преобразователи и их интерфейсы — получился одноплатный микроконтроллер.

Если поставить рядом одноплатный микроконтроллер и многоплатный с тем же набором преобразователей, то преимущества одноплатного будут очевидны: он меньше по размерам, проще в изготовлении, поскольку не требует разводки разъемов корзины, надежнее в работе, так как не содержит тех же разъемов — контактов без пайки и, наконец, дешевле (поскольку разъемы дороги). Единственный недостаток одноплатного контроллера — он не универсален. Микросхемы разных преобразователей имеют различные размеры, расположение и назначение выводов. Поэтому на печатную плату микроконтроллера можно установить только ту микросхему, под которую выполнена ее разводка. Чтобы добиться большей универсальности при конструировании одноплатных микроконтроллеров, плату разрабатывают с некоторой избыточностью, закладывая возможность расширения числа используемых преобразователей, хотя, естественно, создавать полностью универсальную плату на все случаи жизни нецелесообразно — она полу-

чилась бы слишком большой и дорогой. Обычно же разрабатывают несколько плат, обеспечивающих управление всеми типичными для данной области техники объектами. Если на плате предусмотрены преобразователи, которые для данного объекта не нужны, — соответствующие микросхемы просто не запаивают.

Силовые элементы обычно стараются не располагать на одной плате со слаботочными и в ряде случаев одноплатный контроллер имеет в своем составе две платы: слаботочную с микросхемами и силовую с мощными транзисторами, тиристорами, реле и т. п. Связь между платами осуществляется кабелем. Устройство питания выполняется отдельным блоком.

Наличие своих недостатков и своих достоинств многоплатных и одноплатных контроллеров привело к тому, что до настоящего времени широко применялись и те и другие. Но в последнее время ситуация сильно изменилась в сторону одноплатных контроллеров в связи с появлением однокристалльных микропроцессорных контроллеров, содержащих в одной микросхеме 95–98% от общего числа элементов слаботочной платы одноплатного микроконтроллера — включая микропроцессор, память, интерфейсы и различные преобразователи. Примером может служить семейство однокристалльных микроконтроллеров МС68НС11, разработанных ведущей в мировом производстве электроники корпорацией Motorola. На рис. 10.7,а показан внешний вид такого микроконтроллера, представляющего собой микросхему с выводами, а на рис. 10.7,б кристалл этой микросхемы размером 2×2×0,5 мм и расположение в этом кристалле процессора, оперативной памяти и перепрограммируемого постоянного запоминающего устройства, 32-разрядного параллельного и двух последовательных ин-

терфейсов, 8-разрядного АЦП, и таймера с развитым интерфейсом [96]. Все это размещается в одном кристалле, соединяется гибкими проводниками с выводами микросхемы и заключается в керамический корпус. Высокопроизводительная интегральная технология, позволяющая сочетать в изделии высокую надежность с невысокой стоимостью, открывает перед однокристалльными микроконтроллерами широкие перспективы – от игрушек и бытовых приборов до автоматизированных комплексов технологического оборудования и космических аппаратов. Фирма Motorola выпускает

несколько десятков модификаций однокристалльного микроконтроллера MC68HC11 с различной конфигурацией интерфейсов и внешних устройств для различных применений.

Для электрических аппаратов со встроенными микропроцессорами наиболее перспективны, конечно, одноплатные контроллеры на базе однокристалльных микроконтроллеров, которые имеют малые габаритные размеры. Их можно без труда встроить в аппарат, легче защитить от электромагнитных и тепловых полей, атмосферных и иных воздействий.

Контрольные вопросы

1. Какие отличия существуют между механической счетной машинкой и микропроцессором? Что между ними общего?
2. Зачем МПУ нужен УВВ? Можно ли обойтись без УВВ?
3. Какие УВВ нужны микропроцессорному контроллеру чтобы:
 - а) контролировать мгновенную мощность в нагрузке: $P = UI$;
 - б) регулировать яркость горения электролампы;
 - в) контролировать скорость вращения электродвигателя;
 - г) дистанционно управлять вращением электродвигателя и менять его направление?
4. Какие преимущества имеет однокристалльный микроконтроллер перед одноплатным? Какие недостатки имеет одноплатный микроконтроллер?

10.2. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ В ЭЛЕКТРОАППАРАТОСТРОЕНИИ

Применение микропроцессорной техники в электроаппаратостроении идет по следующим трем направлениям:

1) использование микропроцессоров как основного функционального логического элемента электрического аппарата, выполняющего обработку поступающих сигналов. Примером могут служить реле защиты, микропроцессорная реализация которых позволяет наилучшим образом согласовать времятоковые характеристики реле и защищаемого объекта, другие типы реле (мощности, направления мощности, фазы и т. д.), требующие для выполнения своих функций обработки поступающих на реле сигналов. К ним следует отнести также электронно-цифровые управляющие устройства электроприводов, автономных источников электропитания, термо и светорегуляторы;

2) технологические устройства, применяемые при изготовлении электроаппаратуры. Известно, что технология электрических аппаратов во многом является сходной с технологией в машиностроении, но есть технологические операции, характерные только для аппаратного производства. Так,

параметры надежности аппарата можно подтвердить в результате специфических для электроаппаратостроения испытаний по наработке на отказ аппарата в заданных условиях. Эти испытания требуют для некоторых аппаратов проведения до 100 миллионов коммутаций, причем достоверная регистрация сбоев и отказов невозможна без микропроцессорной техники;

3) применение микропроцессоров, связанное со сбором информации о состоянии аппаратуры в комплектных распределительных устройствах КРУ на подстанциях, электростанциях и других энергетических объектах. Состояние аппаратуры, прежде всего защитной, свидетельствует как о текущих режимах, так и о возникновении и развитии аварийных ситуаций, и эта информация должна быть передана диспетчеру на центральный пульт. Микропроцессорные системы сбора информации о состоянии аппаратуры все увереннее вытесняют традиционные пульты управления. В этой главе будут рассмотрены примеры каждого применения микропроцессоров в электрических аппаратах.

10.2.1. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ АППАРАТЫ ЗАЩИТЫ

Проблемы согласования времятоковых характеристик защищаемых электротехнических устройств и аппаратов их защиты стоят в электротехнике

остро и давно. Аппаратура защиты не должна допускать перегрева защищаемых объектов, поскольку это приведет к преждевременному выходу из

стройка, и не должна реагировать на непродолжительные токи перегрузки, не нагревающие объект свыше допустимой температуры. Традиционно проблему пытаются разрешить с использованием физического подобия тепловых процессов нагрева защищаемого объекта и процессов в аппарате защиты. В качестве физически подобных принимались тепловые процессы (нагрев биметаллической пластины или плавкой вставки) и электромеханические процессы (электромагнитные и индукционные системы). Практически из-за сложности и трудоемкости настройки таких защит на времятоковую характеристику объекта удовлетворительно разрешить проблему защиты объектов не удалось. С появлением возможности встраивать микропроцессор в аппарат защиты можно говорить о появлении средств математического моделирования нагрева защищаемого объекта. Гибкость математического моделирования, несложная настройка на любые параметры объекта защиты делают микропроцессорные аппараты незаменимыми средствами, обеспечивающими надежную работу электрооборудования. Рассмотрим пример теплового реле защиты трехфазного асинхронного электродвигателя.

Нормально замкнутые контакты теплового реле включаются в цепь вспомогательных контактов контактора защищаемого электродвигателя и наряду с кнопкой *Стоп* способны отключать электродвигатель с помощью контактора (рис. 10.8). На каждой фазе, идущей к двигателю, установлены трансформаторы тока, преобразующие ток фазы в пропорциональное ему напряжение и осуществляющие гальваническую развязку силовых цепей питания двигателя

и измерительных схем реле. Напряжение на выходе трансформаторов тока содержит информацию о потерях тепла в объекте защиты – асинхронном двигателе. Действительно, можно записать, что мгновенная мощность, выделяемая в виде тепла, равна:

$$P = i_A^2 r_A + i_B^2 r_B + i_C^2 r_C = \sum_{A,B,C} i_{\phi}^2 r_{\phi}, \quad (10.1)$$

где i_A, i_B, i_C – токи в фазах двигателя; $r_A = r_B = r_C = r_{\phi}$ – эквивалентное активное сопротивление цепи электродвигателя фазным токам.

Именно эта мощность потерь за время работы двигателя определяет температуру его нагрева относительно температуры окружающей среды ν_0 : $\Theta = \nu - \nu_0$. Выделяющаяся тепловая энергия идет на нагрев двигателя пропорционально его эквивалентной теплоемкости и выделяется в окружающую среду. Уравнение баланса тепловой энергии имеет вид

$$\int_0^t P dt = C_m \Theta + \int_0^t K_T S_{\text{охл}} \Theta dt. \quad (10.2)$$

Здесь C_T – теплоемкость конструкции электродвигателя; $S_{\text{охл}}$ – площадь поверхности охлаждения; K_T – коэффициент теплоотдачи. Предполагается, что двигатель был включен в момент времени $t = 0$. Для каждого электродвигателя или другого электротехнического изделия по допустимой температуре нагрева $\nu_{\text{доп}}$ (10.2) и (10.1) можно определить допустимый длительный ток фазы $I_{\text{доп}}$. При $I_A = I_B = I_C = I_{\text{доп}}$ температура Θ стремится к $\Theta_{\text{доп}} = \nu_{\text{доп}} - \nu_0$ и не превышает $\Theta_{\text{доп}}$. Тогда

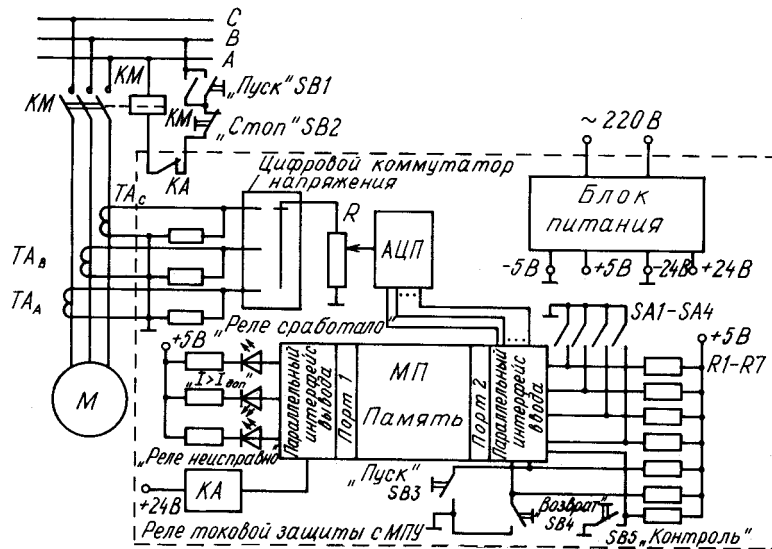


Рис. 10.8. Структурная схема МПУ реле защиты асинхронного двигателя

$$P = P_{\text{доп}} = 3I_{\text{доп}}r_{\text{ф}}. \quad (10.3)$$

С другой стороны мощность $P_{\text{доп}}$ можно выразить через перегрев установившегося режима $\Theta_{\text{доп}}$ с помощью формулы Ньютона:

$$P_{\text{доп}} = K_{\text{T}}S_{\text{охл}}\Theta_{\text{доп}}. \quad (10.4)$$

Подставив (10.4) в (10.3), получаем

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{K_{\text{T}}S_{\text{охл}}\Theta_{\text{доп}}/3r_{\text{ф}}}. \quad (10.5)$$

Вернемся теперь к (10.2). Подставим в него (10.1) и разделим правую и левую части (10.2) на квадрат правой и квадрат левой части (10.5) соответственно. Введем обозначения: $\eta_A = i_{\text{доп}}/I_{\text{доп}}$, $\eta_B = i_{\text{доп}}/I_{\text{доп}}$, $\eta_C = i_{\text{доп}}/I_{\text{доп}}$, $\xi = \Theta/\Theta_{\text{доп}}$. Тогда

$$r_{\text{ф}}\int_0^T(\eta_A^2 + \eta_B^2 + \eta_C^2)dt = 3r_{\text{ф}}(K_{\text{T}}S_{\text{охл}}\xi + \int_0^T\xi dt)$$

и, зная, что в теории процессов нагрева отношение $C_{\text{T}}/K_{\text{T}}S_{\text{охл}}$ называют постоянной времени нагрева и обозначают буквой τ_{T}

$$\int_0^T(\eta_A^2 + \eta_B^2 + \eta_C^2)dt = \frac{3C_{\text{T}}}{K_{\text{T}}S_{\text{охл}}}\xi + \int_0^T\xi dt. \quad (10.6)$$

Это равенство показывает, что показатель $\xi = \Theta/\Theta_{\text{доп}}$, стоящий в правой части (10.6), определяется интегрированием сумм относительных значений токов η_A , η_B и η_C . Решая тем или иным способом (10.6) относительно величины ξ , имеем возможность следить непосредственно за значением $\xi(t) = \xi(\eta_A, \eta_B, \eta_C)$ и реагировать на ситуации, когда $\xi > 1$, т. е. $\Theta > \Theta_{\text{доп}}$.

Необходимо правильно ввести постоянную $3C_{\text{T}}/K_{\text{T}}S_{\text{охл}}$, характеризующую защищаемый электродвигатель. Расчет $\xi(t)$ производится численными методами по программе, заложенной в микропроцессор контроллера. Устройство снабжается светодиодными индикаторами режимов работы и иногда цифровыми индикаторами тока в фазах. Коммутация цепи вспомогательных контактов требует подключения к МПУ электромагнитного реле. Поэтому реле защиты МПУ должно иметь АЦП, измеряющее напряжение, пропорциональное токам в фазах i_A , i_B , i_C , и параллельные интерфейсы для ввода цифровых кодов из АЦП, для ввода значений коэффициента $\tau_{\text{T}} = C_{\text{T}}/K_{\text{T}}S_{\text{охл}}$ с помощью клавиш переключателей П1-П4, для вывода индикации на светодиоды и для управления электромагнитным реле, стоящим в цепи вспомогательных контактов контактора (см. рис. 10.8). Кроме того, измерение изменения тока сразу в трех фазах требует либо

применения трех АЦП, либо одного АЦП и быстродействующего полупроводникового коммутатора, поочередно переключающего напряжение с трансформаторов тока на вход одного АЦП. Для управления таким коммутатором необходимо зарезервировать на параллельном интерфейсе как минимум два двоичных разряда. Коммутация фаз на вход АЦП и измерение тока должны происходить достаточно быстро, поскольку интегрирование суммы квадратов относительных токов η в левой части (10.6) требует, по крайней мере, 10–15 точек на полупериод мгновенного значения тока. При поочередном переключении АЦП на каждую из трех фаз, АЦП должен выполнять 30–45 измерений за полупериод.

Если частота сети составляет 50 Гц, то переключение входа на следующую фазу и измерение тока может длиться не более 0,2–0,3 мс. Это вполне достаточное время не только для этих действий, но и для нахождения $\xi(t)$ из (10.6). При превышении током какой-либо из фаз значения $I_{\text{доп}}$, зажигается сигнальный светодиод. Значение $I_{\text{доп}}$ должно сравниваться с действующим значением тока фазы

$$I_{\text{Ф}} = 1/T \sqrt{\int_0^T i_{\text{ф}}^2 dt}, \quad (10.7)$$

где T – период переменного тока.

Интегралы (10.7) рассчитываются для каждой из фаз. При нарушении неравенства $I_{\text{Ф}} < I_{\text{доп}}$ в какой-либо из фаз, загорание светодиода сигнализирует о возможном срабатывании реле. Если же до срабатывания реле ток уменьшится до значения меньшего $I_{\text{доп}}$ и светодиод погаснет, то двигатель не успеет нагреться до температуры $\nu_{\text{доп}}$, и срабатывания реле не произойдет до новой перегрузки по току.

Благодаря вычислению действующего значения тока в фазах, оказалось возможным с помощью этого же устройства реализовать еще две функции: защищать двигатель от несимметрии фазных токов и обрыва фаз. Несимметрия фаз вызывает дополнительный нагрев двигателя. Сравнивая действующие значения токов I_A , I_B и I_C , реле производит отключение, если модуль разности между двумя фазами $|I_A - I_B|$, $|I_B - I_C|$ или $|I_A - I_C|$ превышает 15% среднего тока в фазах $I_{\text{Ф}} = 1/3(I_A + I_B + I_C)$. Крайним случаем несимметрии является обрыв одной из фаз: в этом случае двигатель не может запуститься и находится в режиме короткого замыкания, для которого характерны серьезные перегрузки по току. В этом случае двигатель должен быть сразу отключен. При отключении двигателя

при $\xi > 1$ или из-за несимметрии фаз загорается сигнальный светодиод. Кроме трех- или четырех клавиш переключателей, с помощью которых устанавливается коэффициент $\tau_t = C_T / K_T S_{\text{охл}}$, имеется кнопка *Возврат*, позволяющая вернуть реле в рабочий режим после отключения двигателя по тем или иным причинам и восстановить цепь вспомогательных контактов контактора. В рабочем режиме МПУ реле производит измерения токов фаз, рассчитывает по ним относительную величину ξ , по истечении каждого периода определяет действующие значения токов фаз по (10.7) и сравнивает их между собой. При достижении ξ значения 1 происходит отключение реле. Отключение происходит также при существенной несимметрии токов или обрыве одной из фаз. В нерабочем режиме нажатием кнопки *Контроль* вызывается тест-программа, проверяющая работоспособность реле.

10.2.2. АППАРАТУРА ДЛЯ ПУСКА ДВИГАТЕЛЕЙ

Необходимость защиты электротехнических устройств от возможных токов перегрузки очевидна, хотя такая защита далеко не всегда оказывается эффективной, поскольку результат ее срабатывания — отключение объекта и прекращение его функционирования. Во многих случаях можно было бы предотвратить возникновение опасных перегрузок путем изменения режима цепи в эти моменты времени. Примером таких устройств, ограничивающих неизбежные перегрузки электродвигателей при пуске, являются устройства плавного пуска двигателей. Назначение этих устройств — ограничить пусковой ток асинхронного двигателя при его разгоне до номинальной частоты вращения. Ограничение тока не должно приводить к уменьшению пускового момента включаемого двигателя до момента сопротивления механической нагрузки, иначе двигатель никогда не запустится. Устройства пуска по напряжению наиболее просты и годятся для электродвигателей с вентиляторной нагрузкой, т. е. приводящих в движение насосы, помпы, вентиляторы и другие подобные устройства.

Основная идея пуска двигателя по напряжению — плавное ограничение напряжения источника питания при пуске так, чтобы потребляемый ток не превысил допустимое значение. По мере разгона двигателя противо-ЭДС его якоря увеличивается, и напряжение питания двигателя также следует увеличивать до тех пор, пока оно не станет равным напряжению источника питания. Ограничить переменное напряжение можно с помощью тиристорного регулятора: для однофазного двигателя он

особо следует отметить функцию, выполняемую переменным резистором R , включенным между коммутатором фаз и ЦАП по схеме делителя напряжения. Он служит для настройки реле на заданный допустимый ток двигателя. Настройка осуществляется следующим образом: вместо двигателя включаются в каждую фазу реостаты и амперметры; устанавливается ток в каждой фазе, равный $I_{\text{доп}}$, затем, вращением переменного резистора R , добиваются загорания светодиода $I_{\text{ф}} > I_{\text{доп}}$, в этом положении движок резистора R фиксируется. Если ток $I_{\text{доп}}$ слишком мал и с помощью резистора R не удастся добиться загорания светодиода, то следует заменить трансформаторы тока на такие, у которых больший коэффициент преобразования. Обычно реле комплектуется несколькими наборами трансформаторов тока, перекрывающих диапазон от нескольких ампер до сотен ампер.

содержит всего два силовых тиристора, для трехфазного — три пары тиристоров. Как известно, с помощью тиристоров легко осуществляется регулирование среднего значения напряжения на нагрузке путем изменения угла включения α тиристора (рис. 10.9). Изменяя угол α в каждой фазе соответственно от $\pi/2$ до 0, добиваются плавного изменения напряжения от 0 до U . Микропроцессорная система устройства плавного пуска трехфазного двигателя (рис. 10.10) должна состоять из датчиков нуля напряжения ДНН (ДНН включаются на линейные напряжения АВ, ВС, и СА), фиксирующих момент начала отсчета угла включения α и блока тиристоров VS . Сигналы с ДНН поступают на микропроцессорную систему и служат для запуска таймеров соответствующей фазы. Таймер представляет собой счетчик импульсов внутреннего генератора стабильной частоты. С приходом сигнала от ДНН этот счетчик начинает считать. От обычного счетчика таймер отличается наличием предустановки, т.е. определенного числа, при до-

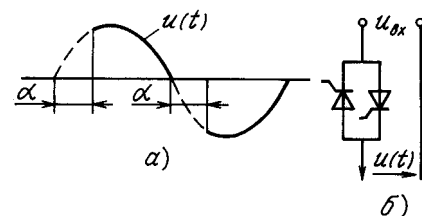


Рис. 10.9. Форма кривой напряжения питания (а) в цепи тиристорной пары (б)

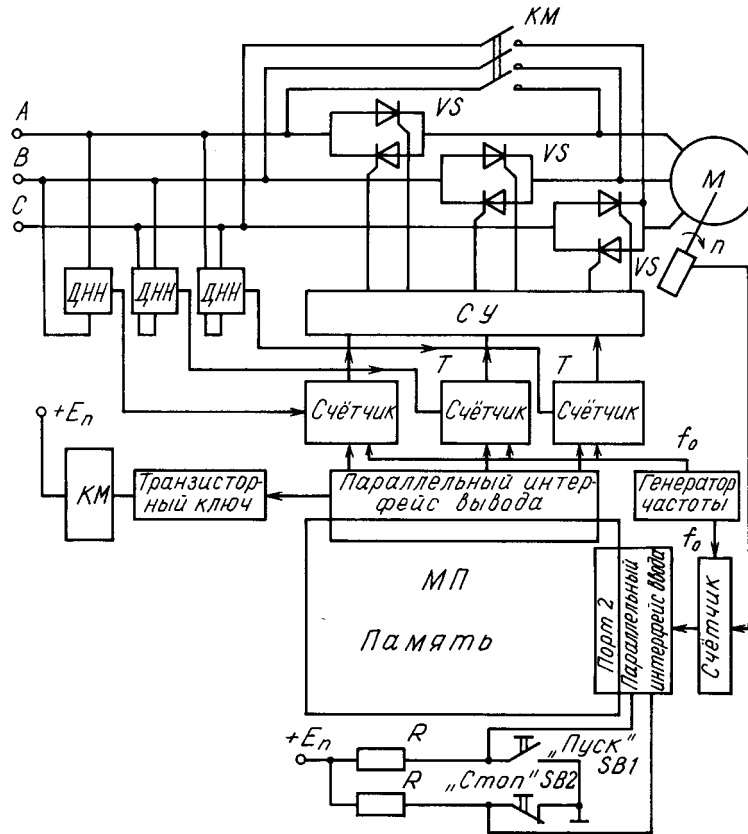


Рис. 10.10. Структурная схема устройства пуска асинхронного двигателя

стижении которого счетчик таймера останавливается и выдает выходной сигнал. Этот сигнал подается на устройство управления тиристорами и служит для включения соответствующего тиристора. Счетчик таймера сбрасывается на ноль и ждет появления следующего импульса от соответствующей фазы ДНН. Предустановка таймера может изменяться, вместе с этим будет меняться и угол включения α тиристора. Для этого каждый канал таймера подключается к микропроцессору через параллельный интерфейс вывода. На микропроцессор возлагается задача менять предустановки таймера в соответствии с выбранным законом изменения напряжения на двигателе М. Этот закон может быть задан как некоторая функция $U(t)$, где t — текущий момент времени пуска двигателя. В этом случае напряжение будет меняться по жесткому закону $U(t)$ вне зависимости от того, как будет происходить реальное увеличение числа оборотов двигателя $n(t)$. При возможных отклонениях в ус-

ловиях пуска (пуск в холодную погоду, загустевание смазки в подшипниках и т. п.) такой жесткий закон может привести к появлению токовых перегрузок двигателя.

Более надежным способом пуска является использование функциональной связи между напряжением на двигателе U , током I через его обмотки и числом оборотов n : $U = f(I, n)$. Подставив в эту формулу ограничение по току $I = I_{\text{доп}}$, получим закон изменения напряжения $U(t) = f[I_{\text{доп}}, n(t)]$. Однако для реализации этого закона нужен датчик частоты вращения двигателя (см.рис. 10.5) Такой датчик требует дополнительного канала таймера — канала записи момента — с счетчиком и генератором стабильной частоты.

После разгона двигателя до номинальной скорости, угол α становится равным нулю. Тиристоры имеет смысл зашунтировать силовыми контактами контактора КМ, управление которым осуществляет микропроцессор.

10.2.3. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИСПЫТАНИЙ РЕЛЕ

Значения коммутационной и механической износостойкости, приводимые в паспорте на любое электромеханическое реле или контактор, должны быть экспериментально подтверждены испытаниями представительной выборки данных аппаратов. Это означает, что некоторое количество, обычно 1,5–2 десятка аппаратов, следует установить на испытательный стенд, подсоединить предусмотренные для контактов этого реле источник питания и нагрузку и осуществить столько коммутаций, сколько записано в паспорте на изделие. Чтобы подтвердилась записанная в паспорте износостойкость, необходимо, чтобы подавляющее количество установленных на стенд реле выдержали указанное количество циклов, не проявив при этом ни сбоев, ни отказов. Отказ — это необратимое нарушение работоспособности изделия — наличие тока в цепи нагрузки, когда его не должно быть, или, напротив, отсутствие электрического контакта в цепи нагрузки, когда контакт должен быть. Сбой — временное

нарушение работоспособности (хотя бы в течение одного цикла), выражающееся теми же признаками, но самопроизвольно исчезающее впоследствии. Для объективной оценки износостойкости аппарата необходимо фиксировать не только отказы, но и все возникающие сбои. Испытания на износостойкость очень трудоемки и длительны. Так, для герконовых реле, обеспечивающих 100 млн. коммутаций, такие испытания, даже при относительно малом допустимом времени цикла (0,1 с), длятся около 116 сут. непрерывной работы стенда. Для других аппаратов, имеющих меньшую износостойкость, испытания длятся от нескольких суток до нескольких недель. На сегодняшний день очевидно, что разрешить проблему подобных испытаний может только применение микропроцессорных систем контроля.

Рассмотрим простейшую систему, контролирующую замкнутое и разомкнутое состояния контактов реле, запоминаящую все имевшие место

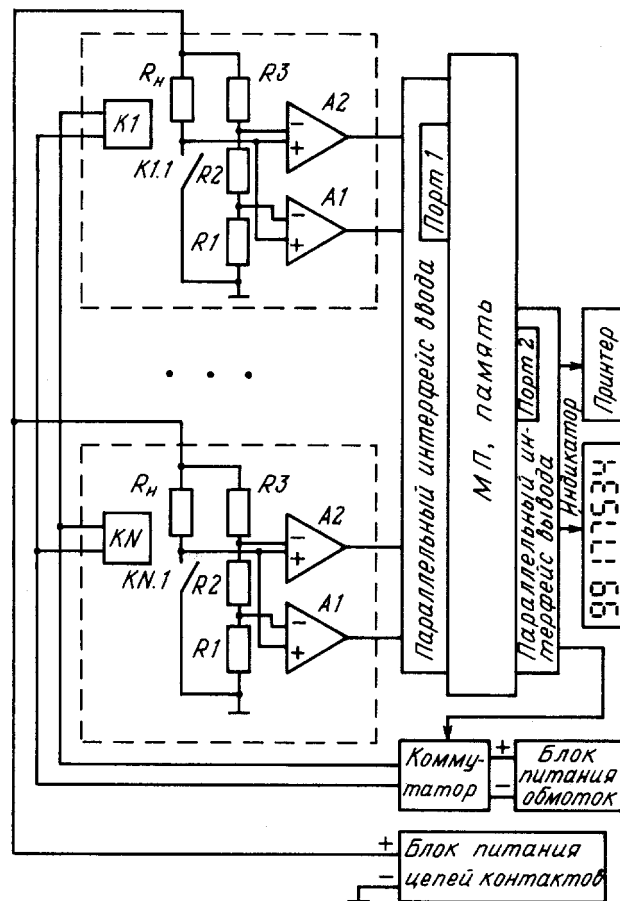


Рис. 10.11. Структурная схема МПУ для испытаний реле

сбои и фиксирующую отказы, производящую вывод текущей информации на индикатор и после выполнения заданной наработки представляющую полный отчет на бумаге с помощью принтера.

Структурная схема устройства приведена на рис. 10.11. Она состоит из N одинаковых ячеек, которые имеют испытуемое реле и одну или несколько цепей нагрузки — по числу контактов реле. Один вывод резистора R_n подключен к общему для всех резисторов нагрузки плюсовому выводу источника питания, а другой — через контакт реле замыкается на нулевой провод. Между R_n и контактом производится подключение датчиков состояния контактов — компараторов напряжения.

Компаратором называется электронная схема, выходной сигнал которой (логический „0” или логическая „1”) определяется соотношением напряжений на двух его входах, обозначаемых как „+” и „-”. Если $U_+ > U_-$, то на выходе „1” при $U_+ < U_-$ будет „0”. Таким образом, компаратор реагирует на знак разности напряжений на его входах.

Для определения замкнутого и разомкнутого состояний каждого контакта необходимо, по крайней мере, два компаратора. Первый компаратор $A1$ должен реагировать на падение напряжения на замкнутом контакте и определять, таким образом, качество контактирования; второй компаратор $A2$ должен контролировать утечку через разомкнутый контакт. Соответствующим образом подбираются резисторы $R1$, $R2$ и $R3$ делителя опорных напряжений компараторов. Падение напряжения на $R1$ должно быть равно максимально возможному напряжению на замкнутом контакте реле. Тогда „0” на выходе компаратора $A1$ означает, что контакты замкнуты и падение напряжения на них соответствует норме, в то время как „1” на выходе $A2$ свидетельствует об отсутствии контакта или о повышенном их сопротивлении в замкнутом состоянии. Аналогично работает компаратор $A2$: „1” на его выходе означает нормально высокое сопротивление межконтактного промежутка у разомкнутых контактов, в то время как „0” может быть только при замыкании контактов или повышенной утечке в разомкнутом состоянии. Возможны четыре различных сочетания сигналов на выходах $A1$ и $A2$, несущих полную информацию о функционировании контактов в реле. Они сведены в табл. 10.1.

Если реле имеет несколько контактов, то для каждого из них нужны R_n и пара компараторов. Информацию, снимаемую с компараторов каждого разряда можно назвать двухразрядным словом состояния контакта. У нормально работающих контактов слово состояния принимает последователь-

но значения 00, 11, 00, 11, ..., причем 00 появляется у замыкающих контактов при наличии сигнала на приводе, а у размыкающих контактов — при отсутствии сигнала. Появление слов состояния с иным содержанием или же нарушение порядка передачи слов свидетельствует о возникновении сбоя или отказа испытуемого реле или испытательной установки.

Таблица 10.1. Состояние контактов

Выход $A1$	Выход $A2$	Состояние контактов
0	0	Контакты замкнуты, контактное сопротивление в пределах нормы
1	1	Контакты разомкнуты, утечка не превышает допустимую
1	0	Утечка превышает допустимую в разомкнутом состоянии или повышенное сопротивление замкнутых контактов
0	1	Неисправность испытательного оборудования

Таким образом, МПУ испытательного стенда должно формировать сигнал на управление приводом испытуемых реле, опрашивать состояние компараторов всех контактов всех реле как при наличии так и при отсутствии сигналов управления, сравнивать текущее слово состояния контактов с предыдущим словом состояния этой же фазы сигнала управления, формировать информацию о сбое или отказе при обнаружении расхождения в состояниях и, наконец, считать количество выполненных циклов. Информация о наличии сбоя записывается в массив, отведенный для каждого контакта и состоящий из двоичных слов следующего формата (рис. 10.12).

Разрядность слова M зависит, в основном, от максимально возможного числа коммутаций при проведении испытаний. Для обеспечения 100 млн. циклов слово рис. 10.12 должно иметь, по крайней мере, 30 двоичных разрядов: 27 разрядов для записи числа циклов и три разряда для нового слова состояния контактов и для информации о сигнале на

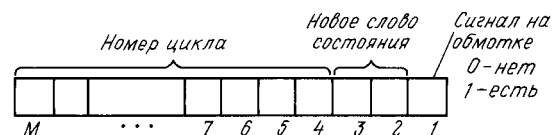


Рис. 10.12. Формат элемента массива

обмотке. Оперативную информацию о номере отключившего контакта и о номере реле, в котором установлен этот контакт, целесообразно вывести на индикатор. По истечении заданного количества циклов испытания прекращаются и запускается программа вывода протокола испытаний. Программа анализирует массив M -разрядных слов каждого контакта различных реле и в соответствии с табл. 10.1 анализирует слова состояния, записанные

в элементы массива. Если после нарушения последовательности изменения слов состояния произошло восстановление порядка чередования состояний, то это квалифицируется как сбой; если последовательность состояний не восстановилась, то фиксируется отказ контактов реле. Работа этого устройства не требует, таким образом, участия человека, но МПУ необходимо бесперебойное электропитание в течение всего цикла испытаний.

10.2.4. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ЗАЩИТНОЙ И КОММУТАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ

Для того чтобы получить информацию о состоянии аппарата, находящегося в КРУ на электростанции или на подстанции, всю электрическую аппаратуру конструируют со вспомогательными контактами – маломощными контактами, которые замыкаются или размыкаются синхронно с основными контактами аппарата, под действием того же привода. Эта информация бывает очень важна для оператора, наблюдающего за работой всей сети с помощью специального пульта. До недавнего времени пульт представлял собой набор сигнальных лампочек, сигнализирующих о замыкании одного из вспомогательных контактов одного аппарата. Если учесть, что сложные аппараты, такие как выключатели высокого напряжения, имеют несколько вспомогательных контактов, а всего электрических аппаратов на электростанции или подстанции может быть несколько сотен, то пульта получались очень громоздкими и правильная реакция оператора на события в сети требовала большого внимания и навыков работы с пультом.

Для облегчения работы оператора пульта стали снабжать микропроцессорными системами сбора информации, которые непрерывно опрашивают состояние всех вспомогательных контактов, фиксируют изменения этих состояний и выдают оперативную информацию об изменениях в сети. По зажиганию и погасанию лампочек на пультах старого образца оператору бывает очень трудно определить последовательность, в которой срабатывали аппараты в аварийной ситуации, а микропроцессорный пульт зафиксировывает эту последовательность абсолютно достоверно и еще укажет временные интервалы между срабатываниями аппаратов. Это позволит оперативно проанализировать ситуацию и принять меры по ликвидации аварии. Кроме того, микропроцессорный пульт выведет протокол всех событий с помощью принтера.

На рис. 10.13. показана структурная схема системы сбора информации о состоянии реле защиты $PT1$ и $PT2$ и контактов выключателей высокого

напряжения $BB1$ и $BB2$ на трансформаторной подстанции. Если один из проводов, подключенных к вспомогательному контакту, заземлен, а второй идет на параллельный интерфейс МПУ, причем он соединен через резистор R с источником питания $+U$, то при замыкании вспомогательного контакта на вход параллельного интерфейса поступает низкий потенциал, близкий к 0, а при размыкании – сигнал будет близок к $+U$. Интерфейс должен воспринимать эти сигналы как логический „0” или логическую „1” и передавать их в таком виде в микропроцессор. Микропроцессор периодически опрашивает состояния всех входов параллельного интерфейса и сравнивает с предыдущими состояниями. Если возникают изменения в состоянии вспомогательных контактов, например, сработало одно из двух реле защиты KA , то это будет тут же зафиксировано микропроцессором как изменение разряда, соответствующего этому реле. Микропроцессорный пульт выведет информацию на бумагу и запишет ее в протокол. Срабатывание реле защиты KA вызовет срабатывание выключателя Q и повлечет изменение состояния другого разряда, что тоже будет отражено на индикаторе и в протоколе. В результате оператор будет иметь полную картину событий и сможет проанализировать ситуацию и оперативно принять меры. Опрос вспомогательных контактов современные МПУ сбора информации производят всего за 1–3 мс, что позволяют зафиксировать во времени картину процесса срабатывания защиты, длящегося как правило 10–50 мс.

Микропроцессорная система сбора информации (рис. 10.13) намного удобнее, чем традиционный пульт с лампочками, но она неудобна при монтаже, поскольку от каждого вспомогательного контакта аппарата необходимо выводить свой провод. В современных системах сбора информации параллельный интерфейс заменяют на последовательный, а линии связи соединяют в сеть (см. рис. 10.14). Последовательный интерфейс позволяет кодировать информацию о состоянии вспомога-

ного контакта и передавать ее в виде набора импульсов заданной длительности. Причем, если обеспечить разделение во времени передачи ин-

формации от каждого аппарата, то достаточно иметь лишь пару проводов, проходящих через все аппараты и соединенных с приемником последовательного интерфейса, находящимся в МПУ. Количество проводов при этом резко уменьшается, но для организации правильной передачи и синхронизации передачи от электрических аппаратов, приходится на каждый аппарат ставить передатчик последовательного кода и небольшой микропроцессор, кодирующий состояния вспомогательных контактов этого аппарата и управляющий передачей данных. Таким образом, в составе каждого электрического аппарата появляются микропроцессорные устройства, но они не влияют на функционирование аппарата, а только собирают информацию о его состоянии и передают ее на пульт.

Приведенные примеры наглядно демонстрируют те новые возможности, которые открываются перед электроаппаратостроением с появлением одноплатных и однокристалльных микроконтроллеров. Изучение приемов проектирования и программирования микропроцессорных систем как электрических аппаратов является предметом инженерной подготовки специалистов в этой области. Несмотря на то, что применение сложных электронных схем в электрических аппаратах пока еще связано с рядом технических трудностей (требуется обеспечить защиту от помех, тепловых и электромагнитных воздействий), за аппаратами с микропроцессорным управлением большое будущее.

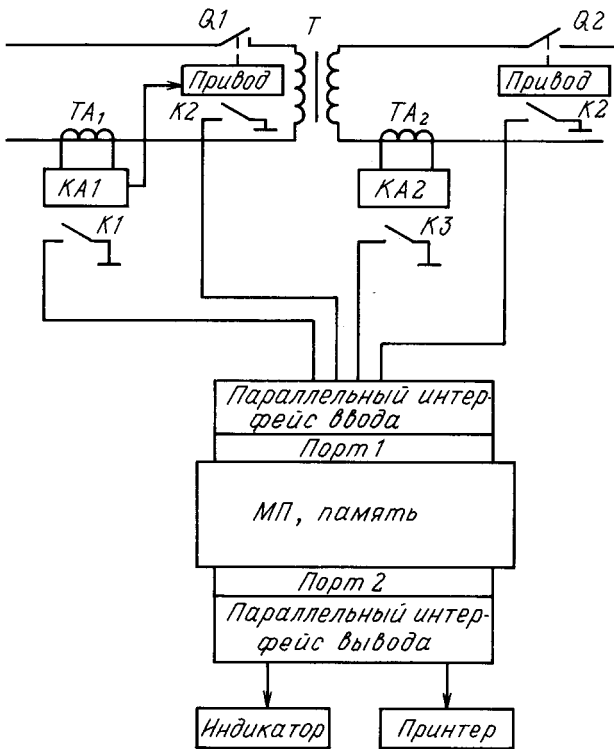


Рис. 10.13. Структурная схема МПУ сбора информации о состоянии аппаратуры

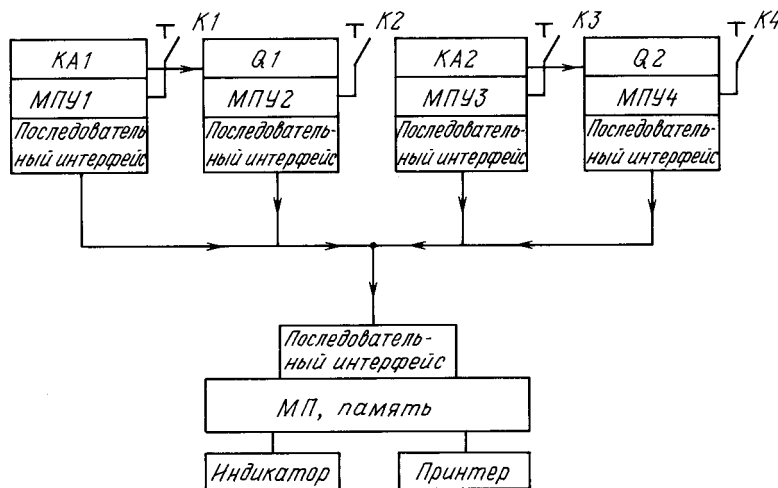


Рис. 10.14. Современная система сбора информации с последовательным каналом передачи

Контрольные вопросы

1. Чем микропроцессорное реле защиты асинхронного двигателя от перегрузок отличается от теплового реле? Что между ними общего?
2. Сработает ли микропроцессорное реле защиты двигателя, если защищаемый двигатель заклинит при пуске? Если да, то как это произойдет?
3. В цепи питания асинхронного двигателя стоят микропроцессорное реле защиты двигателя от перегрузки и микропроцессорное устройство пуска двигателя по напряжению. Какое из этих устройств защитит заклинивший при пуске двигатель от перегрузок по току? Зависит ли ответ на этот вопрос от принятого закона изменения напряжения $U(t)$, заложенного в устройства пуска?
4. Чем определяется отсутствие или наличие сбоев и отказов при испытании электромагнитных реле в автоматизированной системе? Чем ограничено количество циклов испытаний реле? Чем ограничено количество одновременно испытываемых реле?

Глава одиннадцатая СТАТИЧЕСКИЕ КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

11.1. СТАТИЧЕСКИЕ И ГИБРИДНЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

11.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СТАТИЧЕСКИХ И ГИБРИДНЫХ АППАРАТАХ

Статические коммутационные аппараты предназначены для включения и отключения электрических цепей посредством силовых электронных ключей. Примером таких аппаратов служат статические реле и контакторы с функциями аналогичными для традиционных аппаратов этих видов. В таком применении используемые в них ключи могут рассматриваться как прерыватели с относительно редкой коммутацией. Статические ключи в импульсных регуляторах работают, как правило, в режиме периодической коммутации на повышенных частотах. Однако в отдельных случаях статический аппарат совмещает функции коммутирующего и регулирующего устройств.

В разделе о коммутации электрических цепей традиционными электромеханическими аппаратами было введено понятие идеального ключа. Там же отмечалось, что по статическим ВАХ ключа, зависящим от проводимости во включенном и выключенном состояниях, электромеханические ключи приближаются к идеальным. По динамическим ВАХ, характеризующим быстродействие, статические ключи приближаются к идеальным. Электромеханические и статические коммутационные аппараты не исключают друг друга, а дополняют и расширяют область рациональных технических решений задач коммутации. Статические и электромеханические ключи существенно различаются по следующим показателям:

- возможностям и способам отвода электроэнергии при коммутационных процессах;
- управлению коммутационным процессом;
- стойкости к перегрузкам по току и перенапряжениям;
- количеству коммутаций;
- наличию гальванической развязки между цепями источника, нагрузки и управления.

Эти показатели определяют рациональные области и эффективность использования того и или иного вида ключей. Поэтому рассмотрим их подробнее.

При переходе ключа из одного состояния в другое (включенное или выключенное) в ключе выделяется энергия, которая зависит как от динамической ВАХ ключа, так и характера коммутируемой цепи

(см. п. 7.1.3). Например, при быстром отключении активно-индуктивной цепи практически вся энергия, накопленная в ее индуктивной составляющей, переходит в ключ. В электромеханическом ключе эта энергия вызывает дугообразование с последующим переходом в тепло. В статических ключах дугообразование отсутствует и энергия выделяется непосредственно в ключе, например, в кристалле полупроводникового прибора. Причем, это явление сопровождается возникновением недопустимых перенапряжений или токовых перегрузок (см. п. 7.1.3). В результате возможен выход ключа из строя, если не принять соответствующих мер (использование ЦФТП или дополнительных энергопоглотителей (см. п. 7.1.4).

Повышенная стойкость электромеханического ключа по сравнению со статическим к токовым перегрузкам и перенапряжениям с очевидностью вытекает из принципа действия и конструктивных исполнений ключей.

Статические ключи позволяют реализовать коммутационные аппараты с управлением коммутационными процессами. Такая возможность следует из быстродействия статических ключей и способности некоторых из них работать в активном режиме как регулируемое сопротивление (транзисторные ключи). Быстродействие статических ключей позволяет обеспечить импульсное регулирование на повышенных частотах тока или напряжения в коммутируемой цепи. Импульсное управление параметрами цепи более эффективно по сравнению с регулированием за счет непрерывного изменения активного сопротивления, так как оно вызывает значительные потери мощности, ограничивающие возможности управления.

Отсутствие подвижных механических частей и дуговых явлений практически снимает ограничения на допустимые количества коммутации статических ключей. Это обстоятельство является существенным преимуществом статических коммутационных аппаратов.

Наличие гальванической развязки между цепями источника электропитания, нагрузки и управления в ряде случаев оказывается решающим фактором, влияющим на выбор аппарата. В этом отно-

шении аппараты на статических ключах существенно уступают электромеханическим аппаратам, в которых гальваническая развязка обусловлена принципом действия самого аппарата. В статических аппаратах обеспечение гальванической развязки усложняет их схемотехнику.

В зависимости от назначения и коммутируемого тока различают статические реле, контакторы, автоматические выключатели и др. Широкие возможности силовых электронных ключей позволяют в настоящее время создавать многофункциональные статические аппараты, выполняющие функции коммутации, регулирования, защиты и пр.

Параметры коммутируемой цепи определяют вид статического ключа. Реле и контакторы средней мощности выполняются на транзисторах. Для коммутации цепей с большими токами и высокими напряжениями используются тиристоры. Принци-

пы действия статических аппаратов на транзисторах и запираемых тиристорах во многом сходны. При использовании традиционных тиристоров возникают задачи, связанные с их принудительным выключением. Решение этих задач возможно различными схемотехническими способами. Выбор наиболее целесообразного из них производится с учетом конкретных технико-экономических условий его производства и применения. В отдельных случаях целесообразным оказывается использование в одном аппарате двух видов ключей – статических и электромеханических. Такие аппараты называются *гибридными*. По существу гибридный аппарат является синтезом статических и традиционных электромеханических аппаратов. Результатом такого технического решения является обеспечение возможности более полного использования преимуществ обоих видов ключей.

11.1.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ РЕЛЕ И КОНТАКТОРЫ

Функцию *транзисторного реле* как контактора может выполнять простейший транзисторный усилитель, выполненный, например, по схеме с общим эмиттером (рис. 11.1, а). В этой схеме транзистор *VT* должен работать в ключевом режиме. Управление транзистором осуществляется подачей на его базу сигнала управления U_y , который создает базовый ток i_b , обеспечивающий при заданной нагрузке R_H режим насыщения транзистора во включенном состоянии. Статические и динамические процессы транзисторов в ключевых режимах работы подробно рассмотрены в § 7.3. Здесь же отметим, что для скачкообразного перехода транзистора *VT* из одного состояния в другое и наоборот, сигнал управления U_y также должен изменяться скачкообразно (рис. 11.1, б). При более плавном изменении сигнала управления переход транзистора из одного состояния в другое затягивается (рис. 11.1, в). В результате возрастают время включения ($t_{вкл}$) и выключения ($t_{выкл}$) транзистора, когда транзистор находится в активном режиме. Крутизна фронтов включения и выключения может быть уменьшена при прочих равных условиях за счет увеличения коэффициента усиления, например, посредством включения в схему промежуточных усилителей. При этом одновременно будет решаться задача уменьшения мощности сигнала управления.

Увеличение коммутируемого тока достигается выбором соответствующих по мощности транзисторов либо параллельного соединения их в необходимом количестве в выходном каскаде.

Зависимость времени включения и выключения от скорости изменения сигналов управления может

быть исключена в схемах с релейной характеристикой переключения. Рассмотрим это явление более подробно.

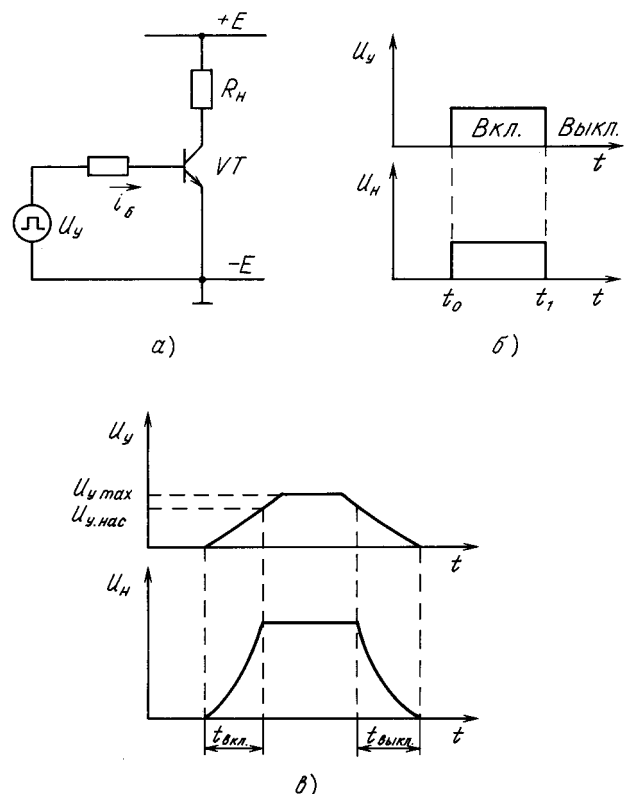


Рис. 11.1. Простейшее транзисторное реле: а – принципиальная схема; б – идеальные диаграммы напряжения; в – диаграммы напряжения с учетом времен коммутации

На рис. 11.2,а представлена структурная схема усилителя, охваченного положительной обратной связью по выходному сигналу. В статических режимах, а также в схемах с безынерционными звеньями передаточные функции последних выражаются действительными числами. В рассматриваемой схеме звену прямой передачи соответствует коэффициент $K_{пр}$, а звену обратной связи — $K_{ос}$. Коэффициент передачи всей системы с замкнутой обратной связью (ОС) при допущении линейности звеньев во всем диапазоне изменения сигналов имеет следующий вид [91]:

$$K_{зам} = \frac{Y}{X_{упр}} = \frac{K_{пр}}{1 \pm K_{пр}K_{ос}}, \quad (11.1)$$

где знак (+) соответствует отрицательной ОС, а (–) — положительной ОС.

Из (11.1) следует, что в случае положительной ОС при $K_{ос} \rightarrow 1/K_{пр}$, $K_{зам} \rightarrow \infty$. При $K_{ос} > 1/K_{пр}$ коэффициент $K_{зам}$ принимает отрицательное значение. Графическая иллюстрация этих закономерностей приведена на рис. 11.2,б, где прямая 1 соответствует зависимости $Y = K_{пр}X_{упр}$, а прямая 2 — $X_{ос} = K_{ос}Y$ при разомкнутой ОС. Для замкнутой положительной ОС $X_{\Sigma} = X_{упр} + X_{ос}$ и $Y(X_{упр})$ согласно (11.1) переходит в область отрицательных значений $X_{упр}$, чему соответствует прямая 3. В рассматриваемом случае сигнал Y изменяется в диапазоне от нуля до предельного значения Y_m для положительных значений.

Физический смысл изменения знака коэффициента $K_{зам}$ состоит в том, что сигнал $X_{ос}$ положительной ОС добавляется к сигналу управления $X_{упр}$, обеспечивая возможность уменьшения его до значений, включающих отрицательные. Например, в разомкнутой системе сигналу $X_{упр} = X_a$ соответствует выходной сигнал Y_0 , при котором на выходе ОС формируется сигнал X_0 . В результате в замкнутой системе для достижения Y_0 достаточно подать на вход сигнал X_c . Наклон прямой 3 в область отрицательных значений для системы с замкнутой положительной ОС придает зависимости $Y = K_{зам}(X_{упр})$ S-образный характер при ограничении выходного сигнала уровнем Y_{max} . Такой S-образный характер зависимости между входным и выходным сигналами соответствует релейной характеристике, когда выходной сигнал Y изменяет скачкообразно свое значение. Одновременно возникает явление гистерезиса (запаздывания), при котором значения $X_{упр}$, соответствующие переходу из одного состояния в другое и обратно, различны. Например, если в рассматриваемом случае скачко-

образное изменение сигнала Y из нулевого значения в максимальное Y_{max} (срабатывание реле) происходит при $X_{упр} = 0$, то обратный переход из состояния $Y = Y_{max}$ в состояние $Y = 0$ (отпускание реле) произойдет при $X_{упр} = X_{отп}$. Ширина петли гистерезиса определяется коэффициентом $K_{ос}$, с увеличением которого при $K_{ос} > 1/K_{пр}$ ширина петли возрастает, а при $K_{ос} = 1/K_{пр}$ равна нулю. При введении в сигнал $X_{упр}$ постоянной составляющей, называемой сигналом смещения, петля также будет смещаться относительно оси ординат, и пропорционально $X_{см}$ будут также изменяться, пороги срабатывания $X_{ср}$ и отпускания $X_{отп}$ (рис. 11.2,в), причем ширина релейной петли при этом не изменится.

На основе устройств с S-образной зависимостью выходного сигнала от входного могут выполняться не только реле или контакторы, но и автогенераторы. Для создания режима автоколебаний

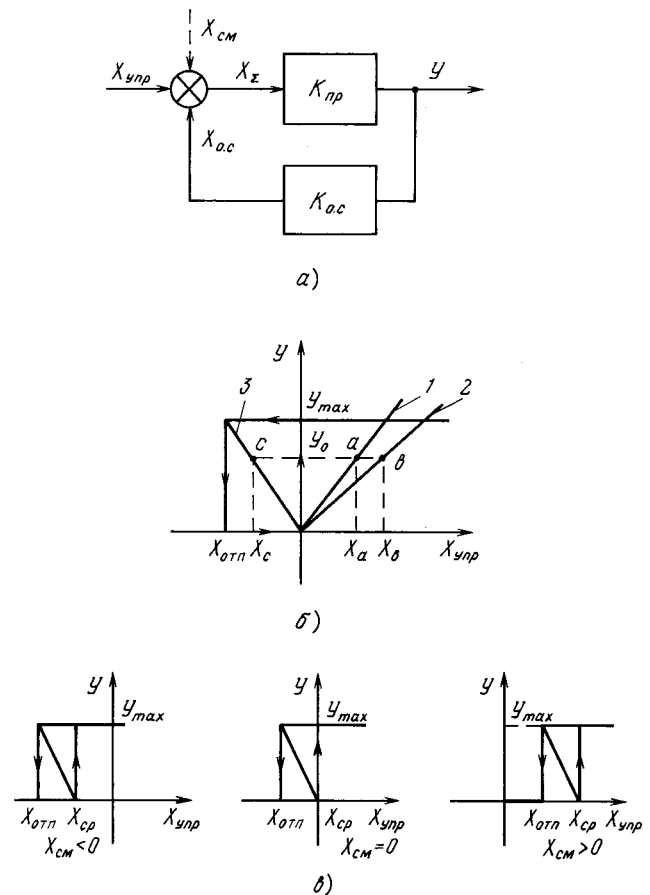


Рис. 11.2. Релейный эффект: а — структурная схема; б — характеристики; в — влияние смещения на характеристики

в устройство с *S*-образной зависимостью вводят различные инерционные элементы, например, конденсаторы.

Релейный эффект обычно используется при проектировании схем транзисторных реле. Примером могут служить схемы на основе двухкаскадных усилителей с положительной обратной связью по напряжению или току. Рассмотрим кратко процессы в этих схемах.

Схема с ОС по напряжению (рис. 11.3,а). Предположим, что транзистор *VT2* второго каскада выполняет функции ключевого элемента статического реле, коммутирующего нагрузку R_H . Управление реле осуществляется от источника напряжения U_Y сигналом, подаваемым через резистор R_{B1} на базу транзистора *VT1*. За исходное состояние примем включенное состояние реле, когда транзистор *VT2* находится в проводящем (насыщенном) состоянии, которому соответствуют соотношения

$$I_{C2} \leq \beta_2 I_{B2} \cong \frac{\beta_2 E}{R_{C1} + R_{B2}}, \quad (11.2)$$

где I_{C2} , I_{B2} — токи коллектора и базы транзистора *VT2*; β_2 — коэффициент усиления транзистора *VT2*.

Напряжение U_Y равно нулю и транзистор *VT1* находится в состоянии отсечки.

При подаче на базу транзистора *VT1* напряжения U_Y с полярностью, соответствующей его включению (указанной без скобок на рис. 11.3,а) в цепи базы возникает ток. С увеличением напряжения увеличивается ток базы i_{B1} и транзистор *VT1* переходит из состояния отсечки в активный режим. В результате потенциал коллектора транзистора *VT1* уменьшается, что приводит к уменьшению тока i_{B2} транзистора *VT2*, который начинает выходить из состояния насыщения и потенциал его коллектора возрастает. Это приводит к появлению тока в цепи обратной связи

$$i_{oc} \approx \frac{U_{CE2}}{R_{oc}}, \quad (11.3)$$

где U_{CE2} — напряжение коллектор-эмиттер транзистора *VT2*.

Появление тока i_{oc} приводит к еще большему увеличению тока i_{B1} и включению транзистора *VT1*. Таким образом, благодаря началу действия положительной ОС, процесс начинает приобретать лавинообразный (регенеративный) характер, приводя при определенном значении R_{oc} к релейному эффекту, в результате которого происходит скачкообразное выключение транзистора (выключение реле). В новом состоянии транзистор *VT1* будет оставаться насыщенным и при снижении U_Y до

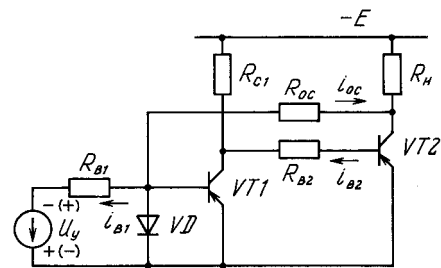
нуля за счет действия ОС, если соблюдается следующее условие

$$\frac{E}{R_{oc} + R_H} \cong i_{B1} \geq \frac{I_{C1}}{\beta_1} \approx \frac{E}{\beta_1 R_H}. \quad (11.4)$$

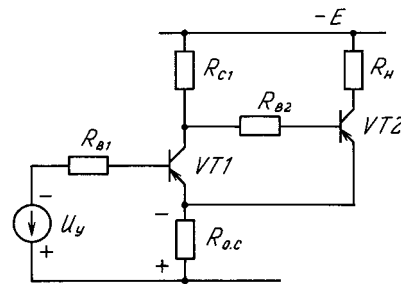
Сопротивление R_{oc} , обеспечивающее релейный эффект, может приближенно быть определено

$$R_{oc} < \beta_1 \beta_2 \frac{R_H R_{C1}}{R_{C1} + R_{B2}}. \quad (11.5)$$

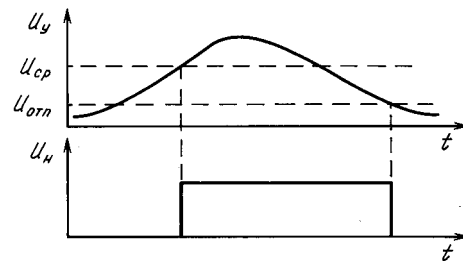
Для обратного перехода транзистора *VT2* в насыщенное состояние (включение реле) необходимо запирающим сигналом U_Y (с полярностью, указанной на рис. 11.3,а в скобках) перевести транзистор *VT1* в состояние отсечки. При этом необходимо компенсировать влияние положительной ОС, что повышает напряжение U_{cp} срабатывания реле (рис. 11.3,б).



а)



б)



в)

Рис. 11.3. Транзисторные реле с положительной обратной связью:

а — по напряжению; б — по току; в — диаграммы напряжения

Схема с ОС по току (рис. 11.3,б) в литературе называется „триггером Шмитта”. В этой схеме положительная ОС осуществляется через сопротивление R_{oc} , включенное в цепь эмиттера транзистора $VT1$. При включении транзистора $VT2$ (включении реле) в цепи ОС начинает протекать ток, создающий напряжение на R_{oc} с полярностью, соответствующей выключению транзистора $VT1$. При подаче на базу транзистора $VT1$ напряжения с полярностью, соответствующей его включению, напряжение на транзисторе $VT1$ уменьшается, вызывая выключение транзистора $VT2$. В результате воздействия положительной ОС при определенных значениях R_{oc} возникает лавинообразное переключение транзисторов из одного состояния в другое, которое соответствует релейному эффекту. Сопротивление R_{oc} , при котором возникает этот эффект, приближенно может быть определено:

$$R_{oc} > \beta_1 \beta_2 \frac{R_{C1} + R_{B2}}{R_{C1}}. \quad (11.6)$$

В схеме с ОС по току пороговые срабатывания и отпускания реле также различны, как и в схеме с ОС по напряжению. Следует отметить, что схема с ОС по току также может быть использована для создания простейшего статического реле на дискретных элементах, но по основным показателям (КПД и др.) она несколько уступает схеме с ОС по напряжению.

При использовании интегральных микросхем совместно с дискретными элементами целесообразно релейный элемент выполнять на операционных усилителях с положительной обратной связью (см. § 9.3.), а в качестве оконечного каскада использовать силовой ключ на транзисторах. Пример такой схемы приведен на рис. 11.4.

Обеспечение гальванической развязки. Одним из недостатков статических коммутационных аппаратов является отсутствие гальванической развязки между цепями силового ключа и управления. Это обусловлено принципом действия полупроводниковых ключей, в которых токи утечки протекают и в режимах отсечки. Цепи управления гальванически связаны с силовым ключом. Для гальванической развязки выходной цепи с цепями управления, как правило, используют различные оптоэлементы: светодиоды, фоторезисторы, фототранзисторы и др. Обычно это оптронные пары в интегральном исполнении. Оptrонные пары могут включаться непосредственно на управляющем входе аппарата и обеспечивать гальваническую развязку цепей формирования управляющего сигнала с выходом. Однако предпочтительней оптронную пару максимально приблизить к оконечному каскаду, который

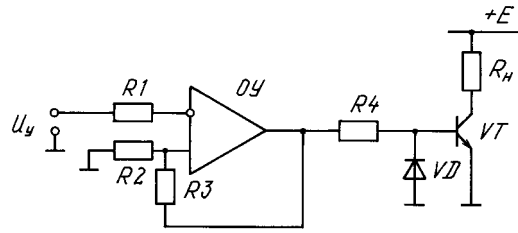


Рис. 11.4. Схема управляющего каскада на операционном усилителе

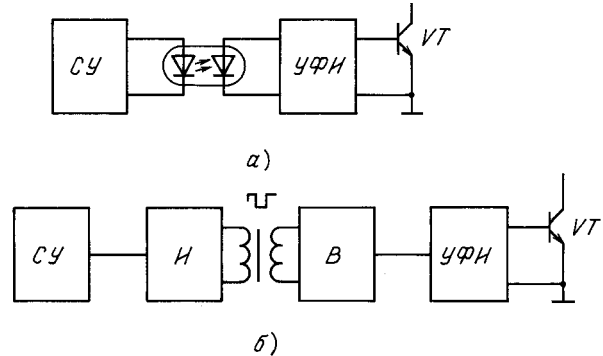


Рис. 11.5. Обеспечение гальванической развязки между системой управления и силовым электронным ключом: а – оптопарой; б – высокочастотным трансформатором

является силовым исполнительным органом. В этом случае будет обеспечена гальваническая развязка цепей предварительных каскадов усиления и других функциональных, как правило, слаботочных узлов от силовой цепи. На рис. 11.5,а приведена упрощенная схема с гальванической развязкой на основе оптронной пары.

Гальваническая развязка между цепями управления и силовым ключом может быть выполнена и на основе трансформаторов. Для этого в схеме используется промежуточное звено переменного тока повышенной частоты (рис. 11.5,б).

Влияние индуктивности цепи на процесс коммутации. Многие виды источников электропитания и нагрузок обладают внутренним сопротивлением активно-индуктивного характера. Индуктивная составляющая цепи существенно влияет на процессы ее коммутации, замедляя нарастание тока цепи при ее включении и вызывая перенапряжения на ключе при отключении. Подробно анализ этих явлений и способы ограничения перенапряжений рассмотрены в § 7.1.

Коммутационные аппараты проектируются с учетом отключения аварийных токов, например, при частично или полностью короткозамкнутой цепи нагрузки (рис. 11.6,а). В этом случае в индуктивностях может накапливаться значительная энергия $Li^2/2$, вывод которой из электрической цепи усложняет

задачу коммутации. На рис. 11.6,б представлена эквивалентная схема транзисторного реле VT . В этой схеме входная индуктивность $L_{\text{вх}}$ является эквивалентной индуктивностью генератора постоянного тока E и линии, в которой установлено реле, а $L_{\text{н.экв}}$ — эквивалентной индуктивностью отключаемой нагрузки. Предположим, что к моменту начала выключения реле ($t = t_0$) ток i_s в коммутируемой цепи достиг значения I_{sm} (рис. 11.6,в). При этом во входной индуктивности будет накоплена энергия $L_{\text{вх}} I_{sm}^2 / 2$, а в индуктивности нагрузки — $L_{\text{н.экв}} I_{sm}^2 / 2$. Если воспользоваться моделью транзисторного ключа как генератора линейно спадающего тока с фронтом $t_{\text{выкл}} = t_1 - t_0$, определяемым параметрами транзистора, то перенапряжения на индуктивных составляющих будут определяться скоростью спада тока i_s , равной в данном случае $I_{sm} / t_{\text{выкл}}$. Эти перенапряжения должны быть ограничены на допустимом для транзистора уровне, чтобы исключить выход его из строя. Включение в схему реле обратного диода позволяет ограничить перенапряжения от индуктивной составляющей нагрузки $I_{\text{н.экв}}$ на уровне, определяемом входным напряжением E . Однако перенапряжения от индуктивности $L_{\text{вх}}$ не могут быть также легко ограничены. Эффективную роль в данном случае могут сыграть энергопоглощающие ЦФТП (см. § 7.4.), например, включенные параллельно транзистору RC -цепь или варистор. Параллельная RC -цепь уменьшает динамическое сопротивление релейного контакта в выключенном состоянии, что необходимо учитывать при ее использовании. Применение варистора в этом отношении предпочтительней, так как до наступления режима пробоя на определенном уровне напряжения его проводимость низка и незначительно влияет на сопротивление контакта выключенного реле. Очевидно, что напряжение пробоя варистора U_{var} должно быть меньше напряжения допустимого для транзистора. С другой стороны, значение U_{var} определяет время выключения реле. Например, полагая транзистор идеальным по быстрдействию, можно считать, что спад тока i_s через варистор происходит по линейному закону (рис. 11.6,в). При этом энергия $L_{\text{вх}} I_{sm}^2 / 2$ рассеивается в варисторе в виде выделяемого в нем тепла. Время спада тока до нуля, т.е. время выключения реле $t_{\text{выкл}}$ в данном случае будет определяться разницей напряжений варистора U_{var} и источника E :

$$t_{\text{выкл}} = \frac{U_{\text{var}} - E}{L_{\text{вх}}} \cdot I_{sm} \quad (11.7)$$

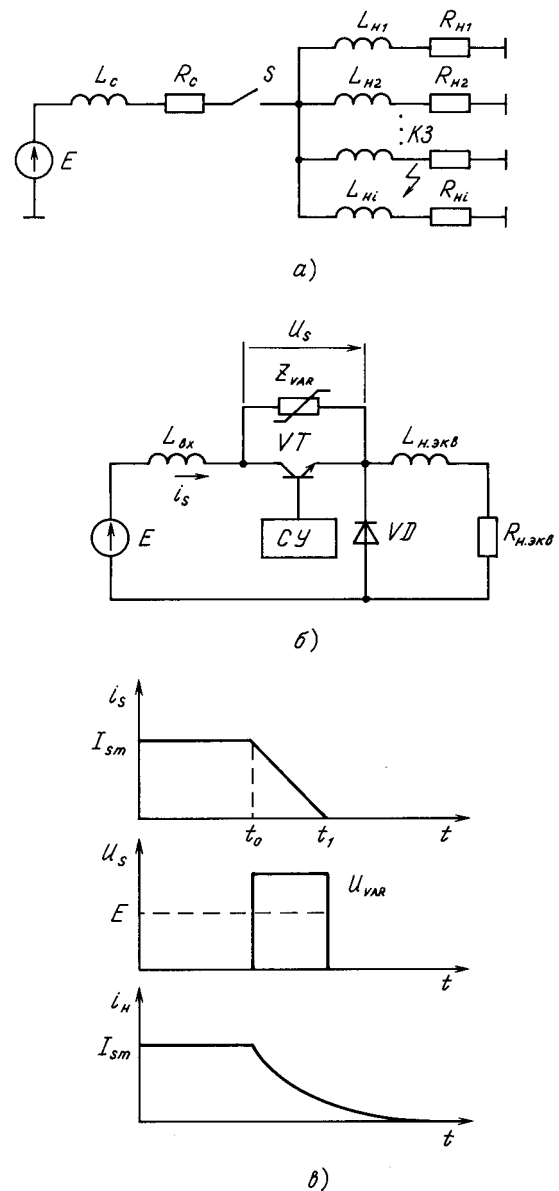


Рис. 11.6. Влияние индуктивностей входных и выходных цепей на выключение электронного реле a — схема с большим числом нагрузок; b — схема с варисторным ограничителем перенапряжения; $в$ — диаграммы токов и напряжений схемы с варистором

После выключения реле нагрузка будет отключена от источника электроэнергии, но в ней может продолжать протекать ток $i_{\text{н}}$, обусловленный энергией, накопленной в индуктивности $L_{\text{н.экв}}$.

Очевидно, что для снижения энергоемкости варистора, необходимо уменьшать энергию, накапливаемую в индуктивности $L_{\text{вх}}$. С этой целью в статических аппаратах защиты от токов КЗ следует уменьшать уровень отключаемого тока за счет бы-

стродействия электронного ключа. Современные электронные ключи позволяют практически мгновенно отключить короткозамкнутые цепи и исключить развитие аварийного процесса. В результате энергия, накапливаемая в L_{BX} , может быть существенно уменьшена. Если аппарат рассчитан на коммутацию цепей с большими индуктивностями L_{BX} , целесообразно использовать в качестве энергопоглотителя конденсаторы, подключенные с входной стороны аппарата. Но такие конденсаторы могут оказывать нежелательное влияние на работу системы электропитания, поэтому наличие и значение емкости входных конденсаторов должны быть отражены в технических характеристиках аппарата.

Расширение функций транзисторных реле и контакторов. Хорошая управляемость и высокое быстродействие транзисторных ключей позволяют расширять функции коммутационных аппаратов. Основными направлениями этого являются:

регулирование тока или напряжения в коммутируемой цепи;

контроль параметров и защита коммутируемой цепи;

функционирование по заданному алгоритму;

контроль, защита и диагностика основных функциональных узлов.

Рассмотрим некоторые функции более подробно.

Регулирование тока или напряжения цепи осуществляется путем перевода транзистора в активный или импульсный режимы с управляемым коэффициентом заполнения импульсов. Импульсное регулирование предпочтительнее по основным техническим показателям и является наиболее перспективным. Режим регулирования тока обычно используется для ограничения тока в коммутируемой цепи. На рис. 11.7 представлены схема и диаграмма ограничения тока в нагрузке в импульсном режиме работы транзисторов. При возникновении перегрузки, например, подключении сопротивления Z'_H , ток в ключе начинает возрастать. В момент достижения током i_s порогового значения $I_{пор}$ транзистор выключается, и начинается спад тока, который при индуктивном характере нагрузки протекает через обратный диод VD . Контроль тока осуществляется датчиком тока DT . Различные способы импульсного регулирования рассматриваются в § 11.2. В некоторых статических реле и контакторах импульсное регулирование осуществляется в целях плавного нарастания тока в потребителе при его подключении к источнику электропитания (рис. 11.7, б). Например, плавное нарастание тока в галогеновых лампах значительно повышает ресурс их работы. Импульсное регулирование также исполь-

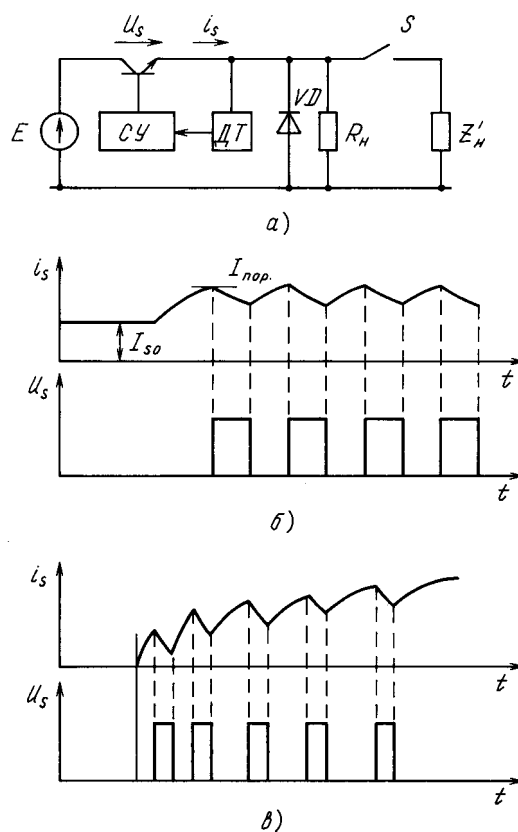


Рис. 11.7. Ограничение и регулирование тока: а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения в режиме ограничения тока; в – диаграммы тока и напряжения в пусковом режиме

зуется для обеспечения плавного пуска или остановки электропривода постоянного тока и др.

Примером схем, реализующих работу реле по заданному алгоритму, могут служить реле времени. На рис. 11.8 представлена простейшая схема реле времени, выполненная на основе схемы двухкаскадного транзисторного реле. В этой схеме нет положительной обратной связи – это компаратор без ОС. В исходном состоянии реле включено, т. е. транзистор $VT1$ – заперт напряжением $E_{зап}$, а транзистор $VT2$ выходного каскада проводит ток нагрузки. Выдержка времени на отключение создается RC -цепью, конденсатор C которой в исходном состоянии шунтирован контактами ключа управления S , а его функции может выполнять другое реле. Отключение реле происходит при размыкании ключа S , в результате чего начинается заряд конденсатора C по цепи: $E \rightarrow E_{зап} \rightarrow C \rightarrow R1$. При превышении напряжением на конденсаторе U_c значения, равного сумме напряжений на источнике $E_{зап}$ и $p-n$ -переходах диода VD и транзистора $VT1$, в базе послед-

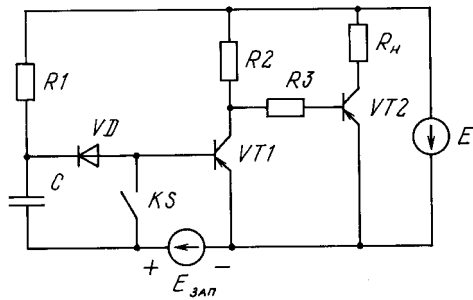


Рис. 11.8. Электронное реле времени

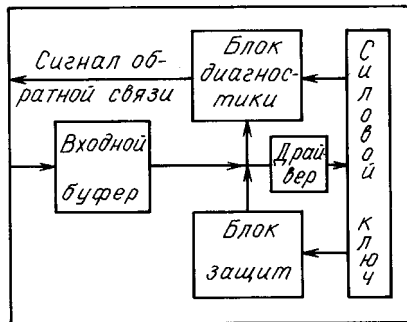


Рис. 11.9. Принципиальная схема интеллектуального интегрального реле

него начнет протекать базовый ток. В результате транзистор $VT1$ открывается, а $VT2$ — закрывается,

что соответствует отключению реле. Время выдержки на отключение реле приближенно определяется

$$t_{\text{выкл}} \approx R_1 C \ln \left(1 + \frac{E_{\text{зап}}}{E} \right). \quad (11.8)$$

Развитие электронных технологий принципиальным образом изменило возможности расширения функций статических реле и контакторов. На основе интеграции в одном корпусе микросхем управления, включая микропроцессоры и силовых транзисторных ключей были созданы, так называемые, интеллектуальные, или „разумные” реле. Эти реле не только реализуют все функции, указанные выше, но и позволяют их постоянно расширять и дополнять новыми возможностями. В качестве примера на рис. 11.9 приведена структурная схема интеллектуального реле фирмы Siemens, созданного для автомобильной промышленности. Основными функциями этих реле являются:

- включение и отключение нагрузки;
- защита цепей от короткого замыкания, перегрузки, перенапряжения, неправильной полярности напряжения и т. д.;
- выдача информации на внешние устройства о состоянии цепи, наличии и виде аварийной ситуации и др.

Использование мощных транзисторных ключей позволяет создавать также и многофункциональные статические аппараты, объединяющие функции контакторов и регуляторов.

11.1.3. ТИРИСТОРНЫЕ КОНТАКТОРЫ

Тиристоры используют как ключевые элементы контакторов постоянного тока в цепях с повышенными значениями напряжений и токов. Достоинством тиристорных ключей является их высокая перегрузочная способность в кратковременных режимах работы. При использовании в качестве ключа запираемого тиристора схема статического аппарата не имеет принципиальных отличий от схемы аппарата с транзисторным ключом. Однако применение обычного традиционного тиристора в цепях постоянного тока связано с необходимостью введения в силовую часть схемы дополнительных элементов, обеспечивающих принудительное (или искусственное) выключение тиристора (см. § 7.4).

Существующие схемы принудительного выключения тиристорных в контакторах постоянного тока разделяют на две группы: запираемые обратным напряжением и запираемые импульсом обратного тока [97]. В первой группе схем в качестве источника напряжения используется предварительно заряженный конденсатор, во второй — импульс тока

формируется при разряде предварительно заряженного конденсатора в колебательном LC -контуре.

Коммутация тиристора обратным напряжением конденсатора. На рис. 11.10 представлена схема с конденсаторной принудительной коммутацией, осуществляемой подключением заряженного коммутирующего конденсатора C_k параллельно основному силовому тиристор $VS1$. Нагрузка предполагается активно-индуктивная (например, обмотка возбуждения электродвигателя). Поэтому в схеме для протекания тока, обусловленного энергией, накопленной в индуктивной составляющей нагрузки на интервале включенного состояния тиристора $VS1$, предусмотрен обратный диод VD . Подключение конденсатора C_k осуществляется вспомогательным коммутирующим тиристором $VS2$. Управление прерывателем производится подачей внешних слаботоковых сигналов или включением сухих контактов управляющих цепей, что приводит к появлению на выходе CU отпирающих импульсов для тиристор $VS1$ и $VS2$.

Включение прерывателя происходит при подаче в момент времени t_0 (рис. 11.10,б) отпирающего импульса на тиристор $VS1$, который переходит в проводящее состояние. Предположим, что к моменту времени $t = t_0$ конденсатор C_k был заряжен до напряжения E источника питания с полярностью, указанной на рис. 11.10,а. Одновременно с включением тиристора $VS1$ начинается колебательный процесс перезаряда конденсатора C_k по цепи: C_k – $VS1$ – $VD1$ – L_k – C_k . При этом напряжение на конденсаторе C_k , если пренебречь потерями в элементах схемы, будет изменяться по закону гармонических колебаний

$$U_{Ck} = U_C(t_0) \cos \omega t, \quad (11.9)$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$.

Перезаряд конденсатора заканчивается в момент времени t_1 , когда ток конденсатора спадает до нуля (рис. 11.10,б). Диод $VD1$ блокирует дальнейший перезаряд, и в результате на конденсаторе останется напряжение полярностью, противоположной указанной на рис. 11.10,а. Таким образом конденсатор C_k окажется подготовленным к выключению основного тиристора.

Для выключения основного тиристора $VS1$ в момент времени t_2 подается отпирающий импульс на вспомогательный тиристор $VS2$. Включение его приводит к выключению тиристора $VS1$, так как к нему оказывается подключенным заряженный конденсатор C_k , разрядный ток которого будет направлен встречному току нагрузки протекающему через тиристор $VS1$. После выключения тиристора $VS1$ ток нагрузки начнет протекать через тиристор $VS2$ и конденсатор C_k перезаряжает его. Принимая на этом кратковременном этапе ток i_H неизменным, можно считать, что напряжение на конденсаторе будет изменяться по линейному закону:

$$U_C(t) = U_C(t_1) + \frac{I_H}{C_k} t, \quad (11.10)$$

где $U_C(t_1) = -E$.

До тех пор, пока напряжение на конденсаторе C_k не изменит свой знак (момент времени t_3), к основному тиристор VS будет приложено обратное напряжение, и он имеет возможность восстановить запирающую способность. Для обеспечения времени восстановления тиристора $VS1$ емкость конденсатора C_k должна удовлетворять соотношению:

$$C_k \geq \frac{k_{\text{зап}} I_H t_{\text{восст}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (11.11)$$

где I_H – коммутируемый ток нагрузки; $t_{\text{восст}}$ – время выключения тиристора; $k_{\text{зап}}$ – коэффициент запаса.

В момент времени t_4 напряжение на конденсаторе достигает значения, равного E , и перезаряд прекращается. Это объясняется тем, что при дальнейшем повышении напряжения происходит включение обратного диода VD , к которому начинает прикладываться прямое напряжение, равное разности входного напряжения E и напряжения конденсатора U_C . В результате ток нагрузки I_H протекает через включенный диод VD (ток, обусловленный накоплением энергии в индуктивной составляющей нагрузки L_H).

Перезаряд конденсатора C_k при включении основного тиристора $VS1$ вызывает дополнительное (по сравнению с током нагрузки I_H) увеличение протекающего через него тока (рис. 11.10,б). Поэтому при выборе тиристора $VS1$ следует учитывать максимальное значение прямого тока через него, определяемое как

$$I_{VS1 \text{ max}} = I_H + U_{\text{вх}} \sqrt{C_k / L_k}. \quad (11.12)$$

Индуктивность L_k , задающая при рассчитанном значении емкости C_k частоту колебательного контура ω_0 , определяется, с одной стороны, допустимым (рациональным для используемой элементной базы) максимальным значением I_{VS1} , с другой – максимальной частотой срабатывания контактора.

Основным недостатком рассмотренной схемы является увеличение длительности коммутационного процесса при выключении в режимах малых

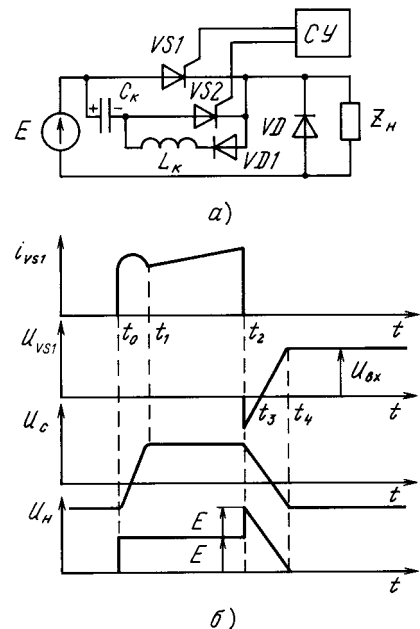


Рис. 11.10. Тиристорный контактор с коммутацией напряжением заряженного конденсатора:

а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения

нагрузок. Это обуславливается тем, что длительность перезаряда коммутирующей емкости C_k увеличивается с уменьшением тока перезаряда, т. е. тока нагрузки. Другим недостатком является дополнительная нагрузка основного тиристора $VS1$ по току в период подготовки конденсатора C_k к коммутации, когда происходит его перезаряд, вызванный включением тиристора $VS1$. Кроме того, в момент выключения тиристора $VS1$ на нагрузке возникает двукратный всплеск напряжения относительно значения входного напряжения E (рис. 11.10, б).

Зависимость длительности коммутации от тока нагрузки можно существенно уменьшить, если в схему ввести дополнительный контур перезаряда коммутирующего конденсатора, состоящий из диода $VD2$ и реактора $L2$ (рис. 11.11). Наличие дополнительного контура приводит к тому, что в момент включения коммутирующего тиристора $VS2$ конденсатор C_k будет перезаряжаться не только током нагрузки I_n , но и колебательным током через $L2$. При этом длительность перезаряда конденсатора не может быть меньше половины периода колебательного процесса в этом контуре при любых токах нагрузки, включая холостой ход.

Коммутация тиристора импульсом обратного тока. На рис. 11.12 представлена схема, в которой импульс обратного тока формируется $L_k C_k$ -контуром при разряде конденсатора C_k . Для подготовки схемы к работе, необходимо зарядить конденсатор C_k . С этой целью подается импульс управления на тиристор $VS2$, через который конденсатор заряжается с полярностью, указанной на рис. 11.12, а (без скобок). Включение контактора осуществляется подачей в момент времени t_0 (рис. 11.12, б) импульса управления на основной тиристор $VS1$. Одновременно начинается перезаряд конденсатора C_k по цепи: $C_k-L_k-VD2-VS1$. Когда полуволна перезарядного тока i_k спадает до нуля (момент времени t_1), диод $VD2$ выключается и конденсатор C_k оказывается заряженным с полярностью, указанной на рис. 11.12, а в скобках, т. е. подготовленным для коммутации тиристора $VS1$.

Для выключения тиристора $VS1$ в момент времени t_2 подается импульс управления на тиристор $VS2$. При включении тиристора $VS2$ начинается колебательный процесс в контуре: $C_k-VS1-VS2-L_k$. При этом через тиристор $VS1$ будет протекать разность токов нагрузки i_n и разрядного тока контура i_k . Когда эти токи станут равными (момент времени t_3), тиристор $VS1$ выключится. Далее ток i_k продолжает возрастать, и через диод $VD1$ будет проходить разность токов i_k и i_n . Пока диод $VD1$ проводит ток,

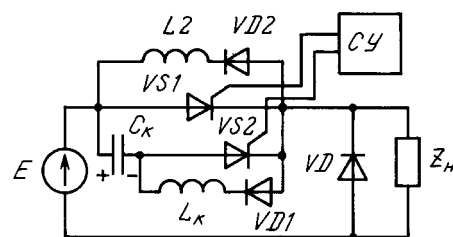
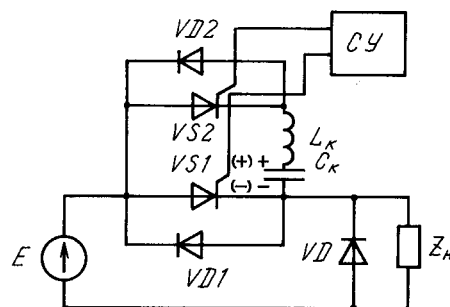
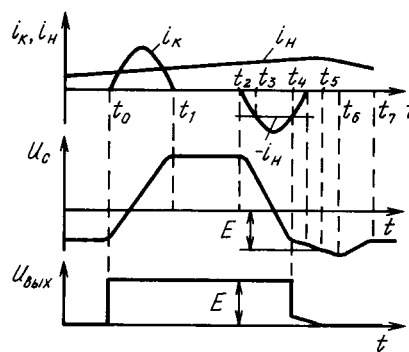


Рис. 11.11. Схема тиристорного контактора с дополнительным контуром перезаряда коммутирующего конденсатора



а)



б)

Рис. 11.12. Тиристорный контактор с коммутацией током колебательного контура:

а – принципиальная схема; б – диаграммы тока и напряжения

к тиристор $VS1$ будет приложено обратное напряжение, равное прямому напряжению на диоде $VD1$. На этом интервале времени тиристор VS выключается. Когда ток i_k снова станет меньше тока нагрузки i_n (момент времени t_4), диод $VD1$ выключится. Далее происходит дозаряд конденсатора C_k током нагрузки i_n до значения входного напряжения E по цепи: $VS2-L_k-C_k-Z_H-E$. После этого включается диод VD , шунтирующий цепь нагрузки (момент времени t_5). Так как в момент времени t_5 ток i_n отличен от нуля, то энергия, запасенная в индуктивности L_k , расходуется на дальнейшее увеличе-

ние напряжения на конденсаторе C_k до значения, большего напряжения E . После спада тока в индуктивности L_k до нуля включается диод $VD2$ (момент времени t_6) и конденсатор C_k разряжается

до напряжения несколько меньшего, чем входное напряжение E (момент времени t_7).

Методика расчета параметров коммутирующего $L_k C_k$ -контура подробно изложена в [97].

11.1.4. ГИБРИДНЫЕ АППАРАТЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Гибридными коммутационными аппаратами называются комбинированные аппараты для коммутации цепей постоянного тока посредством как статических, так и электромеханических силовых ключей. Целью такой комбинации является объединение положительных качеств электромеханических и статических аппаратов, а также достижение новых положительных эффектов, улучшающих технико-экономические показатели. Электромеханические ключи позволяют получить низкие значения падения напряжения в проводящем состоянии и хорошую гальваническую развязку в выключенном состоянии. Статические ключи обеспечивают высокое быстродействие и позволяют регулировать параметры электроэнергии в коммутируемой цепи. Положительным результатом гибридной коммутации является также возможность существенного облегчения режима коммутации электромеханических ключей в условиях совместной работы со статическими.

Пример простейшей схемы гибридного аппарата постоянного тока, реализующей быстродействие тиристора, приведен на рис. 11.13. При подаче импульса управления на тиристор происходит практически мгновенное подключение нагрузки Z_H к источнику напряжения E . Затем происходит замыкание электромеханических контактов K , шунтирующих тиристор. Диаграмма токов приведена на рис. 11.13, б. В момент времени t_0 происходит включение тиристора и через него начинает протекать ток нагрузки I_H , затем в момент времени t_1 этот ток переходит в электромеханические контакты, сопротивление которых на несколько порядков меньше, чем прямое сопротивление проводящего тиристора. Такая схема может быть успешно использована для быстрого подключения резервных источников питания постоянного тока, например, аккумуляторной батареи.

Гибридные аппараты различаются по типу статического ключа (транзисторные, тиристорные и др.), а также по способу соединения его с электромеханическими контактами: параллельные, последовательные и параллельно-последовательные.

Обычные традиционные тиристоры применяются в гибридных аппаратах постоянного тока редко, так как их выключение требует принудительной коммутации. Поэтому в качестве статических ключей

обычно используются полностью управляемые транзисторы или запираемые тиристоры. Рассмотрим более подробно различные способы соединения полностью управляемых статических ключей с электромеханическими.

Параллельное соединение ключей. Включение гибридного контактора в схеме с параллельным соединением транзисторов и электромеханических контакторов (рис. 11.14) происходит в следующей последовательности. В момент времени t_1 системой управления $СУ$ формируются сигналы на включение транзистора VT и контактора K . Транзистор включается практически мгновенно и через него начинает протекать ток нагрузки i_H . В общем случае нагрузка обычно имеет активно-индуктивный характер. В этом случае ток i_H будет плавно нарастать

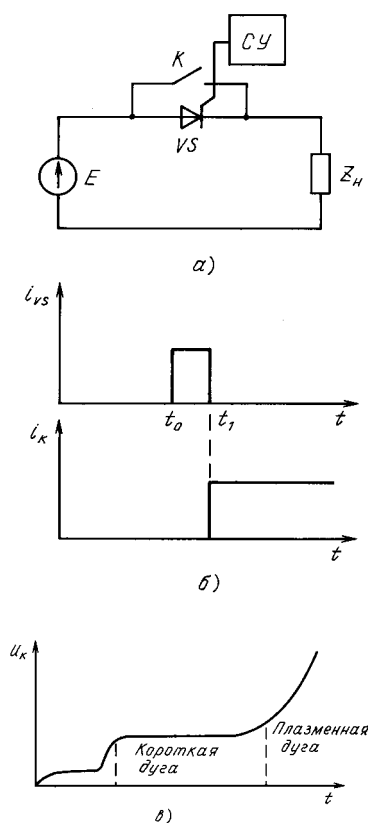


Рис. 11.13. Принцип гибридной коммутации: а – принципиальная схема; б – диаграммы тока; в – временная характеристика дуги

по экспоненциальному закону до установившегося значения. С задержкой времени, обусловленной инерционностью электромеханического контактора, в момент времени t_2 замыкаются контакты K , шунтируя транзистор VT . В результате ток нагрузки i_H переходит в контакт K . Для выключения гибридного контактора необходимо в $СУ$ сформировать сигналы на включение транзистора VT и выключение контактора K . При подаче этих сигналов в момент времени t_3 транзистор VT оказывается подготовленным к переходу в проводящее состояние, а контактор K начинает выключаться. В начальный период замыкания контактов, через которые протекает ток нагрузки, на них возникает короткая электрическая дуга. На рис. 11.14,б показан начальный участок характеристики изменения напряжения на контактах K при их размыкании. Полярность напряжения на контактах по мере его нарастания, для транзистора VT является прямой, и он переходит в проводящее состояние. В результате ток i_{VT} увеличивается, а ток в контактах контактора i_K уменьшается (рис. 11.14,б). С учетом быстрого действия транзистора переход тока можно считать практически мгновенным. После завершения перехода тока i_H в транзистор контакты контактора K продолжают размыкание, но уже в обесточенном состоянии. В результате в контакторе K не развивается процесс плазменной дуги и его выключение происходит в облегченном режиме. Если выключение контактора происходит при низком напряжении, равном напряжению на проводящем насыщенном транзисторе, то все процессы комму-

тации (при включении и выключении) происходят в облегченном для электромеханического контактора режимах. Следствием этого является минимальный электрический износ контактов и, соответственно, увеличение ресурса их работы. Кроме того, отсутствие дугообразования позволяет значительно упростить конструкцию контактора и повысить его экономичность при использовании в условиях гибридного аппарата.

После окончания размыкания контактора K в момент времени t_4 прекращается подача отпирающего импульса от $СУ$, транзистор VT выключается, и источник E оказывается отключенным от нагрузки Z_H . При активно-индуктивном характере нагрузки ток индуктивной составляющей после выключения транзистора VT протекает через обратный диод VD (рис. 11.14,а). Таким образом в гибридном аппарате с параллельным соединением ключей сохраняются быстродействие при включении, присущее статическим ключам, и низкие потери мощности во включенном состоянии, характерные для электромеханических контактов. Однако эта схема не обеспечивает гальванической развязки между потребителем и нагрузкой и не обеспечивает высокого быстродействия при выключении цепи, что важно для выполнения функций защиты от токовых перегрузок в аварийных режимах работы сети. Эти задачи позволяют решить схема с последовательным соединением ключей.

Последовательное соединение ключей. Схема силовой части аппарата с последовательным соединением транзистора и электромеханического контактора приведена на рис. 11.15,а. Предположим, что в исходном состоянии гибридный контактор выключен и напряжение источника E приложено к разомкнутым контактам контактора K , так как их сопротивление существенно больше сопротивления выключенного транзистора VT . При включении гибридного контактора в момент времени t_1 в $СУ$ формируются сигналы на включение контактора K и транзистора VT . После срабатывания контактора K в момент времени (t_1-t_2) к транзистору приложено прямое напряжение и он переходит в проводящее состояние в режиме насыщения. При выключении цепи $СУ$ формирует сигналы на выключение транзистора VT и отключение контактора K . Благодаря быстродействию первым (в момент времени t_3) выключается транзистор VT и отключает нагрузку Z_H от источника напряжения E . Индуктивная составляющая тока нагрузки начинает протекать через обратный диод VD . Затем, в момент времени t_4 , размыкаются контакты контактора K . Размыкание контактов контактора K как при вы-

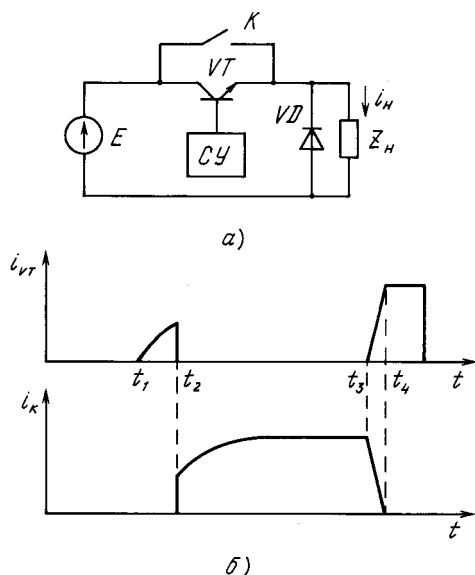


Рис. 11.14. Гибридный контактор параллельного типа: а — принципиальная схема; б — диаграммы токов

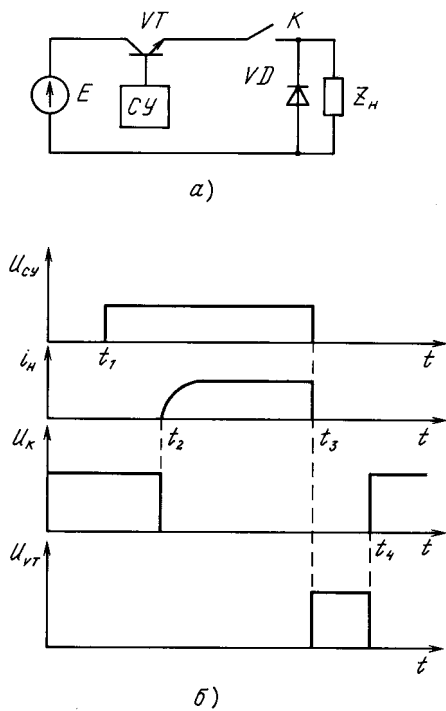


Рис. 11.15. Гибридный контактор последовательного типа: а – принципиальная схема; б – диаграммы токов и напряжений

ключении, так и при включении в этой схеме происходит без токовой нагрузки, т. е. на холостом ходу. Дугообразование в электромеханических контактах не возникает, и их электрическая стойкость существенно возрастает.

Из принципа действия схемы гибридного аппарата с последовательным соединением ключей следует, что она позволяет реализовать быстродействие статических ключей при выключении. В то же время эта схема не устраняет потерь мощности во включенном аппарате, обусловленных падением напряжения в статическом ключе, проводящем ток нагрузки. Частично достоинства схем с параллельным и последовательным соединением ключей объединяет схема с параллельно-последовательным соединением ключей.

Параллельно-последовательное соединение ключей (рис. 11.16). В этой схеме два электромеханических контакта $K1$ и $K2$: $K1$ подключен параллельно транзистору, а $K2$ – последовательно. Эти контакты могут иметь общий привод, но при этом должна обеспечиваться задержка на размыкание и опережение на включение контакта $K1$ относительно контакта $K2$. Рассмотрим последовательность замыкания и размыкания ключей при включении и выключении аппарата (рис. 11.16, б).

Предположим, что исходным состоянием гибридного аппарата является состояние „выключе-

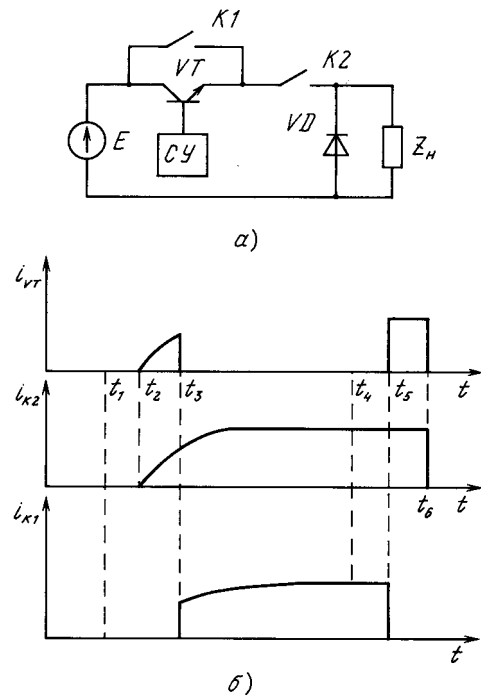


Рис. 11.16. Гибридный контактор параллельно-последовательного типа: а – принципиальная схема; б – диаграммы тока

но”. В момент времени t_1 система управления формирует импульсы на включение силовых ключей VT , $K1$ и $K2$. Первым должен включиться контакт $K2$, после чего практически мгновенно переходит в проводящее состояние транзистор VT , так как на него подан отпирающий сигнал управления. Затем в момент времени t_3 замыкаются контакты $K1$, и ток нагрузки переходит из цепи транзистора в цепь контакта $K1$. На этом включение гибридного аппарата заканчивается.

Выключение аппарата происходит следующим образом. В момент времени t_4 формируются сигналы на размыкание контактов $K1$ и $K2$. Сначала начинает размыкаться контакт $K1$, и в момент времени t_5 ток переходит в транзистор VT . При этом протекают процессы, аналогичные рассмотренным для схемы с параллельным соединением контактов. После перехода тока нагрузки в транзистор VT в момент времени t_6 формируется сигнал на запираение транзистора, и источник напряжения E оказывается отключенным от цепи нагрузки. Индуктивная часть тока нагрузки при этом начинает протекать через обратный диод VD , постепенно спадая до нуля из-за потерь мощности в ее активной составляющей. Затем происходит размыкание контактов $K2$, и схема переходит в исходное выключенное состояние. Схема с параллельно-последовательным со-

единением силовых ключей объединяет достоинства схем с параллельным и последовательным соединением, кроме одного — быстродействия при

выключении, присущего схеме с последовательным соединением ключей. Это ограничивает область ее использования.

Контрольные вопросы и задачи

1. Какими основными достоинствами и недостатками обладают статические и электромеханические ключи?
2. Как влияют на динамические ВАХ статических ключей реактивные элементы (индуктивности и емкости) коммутируемой цепи?
3. В чем проявляется влияние индуктивностей входных и выходных цепей на выключение электромеханического и статического ключей?
4. Определите время выключения транзисторного реле при следующих условиях (см. рис. 11.6,б): напряжение источника питания $E = 24$ В, напряжение варистора $U_{var} = 50$ В, входная индуктивность $L_{вх} = 100$ мкГн, активное сопротивление входной цепи равно нулю, по быстродействию транзистор соответствует идеальному ключу. При выключении обратный диод со стороны нагрузки проводит ток нагрузки, обусловленный ее активно-индуктивным характером.
5. Определите требуемую энергоемкость варистора в схеме на рис. 11.6,б, обеспечивающую выключение транзисторного реле после возникновения КЗ на выходе при следующих условиях: входная индуктивность $L_{вх} = 50$ мкГн, напряжение источника питания $E = 110$ В, активное сопротивление входной цепи, включающей источник питания, равно нулю, длительность КЗ с момента возникновения до момента пробоя варистора 100 мкс, ток в индуктивности до возникновения КЗ 10 А.
6. Определите время протекания тока в нагрузке после отключения реле в схеме на рис. 11.6,б при следующих условиях: активное сопротивление нагрузки 1 Ом, последовательно включенная индуктивность нагрузки 10 мГн, статическая ВАХ обратного диода в проводящем состоянии аппроксимируется источником напряжения $\Delta U = 2$ В, ток нагрузки в конце интервала отключения 100 А.
7. Изобразите диаграммы формирования сигналов в гибридных контакторах: при последовательном, параллельном и параллельно-последовательном соединении ключей.
8. Какие факторы определяют время задержки для размыкания контактов К2 относительно контактов К1 в схеме на рис. 11.16?
9. Объясните процесс перехода тока при выключении гибридного аппарата из электромеханических контактов в параллельно подключенный транзистор и перечислите основные факторы, влияющие на этот процесс.
10. Перечислите основные достоинства и недостатки электромеханических, статических и гибридных коммутационных аппаратов.

11.2. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

11.2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О БАЗОВЫХ СХЕМАХ

Регуляторы постоянного тока предназначены для регулирования по определенному закону или поддержания неизменности (стабилизации) напряжения или тока в системах электропитания постоянного тока. Регуляторы, осуществляющие только стабилизацию параметров, называются *стабилизаторами*. Регуляторы могут выполнять и другие функции, например, согласование уровней напряжений или обеспечение гальванической развязки. Выполнение таких функций определяется возможностями конкретной схемы регулятора.

На выходное напряжение или ток регулятора влияют различные факторы: изменение входного напряжения, тока нагрузки, температуры окружающей среды и др. Поскольку эти факторы вызывают изменение выходного напряжения, их называют

возмущающими. Точность поддержания напряжения при воздействии различных возмущающих факторов характеризуется соответствующими параметрами стабилизации. Различают оценку качества стабилизации в статических и динамических режимах работы регулятора. В статических (установившихся) режимах работы качество стабилизации выходных параметров принято оценивать следующими показателями:

Стабильность выходного при изменениях входного напряжения характеризуется *коэффициентом стабилизации* по напряжению $(K_{стU})_U$, который определяется:

$$(K_{стU})_U = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} / \frac{(\Delta U_{вых})_U}{U_{вых}}, \quad (11.13)$$

где $U_{вх}$, $U_{вых}$ – установившиеся значения входного и выходного напряжений; $\Delta U_{вх}$ и $(\Delta U_{вых})_U$ – отклонения входного и выходного напряжений.

Следует отметить, что в устройствах постоянного тока, как правило, рассматриваются средние значения напряжений, так как коэффициент $(K_{ст})_U$ в общем случае зависит от $U_{вх}$ и $U_{вых}$, то его значения определяют для конкретного режима работы (как правило, номинального), т. е. в (11.13) подставляют номинальные значения $U_{вх}$ и $U_{вых}$.

Влияние на выходное напряжение нагрузки учитывается *внутренним (выходным) сопротивлением регулятора $R_{вн}$* :

$$R_{вн} = \frac{(\Delta U_{вых})_I}{\Delta I_{вых}}, \quad (11.14)$$

где $(\Delta U_{вых})_I$ – отклонение выходного напряжения, вызванное изменением нагрузки $\Delta I_{вых}$.

Значение $R_{вн}$, определенное по (11.14), в статических режимах называют *статическим внутренним сопротивлением*.

Сопротивление $R_{вн}$ зависит от режима работы. Его определяют для конкретных значений нагрузки и выходного напряжения, обычно равным номинальному. В общем случае это сопротивление является нелинейным.

Отклонение выходного напряжения, вызванное изменением температуры элементов регулятора, характеризуют *коэффициентом стабилизации напряжения по температуре $(K_{ст})_T$* , измеряемом при неизменных значениях входного напряжения и тока нагрузки:

$$(K_{ст})_T = \frac{(\Delta U_{вых})_T}{\Delta T}, \quad (11.15)$$

где $(\Delta U_{вых})_T$ – отклонение выходного напряжения, вызванное изменением температуры; ΔT – изменение температуры окружающей среды (в установившемся тепловом режиме это соответствует изменению температуры элементов регулятора).

Важным показателем качества электропитания на постоянном токе является *коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{п}$* , определяемый обобщенным выражением

$$K_{п} = \frac{U_{\sim}}{U_{вых}}, \quad (11.16)$$

где U_{\sim} – переменная составляющая выходного напряжения (пульсация); $U_{вых}$ – установившееся (обычно номинальное) значение выходного напряжения.

Уровень пульсации U_{\sim} по различным методикам оценивается по-разному. Наиболее распространенными являются следующие определения U_{\sim} :

действующее значение переменной составляющей (U_{\sim})_д;

разность максимального и минимального мгновенных значений выходного напряжения $\frac{U_{max} - U_{min}}{2}$;

амплитуда первой гармоники переменной составляющей U_{m1} .

Иногда среди показателей качества используют показатели частотного спектра пульсаций.

Для оценки качества регулирования в динамических режимах используют обычно классические методы теории автоматического регулирования [91]. Основными возмущающими факторами в динамических режимах регуляторов постоянного тока принято считать скачкообразное изменение входного напряжения или тока нагрузки. Среди основных показателей качества в этих режимах следует отметить следующие:

максимальное ΔU_{max} и минимальное ΔU_{min} значения отклонения выходного напряжения в переходных режимах;

длительность переходного процесса t_n , рассматриваемая как время от момента начала переходного процесса до момента вхождения в зону допустимого отклонения выходного напряжения в статическом режиме.

При более детальном анализе учитываются такие показатели как запас устойчивости регулятора, показатель колебательности переходного процесса и др.

Оценка качества регулирования чаще всего проводится на основе частотных методов теории автоматического регулирования, которые хорошо согласуются с экспериментальными [91].

Следует отметить, что на практике динамические свойства регуляторов иногда оцениваются внутренним динамическим или дифференциальным сопротивлением. Оно определяется аналогично статическому по (11.14), но при малых отклонениях тока нагрузки в широком частотном диапазоне. При таком определении внутреннее сопротивление является частотно-зависимым и, по существу, является частотной характеристикой, связывающей (в линеаризованном приближении) выходное напряжение с нагрузкой.

По принципу действия регуляторы постоянного тока разделяются на непрерывные и импульсные. Основное внимание в этом разделе уделено более перспективным одноключевым схемам с импульсным регулированием. На базе этих схем обычно реализуются функции регулирования в коммутационных и защитных статических аппаратах. Эти схемы также успешно используются в других видах электрических аппаратов, предназначенных для управления электромагнитными устройствами, электромеханическим приводом и др.

11.2.2. РЕГУЛЯТОРЫ-СТАБИЛИЗАТОРЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Большинство регуляторов-стабилизаторов по принципу действия могут быть разделены на две группы: параметрические (разомкнутые) и с обратной связью (замкнутые). Последние могут быть непрерывного и дискретного (импульсного) действия.

Параметрические стабилизаторы. Параметрические стабилизаторы напряжения являются наиболее простыми стабилизирующими устройствами, широко применяемыми в микроэлектронике. Особенно большое распространение они получили в различного рода электронных устройствах для стабилизации напряжений питания отдельных функциональных узлов схемы.

В основе принципа действия параметрических стабилизаторов напряжения лежит использование нелинейности некоторых полупроводниковых приборов: стабилитронов, диодов и прочих, вольт-амперная характеристика которых обладает большой крутизной. На рис. (11.17,а) представлена простейшая схема однокаскадного параметрического стабилизатора, выполненного на стабилитроне VD . Резистор r_6 является балластным сопротивлением, ограничивающим ток в стабилитроне и воспринимающим избыток напряжения источника питания. На рис. 11.17,б показаны вольт-амперные характеристики стабилитрона 1 и нагрузки 2 (проведена под углом $\alpha_H = \text{arctg} R_H$). Суммируя их ординаты, получают зависимость 3 входного тока $I_{вх}$ от выходного напряжения E . На том же графике представлено зеркальное отображение вольт-амперной характеристики балластного сопротивления [прямая 4 , пересекающая ось абсцисс в точке, соответствующей входному напряжению E , и проведенная под углом $\alpha_6 = \text{arctg}(r_6)$]. Штриховой линией на рис. 11.17,б показано изменение положений прямой 4 , вызванное отклонениями входного напряжения ΔE . При этом изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ будет значительно меньше из-за нелинейности кривой 3 .

Приближенно коэффициент стабилизации в данной схеме определяется

$$K_{\text{ст}U} \approx (r_6 U_{\text{вых}}) / R_{\text{д}} E, \quad (11.17)$$

где $R_{\text{д}}$ — динамическое сопротивление стабилитрона.

Для обеспечения нормального режима стабилизации необходимо, чтобы ток в стабилитроне находился в диапазоне $I_{\text{ст} \min} \leq I_{\text{ст}} \leq I_{\text{ст} \max}$, где $I_{\text{ст} \min}$ и $I_{\text{ст} \max}$ — допустимые значения токов стабилитрона.

Транзисторные регуляторы с обратной связью. Принцип действия регуляторов с непрерывным регулированием основан на зависимости вольт-ам-

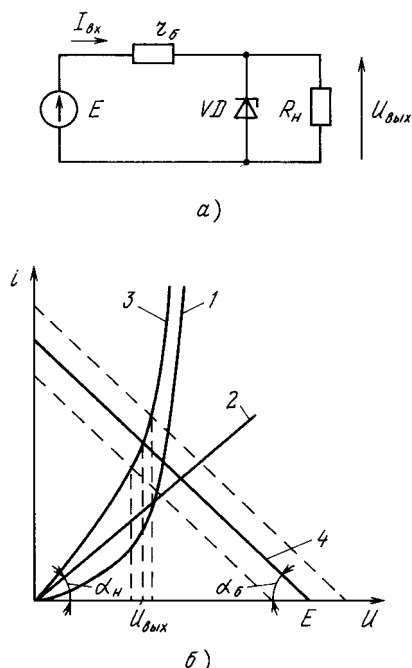


Рис. 11.17. Параметрический стабилизатор напряжения: а — принципиальная схема; б — ВАХ стабилитрона и нагрузки

перной характеристики транзистора от базового тока. Благодаря этому свойству транзистор можно рассматривать как резистор с регулируемым сопротивлением, которое определяется током базы. В качестве регулируемого сопротивления транзистор (или группа транзисторов) может быть включен последовательно или параллельно с нагрузкой (рис. 11.18) и выполнять функции исполнительного органа в регулировании (стабилизации) выходного напряжения. В схеме на рис. 11.18,а при увеличении входного напряжения сигнал, поступающий на базу транзистора VT от системы управления стабилизатора, увеличивает сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора до такого значения, пока падение напряжения на транзисторе ΔU_{CE} не станет равным (с точностью, обусловленной в основном схемой СУ) изменению входного напряжения ΔE . При уменьшении E сопротивление транзистора уменьшается, и соответственно уменьшается падение напряжения на нем. Таким образом, регулируя падение напряжения на транзисторе, можно стабилизировать выходное напряжение.

В схеме на рис. 11.18,б транзистор VT включен параллельно нагрузке, и дополнительно введено балластное сопротивление r_6 . Стабилизация выход-

ного напряжения осуществляется за счет перераспределения входного напряжения E между сопротивлениями r_6 и r_{CE} (сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора VT) при регулировании r_{CE} системы управления стабилизатора. При увеличении входного напряжения E уменьшается сопротивление r_{CE} , а падение напряжения на сопротивлении r_6 увеличивается; при уменьшении входного напряжения происходит обратный процесс. Регулирование падения напряжения на r_6 позволяет стабилизировать выходное напряжение.

В качестве основного регулирующего элемента обычно используют мощные силовые транзисторы, которые соединяются параллельно в количестве, определяемом мощностью регулятора. В настоящее время регуляторы подобного типа выполняются, как правило, на мощности от долей ватта до нескольких десятков ватт.

Системы управления регуляторов могут иметь различные схемные исполнения, но в основе обычно лежит принцип регулирования систем с замкнутой обратной связью. Такая система в самом общем виде состоит (рис. 11.18,б) из датчика выходного напряжения 1 , сравнивающего устройства 2 и усилителя постоянного тока 3 . Принцип регулирования заключается в следующем. Предположим, что входное напряжение стабилизатора изменилось на ΔE . В результате изменяется выходное напряжение стабилизатора $\Delta U_{\text{вых}}$ и регистрируется датчиком выходного напряжения 1 . Напряжение U_d с датчика 1 поступает в устройство 2 , где сравнивается с эталонным напряжением U_0 . Разность этих напряжений ϵ поступает в усилитель 3 , который усиливает это напряжение до ΔU_p . С выхода усилителя напряжение ΔU_p подается непосредственно (или через согласующее устройство) на исполнительный орган 4 , в качестве которого, как уже отмечалось, используются силовые транзисторы. Действительное значение выходного напряжения будет несколько отличаться от установленного значения. Эта разность зависит от коэффициента усиления цепи обратной связи (в основном звена 3). Поскольку при регулировании происходит сравнение выходного и эталонного напряжений, как в приборах для точного измерения напряжения – компенсаторах, стабилизаторы подобного типа иногда называют *компенсационными*. (Исторически сложилось, что под компенсационным стабилизатором обычно понимают стабилизатор непрерывного действия. В то же время этот принцип регулирования лежит в основе и других типов стабилизаторов, например импульсных).

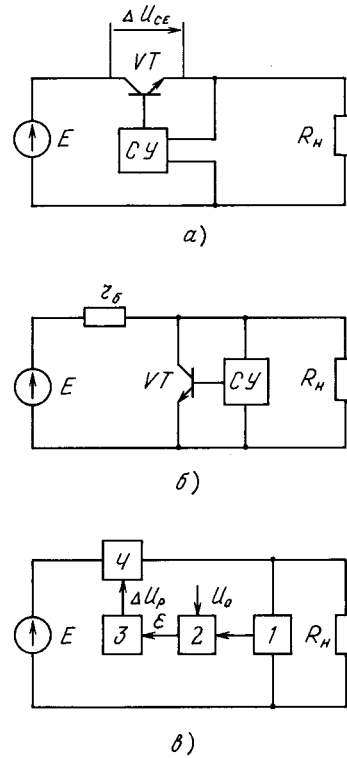


Рис. 11.18. Транзисторные регуляторы непрерывного действия: а – последовательного типа; б – параллельного типа; в – общая структурная схема компенсационного регулятора напряжения

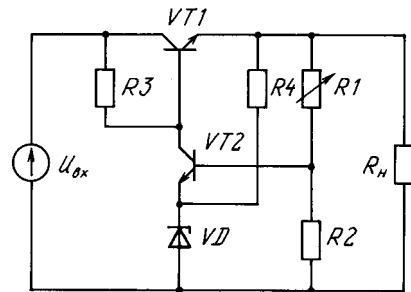


Рис. 11.19. Транзисторный регулятор напряжения компенсационного типа

В простейшей схеме компенсационного стабилизатора (рис. 11.19) функции усилительного и сравнивающего звеньев выполняет транзистор $VT2$, в качестве датчика используется делитель из сопротивлений $R1$ и $R2$, а опорное напряжение U_0 задается стабилитроном VD . Коэффициент стабилизации выходного напряжения такого регулятора приближенно определяется

$$K_{стU} \approx 1 + \frac{U_0}{U_{\text{вх}}} \beta_2 \frac{1}{R_{\text{вх}} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}, \quad (11.18)$$

где U_0 – опорное напряжение стабилитрона VD ; $R_{вх}$ и β_2 – входное сопротивление и коэффициент усиления по току транзистора VT_2 .

Существует много модификаций схем рассмотренного типа, различающихся в основном системой управления, числом транзисторов усилительного звена и использованием в схеме дополнительных источников питания элементов системы управления.

На основе рассмотренных принципов регулирования могут быть также созданы стабилизаторы тока. В схемах стабилизаторов тока вместо датчика

напряжения вводится датчик выходного тока (или тока нагрузки), который контролирует отклонение последнего от заданного значения.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия могут обеспечить высокий коэффициент стабилизации напряжения (или тока). Кроме того, они по принципу действия снижают пульсации выходного напряжения, являясь одновременно фильтром для переменной составляющей. Существенным их недостатком является низкий КПД и, как следствие этого, плохие массогабаритные показатели.

11.2.3. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

Общие принципы импульсного регулирования рассмотрены в § 9.2, где указаны основные способы импульсной модуляции напряжения или тока. Наибольшее распространение в классе импульсных регуляторов постоянного тока получили широтно-импульсная модуляция (ШИМ), частотно-импульсная (ЧИМ) и релейная. Рассмотрим более подробно структуру систем управления, реализующих эти способы, на примере обобщенной схемы импульсного регулятора (рис. 11.20, а). Характер регулятора обусловлен наличием обобщенного коммутатора S , который может быть выполнен на основе одного или более синхронно коммутируемых ключей, управляемых СУ, связанной в общем случае с входными и выходными параметрами, а также внешней средой. Для упрощения будем считать, что коммутатор содержит один полностью управляемый ключ S .

При регулировании по способу ШИМ ключ S периодически включается с частотой $f_S = 1/T_S$ и находится в проводящем состоянии время γ , равное $t_{вкл}/T_S$, а остальную часть периода $t_{выкл}$ ключ находится в выключенном состоянии (рис. 11.20, б), т. е.

$$t_{выкл} = T_S - t_{вкл} \quad (11.19)$$

Коэффициент γ называется *коэффициентом заполнения*, а величину обратную ему $q = 1/\gamma$, принято называть *скважностью*. Коэффициент γ может изменяться от 0 до 1. Наиболее распространенным способом импульсного регулирования γ является ШИМ. Существует много различных способов ее реализации. Наиболее простая, распространенная структура выполняется по принципу вертикального управления. На рис. 11.21, а представлен вариант такой структурной схемы. В этой схеме сигнал $X_{вых}$ поступает на вход компаратора $Ком1$, где сравнивается с эталонным сигналом X_0 . В качестве сигнала $X_{вых}$ обычно используется выходной сиг-

нал, снимаемый датчиком, например, среднего значения напряжения или тока на выходе регулятора. Разность сигналов $\Delta X = X_0 - X_{вых}$ усиливается усилителем $У$. Обычно усилитель содержит элементы, позволяющие корректировать его передаточную функцию $Wg(S)$ и, следовательно, качество регулирования в целом. Выходной сигнал усилителя ϵ поступает на компаратор $Ком2$, где сравнивается с сигналом пилообразной формы $U_{пнн}$. Этот сигнал формируется генераторами тактовых импульсов $ГТИ$ и пилообразного напряжения $ГПН$. Генератор $ГТИ$ задает рабочую частоту f_p переключения ключа S . Разность сигналов ϵ и $U_{пнн}$ с выхода компаратора $Ком2$ поступает на формирователь импульсов $ФИ$, на выходе которого формируются импульсы управления U_s ключом S . Длительность импульса $U_{упр}$

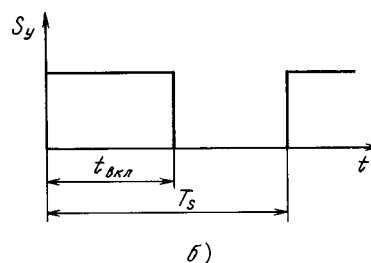
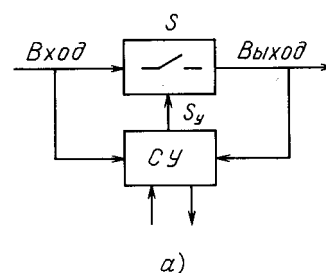


Рис. 11.20. Принцип действия ключевого регулятора постоянного напряжения:

а – общая схема; б – диаграмма сигнала управления

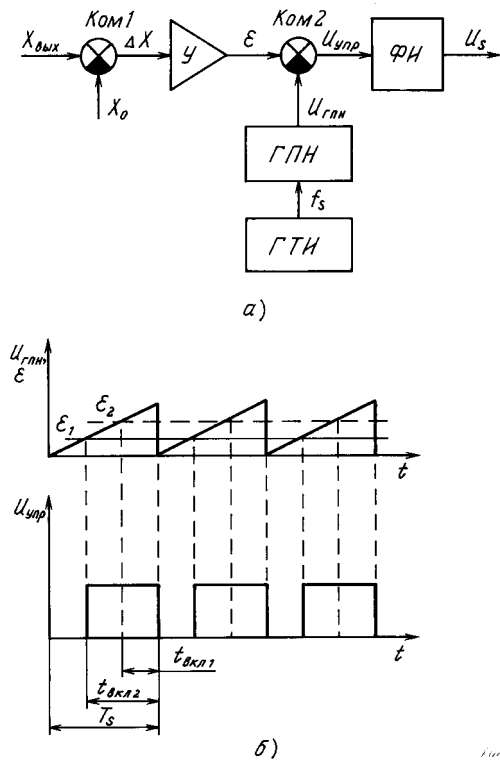


Рис. 11.21. Принцип широтно-импульсной модуляции: а – структурная схема; б – диаграммы напряжений

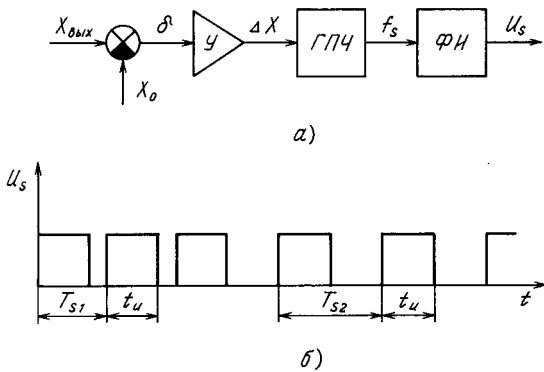


Рис. 11.22. Принцип частотно-импульсной модуляции: а – структурная схема; б – диаграмма напряжения

определяется сигналами $U_{\text{тнн}}$ и ϵ (рис. 11.21, б). Соответственно при изменении сигнала ϵ изменяется длительность включенного состояния $t_{\text{вкл}}$ ключа S на интервале периода T_s , т. е. изменяется коэффициент заполнения γ при управлении ключом по способу ШИМ. Предположим, что регулятор настроен на работу с отрицательным статизмом при воздействии возмущающих факторов. В этом

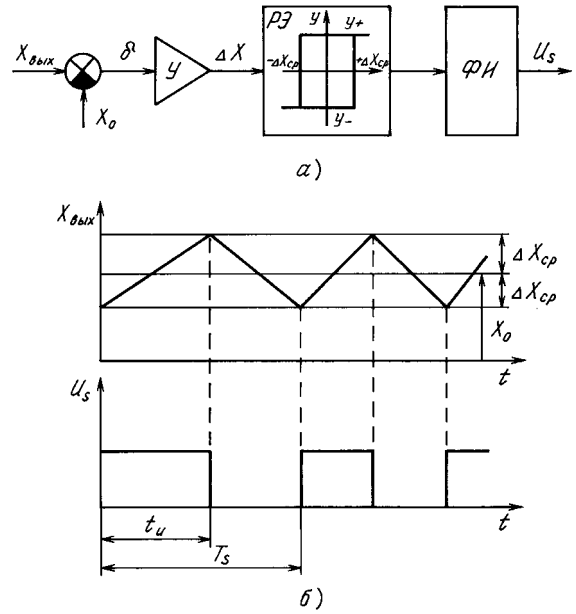


Рис. 11.23. Принцип релейной модуляции: а – структурная схема; б – диаграммы напряжения и сигнала управления

случае при отсутствии возмущений настройка обеспечивает минимальное значение ошибки ϵ_{min} , т. е. минимальное отклонение регулируемой величины $X_{\text{вых}}$ от заданного эталонного значения X_0 . Коэффициент заполнения γ в этом режиме также минимален. С возрастанием влияния возмущающих факторов сигнал $X_{\text{вых}}$ начинает уменьшаться, а сигналы ϵ и коэффициент γ будут увеличиваться, компенсируя воздействие возмущений.

При регулировании по способу ЧИМ регулирующим фактором является рабочая частота коммутации ключей импульсного регулятора. Упрощенная структурная схема регулятора с ЧИМ представлена на рис. 11.22. В этой схеме отклонение контролируемого параметра $X_{\text{вых}}$ от эталонного значения X_0 поступает на усилитель γ . Выходной сигнал усилителя ΔX определяет частоту f_s сигналов генератора переменной частоты ГПЧ. Формирователь импульсов ФИ согласует параметры импульсов ГПЧ с параметрами импульсов управления коммутатором S . При ЧИМ изменение частоты Δf_s приводит к изменению коэффициента заполнения $\gamma = t_{\text{вкл}}/T = t_{\text{вкл}}f_s$, так как длительность импульса t_s на выходе ФИ является постоянной величиной, а относительные значения времени включенного (или выключенного) состояния (рис. 11.22, б) зависят от Δf_s , т. е.

$$\Delta\gamma = t_{\text{вкл}}\Delta f_s. \quad (11.20)$$

Отдельно следует отметить релейный способ регулирования, который в общем случае может рассматриваться как сочетание широтно- и частотно-импульсного управления. На рис. 11.23 представлены упрощенная структурная схема, реализующая этот способ, и диаграммы, иллюстрирующие процессы в регуляторе. Регулируемый параметр $X_{\text{вых}}$ сравнивается с эталонным сигналом X_0 и разность этих сигналов ΔX , через усилитель U , поступает на релейный гистерезисный элемент РЭ, имеющий два явно выраженных состояния U_+ и U_- . Пороговые значения, при которых происходит переключение по гистерезисной петле, соответствуют $\pm \Delta X_{\text{ср}}$. Выходным сигналам РЭ U_+ и U_- соответствуют сигналы на выходе $\Phi И$, определяющие включенное или выключенное состояние ключа S импульсного регулятора. Одно из состояний вызывает увеличение регулируемого параметра, а другое его уменьшение (рис. 11.23, б). Скорость этих процессов зависит от инерционности всех звеньев регулятора, включая собственно объект регулирования. Если параметры

схемы, влияющие на скорость протекания процессов, изменяются, например, при изменении нагрузки, то соответственно, изменяется и рабочая частота переключений f_s . Также может изменяться и коэффициент заполнения γ . Точность регулирования в этой схеме определяется пороговыми значениями срабатывания $\Delta X_{\text{ср}}$ релейного элемента.

Способ релейного регулирования находит широкое применение в системах „слежения” за эталонным сигналом, при изменении его во времени, т. е. контролируемый параметр является переменной величиной. В таких системах рабочая частота f_s должна существенно, более чем на порядок, превышать основную частоту изменения сигнала $X_0(t)$. Пульсации регулируемого параметра, обусловленные переключением ключей S на частоте f_s , отфильтровываются выходным фильтром регулятора. С ростом частоты f_s параметры выходного фильтра уменьшаются, что приводит к улучшению удельных массогабаритных показателей регулятора в целом.

11.2.4. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КЛЮЧОМ

Этот тип регулятора называется понижающим, так как его выходное напряжение не может превышать входное. Рассмотрим принцип действия регулятора в схеме с активной нагрузкой R_n (рис. 11.24, а). Периодическая коммутация полностью управляемого ключа S с частотой $f_s = 1/T_s$ вызывает появление на нагрузке импульсного однополярного напряжения (рис. 11.24, б). Среднее значение выходного напряжения на нагрузке $U_{н.ср}$ зависит от соотношения времени включенного $t_{\text{вкл}}$ и выключенного $t_{\text{выкл}}$ состояний и определяется

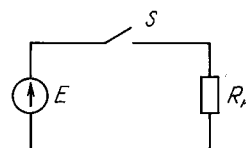
$$U_{н.ср} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_n(t) dt = \frac{Et_{\text{вкл}}}{T} = E\gamma, \quad (11.21)$$

где γ — относительное значение коэффициента заполнения (в данном случае относительная длительность включенного состояния ключа S).

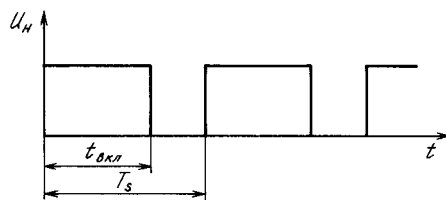
Из (11.21) видно, что изменяя величину γ , можно регулировать среднее значение выходного напряжения от 0 до E . Способы изменения γ могут быть различными, но наибольшее распространение для этого класса схем получил принцип регулирования на основе ШИМ.

Импульсное регулирование вызывает значительную пульсацию выходного напряжения. Поэтому на выходе регулятора для уменьшения пульсаций, как правило, включают фильтр. Для рассматриваемой схемы наиболее эффективным и распростра-

ненным является L -образный LC -фильтр. На рис. 11.25 представлена силовая часть схемы регулятора с LC -фильтром, транзисторным ключом VT и обратным диодом VD . Последний создает цепь протекания тока i_L при выключении транзистора VT . При отсутствии диода VD будут возникать недопустимые перенапряжения на транзисторе при его выключении, обусловленные возникновением противо-ЭДС $e = -L di_L / dt$ в индуктивности фильтра.



а)



б)

Рис. 11.24. Принцип действия последовательного ключевого регулятора:

а — схема; б — диаграмма напряжения

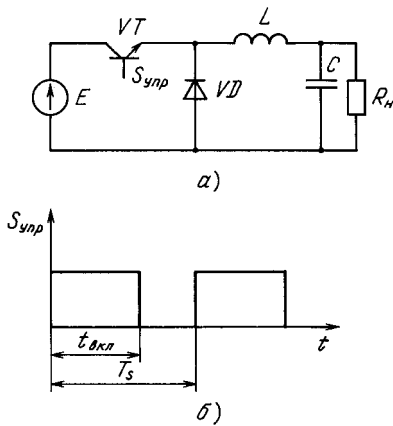


Рис. 11.25. Последовательный ключевой регулятор: а – схема силовой части; б – диаграмма сигнала управления

Наличие LC -фильтра существенно влияет на электромагнитные процессы в регуляторе. Рассмотрим эти процессы более подробно для двух режимов работы: с непрерывным и прерывистым токами в индуктивности i_L . При рассмотрении примем допущение об идеальности сглаженности напряжения U_H , когда пульсация равна нулю и напряжение $U_H = U_{H,cp}$. Справедливость такого допущения вытекает из того, что в большинстве практических схем фильтр обеспечивает низкий уровень пульсаций в выходном напряжении по сравнению со средним его значением.

Режим работы с непрерывным током i_L . В этом режиме происходит периодическое изменение двух состояний схемы. Первое состояние (интервал I) имеет место при включенном транзисторе VT длительностью $t_{вкл} = \gamma T_s$, а другое (интервал II) при выключенном состоянии в течение времени $t_{выкл} = T_s - t_{вкл} = T_s(1 - \gamma)$ (рис. 11.26). Допущение идеальной сглаженности выходного напряжения позволяет заменить цепи фильтра и нагрузки эквивалентным источником напряжения U_H . В этом случае можно составить эквивалентные схемы силовой части регулятора, соответствующие (рис. 11.26,а). Согласно этим схемам изменение тока i_L на интервалах I и II определяется уравнениями

I интервал

$$E - U_{H,cp} = L \frac{di_L}{dt}, \quad (11.22)$$

II интервал

$$U_{H,cp} = -L \frac{di_L}{dt}. \quad (11.23)$$

Из (11.22 и 11.23) следует, что изменение тока i_L происходит по линейным законам (рис 11.26,б):

I интервал

$$i_L^{(I)} = I_{L \min} + \frac{E - U_{H,cp}}{L} t;$$

II интервал

$$i_L^{(II)} = I_{L \max} + \frac{E - U_{H,cp}}{L} t.$$

(11.24)

В установившемся режиме работы регулятора ток i_L на интервале I протекает через включенный транзистор VT , диод VD заперт обратным напряжением первичного источника. На интервале II транзистор VT выключен и ток i_L протекает через диод VD . Таким образом на вход фильтра поступает напряжение $U_{VD}(t)$ импульсной формы. Учитывая, что на обоих интервалах внутреннее сопротивление источника $U_{VD}(t)$ мало (для идеализированной схемы равно нулю), изменение тока i_L можно определить из эквивалентной схемы (рис. 11.26,б), в которой первичный источник представлен источником напряжения импульсной формы $U_{VD}(t)$, обобщающим режимы работы в обоих интервалах. Согласно эквивалентной схеме на рис. 11.26,б среднее значение выходного напряжения $U_{H,cp}$ при LC -фильтре будет определяться так же как и при активной нагрузке соотношением (11.21). Оно будет оставаться справедливым только в режимах работы при непрерывном токе i_L .

Оценку уровня пульсаций выходного напряжения LC -фильтра можно приближенно провести следующим методом. Согласно одному из принятых определений пульсации можно записать

$$\Delta U_H = \frac{U_{H \max} - U_{H \min}}{2}, \quad (11.25)$$

где ΔU_H – абсолютная величина пульсации; $U_{H \max}$, $U_{H \min}$ – максимальное и минимальное значения напряжения на выходе регулятора.

Учитывая, что переменная составляющая тока i_L преимущественно протекает через конденсатор C -фильтра, связь заряда Q конденсатора с напряжением можно, согласно диаграмме на рис. 11.26,б, записать в следующем виде:

$$\Delta Q = 2\Delta U_H C = \frac{\Delta I_L T_s}{8}. \quad (11.26)$$

Из (11.26) с учетом (11.24) получим

$$\Delta U_H = \frac{E T_s^2}{16LC} (1 - \gamma). \quad (11.27)$$

Выражение (11.27) позволяет определить произведение емкости C конденсатора и индуктивности L реактора выходного фильтра из условия обеспечения заданного уровня пульсаций ΔU_H , который обычно задается в форме коэффициента пульса-

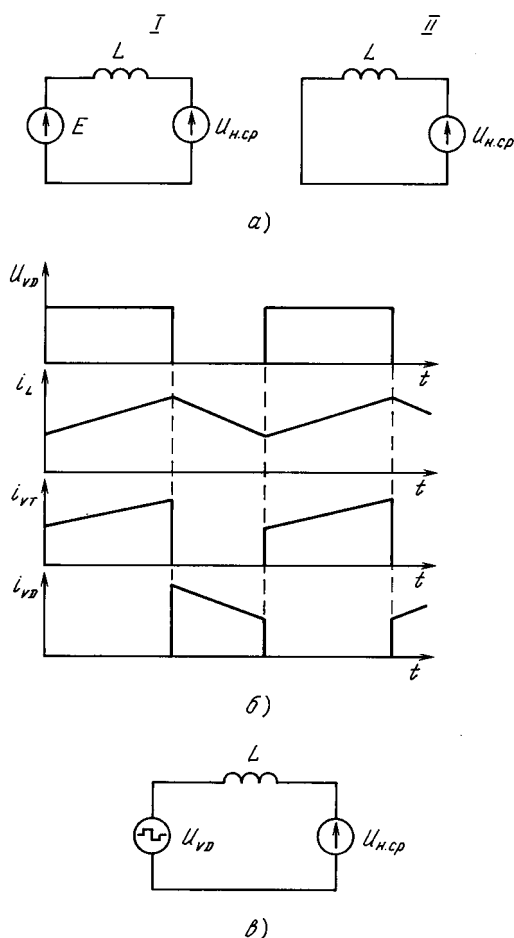


Рис. 11.26. Режим работы последовательного ключевого регулятора с непрерывным током дросселя: а – схемы замещения на интервалах; б – диаграммы тока и напряжения; в – общая схема замещения

ций $K_{\text{П}}$ в процентном выражении по отношению к среднему значению, т. е. $K_{\text{П}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н.ср}}} \cdot 100\%$.

Режим работы с прерывистым током i_L . В этом режиме ток i_L спадает до нуля на интервале, когда транзистор T выключен, и возникает новое состояние регулятора с длительностью $t''_{\text{выкл}}$ (интервал III), когда ток $i_L = 0$, а напряжение на нагрузке поддерживается за счет энергии, накопленной в конденсаторе фильтра C (рис. 11.27). На интервале III при принятом выше допущении идеальной сглаженности напряжения $U_{\text{н}} = U_{\text{н.ср}}$, эквивалентная схема принимает вид, соответствующий схеме на рис. 11.27,а. В реальной схеме (рис. 11.27,б), учитывающей конечное значение емкости конденсатора C , напряжение на нагрузке на интервале III изменяется в соответствии с уравнением

$$U_{\text{н}} = U_C = U_C(0)e^{-\frac{t}{R_{\text{н}}C}}, \quad (11.28)$$

где $U_C(0)$ – значение напряжения на конденсаторе в момент спада тока i_L до нуля. В режиме работы с прерывистым током i_L связь среднего значения выходного напряжения отличается от (11.21) и принимает следующий вид

$$U_{\text{н.ср}} = \frac{E\gamma^2}{\gamma^2 + \frac{2L}{T_s R_{\text{н}}}}. \quad (11.29)$$

Из (11.29) видно, что на среднее значение выходного напряжения в режиме работы с прерывистым током i_L влияет больше факторов, чем при работе с непрерывным током i_L . На рис. 11.28 представлено семейство внешних характеристик в относительных единицах с указанием границы режимов прерывистого и непрерывного токов i_L . Параметры, соответствующие этой границе, могут быть определены

$$I_{\text{н.гр}} = \frac{T_s E}{2L} \gamma (1 - \gamma), \quad (11.30)$$

где $I_{\text{н.гр}}$ – среднее значение граничного тока нагрузки.

Оценка пульсаций выходного напряжения в режиме работы с прерывистым током i_L здесь не рассматривается, так как является более сложной задачей, чем в режиме с непрерывным током i_L . Причина этого заключается в том, что в течение каждого периода работы регулятора появляется интервал с существенно отличной топологией схемы.

Важнейшим показателем любых типов регуляторов является качество регулирования в установившихся и переходных режимах, которое определяется параметрами схемы как силовой части, так и управления. Для анализа качества регулирования используются различные методы, краткие сведения о которых представлены в § 9.2. Основой большинства методов является определение передаточных функций отдельных звеньев регулятора для последующего анализа системы частотными или другими наиболее эффективными для рассматриваемого случая методами [93]. В качестве примера составим структурную схему регулятора с последовательным ключом (см. рис. 11.25,а) и типовой системой управления по способу ШИМ (см. рис. 11.21). При этом воспользуемся методом усредненных переменных состояния для малых сигналов в режиме непрерывного тока i_L .

Передаточная функция силовой части схемы, включающей нагрузку R , в этом случае может быть определена по (9.10). Эта передаточная функция соответствует звену второго порядка, колебательность которого зависит от сопротивления нагрузки R .

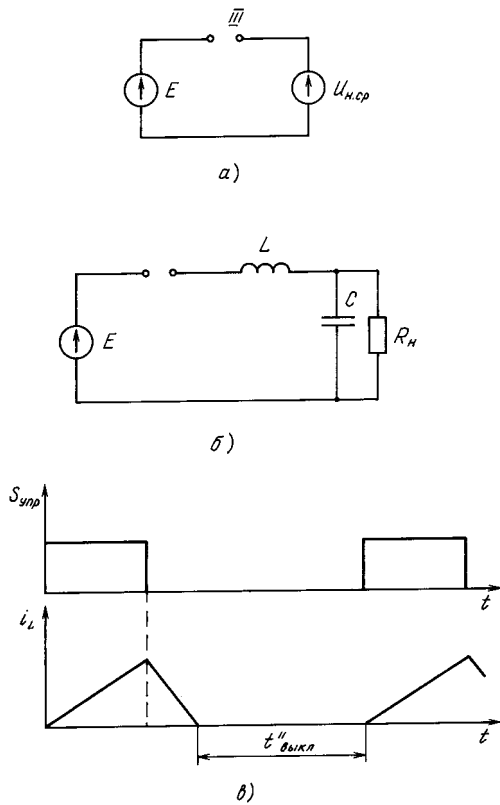


Рис. 11.27. Последовательный ключевой регулятор в режиме прерывистого тока дросселя: а – схема замещения на интервале III; б – схема замещения на интервале III с учетом конденсатора фильтра; в – диаграммы тока и сигнала управления

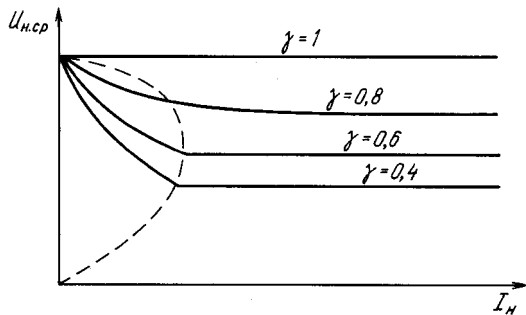


Рис. 11.28. Внешние характеристики регулятора

Рассмотрим систему управления (рис. 11.29) на операционных усилителях, где компаратор и усилитель выполнены на одном ОУ1 с отрицательной обратной связью, образуемой сопротивлением Z_{OC} . Параметры Z_{OC} могут существенно влиять на качество регулирования в целом и посредством их соответствующего выбора можно производить коррекцию.

На рис. 11.30,а представлены полная структурная схема регулятора с передаточными функциями

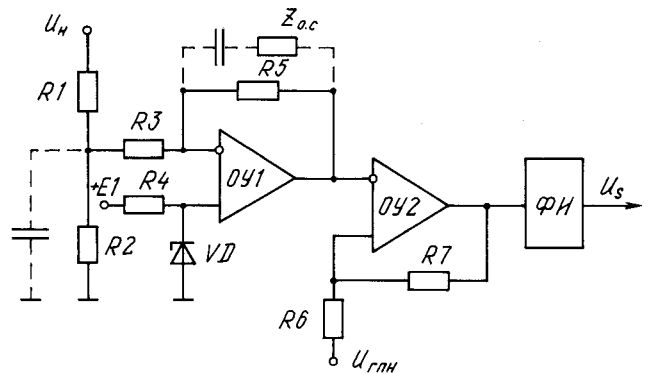


Рис. 11.29. Схема управления транзисторного последовательного регулятора

отдельных звеньев и схема преобразованная относительно отклонения входного напряжения ΔE . Согласно этой схеме передаточная функция разомкнутой системы, связывающей входное и выходное напряжения регулятора имеет следующий вид

$$W_p(p) = \frac{K_E W_c(p)}{1 + W_c K_d W_y(p) K_M K_Y}, \quad (11.31)$$

где $W_c(p)$ – передаточная функция силовой части; K_d , K_M – коэффициенты датчика и модулятора; $W_y(p)$ – передаточная функция усилителя (включая цепи коррекции); K_E , K_Y – коэффициенты, связывающие отклонения входного напряжения и управляющего воздействия (согласно схеме на рис. 9.10 $K_E = \gamma_{ном}$, $K_Y = E_{ном}$).

Амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики регулятора при безынерционном усилителе, когда $W_y(p) = K_Y$, соответствующие (11.31), представлены на рис. 11.31 в логарифмическом масштабе. Используя критерий Найквиста, по частотным характеристикам можно оценить устойчивость системы управления и качество переходных процессов. Согласно этому критерию частота среза должна располагаться левее достижения ФЧХ угла -180° с определенным запасом. Кроме того, переходный процесс имеет более благоприятный характер, если наклон АЧХ в районе частоты среза не превышает -20 дБ/дек. На практике для достижения этих целей обычно используют корректирующие цепи. Например, представив Z_{OC} в виде RC-цепи и подсоединив к резистору $R2$ параллельный конденсатор C , можно трансформировать АЧХ в нужном направлении, как это показано штриховой линией на рис. 11.31 [98]. При этом повышается его устойчивость и качество переходных процессов при регулировании.

Следует отдельно отметить влияние параметров LC-фильтра на максимальные отклонения выход-

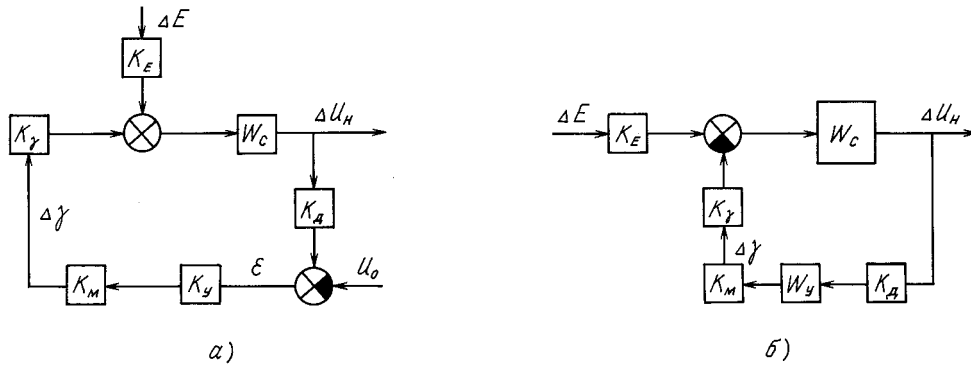


Рис. 11.30. Структурная схема системы управления транзисторного последовательного ключевого регулятора:
 а – общая схема; б – схема преобразованная относительно изменения входного напряжения

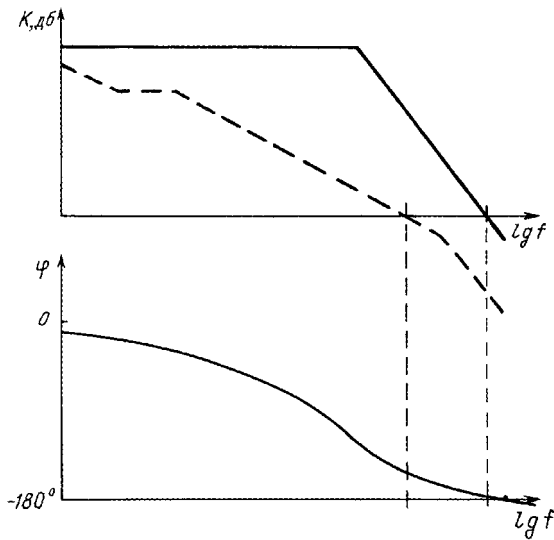


Рис. 11.31. Частотные характеристики транзисторного последовательного ключевого регулятора

ного напряжения при сбросах и набросах нагрузки. Обычно инерционность каналов регулирования не позволяет существенно повлиять на эти отклонения. Значения отклонений определяются тем, что при сбросе нагрузки энергия, накопленная в индуктивности L , переходит в конденсатор фильтра, вызывая перенапряжение, а при набросе нагрузки инерционность индуктивности приводит к форсированному расходу энергии конденсатора и, соответственно, к провалу выходного напряжения (рис. 11.32).

Приближенно эти отклонения могут быть определены через параметры LC -фильтра:

$$\Delta U_H = \Delta I_H \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (11.32)$$

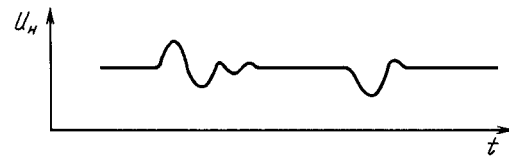


Рис. 11.32. Диаграмма напряжения в переходном процессе в транзисторном последовательном регуляторе

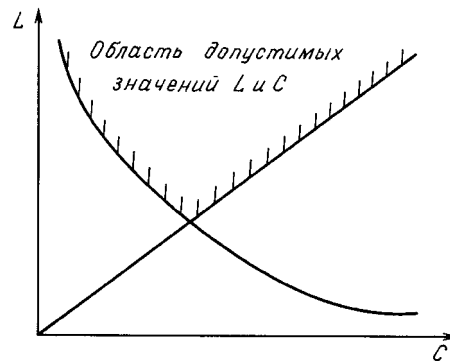


Рис. 11.33. К определению параметров фильтра в регуляторе

где ΔU_H и ΔI_H – максимальные значения изменения напряжения и тока нагрузки.

Соотношение (11.32) может использоваться как дополнительное условие выбора параметров LC -фильтра, кроме условия (11.27) – обеспечения заданного уровня пульсаций. Таким образом область допустимых значений L и C определяется неравенством:

$$\frac{L}{C} \geq \left(\frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} \right)^2. \quad (11.33)$$

Область допустимых значений L и C согласно (11.27) и (11.33), показана на рис. 11.33. Выбор конкретных значений L и C в этой области является многофакторной оптимизационной задачей.

11.2.5. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КЛЮЧОМ

Этот тип регулятора называют также *повышающим*. Силовая часть схемы регулятора с транзисторным ключом VT и емкостным выходным фильтром C приведена на рис. 11.34. Принцип действия регулятора основан на периодическом накоплении энергии и передаче ее из индуктивности L в цепи фильтра C и нагрузки R_H . Так же как и регулятор с последовательным ключом этот регулятор может работать в режимах с непрерывным и прерывистым током реактора i_L .

Режим работы с непрерывным током i_L . В этом режиме чередуются два состояния схемы: транзистор VT включен (интервал I) и транзистор VT выключен (интервал II). Диаграммы, иллюстрирующие этот режим работы, показаны на рис. 11.35. При построении диаграмм и дальнейшем рассмотрении схемы принято допущение об идеальной сглаженности выходного напряжения $U_H = U_{H,ср}$, так же как это было сделано в разделе 11.2.4. Длительности интервалов I и II составляют $t_{вкл} = \gamma T_s$ и $t_{выкл} = (1 - \gamma)T_s$ соответственно. На рис. 11.36 представлены эквивалентные схемы по интервалам работы схемы с учетом принятых допущений. Согласно этим схемам ток i_L на интервалах I и II изменяется по линейным законам

I интервал

$$i_L = I_{L \min} + \frac{Et}{L},$$

II интервал

$$i_L = I_{L \max} + \frac{(E - U_{H,ср})t}{L}.$$

(11.34)

Из диаграмм на рис. 11.35 видно, что на интервале I ток i_L протекает через транзистор VT , а цепи нагрузки R и конденсатора фильтра C отделены от входного источника диодом VD .

Связь входных и выходных параметров схемы может быть определена из условия равенства нулю среднего значения напряжения на входном реакторе L . В этом случае площади положительной и отрицательной составляющих напряжения в течение периода T_s равны между собой, следовательно:

$$Et_{вкл} = -(E - U_{H,ср})t_{выкл}$$

или

(11.35)

$$Et_{\gamma} = -(E - U_{H,ср})(1 - \gamma).$$

Из (11.35) пренебрегая потерями мощности в схеме, можно записать

$$U_{H,ср} = \frac{E}{(1 - \gamma)}; I_{H,ср} = I_{вх,ср}(1 - \gamma), \quad (11.36)$$

где $I_{вх,ср}$ — среднее значение тока, потребляемого из первичного источника.

Из (11.36) видно, что выходное напряжение может изменяться в идеальной схеме от E при $\gamma = 0$ до ∞ при $\gamma = 1$. В реальной схеме наличие активных потерь ограничивает рост выходного напряжения.

Для оценки пульсации выходного напряжения можно использовать условие равенства нулю среднего значения тока i_C конденсатора C в установившемся режиме работы. На рис. 11.37 представлены

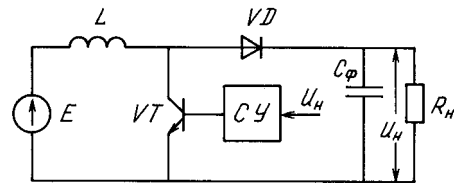


Рис. 11.34. Схема параллельного ключевого регулятора

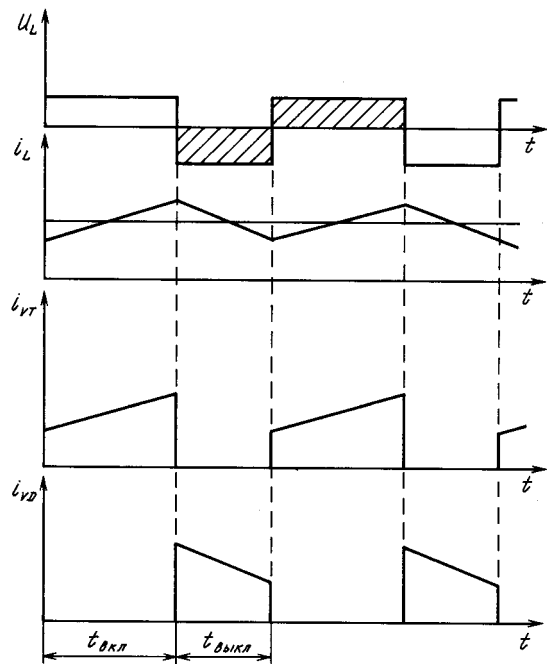


Рис. 11.35. Диаграммы тока и напряжения параллельного ключевого регулятора

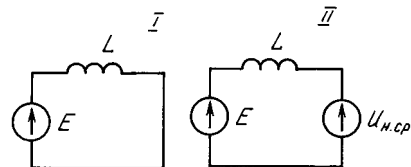


Рис. 11.36. Схемы замещения параллельного ключевого регулятора в режиме работы с непрерывным током дросселя

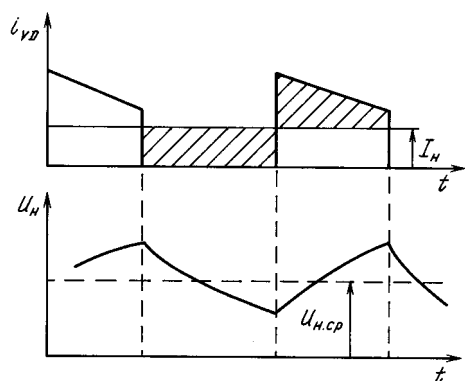


Рис. 11.37. Диаграммы тока и напряжения параллельного ключевого регулятора для определения параметров дросселя

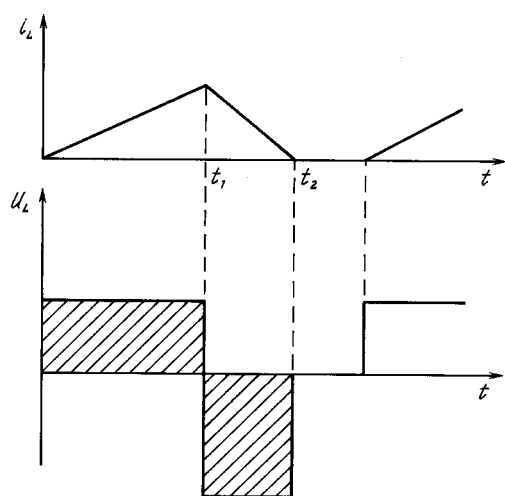


Рис. 11.38. Диаграммы тока и напряжения параллельного ключевого регулятора в режиме прерывистого тока дросселя

диаграммы, позволяющие приблизительно оценить уровень пульсаций в режиме непрерывного тока i_L . Для этого на диаграмме тока диода показана переменная составляющая этого тока при допущении стабильности мгновенного значения тока $I_H = I_{H,CP}$ нагрузки R_H . Изменение напряжения от $U_{C,max}$ до $U_{C,min}$ является результатом изменения заряда Q на интервале γT_s :

$$\Delta U_H = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{H,CP} \gamma T_s}{C}. \quad (11.37)$$

Режим работы с прерывистым током i_L . При снижении тока нагрузки i_H до определенных параметров схема уровня регулятор переходит в режим работы с прерывистым током i_L (рис. 11.38). В этом режиме на интервале выключенного состояния транзистора VT ток i_L падает до нуля раньше начала следующего периода. Наступление граничного режима возможно при условии, что

$$I_{H,гр} = \frac{T_s U_{H,CP}}{2L} \gamma (1 - \gamma)^2, \quad (11.38)$$

где $I_{H,гр}$ – граничное среднее значение тока нагрузки.

Среднее значение выходного напряжения $U_{H,CP}$ в режиме прерывистого тока i_L может быть определено из условия баланса энергии, накопленной в индуктивности L за время включенного состояния транзистора и отданной в нагрузку R_H . Это условие вытекает из того, что в установившемся режиме работы среднее значение энергии, накопленной в конденсаторе, постоянно. В противном случае имело бы место постоянное уменьшение или увеличение напряжения на конденсаторе, т. е. выходного напряжения регулятора. С учетом изложенного можно записать

$$\frac{LI_{max}^2}{2} = P_H T_s = \frac{U_{H,CP}^2}{R_H} T_s, \quad (11.39)$$

где P_H – активная мощность нагрузки.

Из (11.39) с учетом (11.38) получим выражение, связывающее среднее значение выходного напряжения с параметрами схемы (при принятых выше допущениях об идеальной сглаженности выходного напряжения) в режиме прерывистого тока i_L

$$U_{H,CP} = E \gamma \sqrt{\frac{T_s R_H}{2L}}. \quad (11.40)$$

Для оценки качества регулирования можно также использовать методы усредненных переменных состояния и частотного анализа. При регулировании по способу ШИМ схема системы управления может быть выбрана аналогично схеме на рис. 11.29. Структурная схема регулятора для этого случая может быть также подобна схеме и рис. 11.30, только с соответствующей W_C .

11.2.6. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ИНДУКТИВНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ

Этот тип регулятора называется также *инвертирующим*. Такое название обусловлено изменением полярности выходного напряжения относительно входного. Схема силовой части регулятора представлена на рис. 11.39. Реактор L накапливает энер-

гию при включенном состоянии транзистора VT , передает ее в нагрузку R_H и в выходной фильтр, состоящий из конденсатора C . Регулятор в зависимости от параметров схемы и нагрузки может работать в режимах непрерывного и прерывистого токов

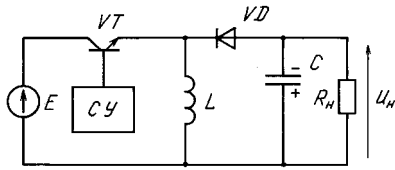


Рис. 11.39. Схема ключевого регулятора с инверсией выходного напряжения

реактора i_L . Принимая допущение об идеальной сглаженности выходного напряжения, рассмотрим эти режимы работы.

Режим работы с непрерывным током i_L . Диаграммы токов и напряжений в схеме представлены на рис. 11.40. При включенном транзисторе (интервал I) к реактору L приложено напряжение E и он накапливает энергию. Длительность этого интервала соответствует времени включенного состояния транзистора $t_{вкл} = \gamma T_s$. При выключении транзистора диод VD переходит в проводящее состояние и энергия реактора поступает в нагрузку и выходной фильтр (интервал II). Длительность интервала II соответствует времени выключенного состояния транзистора $t_{вкл} = (1 - \gamma) T_s$. Обоим интервалам соответствуют эквивалентные схемы, представленные на рис. 11.41. Согласно этим схемам изменению тока i_L соответствуют уравнения:

I интервал

$$i_L = I_{L \min} + \frac{E}{L} t, \quad (11.41)$$

II интервал

$$i_L = I_{L \max} + \frac{U_{н.ср}}{L} t.$$

Основные соотношения при принятых допущениях для установившегося режима работы с непрерывным током i_L могут быть получены из условия равенства нулю среднего значения напряжения U_L на реакторе L (см. рис. 11.40):

$$U_{н.ср} = \frac{E\gamma}{1-\gamma}; \quad (11.42)$$

$$\frac{I_{н.ср}}{I_{вк}} = \frac{1-\gamma}{\gamma},$$

где $I_{вк}$ — среднее значение тока, потребляемого от первичного источника.

Из (11.43) следует, что выходное напряжение в рассматриваемой схеме может изменяться в широком диапазоне от нуля при $\gamma = 0$ до бесконечности при $\gamma = 1$. Эта схема имеет преимущество над схемами, рассмотренными в п.11.4.2 и п.11.4.3. Следует отметить, что в реальных схемах потери мощности ограничивают выходное напряжение, но не устраняют опасность выхода из строя элементов под воздействием повышенного напряжения. Не-

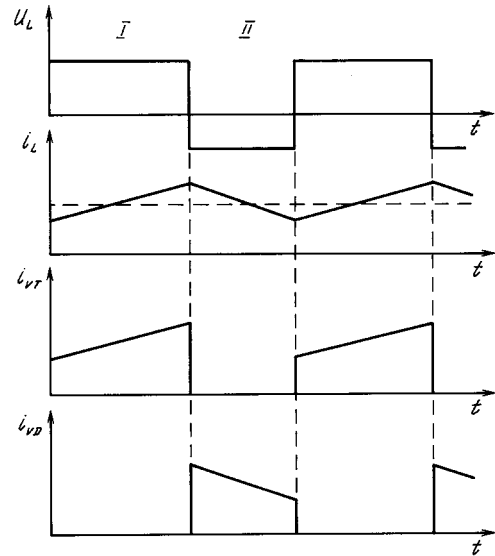


Рис. 11.40. Диаграммы тока и напряжения ключевого регулятора с инверсией выходного напряжения в режиме работы с непрерывным током дросселя

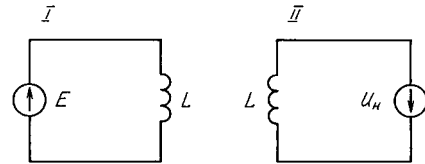


Рис. 11.41. Схемы замещения ключевого регулятора с инверсией выходного напряжения в режиме работы с непрерывным током дросселя

благоприятным, в этом отношении, является режим холостого хода, когда нагрузка отсутствует.

Режим работы с прерывистым током i_L . В области малых нагрузок схема переходит в режим работы с прерывистым током i_L . Ток на интервале выключенного состояния транзистора спадает до нуля раньше начала следующего периода работы (рис. 11.42). Граничное среднее значение тока реактора $I_{Lгр}$ может быть определено

$$I_{Lгр} = \frac{T_s U_{н.ср}}{2L} (1 - \gamma). \quad (11.43)$$

Для определения связи выходного напряжения с параметрами схемы и нагрузки в режиме работы с прерывистым током может быть использована зависимость (11.40). Такая возможность вытекает из идентичности процессов накопления и передачи энергии в режиме прерывистого тока i_L в схемах с параллельным ключом.

Регулирование выходного напряжения в схеме с параллельным индуктивным реактором осуществляется изменением коэффициента заполнения γ , в частности, по способу ШИМ.

Контрольные вопросы и задачи

1. Определить сопротивление r_6 в схеме на рис. 11.17 при следующих условиях: входное напряжение $E = 24$ В; выходное напряжение $U_H = 12$ В; сопротивление нагрузки 1 кОм; допустимое минимальное значение тока стабилизатора $I_{ст} = 5$ мА.
2. Как отразится на значении входного тока стабилизатора (см. рис. 11.19) изменение нагрузки, если режим стабилизации напряжения сохранится?
3. Каким образом можно изменять выходное напряжение в транзисторном регуляторе непрерывного действия?
4. Определите влияние изменения входного напряжения на КПД регулятора (см. рис. 11.19) при следующих условиях: входное напряжение E изменяется в диапазоне от 14 до 20 В; ток нагрузки $I_H = 10$ А; выходное напряжение 12 В.
5. Какие факторы определяют высокие значения КПД и удельных массогабаритных показателей импульсных регуляторов по сравнению с непрерывными?
6. В какой из трех схем импульсных регуляторов легче обеспечить низкий уровень пульсации входного тока?
7. Рассчитать параметры выходного LC -фильтра в схеме регулятора (см. рис. 11.25), обеспечивающего уровень пульсации выходного напряжения не более 1% и отклонение в динамических режимах не более 10% среднего значения напряжения при следующих исходных данных: среднее значение входного напряжения $E = 50$ В; среднее значение выходного напряжения $U_{H,ср} = 24$ В; скачкообразное изменение тока нагрузки ΔI – не более 10 А.
8. Записать дифференциальное уравнение для схемы на рис. 11.34 на интервале выключенного состояния ключа T в режиме работы с непрерывным током i_L с учетом параметров C и R_H , т. е. исключая допущение об идеальной сглаженности напряжения на нагрузке.
9. Рассчитать среднее и действующее значения тока i_L в реакторе L регулятора, выполненного по схеме на рис. 11.39, для двух режимов работы – с непрерывным и прерывистым током i_L .

Глава двенадцатая СТАТИЧЕСКИЕ КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

12.1. СТАТИЧЕСКИЕ И ГИБРИДНЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

12.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СТАТИЧЕСКИХ И ГИБРИДНЫХ АППАРАТАХ

Существуют принципиальные различия между электронными аппаратами постоянного и переменного тока. Во-первых, количество регулируемых параметров в цепях переменного тока больше, чем в цепях постоянного тока. Например, на переменном токе возможно регулирование частоты и фазы тока и напряжения. Во-вторых, на переменном токе более явно различаются понятия мгновенного, среднего и действующего значений, учитывающих форму напряжения или тока.

На переменном токе широко используются обычные, не полностью управляемые тиристоры

с естественной коммутацией. Поэтому среди аппаратов переменного тока можно выделить широкий класс тиристорных аппаратов с естественной коммутацией, работа по этому принципу на постоянном токе принципиально невозможна.

Повышение частот преобразования электроэнергии открыло новые возможности для применения электромагнитных управляемых компонентов — магнитных усилителей, которые могут работать в качестве исполнительных органов различных видов электротехнических устройств как в непрерывном, так и импульсном режимах.

12.1.2. ТИРИСТОРНЫЕ КОНТАКТОРЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ЕСТЕСТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Поскольку обычный тиристор является силовым полупроводниковым элементом с неполной управляемостью, для его выключения необходимо обеспечить спадание прямого тока до нуля и требуемое время выключения, после чего тиристор способен блокировать прямое напряжение. В этой связи различают два основных способа коммутации обычных тиристоров — естественную и искусственную (принудительную). Соответственно существуют два класса тиристорных прерывателей или контакторов переменного тока — с естественной коммутацией (ТКЕ) и искусственной (ТКИ).

Прерыватели первого класса реализуются сравнительно просто, так как не содержат устройств, обеспечивающих принудительное выключение тиристоров. На рис. 12.1,а представлена однофазная схема ТКЕ, выполненная на основе встречно-параллельных тиристоров (или одного симистора). Импульсы управления должны поступать на тиристоры синхронно с сетевым напряжением. На рис. 12.1,б показана упрощенная структурная схема системы управления СУ тиристорами прерывателя, которая включает в себя формирователи импульсов ФИ1, ФИ2 и входное устройство ВУ, обеспечивающее синхронизацию импульсов с сетевым напряжением. При работе прерывателя в режиме контактора, каждый из тиристоров находится в проводящем состоянии полупериода $T/2$, определяемого частотой напряжения. При выключении одного тиристора

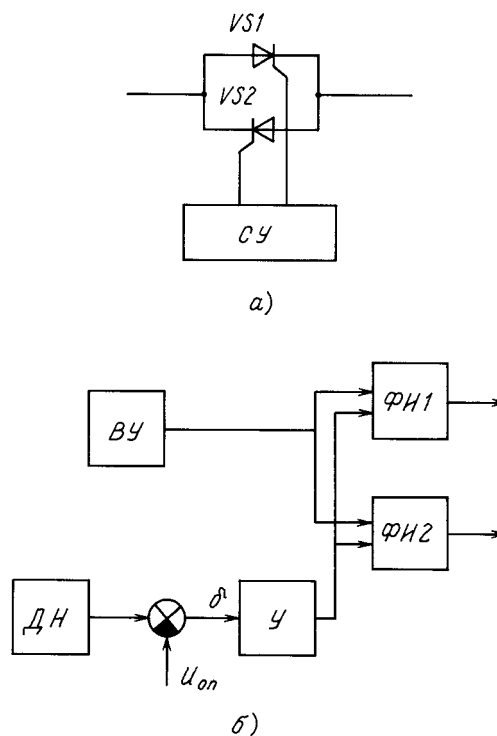


Рис. 12.1. Тиристорный регулятор переменного тока на встречно-параллельных тиристорах:
а — силовая схема; б — структурная схема системы управления

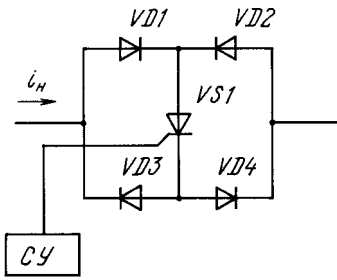


Рис. 12.2. Тиристорный регулятор переменного тока на одном тиристоре

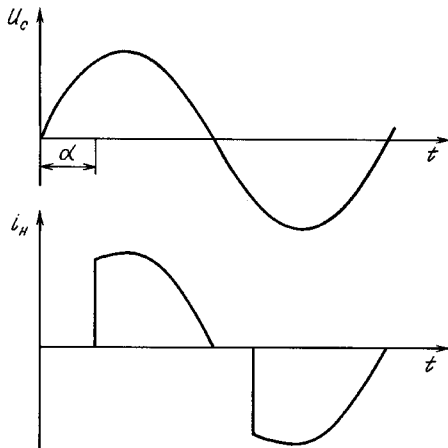


Рис. 12.4. Диаграммы тока и напряжения тиристорного регулятора переменного тока

происходит включение другого, для чего к этому моменту на его управляющий электрод должен быть подан отпирающий импульс.

При работе на активную нагрузку форма тока совпадает с напряжением и угол сдвига между напряжением и током φ равен нулю. В общем случае угол φ не равен нулю при активно-индуктивной нагрузке $\varphi > 0$ и изменяется в зависимости от нагрузки. В результате изменяется также и момент прохождения тока через нуль, определяющий выключение проводящего ток нагрузки тиристора и включение встречного тиристора. Система управления должна отслеживать изменение угла φ или функционировать с импульсами управления, синхронизированными с сетевым напряжением, но имеющих длительность $t_{и} > \varphi$, чтобы обеспечить безразрывность тока нагрузки. Однако увеличение длительности импульса управления $t_{и}$ приводит к увеличению потерь мощности в цепях управления тиристорами, что необходимо учитывать при проектировании прерывателя.

Тиристорный прерыватель может быть выполнен на одном тиристоре (рис. 12.2). Однако увели-

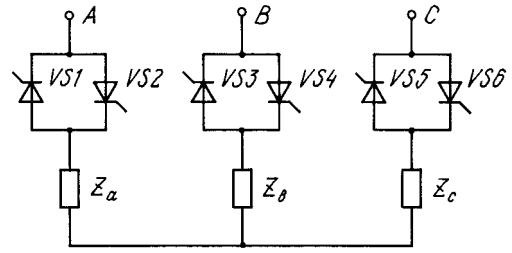


Рис. 12.3. Трехфазный тиристорный регулятор переменного тока

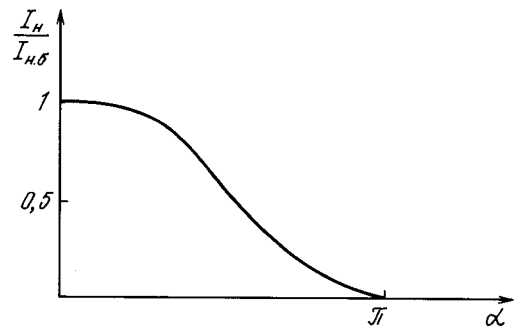


Рис. 12.5. Регулировочная характеристика тиристорного регулятора переменного тока

чение числа диодов в схеме повышает потери мощности в прерывателе, что особенно заметно начинает проявляться в силовых ТКЕ. Тиристорные прерыватели могут иметь трехфазное исполнение, например, по схеме, изображенной на рис. 12.3. Очевидно, последовательность импульсов управления должна в такой схеме соответствовать трехфазной системе напряжений, т. е. следовать с сдвигом 120° между импульсами управления тиристор соответствующих фаз.

При задержке поступления импульса на очередной тиристор на угол управления α становится возможным изменять действующее значение напряжения на нагрузке. В этом случае прерыватель может использоваться в качестве регулятора напряжения или тока. При активной нагрузке ($\varphi = 0$) диаграммы напряжения и тока совпадают по форме (рис. 12.4). Очевидно, что с увеличением угла α напряжение на нагрузке уменьшается, что позволяет реализовать принцип фазового регулирования напряжения.

Регулировочная характеристика прерывателя зависит не только от угла α , но и от характера

нагрузки. На рис. 12.5 представлена зависимость действующего значения тока в относительных единицах в активной нагрузке, включенной через тиристорный регулятор с фазовым регулированием. Следует отметить, что при регулировании форма выходного напряжения изменяется и становится отличной от синусоидальной. Это приводит к существенному росту коэффициента искажений выходного тока и, соответственно, напряжения.

При активно-индуктивной нагрузке ($\varphi \neq 0$) регулирование с симметричной работой тиристоров одной фазы становится возможным только при условии $\alpha \geq \varphi$. В противном случае при включении тиристора в момент $\alpha < \varphi$ переходный процесс изменения тока в активно-индуктивной нагрузке будет превышать половину периода. В результате при узких импульсах управления встречный тиристор не сможет включиться, так как будет шунтирован другим тиристором, проводящим ток, или включится в момент, не соответствующий углу управления α , при котором был включен первый тиристор. Таким образом, возникнет несимметричный режим работы тиристоров, что приведет к дополнительным искажениям тока нагрузки, появлению постоянной составляющей, неравномерной нагрузке тиристоров и другим нежелательным последствиям. Поэтому алгоритм формирования импульсов системой управления регулятора должен учитывать выполнение соотношения $\alpha \geq \varphi$ во всех режимах, включая пусковой. Очевидно, что значение угла φ будет влиять на регулировочные характеристики при выполнении условия $\alpha \geq \varphi$. Рассмотрим более подробно случай чисто индуктивной нагрузки, когда $R = 0$ и $\cos\varphi = 1$. Такие схемы используются в регуляторах реактивной мощности для компенсации избытка мощности емкостного характера, которая может возникать в различных устройствах: инверторах тока, фильтрокомпенсирующих устройствах и др. [97].

Схема и диаграммы, иллюстрирующие работу регулятора с индуктивностью L_0 , представлены на рис. 12.6, а.

Допустим, на вход компенсирующего устройства подается синусоидальное напряжение, потери энергии в схеме равны нулю, тиристоры идеальные. В момент определяемый углом управления α , находящимся в интервале от $\pi/2$ до π , на тиристор *VS1* подается импульс управления. Тиристор включится и через индуктивность L_0 начнет протекать ток. Этот ток можно представить в виде суммы двух составляющих — свободной $i_{св}(\theta)$ и установившейся $i_y(\theta)$:

$$i_L(\theta) = i_{св}(\theta) + i_y(\theta) . \quad (12.1)$$

Установившаяся составляющая

$$i_y(\theta) = \frac{U_m}{\omega L_0} \cos\theta , \quad (12.2)$$

где L_0 — индуктивность реактора; U_m — амплитуда приложенного напряжения.

Свободную составляющую можно определить из закона коммутации тока в индуктивных цепях, согласно которому ток в момент коммутации в индуктивности скачком не изменяется, т. е.

$$i_L(\alpha) = i_{св}(\alpha) + i_y(\alpha) = 0, \quad (12.3)$$

где α — угол включения тиристоров.

Из (12.2) и (12.3) следует

$$i_{св}(\alpha) = -\frac{U_m}{\omega L_0} \cos\alpha . \quad (12.4)$$

Так как свободная составляющая из-за отсутствия потерь в схеме не затухает, то $i_{св}(\theta) = i_{св}(\alpha)$.

Из (12.1), (12.2) и (12.4) получим:

$$i_L(\theta) = \frac{U_m}{\omega L_0} (\cos\alpha - \cos\theta) . \quad (12.5)$$

Диаграммы изменений тока и напряжения представлены на рис. 12.6, б. В момент $(2\pi - \alpha)$ ток i_L становится равным нулю и тиристор *VS1* выключается.

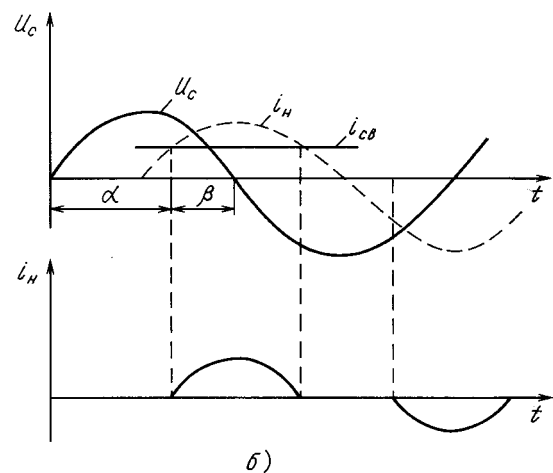
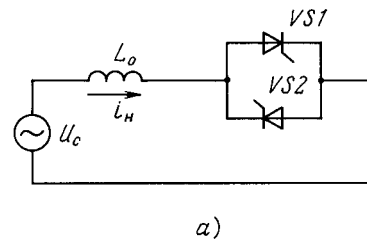


Рис. 12.6. Компенсатор реактивной мощности: а — силовая схема; б — диаграммы работы

Затем в момент времени $(\pi + \alpha)$ подается импульс управления на тиристор $VS2$ и ток в реакторе начинает протекать в противоположном направлении.

Ток в реакторе при периодическом следовании импульсов управления имеет периодический характер и его можно разложить в гармонический ряд. Действующее значение первой гармоники тока

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{max} (\alpha - \pi + \pi \sin 2\alpha), \quad (12.6)$$

где $I_{max} = U_{max}/(\omega L_0)$.

Для упрощения вычислений введем угол управления $\beta = \pi - \alpha$ (рис. 12.6.), при этом угол β изменяется в пределах $0 - \pi/2$.

Из (12.6) следует, что, изменяя угол α в интервале $\pi/2 - \pi$, получают изменение действующего значения тока первой гармоники в диапазоне $I_{max}/2 - 0$. Необходимо отметить, что уменьшение угла $\alpha < \pi/2$ приведет к тому, что проводимость соответствующего тиристора станет больше половины периода. Это вызовет нарушение в симметричной работе тиристоров $VS1$ и $VS2$, так как если интервал проводимости одного тиристора больше, чем π , то второй тиристор к моменту подачи на него импульса управления будет шунтирован первым и не вступит в работу.

Снижение тока I_L при увеличении угла α эквивалентно увеличению индуктивного сопротивления X_L всей цепи компенсирующего устройства:

$$X_L = \frac{\pi X_0}{2(\alpha - \pi + \pi \sin 2\alpha)}, \quad (12.7)$$

где $X_0 = \omega L_0$ индуктивное сопротивление реактора L_0 на частоте входного напряжения.

В приведенном примере зависимость тока от угла управления дана относительно первой (основной) его гармоники, соответствующей частоте питающего напряжения. Это объясняется тем, что в системах с компенсирующими устройствами основную роль играет баланс реактивных мощностей на основной гармонике, а возникающие при регулировании высшие гармоники тока, обусловленные искажением формы тока в индуктивности, фильтруются посредством фильтров высших гармоник.

На основе схемы регулятора реактивной мощности может быть выполнен бестрансформаторный стабилизатор переменного напряжения, позволяющий обеспечить повышение выходного напряжения относительно входного (рис. 12.7,а). Принцип действия такого стабилизатора поясняется векторной диаграммой (рис. 12.7,б).

Входное напряжение $U_{вх}$ равно геометрической сумме выходного напряжения $U_{вых}$ и напряжения

на реакторе ΔU_L . Если изменять входной ток $I_{вх}$, то будут изменяться напряжение ΔU_L и напряжение $U_{вых}$. При этом выходное напряжение $U_{вых}$ можно регулировать так, что его значение станет либо меньше, либо больше $U_{вх}$. Угол сдвига φ между входным током $I_{вх}$ и напряжением $U_{вх}$ определяется коэффициентом мощности нагрузки $\cos \varphi$, емкостью конденсатора C и эквивалентным значением индуктивности $L_{эКВ}$ цепи, состоящей из тиристоров $VS1$, $VS2$ и индуктивности реактора L_0 . Эквивалентное значение индуктивности этой цепи, в свою очередь, зависит от угла управления α . При изменении угла α от нуля до $\pi/2$ значение $L_{эКВ}$ изменяется от L_0 (когда каждый тиристор открыт в течение полупериода) до бесконечности (когда ток через $L_{эКВ}$ равен нулю). Следовательно, изменяя угол α , можно изменять угол φ , который при этом принимает положительные и отрицательные значения, соответствует емкостному характеру входного сопротивления ($\omega L_{эКВ}$ меньше $1/\omega C$) или индуктивному ($\omega L_{эКВ}$ больше $1/\omega C$).

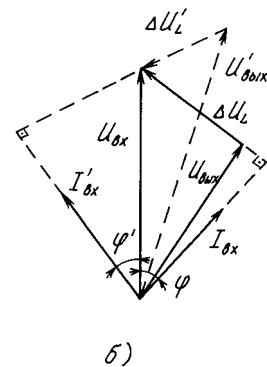
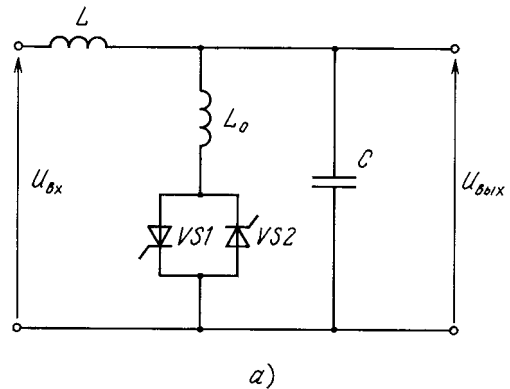


Рис. 12.7. Стабилизатор переменного напряжения: а – силовая схема; б – векторные диаграммы при повышенном (пунктир) и пониженном входном напряжении

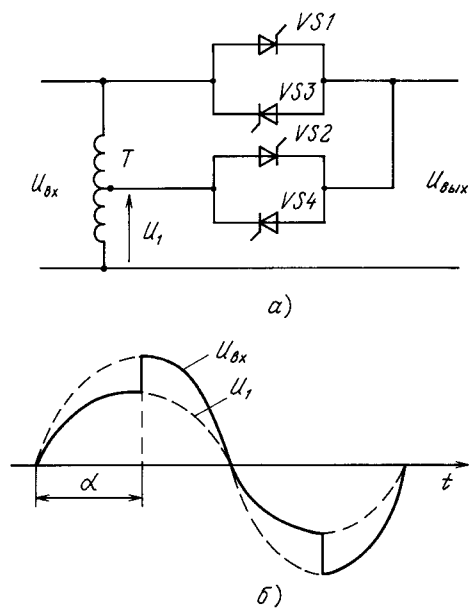


Рис. 12.8. Стабилизатор переменного напряжения с отпайками автотрансформатора:
 а — силовая схема; б — диаграммы напряжения

При емкостном характере входного сопротивления ток $I_{вх}$ опережает входное напряжение (на рис. 12.7,б векторы тока и напряжений для этого случая показаны штриховыми линиями), а при индуктивном — отстает. Из рис. 12.7,б видно, что при емкостном характере входного сопротивления выходное напряжение $U_{вых}$ стабилизатора становится по значению больше входного $U_{вх}$, а при индуктивном — меньше. Таким образом, изменяя угол управления α , можно регулировать выходное напряжение и, в частности, стабилизировать его при колебаниях входного напряжения и тока нагрузки.

Основным достоинством рассматриваемой схемы является малое искажение формы выходного напряжения благодаря наличию конденсатора C . Однако установленные мощности конденсатора и реактора L_0 в 2–3 раза выше номинальной мощности нагрузки.

Широкое распространение получили стабилизаторы напряжения с переключением отпайки обмоток трансформатора (или автотрансформатора). Такие стабилизаторы позволяют обеспечить высокую точность стабилизации выходного напряжения при малых искажениях входного тока. Эти качества особенно важны в системах электроснабжения, содержащих мощные выпрямительные установки, например, для технологических систем электролиза

в металлургической промышленности. В таких системах использование управляемых тиристорных выпрямителей приводит к существенным искажениям сетевого тока. Поэтому оказывается целесообразным использовать многофазные неуправляемые выпрямители, а стабилизацию напряжения осуществлять посредством трансформаторов с отпайками, переключаемых тиристорами. Плавность регулирования в таких схемах достигается фазовым управлением тиристоров в пределах диапазонов напряжений, определяемых витками переключаемых секций обмоток трансформатора.

На рис. 12.8 представлена упрощенная схема стабилизатора, отпайки автотрансформатора которого переключаются тиристорами $VS1$, $VS2$ и $VS3$, $VS4$. Стабилизация выходного напряжения в данной схеме осуществляется изменением моментов переключения отпайки автотрансформатора. В положительный полупериод входного напряжения в проводящем состоянии могут находиться тиристоры $VS1$ или $VS2$, а в отрицательный — $VS3$ или $VS4$. Коммутация тиристоров в такой схеме происходит под воздействием напряжения автотрансформатора. Для обеспечения естественной коммутации тиристоров необходимо, чтобы переключение производилось на отводы с более высоким потенциалом. Например, в положительную полуволну выходного напряжения сначала включается тиристор $VS2$, а затем $VS1$. В этом случае при включении тиристора $VS1$ образуется короткозамкнутый контур, в котором развивается ток, направленный встречно току нагрузки, протекающему через тиристор $VS2$. В результате тиристор $VS2$ выключается и ток начинает проводить тиристор $VS1$. Регулирование действующего значения выходного напряжения может в данной схеме производиться плавно за счет изменения моментов переключения тиристоров. На рис. 12.8,б представлена диаграмма выходного напряжения стабилизатора при активной нагрузке.

При активно-индуктивной нагрузке возникает необходимость в усложнении системы управления тиристорами. Это объясняется тем, что ток нагрузки будет отставать от напряжения на обмотке автотрансформатора, а выключение тиристоров происходит в моменты прохождения тока нагрузки через нуль.

В заключение следует отметить, что в стабилизаторах напряжения невысокой мощности могут успешно использоваться транзисторы в сочетании с диодами, позволяющие осуществлять коммутацию в любой момент времени.

12.1.3. ТИРИСТОРНЫЕ КОНТАКТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

При подаче команды на отключение в схеме рис. 12.1 формирование импульсов блокируется. При прекращении подачи импульсов тиристор *VS1*, проводящий ток нагрузки, выключается при спадаении этого тока до нуля (под воздействием переменного сетевого напряжения происходит естественная коммутация тиристора). В зависимости от момента поступления команды на выключение время ее выполнения может изменяться от 0 до $T/2$. Такое время срабатывания прерывателя в ряде случаев недопустимо.

Например, в установках бесперебойного электропитания при возникновении аварийных ситуаций требуется практически мгновенное переключение нагрузки с одного источника на другой. Для этих целей используют прерыватели ТКИ, схемотехническое исполнение которых имеет много вариантов.

На рис. 12.9 представлен вариант схемы ТКИ. Когда ТКИ включен, то ток нагрузки протекает в один полупериод через тиристор *VS1* и диод *VD1*, а в другой — через тиристор *VS2* и диод *VD2*. Коммутирующий конденсатор C_k заряжен от мало-мощного зарядного устройства ЗУ до напряжения $U_C(0)$ с полярностью, показанной на рисунке, и отделен от основных тириستоров и диодов коммутирующим тиристором *VS3*.

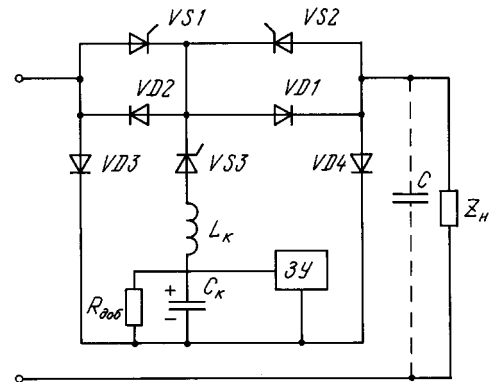
Для выключения основных тиристоров *VS1* и *VS2* необходимо подать отпирающий импульс на тиристор *VS3*. При этом в результате разряда конденсатора C_k возникает ток i_k , направленный встречно току проводящего в тот момент основного тиристора. При этом процессы в коммутационном контуре происходят на значительно более высокой частоте по отношению к частоте сети, поэтому ток i_H на интервале коммутации практически не меняется. Допустим, что ток нагрузки проводил тиристор *VS1*. При включении тиристора *VS3* в момент времени $t = t_1$ в контуре *VS3*–*VS1*–*VD3*– C_k – L_k –*VS3* начнется колебательный процесс разряда конденсатора C_k и нарастание тока i_k (рис. 12.9,б) по следующему закону:

$$i_k = \frac{U_C(0)}{\sqrt{L_k/C_k}} \sin(\omega_k t), \quad (12.8)$$

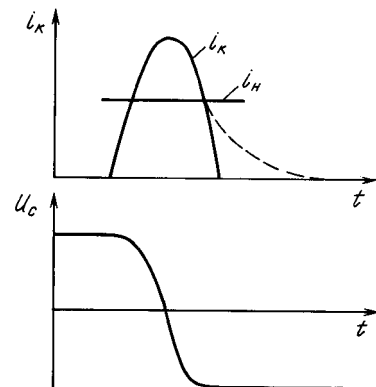
где $\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$.

При этом через тиристор *VS1* будет протекать разность токов нагрузки и разряда конденсатора ($i_H - i_k$). Пока ток i_k меньше тока i_H , прямой ток

тиристора *VS1* больше нуля и он находится в проводящем состоянии. Диод *VD2* на этом интервале выключен, так как к нему приложено обратное напряжение, равное падению напряжения на включенном тиристоре *VS1*. При равенстве токов i_k и i_H (момент времени t_2 на рис. 12.9,б) ток тиристора *VS1* становится равным нулю и он выключается. Одновременно под воздействием прямого положительного напряжения включается диод *VD2* и разность токов i_H и i_k начинает протекать через диод *VD2*. На интервале проводимости диода *VD2* к тиристорам *VS1* и *VS2* будет приложено запирающее напряжение, равное падению напряжения на диоде *VD2*. В момент времени t_3 ток i_k снова становится равным току i_H , ток диода *VD2* становится равным нулю и он выключается.



а)



б)

Рис. 12.9. Тиристорный контактор с принудительной коммутацией:

а – силовая схема; б – диаграммы тока и напряжения

Ток нагрузки i_n начинает протекать по контуру: $VD3 - C_k - L_k - VS3 - VD1 - Z_n - U_{вх} - VD3$. Начиная с момента времени t_3 процесс изменения тока в этом контуре существенно зависит от параметров нагрузки. При активной нагрузке $R_n < 2\sqrt{L_k/C_k}$ изменение тока будет иметь колебательный характер с частотой, близкой к ω_k , т. е. будет по существу соответствовать току i_k на интервале времени $t_3 - t_4$. В момент времени $t = t_4$ ток спадает до нуля и все диоды и тиристоры, включая тиристор $VS3$ выключаются. Таким образом, момент времени $t = t_4$ соответствует выключению прерывателя. В этом случае полное время выключения $t_{\text{выкл}}$ прерывателя, отсчитываемое от момента подачи команды на выключение (подачи отпирающего импульса на тиристор $VS3$), можно определить

$$t_{\text{выкл}} = t_{\text{вкл } VS3} + \pi\sqrt{L_k C_k}, \quad (12.9)$$

где $t_{\text{вкл } VS3}$ — время включения тиристора $VS3$.

При увеличении активной нагрузки ($R_n > 2\sqrt{L_k/C_k}$) процесс становится апериодическим и момент спадания тока наступает позже (на рис.

12.9,б показан штриховой линией). Если же нагрузка активно-индуктивная, то выключение также происходит позже и при этом значительная часть энергии, накопленная в индуктивности нагрузки L_n , переходит в конденсатор C_k , увеличивая на нем обратное напряжение. При пренебрежении потерями в активной составляющей нагрузки и элементах схемы, это напряжение примет вид

$$U_{C_{\text{max}}} \cong \sqrt{\frac{L_n + L_k}{C_k}} I_{n0}, \quad (12.10)$$

где I_{n0} — значение тока нагрузки в момент коммутации.

Перенапряжение на конденсаторе C_k можно снизить, вводя в схему энергопоглотительное сопротивление $R_{\text{доб}}$ (рис. 12.9,а), или исключить полностью посредством компенсирующего конденсатора C , подключаемого к цепи нагрузки после прерывателя. Следует отметить, что проблема компенсации индуктивной составляющей не возникает при использовании прерывателей в системах бесперебойного электроснабжения. В такой системе реактивный ток нагрузки принимает оставшийся в работе инвертор.

12.1.4. РЕЛЕ И КОНТАКТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ КЛЮЧАХ

В настоящее время на основе полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей разрабатываются реле и контакторы с очень высоким быстродействием и практически неограниченным ресурсом работы. При этом становится возможным осуществлять коммутацию силовых цепей за время, не превышающее десяти микросекунд, т.е. практически мгновенно относительно скорости изменения аварийных токов и напряжений в промышленных сетях. В качестве силовых электронных ключей в статических аппаратах используются силовые транзисторы, запираемые тиристоры и др. В то же время быстрая коммутация электрических цепей вызывает определенные проблемы, связанные с наличием в коммутируемых цепях индуктивности и выводом накопленной в них энергии при коммутации. Рассмотрим эти процессы более подробно на примере отключения нагрузки однофазной цепи переменного тока.

На рис. 12.10 представлена схема однофазного контактора, выполненного на основе транзисторов, и диаграммы, иллюстрирующие процессы изменения тока и напряжения при его отключении. Статический контактор состоит из двух пар транзисторных ключей со встречно включенными диодами: $VT1, VT2, VD1, VD2$ и $VT3, VT4, VD3, VD4$. Учитыва-

вая, что время выключения транзисторов мало по сравнению со временем изменения тока и напряжения, можно считать, что на интервалах выключения любого из транзисторов $VT1$ или $VT2$ ток i_n и входное напряжение практически постоянны. В этом случае электромагнитные процессы в схеме будут сходны с процессами отключения статическим контактором цепи постоянного тока (см. гл.11). Функцию обратного диода, замыкающего ток активно-индуктивной нагрузки, в данном случае выполняют транзисторы $VT2, VT3$ и диоды $VD2, VD3$, включение которых должно производиться синхронно с выключением транзисторов $VT1$ и $VT2$. Следует отметить, что внутреннее сопротивление источника переменного тока (генератора, трансформатора и др.) обычно имеет индуктивный характер, поэтому на рис. 12.10,а он представлен эквивалентной индуктивностью L_c , оказывает существенное влияние на процесс выключения контактора, так как при этом возникает задача вывода накопленной в ней энергии для исключения (ограничения) перенапряжения на выключающихся ключах $VT1$ и $VT2$. Наиболее распространенным способом вывода этой энергии является рассеивание ее на нелинейных полупроводниковых элементах — варисторах или стабилитронах. В настоящее время наиболее энер-

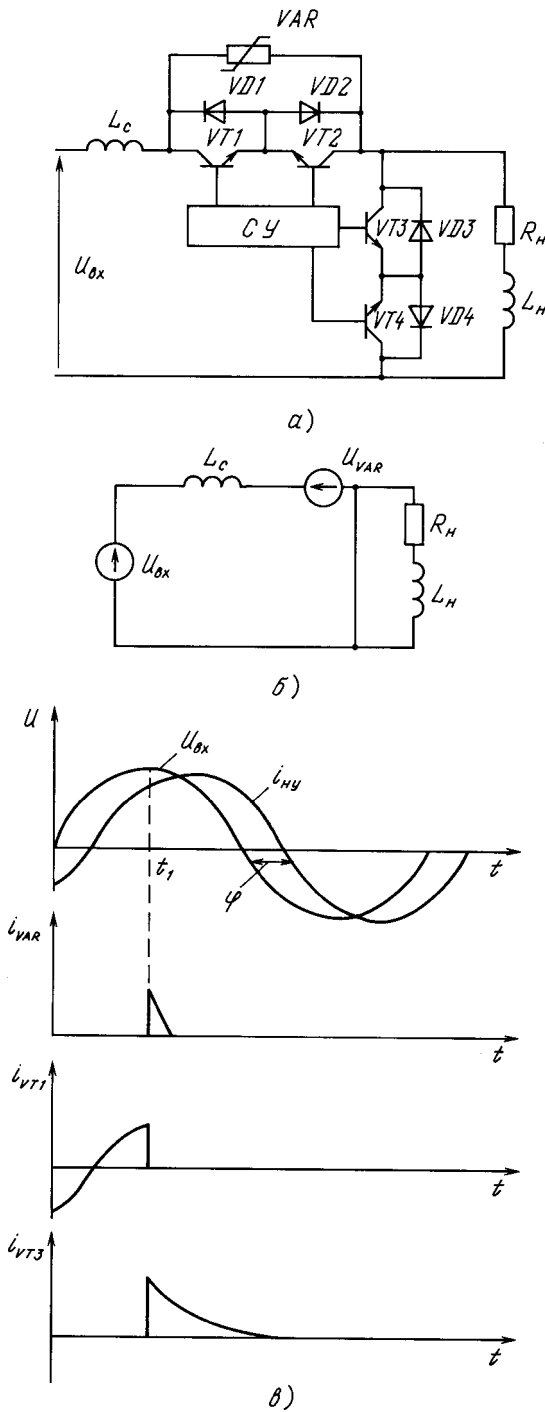


Рис. 12.10. Транзисторный контактор: а — силовая схема; б — схема замещения на интервале отключения; в — диаграммы работы

гоемкими являются ограничители перенапряжения ОПН на основе оксидно-цинковых варисторов. Такие ОПН имеют высокое быстродействие и нелинейную вольт-амперную характеристику, что по-

зволяет эффективно ограничивать перенапряжения на ключевых элементах на заданном уровне за счет поглощения значительной дозы энергии, накопленной в индуктивностях отключаемой цепи. Встречно включенные стабилитроны или варисторы могут включаться как непосредственно на входе контактора, так и параллельно ключам контактора по другим, менее распространенным, схемам.

Рассмотрим выключение транзисторного контактора (рис. 12.10,а) более подробно. Предположим, что ток i_H протекает через включенные транзистор $VT1$ и диод $VD2$ и в момент времени t_1 поступают сигналы на его запирающие и одновременно на включение транзистора $VT3$. В результате перенапряжений, возникающих на индуктивностях L_H и L_C при выключении транзистора $VT1$, варистор VAR пробивается и начинает проводить входной ток i_{BX} , протекающий через индуктивность L_C . Одновременно должно происходить включение транзистора $VT3$ и диода $VD4$, которые шунтируют ток нагрузки i_H . Этому процессу соответствует эквивалентная схема рис. 12.10,б, в которой варистор представлен источником напряжения U_{var} . Обычно выбирают $U_{var} = (1,5 \div 2)U_{max}$, где U_{max} — максимальное значение сетевого напряжения. В этом случае ток i_{BX} будет падать. Полагая, что напряжение в сети за время спада тока i_{BX} до нуля изменится незначительно, можно записать

$$\frac{di_{BX}}{dt} > \frac{U_m}{L_c} \quad (12.11)$$

В процессе спада тока i_{BX} энергия, накопленная в индуктивности L_C , будет рассеиваться в варисторе (рис. 12.10,б). С учетом наличия в схеме источника сетевого напряжения, значение которого будем считать максимальным U_{max} (наиболее неблагоприятный режим для выключения), энергию, выделяемую в варистор, можно выразить следующим соотношением

$$W = \frac{L_c T^2}{2} \left(\frac{U_{var}}{U_{var} - U_{max}} \right) \quad (12.12)$$

Обычно время спада тока i_H до нуля значительно меньше времени спада до нуля тока активно-индуктивной нагрузки. Поэтому после спада тока i_H до нуля и восстановления сетевого напряжения на варисторе цепи нагрузки оказываются отключенными от источника сетевого напряжения. В то же время энергия, запасенная в индуктивной составляющей нагрузки i_H , создает в нагрузке ток, спадающий по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = L_H R_H$.

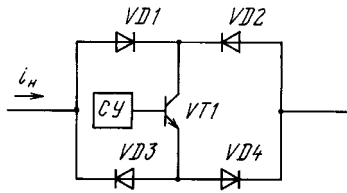


Рис. 12.11. Транзисторный контактор с одним транзистором

При проектировании контакторов переменного тока на транзисторах следует учитывать, что они позволяют блокировать напряжение одной полярности. Поэтому транзисторы надо дополнять диодами, включенными параллельно или последовательно. В этой связи в слаботочных цепях целесообразно использовать схему с одним транзистором, включенным на стороне постоянного тока диодного моста (рис. 12.11).

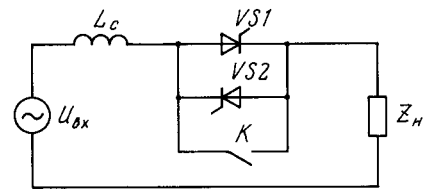
12.1.5. ГИБРИДНЫЕ АППАРАТЫ

Основным достоинством статических коммутационных аппаратов переменного тока на полностью управляемых ключевых элементах является их высокое быстродействие, позволяющие практически мгновенно предотвратить возрастание аварийного тока, ограничив его максимальное значение на любом заданном уровне.

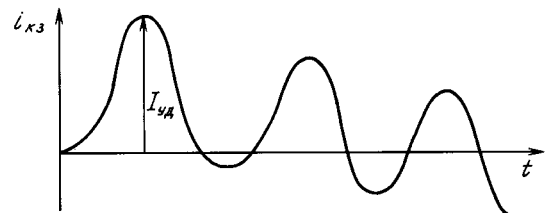
В то же время всем статическим аппаратам присущи два принципиальных недостатка – значительные потери активной мощности в проводящем состоянии и отсутствие гальванической развязки в разомкнутом состоянии. Для устранения этих недостатков используются гибридные аппараты (см. п.11.1.4).

Принципы построения и алгоритмы работы гибридных аппаратов переменного и постоянного токов во многом сходны. В качестве примера на рис. 12.12 приведена схема гибридного аппарата на основе встречноключенных тиристоров и электрических контакторов, последовательно и параллельно соединенных с ними.

Следует отметить, что аппараты защиты на основе тиристоров как чисто статические, так и гибридные не позволяют гарантированно ограничить максимальное значение ударного тока КЗ. Это объясняется тем, что выключение тиристора происходит при прохождении тока через нуль, а при наиболее неблагоприятном моменте возникновения КЗ (рис. 12.12,б) ток спадает до нуля примерно в конце периода. За это время максимальное значение ударного тока $I_{уд}$ будет определяться следующим приближенным соотношением $I_{уд} = \frac{2U_m}{\omega L_c}$, где ω – частота сетевого напряжения; L_c – эквивалентная индуктивность сети.



а)



б)

Рис. 12.12. Гибридный контактор переменного тока: а – силовая схема; б – диаграмма тока короткого замыкания

В то же время гибридный аппарат на основе встречно включенных тиристоров позволяет использовать положительные качества статического и электромеханического аппаратов. В результате такой гибридный аппарат может реализовать „мягкий” пуск (торможение) электропривода с ограничением за счет фазового регулирования пусковых токов и резких динамических воздействий в переходных процессах, а также повысить срок службы электромеханической части аппарата при одновременном улучшении ее массогабаритных показателей.

Контрольные вопросы и задачи

1. Приведите схему силовой части статических аппаратов переменного тока на транзисторах.
2. Какие факторы влияют на длительность процесса отключения цепи тиристорным контактором переменного тока с естественной коммутацией?
3. Рассчитайте действующие значения тока в цепи активной нагрузки, подключенной через регулятор на основе встречно включенных тиристоров с естественной коммутацией при следующих исходных данных: амплитудное значение тока в цепи синусоидального напряжения $I_m = 100$ А; углы включения тиристоров $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 30^\circ$ и $\alpha = 45^\circ$.
4. Приведите аналитическое выражение для определения емкости коммутирующего конденсатора C_k в тиристорном контакторе с искусственной коммутацией при следующих исходных данных: коммутируемый ток $I_H = 100$ А (считать ток в процессе коммутации неизменным); коммутирующая цепь, подключаемая параллельно к тиристор, состоит из последовательно включенных конденсатора C_k и реактора L_k ; время включения тиристора $t_{\text{выкл}} = 200$ мкс; начальное напряжение на конденсаторе $U_C(0) = 500$ В.
5. Рассчитайте энергию, поглощаемую варистором, подключенным параллельно транзисторным ключам (см. рис. 12.10,а) при следующих исходных данных: $u_c(t) = 311\sin(314t)$; $U_{\text{var}} = 200$ В; выключаемый ток в процессе коммутации не изменяется и равен 100 А.
6. Запишите в общем виде время включения и выключения гибридного контактора (см. рис. 12.12,а), учитывая основные факторы, влияющие на эти процессы.
7. Перечислите основные достоинства и недостатки гибридных коммутационных аппаратов по сравнению со статическими и электромеханическими.
8. Приведите вариант структурной схемы системы управления гибридного аппарата, представленного на рис. 12.12,а.

12.2. РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

12.2.1. ПРИНЦИП УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ЧЕТЫРЕХ КВАДРАНТАХ КОМПЛЕКСНОЙ ПЛОСКОСТИ

Источник переменного тока можно подключить к источнику постоянного тока через преобразователь, выполненный на основе силовых электронных ключей, соединенных по известным схемам преобразования [97]. Если в качестве ключей выбраны полностью управляемые элементы, например, транзисторы или запираемые тиристоры, то изменяя алгоритмы управления этими элементами можно обеспечить любые режимы работы преобразователя, соответствующие векторной диаграмме на рис. 12.13. На диаграмме показан вектор тока I_c и напряжения U_c со стороны источника переменного тока на комплексной плоскости. Преобразователь может работать как в режимах выпрямления (квадранты I и IV), так и в режимах инвертирования (квадранты II и III). Полная управляемость ключевых элементов в данном случае позволяет обеспечить работу в квадрантах III и IV, где требуется принудительная коммутация ключей в отличие от естественной коммутации в квадрантах I и IV. Благодаря этому свойству такие преобразователи называют четырехквадрантными.

В качестве источника (потребителя) постоянного тока можно использовать какой-либо накопитель электрической энергии, например, индуктив-

ный. Рассмотрим более подробно режимы работы преобразователя, выполненного по однофазной мостовой схеме на запираемых тиристорах $VS1-VS4$ с реактором L_d на стороне постоянного тока (рис. 12.14). Согласно закону электромагнитной индукции, полярность напряжения на индуктивности естественным образом изменяется на противоположную при переходе из режима накопления в ней энергии к режиму отдачи энергии при инвертировании. В этом случае нет необходимости в переключении полярности источника постоянного тока по отношению к мостовой схеме при переходе из режима выпрямления к инвертированию. Примем

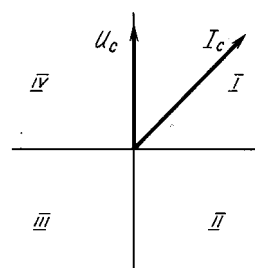


Рис. 12.13. Векторная диаграмма тока и напряжения в четырехквадрантной плоскости

следующие допущения: элементы схемы идеальны, в реакторе индуктивностью L_d накоплена энергия, соответствующая току I_d , индуктивность достаточно велика, чтобы считать ток неизменным и равным току коммутации запираемых тиристоров $VS1-VS4$. Диаграммы тока и напряжения представлены на рис. 12.14,б. Квадрант I соответствует работе в режиме выпрямления с углом управления $(0 - \pi/2)$ и направление тока I_c соответствует приему энергии индуктивным накопителем (этому режиму соответствует полярность на реакторе L_d , указанная без скобок). Квадрант II соответствует инверторному режиму с углом управления в диапазоне $(\pi/2 - \pi)$. При этом полярность на реакторе меняется на противоположную (на рис. 12.14 указана в скобках), что соответствует выводу энергии из реактора L_d . Следует отметить, что в квадрантах I и II происходит естественная коммутация тири-

сторов $VS1-VS4$, и вместо запираемых в схеме могут использоваться обыкновенные тиристоры.

Квадранты III и IV также соответствуют инверторному и выпрямительному режимам работы преобразователя. Существенным отличием этих режимов от режимов в квадрантах I и II является необходимость принудительной коммутации тиристоров $VS1-VS4$ или использования запираемых тиристоров. Предположим, что преобразователь работает в режиме выпрямления с опережающим углом управления в квадранте IV, а ток I_d протекает по запираемым тиристорам $VS3$ и $VS4$. Для того чтобы перевести ток в тиристоры $VS1$ и $VS2$, необходимо выключить тиристоры $VS3$ и $VS4$ и включить $-VS1, VS2$. При этом условия естественной коммутации отсутствуют, так как к тиристорам $VS1$ и $VS2$ приложено запирающее напряжение со стороны сети переменного тока, мгновенное значение

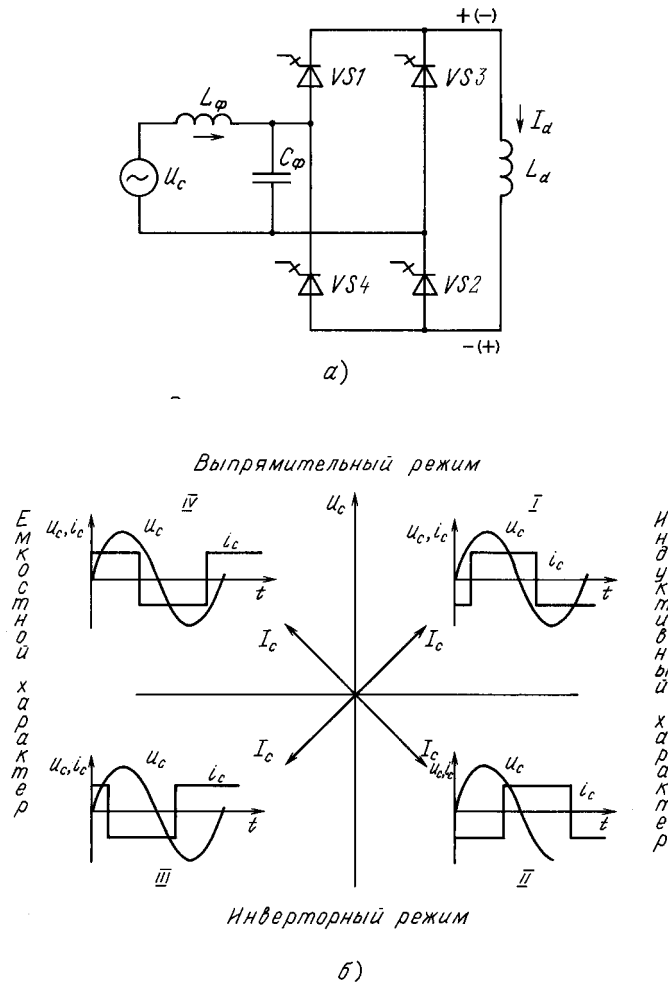


Рис. 12.14. Четырехквadrантный преобразователь: а – принципиальная схема; б – диаграммы токов и напряжения

которого отрицательно в этот полупериод. Однако выключение запираемых тиристоров в заданный момент сигналом управления приведет к возникновению противо-ЭДС на индуктивности с полярностью, соответствующей прямому напряжению на тиристорах $VS1$ и $VS2$. В этом случае при наличии сигналов управления для включения этих тиристоров они перейдут в проводящее состояние, т. е. произойдет процесс коммутации. При принятых допущениях этот процесс протекает мгновенно. В реальных схемах конечные значения времени включения и выключения запираемых тиристоров приводят к необходимости использования демпфирующих RC -цепей (или снабберов), параметры которых тем меньше, чем выше быстродействие тиристоров. В противном случае в схеме возникают перенапряжения, которые могут привести к выходу из строя тиристоров. Кроме того, следует учитывать влияние на коммутацию индуктивности сети переменного тока, которое также будет проявляться в перенапряжениях. Для уменьшения этого влияния на стороне переменного тока преобразователя устанавливаются LC -фильтры.

Аналогичным образом происходит коммутация запираемых тиристоров при работе преобразователя в режиме инвертирования с опережающим углом управления (квадрант III).

Работа в различных режимах, соответствующих четырем квадрантам, позволяет управлять током преобразователя со стороны переменного напряжения по заданному системой управления закону. Например, в рассматриваемой схеме может быть получен ток в форме меандра с частотой, равной частоте третьей гармоники сетевого напряжения (рис. 12.15). В этом случае периодически с частотой третьей гармоники чередуются режимы работы преобразователя.

Одним из основных методов управления в настоящее время является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) тока или напряжения по определенному закону. В рассматриваемой схеме использование запираемых тиристоров позволяет реализовать ШИМ на повышенной частоте, предельное значение которой ограничено частотными параметрами тиристоров.

Принцип реализации ШИМ в рассматриваемой схеме поясняется диаграммой сетевого напряжения и тока (рис. 12.16). Паузы, соответствующие нулевому значению тока i_c , формируются, когда включена одна пара тиристоров $VS1$, $VS4$ или $VS2$, $VS3$, а другая пара тиристоров моста выключена. В этих интервалах ток I_d замыкается внутри моста, не попадая в источник переменного тока. В результате

импульсной модуляции ток будет содержать высшие гармоники, обусловленные переключением ключей. Для фильтрации этих гармоник на стороне переменного тока используют LC -фильтр. Так как обычно частота импульсной модуляции выбирается по возможности высокой, фильтр является сравнительно „легким” и существенно не влияет на энергетические показатели преобразователя.

Работа преобразователя в различных режимах, соответствующих четырем квадрантам, может быть реализована и при емкостном накопителе на стороне постоянного тока. Эта возможность вытекает из свойства дуальности емкостных и индуктивных элементов. В этом случае источник тока заменяется источником напряжения U_c . При допущении достаточно большого значения емкости C_d , пульсациями напряжения на ней можно пренебречь и принять $U_c = \text{const}$. Однако на стороне переменного тока источник напряжения u_c должен быть заменен источником тока i_c . На практике это может соответствовать последовательному включению преобразователя в цепь переменного тока. На рис. 12.17 представлена однофазная схема преобразователя на транзисторах, на стороне постоянного тока которого включен конденсатор емкостью C_d .

Предположим, что задачей преобразователя является формирование на стороне переменного тока напряжения, имеющего форму меандра и частоту третьей гармоники по отношению к частоте сетевого тока f_c . Из диаграммы на рис. 12.18. видно, что за один период сети переменного тока с тройной частотой происходит коммутация транзисторов $VT1$ – $VT4$, результатом которой является формирование напряжения заданной формы. При этом про-

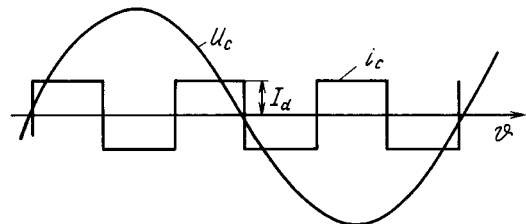


Рис. 12.15. Ток и напряжение при модуляции тока

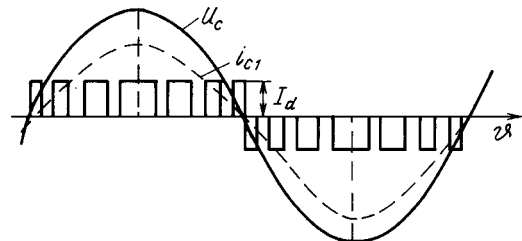


Рис. 12.16. Широтно-импульсная модуляция

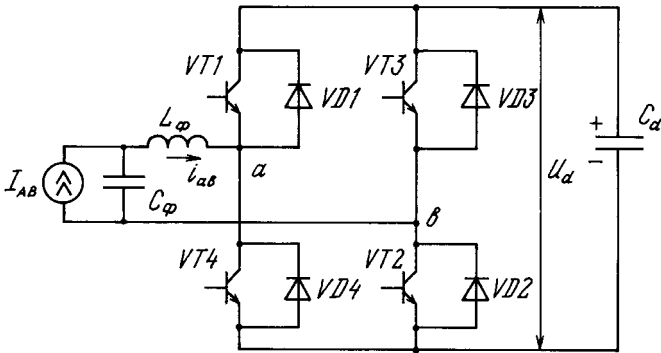


Рис. 12.17. Четырехквadrантный преобразователь с емкостным накопителем

водящее состояние транзисторов $VT1, VT2$ ($VT3, VT4$) соответствует истoku энергии из конденсатора, а проводящее состояние диодов $VD3, VD4$ ($VD1, VD2$) приему (стоку) энергии в конденсатор из сети. Одновременно происходит чередование режимов работы по различным квадрантам.

Рассматриваемая схема позволяет осуществлять ШИМ. Интервалы с нулевым значением напряжения $u_c = 0$ сформированы в процессе проводимости

12.2.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ НЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Под неактивной мощностью понимают мощность переменного тока, среднее интегральное значение которой за период равно нулю, т. е.

$$D = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt = 0. \quad (12.13)$$

Основными составляющими неактивной мощности являются реактивная мощность (индуктивная или емкостная) Q и мощность искажения D_0 . Первая обусловлена реактивными составляющими первых гармоник тока или напряжения, вторая — высшими гармониками тока или напряжения [77] и влиянием нелинейных элементов, вызывающих искажения тока или напряжения. Неактивная мощность связана с периодическим обменом электроэнергии между ее источником и потребителем. В результате возникает дополнительная нагрузка системы электропитания и дополнительные потери в ее компонентах. Мощность искажения, кроме того, вызывает дополнительные потери из-за особенностей передачи электроэнергии на повышенных частотах. В этой связи на практике неактивную мощность стремятся минимизировать. Для этого используют различные фильтры и компенсаторы реактивной мощности. Активные фильтры позволяют реализовать компенсацию реактивной мощ-

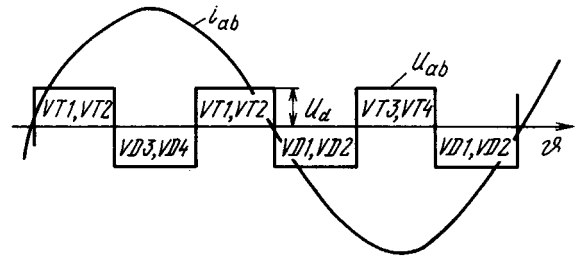


Рис. 12.18. Ток и напряжение при модуляции напряжения

транзисторно-диодных пар $VT4-VT2$ (или $VT1-VT3$). Для сглаживания пульсации напряжения на стороне переменного тока включен LC -фильтр.

Таким образом, четырехквadrантные преобразователи с импульсной модуляцией позволяют реализовать управляемые по требуемому закону источники тока или источники напряжения, что может иметь широкое прикладное значение в электротехнике.

ности. В этом случае их называют *регуляторами неактивной мощности*.

Схемотехнической основой активных фильтров и регуляторов неактивной мощности являются преобразователи с импульсной модуляцией параметров в четырехквadrантной плоскости и реактивным накопителем на стороне постоянного тока.

Рассмотрим принцип действия активных фильтров в простейшей однофазной системе электропитания, состоящей из генератора синусоидального напряжения (первой гармоники напряжения) u_c . Полное внутреннее сопротивление генератора со стороны выходных зажимов представим индуктивностью L_c . Нагрузка является нелинейной (например, выпрямитель), а ток, поступающий в нагрузку, содержит кроме основной (первой) гармоники i_1 высшие гармоники тока, которые обобщенно представим током $i_{вг}$.

На рис. 12.19. показаны типовые схемы подключения активных фильтров, являющихся генераторами тока или напряжения. Фильтр с параллельным подключением генератора высших гармоник тока $i_{вг}$, находящегося в противофазе с высшими гармониками тока, создаваемыми нелинейной нагрузкой, выполнен на основе индуктивного накопителя L_d (рис. 12.19,а). Функции ключевых элементов в схеме выполняют транзисторы $VT1-VT4$.

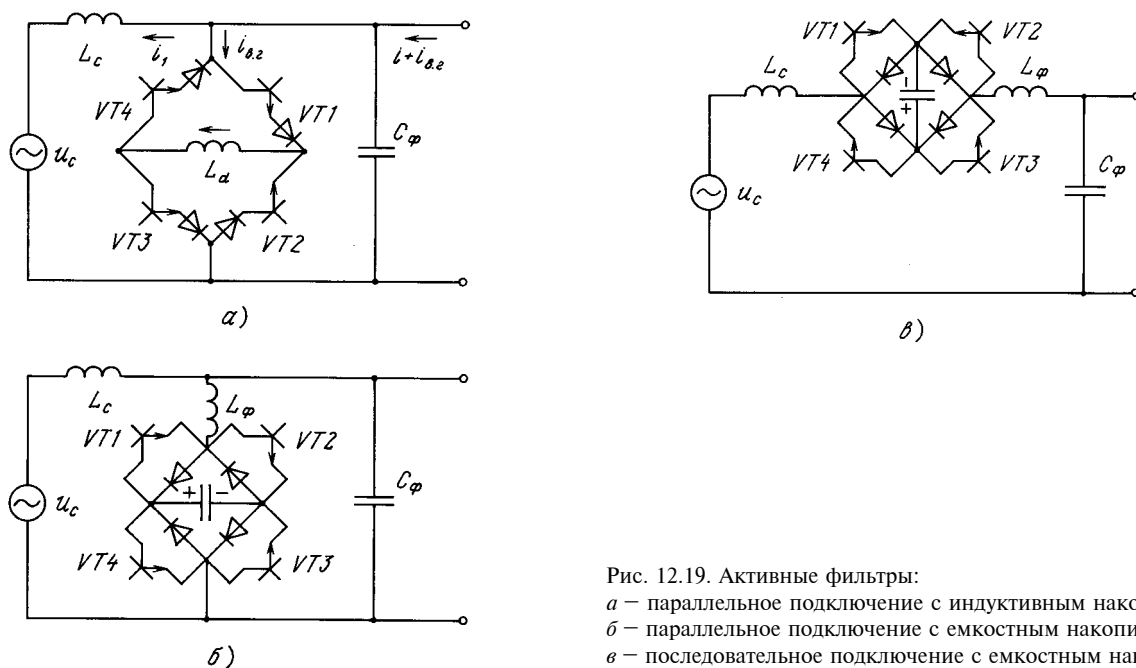


Рис. 12.19. Активные фильтры:
 а – параллельное подключение с индуктивным накопителем;
 б – параллельное подключение с емкостным накопителем;
 в – последовательное подключение с емкостным накопителем

Управление ключевыми элементами осуществляется методом ШИМ по законам, обеспечивающим формирование токов высших гармоник $i_{вг}$ на выходе фильтра. Переключение транзисторов осуществляется на повышенной частоте, превышающей верхнее значение частотного диапазона гармоник. Создаваемые при этом пульсации тока i_Γ , представляющие собой разность тока $i_{вг}$ и мгновенных значений тока на выходе активного фильтра, шунтируются конденсатором C_ϕ . Емкость этого конденсатора небольшая, так как пульсации являются высокочастотными. В рассматриваемой схеме высшие гармоники тока $i_{вг}$, создаваемые нелинейной нагрузкой, будут циркулировать между активным фильтром и нагрузкой, не попадая в цепь генератора. В результате напряжение на выходных шинах генератора будет оставаться синусоидальным. Полагая элементы схемы идеальными, фильтр можно считать недиссипативным (потери активной мощности отсутствуют). Вследствие этого между индуктивным накопителем и системой электропитания будет происходить периодический обмен мощностью с сохранением энергетического баланса.

Очевидно, что энергоемкость накопителя должна быть достаточной для обеспечения поступления энергии в сеть на интервалах, длительность которых определяется частотой генерируемых фильтром гармоник $i_{вг}$. При наличии активных потерь в схеме фильтра они могут компенсироваться поступлением энергии от сети в фильтр на частоте первой гармоники или от постороннего источника (напри-

мер, дополнительного выпрямителя) малой мощности.

Параллельное подключение активного фильтра может использоваться и при емкостном накопителе (рис. 12.19, б). В этом случае модуляция ключей производится по закону, формирующему первую гармонику сетевого напряжения. Векторы этого напряжения направлены встречно сетевому напряжению и равны, если пренебречь падением напряжения на L_c , напряжению генератора u_c . В результате первая гармоника тока i_1 через активный фильтр не протекает. Однако, являясь источником напряжения с малым полным внутренним сопротивлением, фильтр шунтирует высшие гармоники тока $i_{вг}$, порождаемые нелинейной нагрузкой. Высокочастотные пульсации напряжения u_Γ на выходе активного фильтра, обусловленные частотой переключения ключевых элементов, подавляются "легким" пассивным LC -фильтром. Исключение высших гармоник тока $i_{вг}$ из цепи генератора и наличие LC -фильтра на стороне переменного тока позволяют обеспечить синусоидальность напряжения на шинах системы со стороны нагрузки.

Эта же задача может быть решена при последовательном включении активного фильтра с емкостным накопителем (рис. 12.19, в). В такой схеме на выходе активного фильтра формируется компенсирующее напряжение $u_{аф}$, в противофазе с напряжением $u_{вг}$ обусловленным протеканием высших гармоник тока $i_{вг}$ через индуктивность L_c . В результате компенсации напряжение на шинах переменного

тока со стороны нагрузки, также как и в схеме на рис. 12.19, б, будет равным u_c .

Существуют и другие схемы подключения активного фильтра, которые здесь не приводятся, так как принципы их работы сходны с рассмотренными. В основе активных фильтров лежит управление ключевыми элементами методами широтно-импульсной модуляции. Существуют различные методы реализации ШИМ, но основным из них для активных фильтров является метод „слежения” за сигналом управления регулятора фильтра.

В качестве эталонных сигналов, за которыми производится слежение, могут быть первые гармоники тока или напряжения на шинах энергосистемы в местах подключения активного фильтра. На выходе фильтра будут сформированы высшие гармоники тока или напряжения. Например, в схеме на рис. 12.19, а при прямоугольной форме тока нагрузки активный фильтр сформирует спектр высших гармоник, сумма которых равна разнице тока нагрузки i_n и его первой гармоники i_{n1} (рис. 12.20). Принцип активной фильтрации может быть также использован для компенсации реактивной составляющей тока нагрузки. В этом случае энергия,

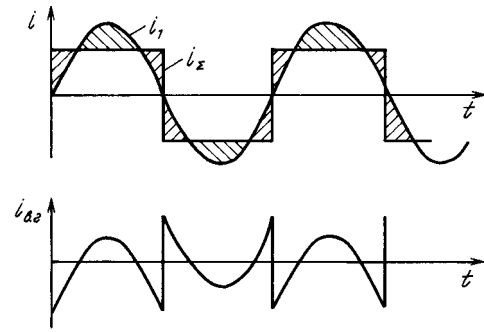


Рис. 12.20. Диаграммы токов активного фильтра

накопленная в активном фильтре должна обеспечивать компенсацию реактивной мощности в течение половины периода основной частоты. При таком способе компенсации обмен реактивной энергией на частоте основной гармоники будет происходить между индуктивной составляющей нагрузки и фильтром. Например, если ток выпрямителя будет содержать индуктивную составляющую i_L , то фильтр должен на выходе генерировать емкостной ток $i_C = i_L$.

12.2.3. РЕГУЛИРУЕМОЕ ПОЛНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Регулирование мощности посредством четырехквadrантного преобразователя можно рассматривать как регулирование его полного входного сопротивления. В этом случае преобразователь совместно с накопителем на стороне постоянного тока представим двухполюсником с регулируемым полным входным сопротивлением. Очевидно, что возможности функционировать с положительным активным сопротивлением (потребление энергии) и с отрицательным активным сопротивлением (генерация энергии) будут ограничены емкостью накопителей. Работа с индуктивным или емкостным входным сопротивлением ограничений не имеет. Рассмотрим вопросы управления полным сопротивлением более подробно на примере схем, представленных на рис. 12.19. В этих схемах можно реализовать следующую функцию мгновенного значения входного сопротивления двухполюсника

$$z(t) = \frac{u(t)}{i(t)} = \frac{u(t)}{m(t)I_d}, \quad (12.14)$$

где $u(t)$ и $i(t)$ — напряжение и ток на входе четырехполюсника со стороны переменного тока; $m(t)$ — модулирующая функция (гладкая составляющая); I_d — ток в индуктивном накопителе.

Согласно (12.14.), если закон модуляции тока $m(t)$ обеспечит $dz(t)/dt = 0$, то полное сопротивление

двухполюсника будет эквивалентно линейному активному сопротивлению R_3 . Причем значение сопротивления может быть как положительным так и отрицательным. Последнее означает исток энергии из накопителя. Естественно, что время нахождения в этих режимах, соответствующее активному сопротивлению, ограничено в первую очередь энергоемкостью накопителя. Известно, что активная и реактивная мощности являются интегральными характеристиками энергетического процесса, усредненными за период основной гармоники. Только передача энергии не происходит постоянно от источника к потребителю или наоборот, а имеет пульсирующий характер. Иначе, реактивная мощность является интегральной мерой скорости изменения мгновенного сопротивления $Z(t)$ во времени. Из этого положения следует, что если закон модуляции $m(t)$ обеспечивает периодическое изменение $dZ(t)/dt$, то полное сопротивление двухполюсника будет иметь реактивную составляющую. Следовательно, характер полного сопротивления можно изменять введением соответствующего закона модуляции ключевых элементов активного фильтра. Предположим, что рассматриваемый четырехквadrантный преобразователь имеет входной ток (гладкую составляющую или усредненное значение), изменяющийся по синусоидальному закону

с частотой ω , т. е. $i(t) = I_m \sin \omega t$, напряжение на его шинах со стороны переменного тока $u(t) = U_m(t) \sin(\omega t + \varphi)$, что соответствует входному полному сопротивлению $Z = R + jX$ и фазовый угол между током и напряжением $\varphi = \text{arctg}(X/R)$. Мгновенное значение входного сопротивления $Z(t)$ в этом случае можно выразить

$$Z(t) = \frac{u(t)}{i(t)} = \frac{|Z| \sin(\omega t + \varphi)}{\sin \omega t} = |Z| \left(\cos \varphi + \sin \varphi \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} \right) = R + X \text{ctg} \omega t. \quad (12.15)$$

В этом случае

$$\frac{dZ(t)}{dt} = \frac{d(R + X \text{ctg} \omega t)}{dt} = -\frac{X\omega}{\sin^2 \omega t}. \quad (12.16)$$

Из (12.16) следует, что при полном индуктивном сопротивлении (положительное значение реактивного сопротивления) мгновенное значение входного сопротивления убывает, а при емкостном (отрицательное значение реактивного сопротивления) — возрастает. Следовательно, изменяя закон модуляции $m(t)$, получают такое значение $dZ(t)/dt$, которое соответствует требуемому значению полного входного сопротивления преобразователя.

Наглядно возможность управления полным входным сопротивлением видна из диаграммы для основных гармоник тока и напряжения на входе

четырёхквadrантного преобразователя (рис. 12.17). В зависимости от того, в каком режиме работал преобразователь, его входное полное сопротивление имеет индуктивный или емкостной характер, а значение активного сопротивления будет положительным или отрицательным в зависимости от направления потока активной мощности — от сети в преобразователь или наоборот. При этом, изменяя закон модуляции $m(t)$, можно регулировать модуль и фазу тока основной гармоники преобразователя, что будет соответствовать изменению его полного входного сопротивления.

Управление полным сопротивлением возможно в любом четырёхквadrантном преобразователе с импульсной модуляцией и, в частности, с емкостным накопителем. В этом случае преобразователь эквивалентен источнику напряжения, значение которого модулируется по заданному закону.

Возможность регулирования реактивной мощности имеет большое прикладное значение для компенсации реактивной мощности и регулирования коэффициента мощности в системах электропитания. Другим важным аспектом применения четырёхквadrантных преобразователей в качестве устройств с управляемым полным входным сопротивлением является использование их в, так называемых, гибридных фильтрах.

12.2.4. ГИБРИДНЫЙ ФИЛЬТР ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Гибридный фильтр состоит из пассивных LC -звеньев и активного элемента, функции которого выполняет в общем случае четырёхквadrантный преобразователь с управляемым полным сопротивлением. С одной стороны применение только одних активных фильтров без пассивных элементов ограничивается тем, что их установленная мощность достаточно высока, точнее соизмерима с мощностью нелинейных потребителей в системе электропитания. С другой стороны, недостатками пассивных фильтров являются низкая добротность, снижение эффективности фильтрации из-за ухудшения параметров при эксплуатации и в случаях отклонения частот высших гармоник от расчетных значений, на которые настроены пассивные фильтры. Так же существенным недостатком пассивных фильтров является их неуправляемость, что может приводить к нежелательным переходным процессам в системе.

Гибридный фильтр является компромиссным техническим решением. Установленная мощность активного элемента, функции которого выполняет

четырёхквadrантный преобразователь, существенно меньше одиночного активного фильтра. Пассивная часть фильтра в совокупности с активным элементом становится управляемой. Это позволяет корректировать эквивалентные значения параметров гибридного фильтра для достижения наибольшего эффекта фильтрации высших гармоник. Рассмотрим некоторые аспекты такой коррекции более подробно.

На рис. 12.21 представлена эквивалентная схема системы электропитания с пассивным LC -фильтром, настроенным в резонанс на n -ю гармонику тока, генерируемую нелинейной нагрузкой. В этом случае параметры фильтра

$$\begin{aligned} \omega_n L &= \frac{1}{\omega_n C}; \\ Q &= \frac{\omega_n L}{R}, \end{aligned} \quad (12.17)$$

где Q — добротность резонансного контура.

Напряжение на шинах нагрузки, создаваемое током n -й гармоники, отлично от нуля и равно

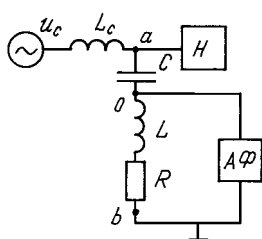


Рис. 12.21. Гибридный фильтр

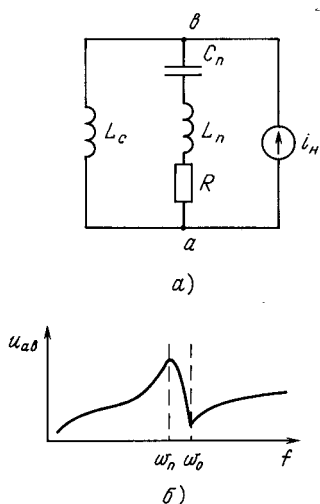


Рис. 12.22. Явление антирезонанса:
а — эквивалентная схема замещения;
б — частотная характеристика

падению напряжения на активной составляющей фильтра, т. е. $u_{ab} = u_R$.

Подключив активный фильтр к пассивному, как это показано на рис. 12.21, можно использовать его как управляемое полное сопротивление с регулируемыми компонентами r_a , L_a , C_a . Предположим, что необходимо на частоте ω_n обеспечить $u_{ab} = 0$, т. е. компенсировать влияние активной составляющей фильтра R . Условие резонанса, т. е. равенство реактивных составляющих напряжения u_{a0} и u_{b0} на частоте ω_n можно записать в виде

$$j\omega_n C = \frac{j\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega_n^2 L^2}}. \quad (12.18)$$

При этом условии для обеспечения $u_{ab} = 0$ необходимо и достаточно исключить активную составляющую этого напряжения. Для этого следует перевести активный элемент в режим генерации активной мощности, что будет соответствовать эквивалентному отрицательному напряжению. Это сопротивление для рассматриваемого случая будет

$$r_a = -\frac{\sqrt{R^2 + \omega_n^2 L^2}}{R^2}. \quad (12.19)$$

Для постоянной компенсации потерь активной мощности, т. е. реализации (12.19), можно использовать режим подкачки энергии в накопитель на частоте основной гармоники.

Очевидно, что управление полным сопротивлением активного элемента позволяет не только корректировать отклонения параметров L , C и R пассивного фильтра или компенсировать активную составляющую, но и производить их подстройку при отклонениях частоты $\Delta\omega_n$ в целях сохранения условия резонанса для полного шунтирования соответствующей гармоники тока. Таким образом, может быть обеспечено подавление высших гармоник в более широкой полосе частот. Это свойство гибридного фильтра существенно повышает его эффективность, так как на практике частоты высших гармоник не являются строго детерминированными. Кроме того, имеют место неканонические гармоники, так что частотный спектр высших гармоник является весьма плотным и имеет стохастический характер.

Другим преимуществом гибридных фильтров является возможность исключения нежелательных резонансных явлений в системе электропитания. Например, при определенных параметрах в системе может возникать явление „антирезонанса”. На рис. 12.22,а представлена эквивалентная схема реактивных элементов системы с идеализированным (без учета активной составляющей) пассивным LC -фильтром, настроенным на частоту n -й гармоники тока, поступающей от нелинейной нагрузки. Внутреннее сопротивление генератора и индуктивное сопротивление линии представлены на схеме эквивалентной индуктивностью L_c .

Согласно эквивалентной схеме комплексное сопротивление Z_{ab} имеет вид

$$Z_{ab} = j \frac{\omega L_c (\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n})}{\omega(L_c + L_n) - \frac{1}{\omega C_n}}. \quad (12.20)$$

Характеристика сопротивления равна нулю на частоте $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}}$ и бесконечности — на частоте $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{(L_c + L_n) C_n}}$ (рис. 12.22,б). Поэтому при воздействии высших гармоник тока в частотном диапазоне от $(\omega_n - \omega_0)$ при принятых допущениях, амплитуды соответствующих гармоник напряжения на шинах системы электропитания могут изменяться от 0 до ∞ . Иначе, вместо подавления высших гар-

моник напряжения на частоте ω_n имеется обратный эффект. Наличие активного элемента с управляемым полным сопротивлением в гибридном фильтре позволяет исключить это нежелательное явление. Это достигается путем создания такого полного внутреннего сопротивления активного элемента, при котором на частоте ω_n имеет место не рост высшей гармоники напряжения, а ее подавление.

Следует также отметить, что в разветвленных системах электропитания при периодической коммутации многочисленных потребителей могут возникать нежелательные переходные процессы, коле-

бательный характер которых может инициироваться реактивными элементами пассивных фильтров. В этом случае активный элемент может успешно выполнять функции управляемого демпфера.

Главное преимущество гибридных фильтров по сравнению с активными является то, что мощность активного элемента в них может быть меньше мощности одного активного фильтра на порядок и более. При этом гибридные фильтры могут эффективно выполнять функции подавления высших гармоник и обеспечить высокое качество напряжения на шинах системы электропитания.

Контрольные вопросы и задачи

1. В каких режимах, соответствующих каким квадрантам, комплексной плоскости могут работать преобразователи, созданные на обычных, не полностью управляемых тиристорах?
2. Покажите на временной диаграмме (рис. 12.20) интервалы времени, соответствующие работе в четырех квадрантах (I – IV).
3. Определите максимальное мгновенное значение мощности на входе фильтра при фильтрации высших гармоник, содержащихся в токе с формой меандра и амплитудным значением I_m .
4. Определите среднее значение тока в обратных диодах активного фильтра, выполненного по схеме, изображенной на рис. 12.18, и работающего в режиме компенсации реактивной энергии мощностью Q при амплитуде переменного тока, равной I_m , и постоянном напряжении на конденсаторе C_d , равном U_c .
5. Определите энергоемкость индуктивного накопителя в однофазном гибридном фильтре, способном работать в режиме активного положительного сопротивления $R = 10$ Ом в течение 100 периодов на частоте 50 Гц переменного тока синусоидальной формы с амплитудой 300 В.
6. Дайте сравнительный анализ достоинств и недостатков пассивных, активных и гибридных фильтров.
7. Укажите факторы, влияющие на возникновение явления антирезонанса в электрической цепи, содержащей пассивные LC-фильтры.

12.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ КОМПОНЕНТЫ

12.3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ КОМПОНЕНТАХ

Основой электромагнитных управляемых компонентов переменного тока являются дроссели насыщения.

Магнитопровод с обмотками, работающий в режиме, при котором одну долю полупериода он не насыщен и практически не пропускает ток, а другую долю того же полупериода он насыщен и практически не препятствует протеканию тока, называется дросселем насыщения ДН (в силовой электротехнике традиционно называют реакторами).

Дроссели насыщения отличаются высокой стойкостью к различным возмущающим воздействиям (механическим, электромагнитным, радиационным и др.) и надежностью работы. С повышением частоты питающего напряжения габариты и масса ДН снижаются. На высоких (свыше 400–1000 Гц) устройства на ДН по своей массе и габаритам

становятся соизмеримыми с полупроводниковыми устройствами, выполняющими те же функции [42]. Перечисленные факторы и определили области использования ДН.

В дросселях насыщения обмотки различают по назначению: обмотка, не участвующая в преднамеренном изменении магнитного состояния магнитопровода, называется *рабочей*; все остальные обмотки относятся к обмоткам *управления*. Дроссель насыщения, не имеющий в своих обмотках постоянной составляющей тока и не воспринимающий воздействия внешнего постоянного магнитного поля, называется *дросселем насыщения без подмагничивания*.

Дроссель насыщения, в котором предусмотрено протекание по любой из обмоток постоянной составляющей тока или воздействие на него внешнего постоянного магнитного поля называется *дросселем*

насыщения с подмагничиванием или магнитным усилителем [99, 100, 114–119].

За счет варьирования постоянного тока I_y управления или из-за изменения внешнего постоянного магнитного поля меняется соотношение непроводящей и проводящей долей полупериода и происходит изменение средних за период значений тока и напряжения на нагрузке магнитного усилителя.

Магнитные усилители можно разделить на две основные группы: дроссельные магнитные усилители (ДМУ) и магнитные усилители с самоподмагничиванием (МУС).

Дроссельный магнитный усилитель – это дроссель насыщения с подмагничиванием, по рабочим обмоткам которого протекает переменный ток.

Магнитный усилитель с самоподмагничиванием – это дроссель насыщения с подмагничиванием, рабочий ток которого изменяет (подмагничивает, стремится завести в насыщенное состояние) магнитное состояние магнитопровода, т.е. дроссель насыщения, в котором постоянная составляющая тока протекает не только по обмотке управления, но еще и по рабочей обмотке. Дроссели насыщения используются как основные элементы в резонансных и сглаживающих фильтрах, феррорезонансных

стабилизаторах тока, напряжения и мощности, некоторых типах измерительных органов электрических регуляторов и стабилизаторов; они являются основой магнитных ключей и некоторых видов логических элементов.

До создания силовых полупроводниковых элементов магнитные усилители были основными ячейками статических электрических аппаратов. В последнее время в связи с созданием высокоэффективных силовых полупроводниковых приборов область применения дросселей насыщения существенно сузилась. Однако такие преимущества ДН как надежность и стойкость к различным внешним факторам (особенно к воздействию температуры и радиации) оставляют им довольно четко выраженную нишу целесообразного их применения.

Ниже рассматриваются принцип действия, основные статические характеристики и параметры дросселей насыщения и примеры их использования в технике. Анализ работы дросселей насыщения ведется упрощенно с использованием идеальной петли гистерезиса материала магнитопровода. Желаясь детальнее познакомиться с работой магнитных усилителей и устройств на их основе следует обратиться к литературе [99, 100, 114–119 и др.].

12.3.2. ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ БЕЗ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

Такие дроссели находят применение в феррорезонансных стабилизаторах напряжения и тока, бесконтактных магнитных реле напряжения и частоты, датчиках напряжения и т. п.

Простейшая схема с ДН показана на рис. 12.23,а.

Дроссель TS с одной обмоткой N_p , расположенной на магнитопроводе, подключен последовательно с сопротивлением нагрузки R_n к источнику напряжения питания e , циклически изменяющемуся с частотой f .

Поскольку по определению магнитопровод ДН не подмагничивается полем постоянного магнита или полем постоянной составляющей тока, протекающего по его обмотке, то, приняв следующие допущения: материал магнитопровода обладает идеальной прямоугольной петлей гистерезиса; потери в магнитопроводе отсутствуют; магнитный поток в магнитопроводе по его сечению распределен равномерно и потоки рассеяния отсутствуют; сопротивление нагрузки Z_n чисто активное (равное R_n), а сопротивление r соединительных проводов и провода обмотки R_{Np} очень малы ($R = R_n + R_{Np} + r \approx R_n$), что позволяет при анализе работы дросселя их не учитывать, то для мгновенных значений

напряжений рассматриваемой схемы на основании уравнения Кирхгофа можно записать:

$$e = u_n + u_d = i_n R + d\Psi/dt, \quad (12.21)$$

где e – ЭДС питающего напряжения; u_n и u_d – соответственно, падения напряжения на нагрузке и на дросселе; i_n – ток нагрузки.

Если принять во внимание, что при $d\Psi/dt > 0$ можно считать справедливым соотношение $i_n R \ll d\Psi/dt$, то исходное равенство будет иметь вид

$$e = d\Psi/dt = N_p S dB/dt, \quad (12.22)$$

где N_p – число витков обмотки дросселя; S – реальная, магнитная (с учетом коэффициента заполнения по стали) площадь поперечного сечения магнитопровода; B – индукция в магнитопроводе.

Отсюда

$$dB/dt = e/(N_p S). \quad (12.23)$$

Следовательно, перемагничивание магнитопровода происходит со скоростью, обусловленной ЭДС e источника питания и никак не зависит от материала магнитопровода дросселя. При увеличении напряжения питания скорость перемагничивания

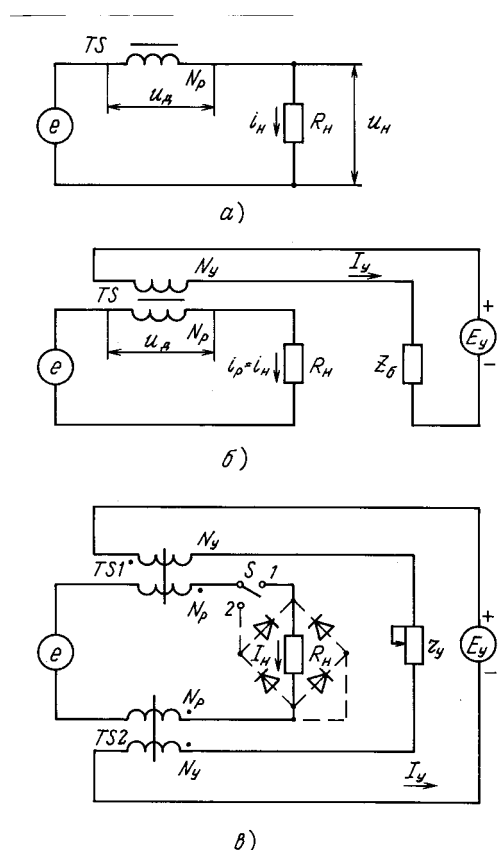


Рис. 12.23. Схемы включения дросселей насыщения: а – дроссель без подмагничивания; б – дроссель с подмагничиванием; в – двухполупериодный дроссельный магнитный усилитель

магнитопровода возрастает, магнитопровод скорее может достичь насыщения; в течение положительной полуволны питающего напряжения значение dB/dt также положительно, т. е. индукция при положительной полуволне приложенного напряжения может только увеличиваться и, наоборот, при отрицательной полуволне приложенного напряжения происходит уменьшение индукции в магнитопроводе.

Если (12.23) записать для средних за период значений, то его можно будет представить в виде

$$\frac{2B_S}{0,5T} = \frac{E}{N_p S},$$

где B_S – индукция насыщения материала магнитопровода; T – период изменения питающего напряжения; E – его среднее значение.

Отсюда

$$E = E_S = 4N_p S B_S / T = 4N_p S f B_S, \quad (12.24)$$

где E_S – напряжение насыщения; f – частота колебаний питающего напряжения.

Напряжение насыщения E_S является важным параметром, используемым при расчете и анализе работы магнитных элементов. Это такое напряжение, при котором диапазон изменения индукции в магнитопроводе достигает $2B_S$, и меняется от $-B_S$ до $+B_S$ (или от $+B_S$ до $-B_S$), т. е. когда происходит полное перемагничивание магнитопровода (см. рис. 12.24,а).

При среднем напряжении питания ($E < E_S$) можно считать, что ток i_H в цепи отсутствует. Объясняется это тем, что при указанном напряжении питания рабочая точка в координатах (B, H) будет перемещаться по вертикальной части идеальной петли гистерезиса (рис. 12.24,а), не достигая насыщения. В этом случае значение динамической магнитной проницаемости $\mu_d = dB/dH$ приближается к бесконечности. Следовательно, будет практически бесконечным и индуктивное сопротивление дросселя X_L .

Действительно, на основании (12.22) можно записать

$$\begin{aligned} e &= N_p S dB/dt = N_p S \frac{dB}{dH} \frac{dH}{dt} = N_p S \mu_d \frac{dH}{dt} = \\ &= N_p S \mu_d \frac{d}{dt} \left(\frac{i_H N_p}{l} \right) = N_p^2 S \frac{\mu_d}{l} \frac{di_H}{dt} = N_p^2 \Lambda \frac{di_H}{dt} = L \frac{di_H}{dt}, \end{aligned}$$

где μ_d – динамическая магнитная проницаемость материала магнитопровода; l – средняя длина линий индукции в магнитопроводе; Λ – магнитная проводимость дросселя; L – индуктивность дросселя.

Отсюда следует, что индуктивное сопротивление X_L будет равно

$$X_L = \omega L = 2\pi f N_p^2 \Lambda = 2\pi f N_p^2 S \mu_d / l = \text{const } \mu_d.$$

При перемещении рабочей точки по вертикальной части петли гистерезиса $\mu_d = dB/dH \rightarrow \infty$. Следовательно, и $\Lambda \rightarrow \infty$ и $X_L \rightarrow \infty$. Это означает, что все напряжение питания будет падать на обмотке дросселя (выделено штриховой линией с отрицательным углом наклона на рис. 12.24,б); напряжение на нагрузке практически отсутствует, поэтому ток i_H в цепи не течет.

Таким образом, пока материал магнитопровода перемагничивается, не достигая насыщения, дроссель можно уподобить разомкнутому ключу.

Если среднее значение напряжения питания $E > E_S$, то, достигнув насыщения при угле α_S , материал магнитопровода часть полупериода приложенного напряжения будет оставаться в насыщенном состоянии (рис. 12.24,а), причем, чем больше напряжение E , тем быстрее магнитопровод войдет в насыщение и дольше будет оставаться в насыщенном состоянии.

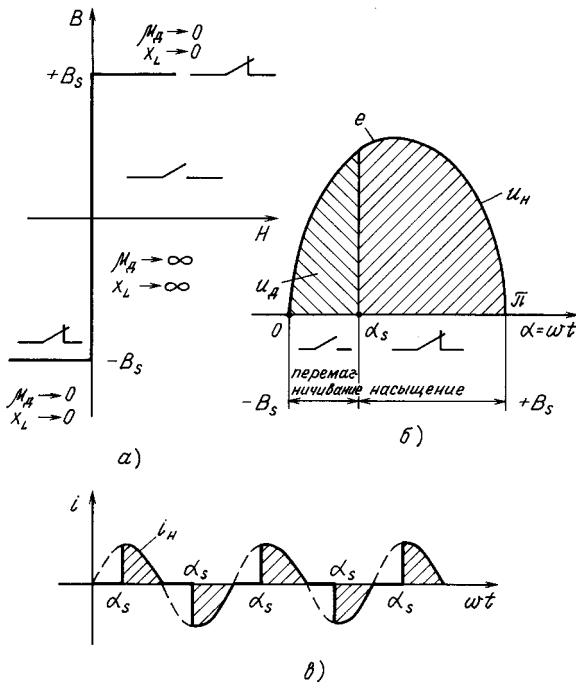


Рис. 12.24. К пояснению принципа действия магнитного ключа: а — идеализированная прямоугольная петля гистерезиса; б — иллюстрация разомкнутого и замкнутого состояний ключа; в — форма тока на активной нагрузке в схеме с магнитным ключом

В то время, когда материал магнитопровода оказывается в насыщенном состоянии, динамическая магнитная проницаемость снижается, приближаясь к нулю. Это ведет к резкому уменьшению индуктивного сопротивления X_L дросселя.

Следовательно, насыщенный дроссель подобен замкнутому ключу: напряжение на нем практически не падает и целиком от источника поступает к нагрузке (на рис. 12.24,б выделено штриховой линией с положительным наклоном). В результате изложенного по цепи потечет ток i_H (рис. 12.24,в), обусловленный значением сопротивления R_H . Поскольку это сопротивление активное, то и ток в цепи будет чисто активным, полностью повторяющим по форме напряжение на нагрузке, фазовый сдвиг между током и напряжением равен нулю.

12.3.3. ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

В отличие от рассмотренного выше дроссель насыщения с подмагничиванием характеризуется тем, что хотя бы по одной из его обмоток протекает постоянный ток, или его магнитопровод подмагничивается полем внешнего постоянного магнита. Эти дроссели насыщения с подмагничиванием используются в качестве измерительных трансформаторов постоянного тока и напряжения, стабилиза-

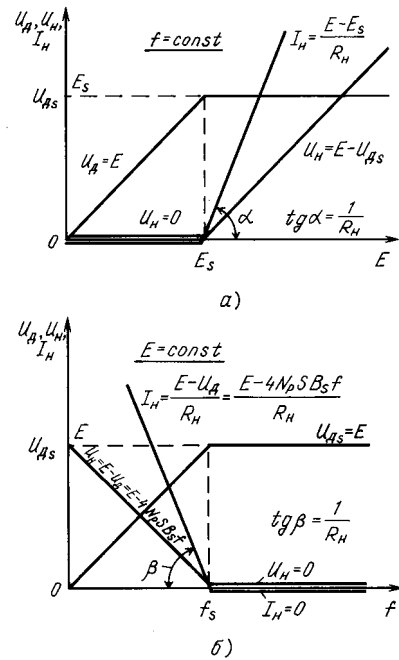


Рис. 12.25. Влияние среднего значения E и частоты f питающего напряжения на выходные параметры цепи с дросселем насыщения: а — влияние напряжения E ; б — влияние частоты f питающего напряжения

Зависимости средних значений напряжений на нагрузке и на дросселе и тока нагрузки в функции среднего напряжения питания показаны на рис. 12.25,а; зависимость тех же величин от частоты f питающего напряжения показана на рис. 12.25,б; частота f_s насыщения в зависимости от приложенного напряжения E определяется равенством

$$f_s = \frac{E}{4N_p S B_S}$$

Из рис. 12.25 видно, что ДН без подмагничивания может быть использован как сигнализатор (датчик, фиксатор) определенного значения среднего питающего напряжения (при $f = \text{const}$) или частоты питания (при $E = \text{const}$).

торов тока, регулируемых трансформаторов, формирователей импульсов, датчиков напряжения и тока и т. п.

Схема простейшего дросселя насыщения с подмагничиванием показана на рис. 12.23,б.

На ферромагнитном магнитопроводе (см. рис. 12.23,б) располагаются две обмотки. Обмотка N_p , как и ранее, включается последовательно с сопро-

тивлением нагрузки R_n к источнику переменной ЭДС e , периодически изменяющейся во времени. Эта обмотка обычно называется *рабочей*, как и сама цепь, в которую она включена.

Вторая обмотка с числом витков N_y соединяется последовательно с большим балластным сопротивлением Z_6 и подключается к источнику постоянного напряжения E_y . Эта обмотка называется обмоткой управления (или управляющей). Цепь, содержащая обмотку N_y , называется цепью управления. Отличие ДН с подмагничиванием от ДН без подмагничивания легко усмотреть, сравнивая рис. 12.23,а и 12.23,б: в ДН без подмагничивания магнитное состояние магнитопровода зависит лишь от приложенного напряжения e сети и ее частоты f , а в ДН с подмагничиванием — еще и от тока I_y управления.

МДС F_p , создаваемая рабочей обмоткой, уравновешивается МДС $F_{п}$ перемангничивания магнитопровода и МДС F_y обмотки управления, т.е.

$$F_p = F_{п} + F_y .$$

Поскольку для изготовления магнитопроводов ДН с подмагничиванием используются материалы, обладающие узкой петлей гистерезиса, у которых коэрцитивная сила, $H_c \rightarrow 0$ то можно считать, что и МДС $F_{п} \approx H_c l_M$, где l_M — средняя длина линии

магнитной индукции в магнитопроводе, также практически равна нулю. В итоге можно получить основополагающее соотношение для ДН с подмагничиванием:

$$F_p = F_y .$$

Это соотношение иногда называют законом равенства МДС рабочей обмотки и обмотки управления. *Это равенство соблюдается при любой форме входного сигнала, если только МДС выражаются в средних значениях.*

Следует добавить, что *работа ДН с подмагничиванием не нарушится, если обмотка управления будет питаться переменным током, частота которого во много (в 10 и более) раз меньше частоты тока в рабочей обмотке.*

Магнитные свойства магнитопровода, на котором размещены обмотки N_y и N_p , резко нелинейно зависят от тока управления (подмагничивания). Незначительные изменения тока I_y цепи управления вызывают существенные изменения магнитного состояния сердечника и, как следствие, тока I_p рабочей цепи.

Поскольку при помощи малых мощностей входной цепи управления удастся управлять большими мощностями на выходе, в цепи нагрузки (рабочей цепи), то рассматриваемые устройства получили

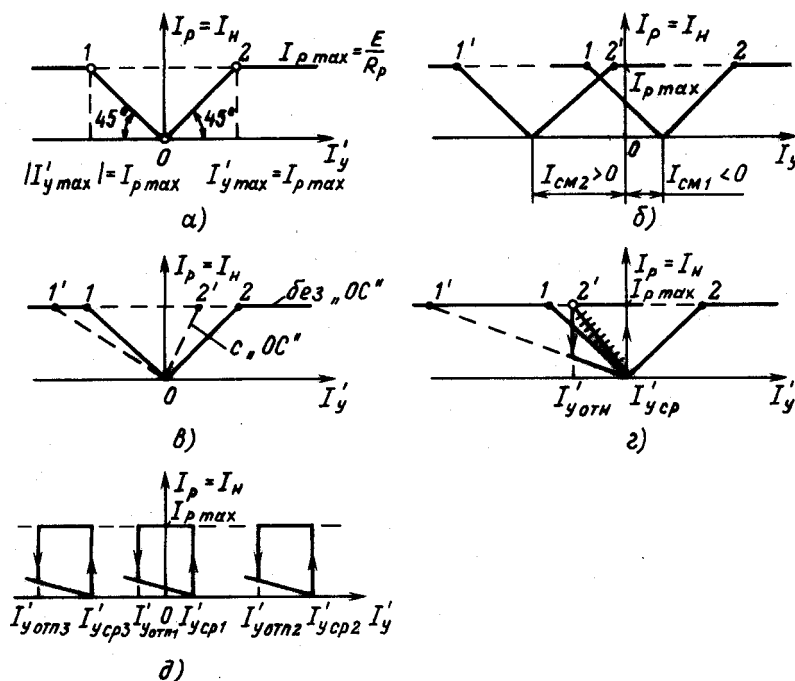


Рис. 12.26. Характеристика управления дроссельного магнитного усилителя: а — без смещения и обратной связи (исходная); б — со смещением; в и г — с обратной связью, без смещения; д — с обратной связью и смещением

названия *дрессельных магнитных усилителей* (ДМУ). Дрессельный магнитный усилитель может иметь не одну, а несколько гальванически развязанных обмоток управления. Это позволяет суммировать сигналы, менять характеристику управления ДМУ и ее расположение в осях $I_n(I_y)$ (см. рис. 12.26) и получать практически любые коэффициенты усиления и возврата k_b , если ДМУ работает в релейном режиме.

Большое балластное сопротивление Z_6 в цепи управления (см. рис. 12.23,б) необходимо для уменьшения переменной составляющей тока, которая может появиться в цепи управления за счет трансформации переменного напряжения из рабочей (первичной) цепи.

Если Z_6 отсутствует или очень мало, то независимо от тока подмагничивания по цепи нагрузки будет идти ток, определяемый, в основном, сопротивлением нагрузки R_n ; дроссель не будет управлять током и мощностью в нагрузке. Для нормальной работы устройства необходимо, чтобы цепь управления являлась цепью „источника тока”, в которой ток однозначно определяется напряжением управления E_y и не зависит от магнитного состояния дросселя.

Наличие Z_6 ухудшает показатели схемы. Если Z_6 — чисто активное сопротивление, то потери мощности в нем будут соизмеримы с полезной мощностью в нагрузке. Если же Z_6 представляет собой линейный дроссель ($Z_6 \approx \omega L_6$), то его габаритные размеры будут соизмеримы с основным, насыщающимся дросселем.

Поэтому на практике обычно используются схемы на двух одинаковых ДН с подмагничиванием (см. рис. 12.23,б). В них для устранения трансформации переменного тока из рабочей цепи в цепь управления используется последовательное согласное соединение обмоток N_y и последовательное встречное соединение рабочих обмоток N_p двух дросселей. При идентичных магнитопроводах и указанном включении обмоток ЭДС основной частоты, трансформируемые из рабочей цепи в цепь управления, оказываются в противофазе и взаимно компенсируют друг друга.

Будем считать, что:

- магнитопроводы дросселей выполнены из материала с идеальной прямоугольной петлей гистерезиса;
- магнитопроводы дросселей $TS1$ и $TS2$ идентичны;
- потери в магнитопроводах отсутствуют;
- нагрузка активная;

— напряжение питания синусоидально ($e = E_{\max} \sin(\omega t)$; $\omega = 2\pi f$) и среднее значение $E < 2E_s$, где $E_s = 4fN_pSB_s$.

Характеристика управления дроссельного магнитного усилителя. Зависимость тока нагрузки I_n (или рабочего тока I_p) от тока управления I_y в статическом, установившемся режиме представляет собой характеристику управления ДМУ. Очень удобно эту характеристику представлять не в функции реального тока управления, а как зависимость от приведенного к рабочей цепи тока управления $I'_y = I_y N_y / N_p$.

При указанных выше допущениях характеристика управления ДМУ имеет вид, показанный на рис. 12.26,а. Характеристика симметрична относительно оси ординат, поэтому нередко изображают лишь одну половину характеристики управления.

При токе управления $I_y = 0$ (или $E_y = 0$) магнитопроводы дросселей не насыщены, напряжение питания оказывается приложенным к их рабочим обмоткам, ток в рабочей цепи $I_p = 0$ (точка 0 на характеристике управления) — режим холостого хода.

При $I'_y = I_y N_y / N_p < I'_{y \max} = I_{p \max} = E / R_p$ или ($0 < E_y < E \frac{R_y N_p}{R_p N_y}$) наступает рабочий режим ДМУ (участок от точки 0 до точки 1). В этом режиме за счет постоянного напряжения управления E_y в магнитопроводах дросселей появляется постоянная составляющая индукции, пропорциональная напряжению E_y . Для рабочего режима работы ДМУ справедлив закон равенства средних значений МДС: F_p — МДС рабочей цепи; F_y — МДС цепи управления

$$F_p = F_y,$$

что равносильно

$$I_p N_p = I_y N_y$$

или

$$I_p = I'_y.$$

Если характеристика управления построена в координатах $[I'_y, I_p]$, то при равных масштабах токов по указанным осям рабочий участок характеристики управления располагается под углом 45° любой из осей (до точки 1 или точки 2). Левее точки 1 (при отрицательных значениях токов управления) и правее точки 2 (при положительных значениях токов управления) характеристика имеет горизонтальные участки, свидетельствующие о неизменности тока в рабочей цепи в этом режиме. Этот режим называется режимом максимальной отдачи. Он наступает при

$$|I_{y'}| = \left| I_y \frac{N_y}{N_p} \right| = \left| \frac{E_y N_y}{R_y N_p} \right| \geq I_{p \max} = \frac{E}{R_n}$$

(или $|E_y| \geq E \frac{R_y N_p}{N_y}$).

На этом участке ток в нагрузке синусоидальный, если она включена без вентилях (см. рис. 12.23,в)

или же двухполупериодный выпрямленный – при наличии вентилях. Точки 1 или 2 на характеристике управления являются граничными между рабочим режимом и режимом максимальной отдачи. Ток управления для этих точек обозначается как $I'_{y \max}$. Он равен $I'_{y \max} = I_{y \max} N_y / N_p = I_{p \max}$.

12.3.4. ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ С САМОПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Отличительной чертой дросселей насыщения с самоподмагничиванием является то, что в цепи их рабочих обмоток включаются вентилях (например, рис. 12.27). Благодаря этому по рабочим обмоткам протекает только однополупериодный выпрямленный ток.

Постоянная составляющая тока в рабочих обмотках, даже при отсутствии тока управления, подмагничивает магнитопроводы дросселей насыщения. По этой причине указанные дроссели получили название *дросселей (магнитных усилителей) с самоподмагничиванием* (МУС). Поскольку для изготовления магнитопроводов используется материал с узкой петлей гистерезиса и высокой прямоугольностью, то после одного или нескольких полупериодов рабочего напряжения материал дросселей входит в насыщение. По этой причине такие устройства называются иногда *магнитными усилителями с самонасыщением*.

Изменение тока I_y цепи управления вызывает изменение суммарного подмагничивания магнитопроводов, их магнитного состояния и, как следствие, тока I_p рабочей цепи и напряжения U_n на нагрузке.

Если учесть то, что постоянная составляющая выходного тока нагрузки так же, как и входной ток управления, подмагничивает магнитопроводы дросселей, то по своему действию она эквивалентна обратной связи. На этом основании МУС иногда называют еще *магнитным усилителем с положительной внутренней обратной связью*.

МУС могут быть построены на одном магнитопроводе или на двух. По тем же причинам, о которых говорилось в параграфе, посвященном ДМУ, чаще используются двухполупериодные схемы МУС на двух магнитопроводах.

На практике магнитные усилители могут иметь не одну, а несколько обмоток управления (любые обмотки, кроме рабочей). Обычно различают (используют) следующие виды обмоток:

- обмотки управления с числом витков N_y ;
- обмотки смещения с числом витков $N_{см}$;
- обмотки обратной связи с числом витков $N_{ос}$;
- дополнительные обмотки с числом витков $N_{доп}$.

Использование нескольких обмоток управления позволяет управлять магнитными усилителями от разных источников, производить суммирование сигналов, получать логические элементы, а главное, воздействовать на положение характеристики управления и ее крутизну. Чем круче характеристика управления, тем выше коэффициенты усиления тока, напряжения и мощности. Действие любой из дополнительных обмоток управления можно привести к действию исходной обмотки управления. Такое приведение основано на использовании закона равенства МДС, созданных двумя обмотками управления, $F_{y1} = F_{y2}$ или $I_{y1} N_{y1} = I_{y2} N_{y2}$.

При одновременном включении нескольких обмоток управления результирующее воздействие может проявляться по-разному.

Основные схемы МУС показаны на рис. 12.27. В дифференциальной (рис. 12.27,а) и мостовой (рис. 12.27,б) схемах обеспечивается двухполупериодный постоянный выпрямленный ток в сопротивлении нагрузки, а в схеме (рис. 12,27,в) – переменный ток. На рис. 12.27,г показан пример двухполупериодного однообмоточного МУС, выполненного на двух однотипных магнитопроводах. В таких МУС (см. рис. 12.28) роль рабочей обмотки, обмотки управления, обмотки смещения и обмотки обратной связи играет одна и та же обмотка. Такие устройства называются **однообмоточными МУС или управляемыми магнитными ключами (МК)** [45]. Как и в других магнитных усилителях, в них путем изменения тока управления легко удается менять состояние ключа, переводя его из закрытого состояния в открытое, и наоборот.

Схема с МК при соответствующем включении диодов и сопротивления нагрузки R_n позволяет обеспечить протекание по последнему как постоянного, так и переменного тока.

Для пояснения работы МК необходимо рассмотреть основную, базовую схему однополупериодного однообмоточного магнитного усилителя (см. рис. 12.29). Схема содержит дроссель насыщения TS , вентилях $VD1$ и $VD2$, сглаживающий $L_\phi C_\phi$ – фильтр и сопротивление нагрузки R_n . Кроме того в схеме имеется вентиль обратного включения $VD0$. Ток I_y , протекающий через вентиль $VD2$, зависит от

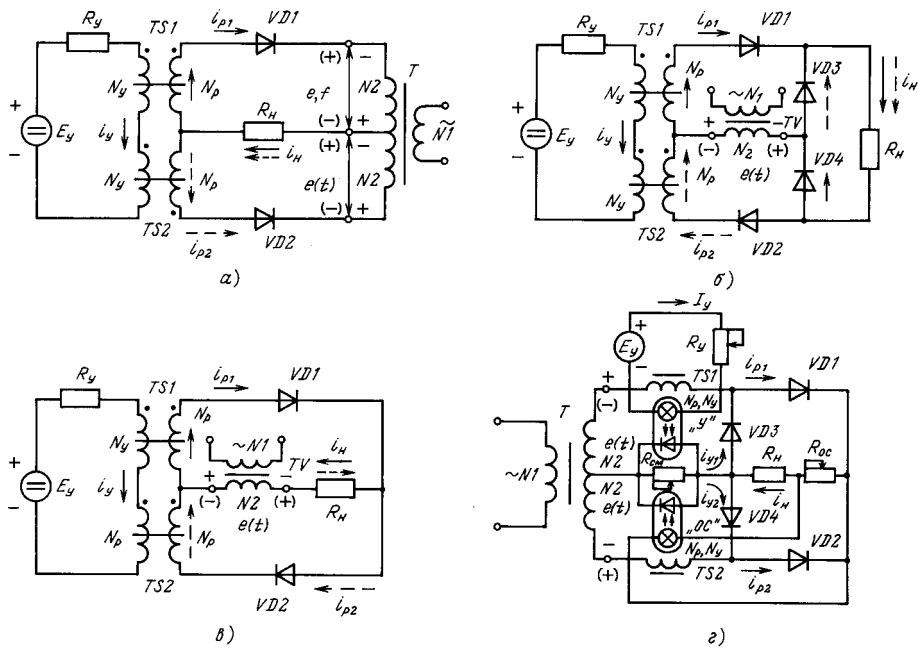


Рис. 12.27. Схемы магнитных усилителей с самоподмагничиванием: а – трансформаторная; б – мостовая; в – дифференциальная; г – однообмоточная

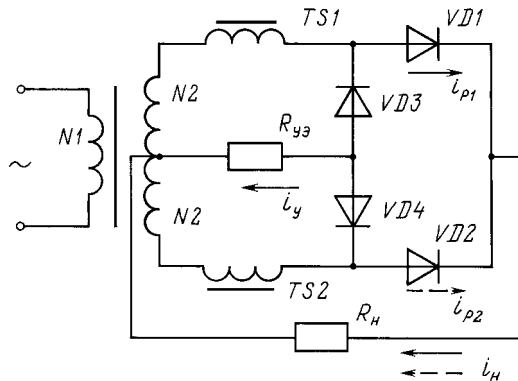


Рис. 12.28. Принципиальная схема двухполупериодного магнитного ключа на базе однообмоточного магнитного усилителя

сопротивления R_{yz} управляющего элемента (УЭ). УЭ меняет свое сопротивление под действием сигнала e_y , поступающего от системы управления (СУ). Работу схемы легче понять, если рассмотреть характерные ее режимы работы, условно представленные на рис. 12.30. Схема получает питание от источника знакопеременного напряжения $e(t)$. Для простоты примем, что напряжение питания имеет прямоугольную форму, как показано на рис. 12.30,в. В дальнейшем будем называть *рабочим полупериодом* такой полупериод питающего напряжения, при котором ток I_H проходит от источника питания через МК TS , *рабочий* вентиль $VD1$ и сопротивление нагрузки R_H . Другой полупериод, в течение которого вентиль $VD1$ под действием напряжения питания

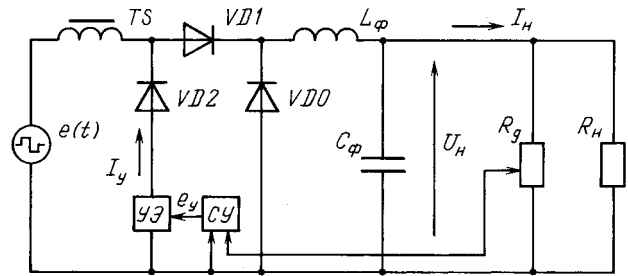


Рис. 12.29. К пояснению принципа действия магнитного ключа

закрыт, будем называть *управляющим* полупериодом. Указанные полупериоды на диаграмме (рис. 12.30,в) обозначены буквами Р (рабочий) и У (управляющий).

Для нормального функционирования схемы необходимо так подобрать параметры дросселя TS (его материал с определенной индукцией насыщения B_S и поперечное сечение, а также число витков N обмотки), чтобы соблюдалось основное равенство (12.24):

$$E = (E_S = 4NSB_S) / T,$$

где E – среднее за полупериода значение питающего напряжения $e(t)$; E_S – напряжение насыщения; S – активная площадь поперечного сечения магнито-

провода ($S = k_{zc} S_r$, здесь $k_{zc} = 0,85-0,93$ – коэффициент заполнения по стали; S_r – реальная, геометрическая площадь поперечного сечения магнитопровода); T – период питающего напряжения.

Представим, что после включения схемы в работу все переходные процессы давно завершились, и в схеме наступил квазиустановившийся режим. Начнем рассмотрение работы схемы с мгновения, когда управляющий полупериод почти полностью закончился и напряжение $e(t)$ из точки 1 (см. рис. 12.30,б) устремляется в точку 2, меняя свою полярность на обратную и переходя от значения $-E$ к значению $+E$. Кроме того будем считать, что в этот момент магнитопровод дросселя TS находился в точке 1 (см. рис. 12.30,б) в состоянии отрицательного насыщения $-B_s$. Рассматриваемому режиму будет соответствовать схема замещения, представленная на рис. 12.30,а. Под действием приложенного напряжения рабочий вентиль $VD1$ закрыт и представляет собой разомкнутый ключ; управляющий же вентиль $VD2$ находится в открытом состоянии и представляет собой замкнутый ключ, через который при определенных условиях может протекать ток $i_{VD2} = I_y$. Поскольку под действием изменяющегося от $-E$ до $+E$ напряжения $e(t)$ происходит перемагничивание магнитопровода из точки 1 в точку 2 (см. рис. 12.30,б), то в этом режиме ток через магнитный ключ TS протекать не может (см. рис. 12.24), TS в этом случае представляет собой разомкнутый ключ. Таким образом, в рассматриваемом режиме работы ток нигде не протекает: через нагрузку он не течет так как закрыт рабочий вентиль $VD1$, а через управляющий вентиль $VD2$ (хотя он и замкнут) ток не течет, так как разомкнут магнитный ключ TS . Напряжение на нагрузке U_H .

После того, как произошло перемагничивание магнитопровода TS , наступает второй режим работы МК. Схема замещения этого режима изображена на рис. 12.30,г. Для второго режима характерно то, что при изменившейся полярности питающего напряжения магнитопровод TS находится в насыщенном состоянии (рис. 12.30,д), и рабочая точка под действием рабочего полупериода P приложенного напряжения $e(t)$ перемещается по горизонтальному участку идеальной петли гистерезиса $B(H)$ из точки 2 в точку 3. При указанных условиях отсутствует изменение индукции в магнитопроводе МК. Это соответствует замкнутому состоянию МК. Вентиль $VD1$ также представляет замкнутый ключ, так как он открыт под действием приложенной положительной полуволны питающего напряжения. Все напряжение сети практически полностью прикладывается к сопротивлению нагрузки

$$U = \eta k_{cx} E;$$

$$\eta = \frac{R_H}{R_p} = \frac{R_H}{(R_H + r_d)},$$

где η – коэффициент, учитывающий не полную передачу напряжения от источника к сопротивлению нагрузки; k_{cx} – коэффициент схемы (для однополупериодных схем $k_{cx} = 0,5$; для двухполупериодных – $k_{cx} = 1$); $R_p = R_H + r_{доп}$ – полное сопротивление рабочей цепи; $r_{д.} = R_N + R_{пр} + R_B$ – полное сопротивление рабочей цепи за вычетом сопротивления нагрузки, где, в свою очередь, R_N , $R_{пр}$, R_B – соответственно сопротивление рабочей обмотки, сопротивление соединительных проводов, сопротивление вентиля в рабочей цепи.

По окончании рабочего полупериода, к моменту перехода питающего напряжения через нуль, рабочая точка в координатах $B(H)$ – см. рис. 12.30,д – возвращается в точку 2.

В следующий, управляющий полупериод, если сопротивление $R_{yэ}$ управляющего элемента принять бесконечным, а ток $I_y = 0$, то индукция в магнитопроводе МК не изменится, рабочая точка останется в положении 2. И хотя TS остается в насыщенном состоянии (МК замкнут), ток в рабочей цепи протекать не может, так как вентиль $VD1$ оказывается запертым отрицательным напряжением сети. В токе нагрузки наблюдается пауза длительностью полупериода, от T до $\frac{3T}{2}$ (см. рис. 12.30,е). С началом нового рабочего полупериода, в интервале от $\frac{3T}{2}$ до $2T$, рабочая точка в координатах $B(H)$ вновь перемещается из положения 2 в положение 3, вентиль $VD1$ открыт, и опять по цепи нагрузки протекает ток

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{E}{(R_H + r_d)}.$$

В дальнейшем, если цепь управления разомкнута, $I_y = 0$ (см. рис. 12.30,з), то все процессы будут повторяться. На сопротивлении нагрузки будет наблюдаться наибольшее возможное среднее напряжение, наступит режим максимальной отдачи (максимальной мощности и тока в нагрузке).

Если за счет системы управления обеспечить в управляющий полупериод питающего напряжения протекание некоторого тока $I_y \neq 0$ по контуру источник – $R_{yэ}$ – $VD2$ – TS , то именно в этот полупериод будет происходить некоторое размагничивание магнитопровода, пропорциональное току управления. Тогда в управляющий полупериод индукция в магнитопроводе МК снизится на некоторое значение B_y , и рабочая точка из положения 2 с индукцией $+B_s$ переместится в точку 4 (см. рис.

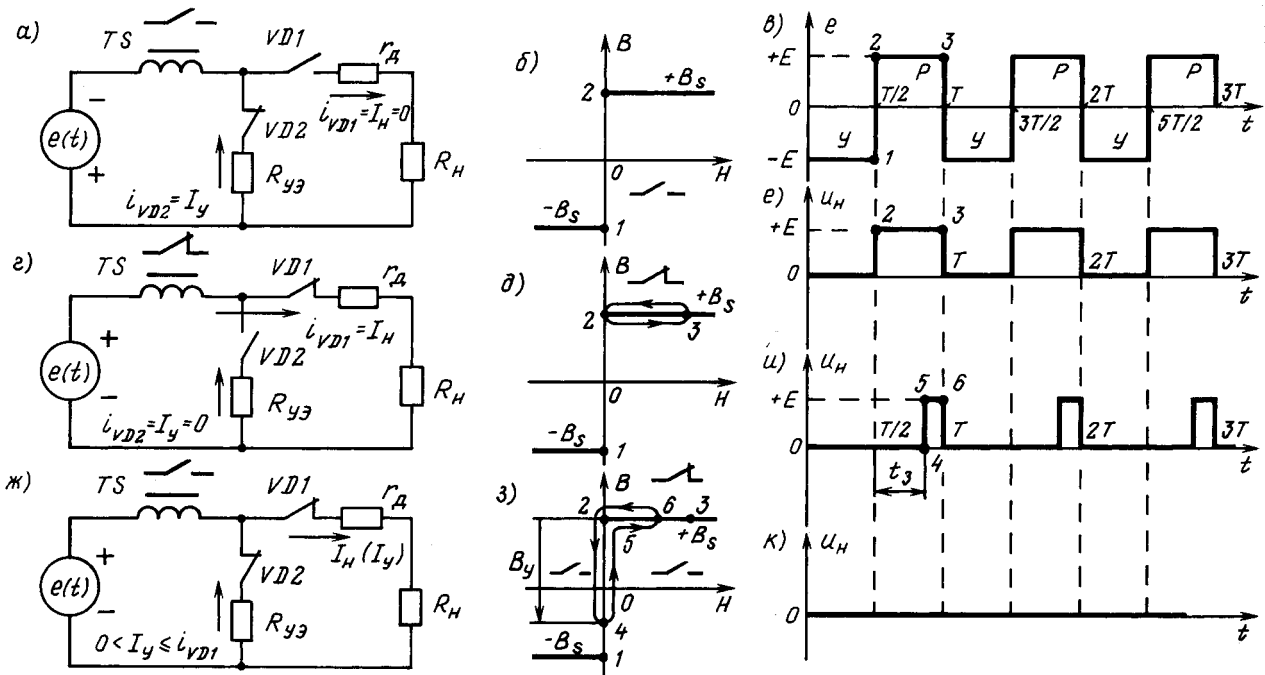


Рис. 12.30. Диаграммы состояния магнитного ключа

12.30,з). Вследствие этого в очередной рабочий полупериод под действием изменившейся полярности питающего напряжения рабочая точка начнет перемещаться по петле гистерезиса из положения 4 в точку б. На начальном участке указанного перемещения рабочая точка двигается вверх до положения 5 (см. рис. 12.30,з). На этом участке петли гистерезиса динамическая магнитная проницаемость $\mu_d \rightarrow \infty$, что соответствует разомкнутому состоянию МК (см. рис. 12.24). Ток по рабочей цепи, даже в рабочий полупериод, в течение какого-то интервала времени протекать не может. Спустя некоторое время t_s насыщения, как только рабочая точка достигнет положения 5, произойдет насыщение TS и он будет представлять замкнутый ключ. Тотчас через него потечет ток нагрузки, который будет протекать в течение оставшейся части рабочего интервала, в течение рабочего времени $t_p = \frac{T}{2} - t_3$. Здесь t_3 — время задержки, равное времени насыщения t_s . Время протекания рабочего тока соответствует на диаграммах (см. рис. 12.30,з и рис. 12.30,и) участкам между точками 5 и б. Точка б на рис. 12.30,з находится левее точки 3. Среднее выходное напряжение U_H рабочего режима равно

$$U_H = \eta k_{cx} \left[\frac{E - 2NS \Delta B(H_y)}{T} \right],$$

где $\Delta B(H_y)$ — изменение индукции от приложенной напряженности магнитного поля управления. Значение $\Delta B(H_y)$ выбирается по соответствующим динамическим кривым размагничивания, снятым для различных материалов, на разных частотах при неизменной толщине ленты, из которой навит магнитопровод МУС [99, 100].

Чем сильнее размагничивающее действие тока I_y управления, чем больше размагничивающая индукция B_y , тем ближе к точке 2 находится точка б. Чем дальше она отстоит от точки 3, тем меньше времени протекает ток нагрузки, тем меньше среднее выходное напряжение U_H . В итоге, при определенном значении тока управления I_y , равном току $I_S = \frac{E_S}{R_H}$ насыщения МК, наступает режим, при котором время задержки составляет полпериода питающего напряжения. Это значит, что рабочая точка в управляющий полупериод будет перемещаться по петле гистерезиса (см. рис. 12.30,з) из положения 2 в положение 1, а в рабочий полупериод — из положения 1 в положение 2, никогда не заходя на горизонтальные участки петли гистерезиса, т. е. МК всегда будет разомкнут, наступит режим минимальной отдачи или холостого хода. Характеристика, соответствующая этому режиму, показана на рис. 12.30,к. При любых иных токах управления

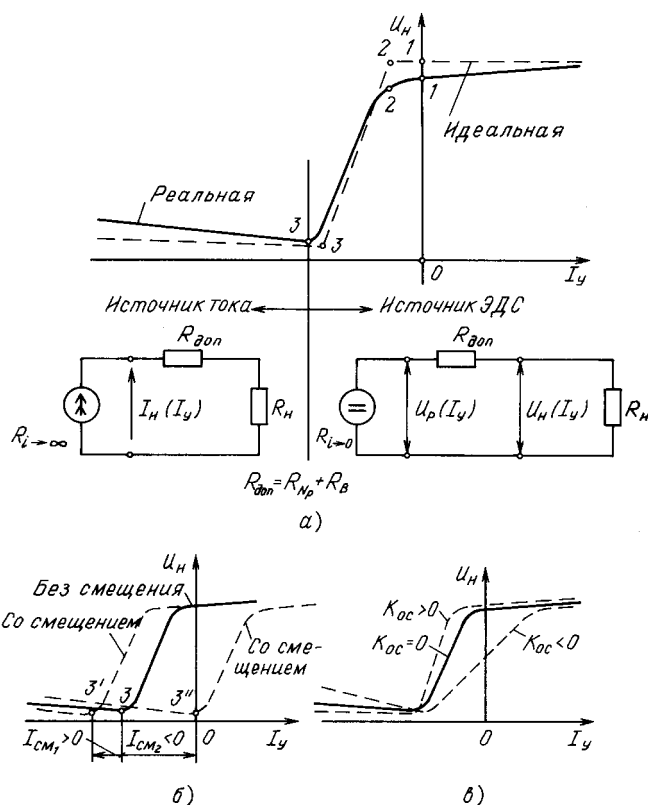


Рис. 12.31. Характеристики управления магнитного усилителя с самоподмагничиванием: а – исходная; б – со смещением; в – с обратной связью

$I_y = i_{VD2} = i_{VD1}$, причем $i_{VD1} = I_n < I_S$, будет сохраняться режим минимальной отдачи, хотя рабочая точка в этом случае в координатах $B(H)$ будет совершать периодические колебания по вертикальной части петли гистерезиса с меньшей амплитудой.

Работа двухполупериодных МК (рис. 12.27, з и рис. 12.28) ничем не отличается от рассмотренного однополупериодного ключа, с той лишь оговоркой, что рабочий полупериод для $TS1$ является управляющим для $TS2$, и наоборот. В итоге средние значения напряжения и тока нагрузки возрастают в 2 раза, а отдаваемая в нагрузку мощность – в 4 раза. Таким образом, двухполупериодные ключи в 2 раза более эффективны по сравнению с однополупериодными.

Многообмоточные МУС работают на том же принципе, что и однообмоточные, но у них разнесены все обмотки. Поэтому при анализе и расчете необходимо конкретизировать, о какой говорится обмотке, и точно указывать ее число витков.

Характеристика управления МУС. Она представляет собой зависимость какого-либо выходного параметра (среднего за период выходного напряжения U_p ; среднего за период напряжения на нагрузке

U_n или среднего тока нагрузки I_n) от входного параметра – тока управления I_y . Характеристика имеет вид, представленный на рис. 12.31, а (сплошная линия – реальная; штриховая для магнитопроводов с прямоугольной петлей гистерезиса).

В МУС при токе управления $I_y = 0$ наблюдается практически режим максимальной отдачи. Это объясняется тем, что за счет постоянной составляющей тока рабочей цепи магнитопровод достигает насыщения. Последнее особенно справедливо для магнитопроводов с прямоугольной динамической петлей гистерезиса. Поэтому подача в обмотку управления положительного сигнала, действие которого направлено на подмагничивание магнитопровода, не может существенно сказаться на изменении магнитного состояния магнитопровода и выходного напряжения на нагрузке (участок характеристики, лежащей правее точки 1 на рис. 12.31, а; соответствующие точки реальной и идеальной характеристик управления обозначены одинаковыми цифрами). При подаче отрицательного сигнала в обмотку управления происходит размагничивание магнитопровода в отрицательный (управляющий) полупериод питающего напряжения; наблюдается изме-

нение магнитного состояния магнитопроводов и напряжения на нагрузке. До точки 2 это изменение практически не ощущается. Связано это с тем, что участок между точками 1 и 2 соответствует плавноизменяющейся части динамической петли гистерезиса. (Для идеальной характеристики участок 1–2 – горизонтален). После точки 2 происходит резкое изменение $U_n(I_y)$ до точки 3. В точке 3 под действием сигнала управления магнитопровод достигает противоположного режима насыщения. Если в точке 1 индукцию можно считать равной $+B_S$, то в точке 3 она достигает значения $-B_S$. Для идеальной кривой дальнейшее абсолютное увеличение тока управления не может привести к изменению выходного сигнала. В реальных образцах левее точки 3 наблюдается некоторое возрастание выходного напряжения U_n . На участке левее точки 3 МУС работает подобно ДМУ, в режиме источника тока. Этот режим малоэффективен и используется

крайне редко. Обычно работа МУС происходит между точками 1 и 3. Точка 3 соответствует режиму холостого хода.

Характеристика управления может быть описана математически следующим соотношением [99, 100]

$$U_n = \eta[E - 2fN_p \Delta B(H_y)] ,$$

где U_n – среднее значение напряжения на нагрузке; E – среднее значение питающего напряжения (ЭДС); f – частота питающего напряжения; N_p – число витков рабочей обмотки; $\Delta B(H_y)$ – изменение индукции от приложенной напряженности магнитного поля управления. Значение $\Delta B(H_y)$ выбирается по соответствующим динамическим кривым размагничивания, снятым для различных материалов, на разных частотах при неизменной толщине ленты, из которой навит магнитопровод МУС [42, 45, 99, 100, 105]. Области применения МУС такие же, что и ДМУ.

12.3.5. СМЕЩЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЕНИЯ, ИЗМЕНЕНИЕ ИХ КРУТИЗНЫ, ПОЛУЧЕНИЕ РЕЛЕЙНОГО РЕЖИМА МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Приведенные выше характеристики управления ДМУ и МУС (рис. 12.26,а и рис. 12.31,а) соответствовали случаю, когда магнитные усилители имели лишь одну обмотку управления. При одновременном включении нескольких обмоток управления результирующее воздействие может проявляться по-разному. Если использовать только обмотки управления и смещения, то в зависимости от направления МДС, созданных этими обмотками, характеристики управления будут смещаться влево или вправо, не меняя своей формы (см. рис. 12.26,б и 12.31,б).

Если же использовать управляющую обмотку и обмотку обратной связи, ток в которой пропорционален току I_n или напряжению U_n нагрузки, то характеристика управления не изменит своего первоначального положения, но претерпит изменение своей формы, причем, если крутизна $\Delta I_n(\Delta I_y)$ или $\Delta U_n(\Delta I_y)$ характеристики управления возрастает, то говорят, что действует положительная обратная связь, а если падает – отрицательная (рис. 12.26,в и рис. 12.26,г – для ДМУ, а на рис. 12.31,в – для МУС).

Чаще всего используются положительная обратная связь. Если при этом результирующая характеристика не имеет вертикального участка, то гово-

рят, что обратная связь слабая (коэффициент обратной связи $k_{oc} < 1$); если имеется такой участок, – критическая ($k_{oc} = 1$). При дальнейшем увеличении коэффициента обратной ($k_{oc} > 1$) наступает сильная или закритическая обратная связь. В этом случае на результирующей характеристике появляется участок, имеющий отрицательный наклон по отношению к исходному положению характеристики управления. Участок с отрицательным наклоном соответствует неустойчивому режиму работы усилителя. Магнитный усилитель переходит в релейный режим работы.

При использовании обмоток смещения и обратной связи характеристика будет менять свое положение и свою конфигурацию (рис. 12.26,д). Отношение тока $I_{y\text{отп}}$ управления отпускания, при котором выходной параметр (I_n или U_n) резко падает, к току $I_{y\text{ср}}$ управления срабатывания, при котором выходной параметр резко возрастает (рис. 12.26,д), показывает коэффициент возврата k_v бесконтактного реле на магнитных усилителях. В отличие от электромеханических аппаратов, у которых коэффициент возврата $k_v < 1$, у бесконтактных реле он может быть и более 1.

12.3.6. ФЕРРОРЕЗОНАНСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Дроссели насыщения без подмагничивания широко используются в технике в качестве основных

элементов стабилизаторов напряжения и тока [42, 45, 99, 100, 105].

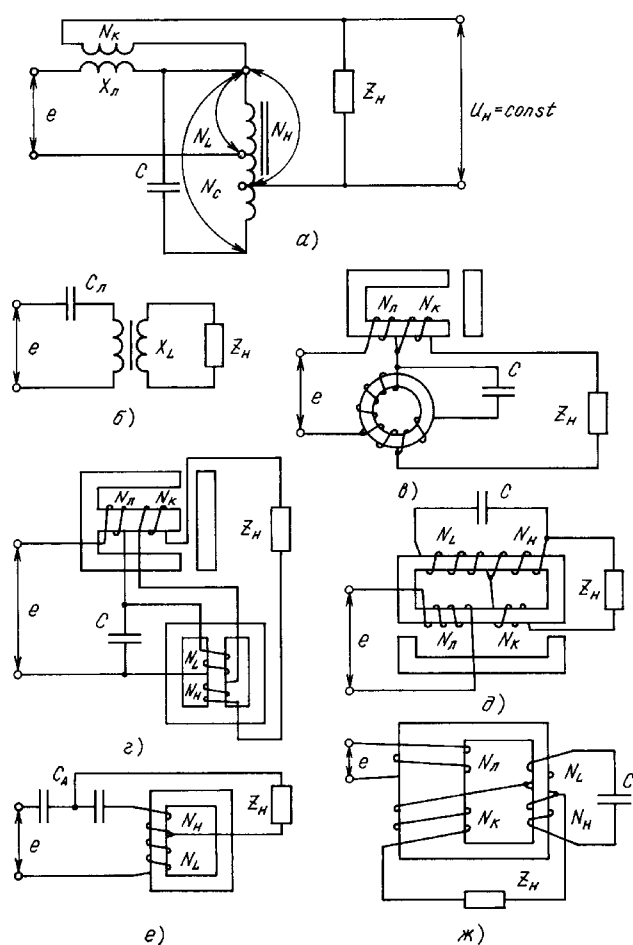


Рис. 12.32. Принципиальная схема (а) и конструктивные исполнения феррорезонансных стабилизаторов (б-ж)

На рис. 12.32 и рис. 12.33,а показаны основные схемы подобных устройств, а на рис. 12.32,б-ж — их конструктивные исполнения. Стабилизатор напряжения состоит из нелинейного дросселя насыщения X_L и балластного сопротивления Z_0 . Это сопротивление ограничивает ток источника питания при насыщении дросселя, защищает цепь источника от коротких замыканий и служит для поглощения избыточного (сверх стабилизируемого напряжения нагрузки) напряжения сети. Сопротивление нагрузки подключается параллельно дросселю насыщения X_L . Поэтому, если напряжение на дросселе будет неизменным, то будет постоянным и напряжение на нагрузке.

При циклическом изменении входного напряжения e дроссель X_L с числом витков N_L (рис. 12.33,а) будет периодически перемагничиваться и заходить в насыщение. При $e = e_1$ дроссель X_L достигает насыщенного состояния в момент времени t_{s1} (см. рис. 12.33,б). До этого момента все

напряжение источника падает практически полностью на дросселе и соответственно на сопротивлении нагрузки R_H . Форма напряжения на нагрузке повторяет форму питающего напряжения (заштрихованная часть). После t_{s1} происходит насыщение дросселя. Его сопротивление падает практически до нуля, и все напряжение питания оказывается приложенным к балластному сопротивлению Z_0 . Если напряжение источника увеличится и достигнет значения $e_2 > e_1$, то время насыщения сократится и станет равным $t_{s2} < t_{s1}$. Форма приложенного к нагрузке напряжения несколько исказится, но при этом *среднее за полпериода* значение напряжения на дросселе X_L и сопротивлении R_H остается неизменным (см. заштрихованную часть на рисунке) и равняется $U_H = 4fNSB_s$, где f — частота питающего напряжения; N — число витков обмотки дросселя; S — площадь его поперечного сечения; B_s — индукция насыщения материала магнитопровода.

Необходимо специально отметить, что при колебаниях входного напряжения e действующее напряжение на нагрузке не остается постоянным. Это же будет наблюдаться и при колебаниях частоты f питающего напряжения. Неизменным остается лишь *среднее* напряжение на нагрузке.

Потребитель Z_H может включаться непосредственно в схему (см. рис. 12.32,а и рис. 12.33,а) или через разделяющий трансформатор (рис. 12.32,б и рис. 12.33,в), который одновременно играет роль нелинейного дросселя X_L . Наличие двух электрически изолированных обмоток $N1$ и $N2$ дросселя обеспечивает полную электрическую развязку входной цепи и цепи нагрузки, позволяет иметь любое напряжение на выходе.

Потребители могут работать не только на переменном, но и на постоянном токе (см. рис. 12.33,з).

Балластным сопротивлением могут быть как активные R_0 , так и реактивные элементы (линейный дроссель X_L или конденсатор C с сопротивлением X_C), как показано на рис. 12.32,б и рис. 12.32,е.

Для повышения эффективности схемы (рис. 12.32,в, рис. 12.33,д и др.), увеличения $\cos\phi$, расширения ее функциональных возможностей параллельно дросселю насыщения, подключается конденсатор C .

Наличие в схемах индуктивных и емкостных элементов может привести к возникновению феррорезонанса в этих схемах.

Стабилизаторы, у которых раскочка феррорезонансных колебаний происходит за счет токов перемагничивания в замкнутом параллельном контуре $X_L - X_C$, минуя источник питания (рис. 12.32,д), называют *феррорезонансным стабилизатором напря-*

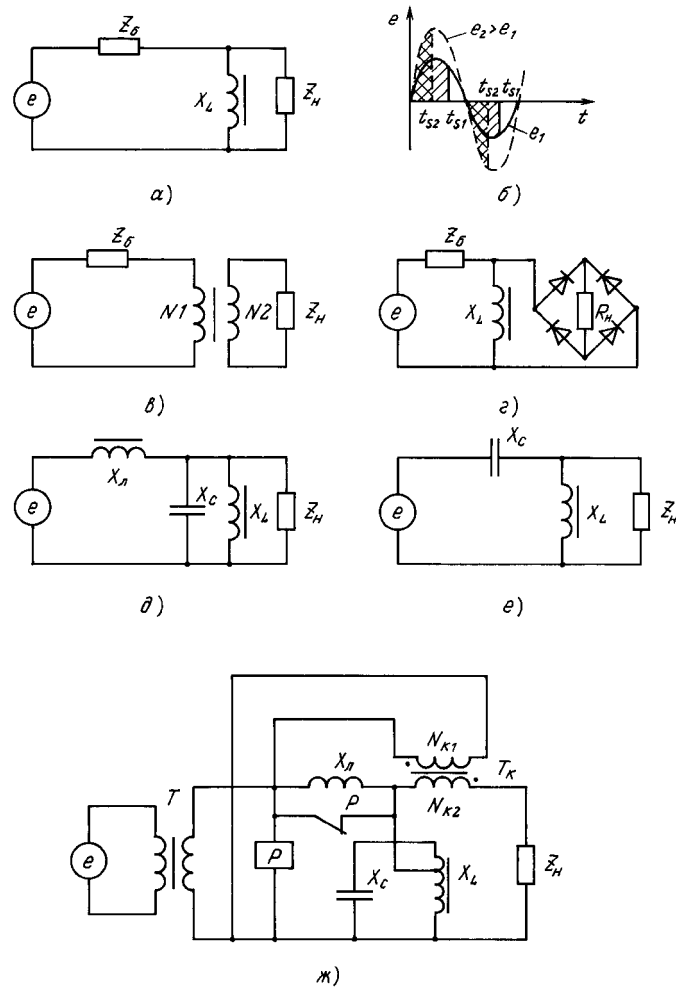


Рис. 12.33. К пояснению принципа действия стабилизатора напряжения:
 а – упрощенная схема; б – диаграмма напряжений; в – схема с трансформаторной связью;
 г – схема с нагрузкой на постоянном токе; д – схема с феррорезонансом токов; е – схема
 с феррорезонансом напряжений; ж – полная схема феррорезонансного напряжения

жения с феррорезонансом токов. Стабилизаторы, у которых раскачка феррорезонансных колебаний возникает за счет токов перемагничивания, замыкающихся через источник питания и последовательно соединенные X_L и X_C (см. рис. 12.33,е), называют феррорезонансными стабилизаторами напряжения с феррорезонансом напряжений.

При малом входном напряжении ($E < E_s$), когда сопротивление дросселя насыщения X_L можно считать равным бесконечности (см. рис. 12.33,д), его мысленно удаляют из схемы. Схемы на рис. 12.33,д и 12.33,е становятся эквивалентными. Если в схеме на рис. 12.33,д принять, что $X_L = X_C$ и $E = \text{const}$, то ток I_H в цепи нагрузки не будет зависеть от сопротивления R_H нагрузки, $I_H = \text{const}$, и схема будет выполнять функции стабилизатора тока. Такая

схема обычно называется схемой Бушера. Для нее характерно [42, 45]:

$$I_H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H} = \frac{E}{X_L}.$$

В реальных схемах феррорезонансных стабилизаторов для повышения точности выходного напряжения на сопротивлении нагрузки используются вольтодобавочные устройства, например, компенсирующий трансформатор T_K с обмотками N_{K1} и N_{K2} [42]. Напряжение на обмотку N_{K1} подается со входа (или вторичной обмотки входного трансформатора T , как показано на рис. 12.33,ж), или от линейного дросселя X_L . Выходное напряжение обмотки компенсирующего трансформатора T_K добавляется к напряжению насыщающегося дросселя X_L .

Для облегчения запуска схемы, даже при напряжении, меньшем E_s , в реальных схемах (рис.

12.33, ж) используется реле Р с размыкающимися контактами Р. При включении за счет шунтирования X_L контактами реле Р к дросселю насыщения X_L подается повышенное напряжение. Он быстрее входит в феррорезонанс и, после срабатывания реле, схема надежно функционирует, используя в качестве балластного сопротивления линейный дроссель X_L .

В качестве стабилизаторов и регуляторов постоянного тока и напряжения могут использоваться устройства, основным элементом которых является дроссель насыщения с подмагничиванием, выпол-

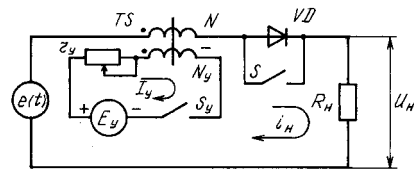
ненный, например, по однообмоточной схеме [42, 45, 99, 100].

Такая возможность появляется, если регулятор выполнен на основе выпрямителя или содержит звено переменного тока, например, промежуточный инвертор. Если на входе неуправляемого выпрямителя, выполненного на основе диодов, включить магнитный усилитель и управлять режимом его работы, например, за счет изменения уровня его подмагничивания постоянным током [45], то возможно осуществлять регулирование выходного напряжения выпрямителя.

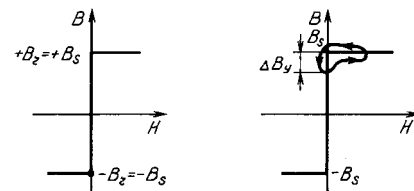
Контрольные вопросы и задачи

1. Что называется дросселем насыщения?
2. Что называется дросселем насыщения без подмагничивания?
3. Что называется дросселем насыщения с подмагничиванием?
4. Что называется дросселем насыщения с самоподмагничиванием?
5. В чем отличие простейшего дросселя насыщения без подмагничивания от дросселя насыщения с подмагничиванием?
6. Что такое магнитный ключ?
7. В чем отличие дросселя насыщения с подмагничиванием от дросселя насыщения с самоподмагничиванием?
8. Какой режим магнитных усилителей называется релейным? Каковы условия его получения?
9. В каких магнитных усилителях (дроссельных или с самоподмагничиванием) обмотки управления имеют большее число витков и почему?
10. Какая характеристика называется характеристикой управления магнитных усилителей?
11. В схеме, содержащей магнитный ключ TS (рис. 12.34, а), требуется найти число витков N дросселя, при котором действующее значение выходного напряжения U_H будет в два раза меньше действующего входного напряжения E . Входное напряжение $e(t)$ имеет треугольную форму (рис. 12.34, з), у которого амплитуда $E_{max} = 100$ В, период $T = 0,001$ с. Ключ S в схеме замкнут, а ключ S_y — разомкнут. Магнитный ключ выполнен на замкнутом тороидальном магнитопроводе типа ОЛ 10/16-4, геометрическая площадь поперечного сечения $S_r = 12$ мм² (коэффициент заполнения по стали $k_c = 0,85$), материал магнитопровода 50НП, его индукция насыщения $B_s = 1,35$ Тл. [105].
12. Решить предыдущую задачу при условиях: питающее напряжение имеет синусоидальную

- форму; питающее напряжение имеет прямоугольную форму.
13. Найти в условиях задачи 11 максимальное входное напряжение E_{max} , при котором напряжение на выходе $U_H = 50$ В.

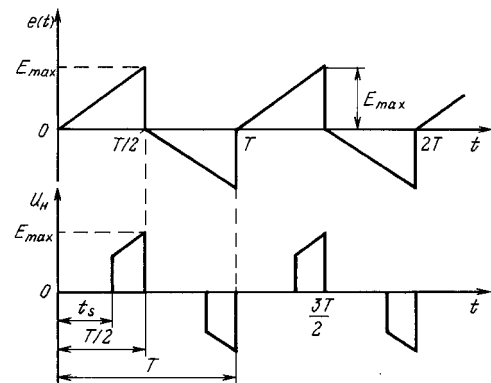


а)



б)

в)



з)

Рис. 12.34. Схема магнитного ключа (а) и графики, поясняющие его работу (б–з)

14. Решить задачу 11, если ключ S_y (см. рис. 12.34,а) замкнут и ток $I_y = 10$ мА; число витков обмотки управления $N_y = 250$ витков.
15. В предыдущей задаче найти ток I_y , если известно, что $\Delta B_y = 0,2$ Тл.
16. В предыдущей задаче найти время насыщения (перемагничивания) t_S .
17. Каким образом с помощью дросселя насыщения можно реализовать реле частоты? Приведите схему такого устройства, опишите его работу.
18. Можно ли с помощью дросселя насыщения реализовать датчик частоты? Если да, приведите схему такого устройства, опишите его работу, а если нет, то почему.
19. Для увеличения коэффициента возврата бесконтактного реле на магнитных усилителях куда следует смещать характеристику управления (см. рис. 12.26): влево или вправо?
20. Определите время перемагничивания магнитного ключа из состояния насыщения при $B = B_S$ до состояния $B = 0$ при следующих условиях: индукция $B_S = 1,2$ Тл; напряжение перемагничивания постоянно и равно 30 В; число витков МК $N_p = 1000$, сечение магнитопровода $S = 1$ см².

ПЕРЕЧЕНЬ ПРОДУКЦИИ КОНЦЕРНА АББ

АББ – самый крупный в мире многонациональный электротехнический концерн, объединяющий свыше 1000 предприятий в разных странах с более, чем 200 тыс. сотрудников.

АББ является ведущей в мире инженерно-технической группой компаний в области энергетики со столетними достижениями, уходящими своими разветвленными корнями в историю фирм АСЕА (Швеция) и БРАУН БОВЕРИ (Швейцария), слияние которых произошло в 1988 году.

Компания **АББ Электроинжиниринг** является дочерней компанией международного электротехнического концерна **АББ** и имеет собственное производство элегазовых баковых и колонковых выключателей 110 и 220 кВ в г. Чебоксары, Россия. Выключатели, выпускаемые российским предприятием по технологии ведущих западных компаний **АББ**, сертифицированы на соответствие требованиям стандартов РФ и адаптированы к условиям работы в отечественных энергосистемах.

Компания **АББ Электроинжиниринг** также осуществляет проектные, монтажные и пуско-наладочные работы, оказывает помощь в выполнении работ по техническому обслуживанию, обеспечивает заказчиков необходимым газотехнологическим оборудованием, специальными инструментами, приспособлениями и материалами.

АББ Электроинжиниринг: Россия, 111250, Москва, ул. Красноказарменная, 12/45, тел. (095) 956-65-75, 234-02-75, факс (095) 234-02-74

ЭЛЕГАЗОВЫЕ БАКОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ СЕРИИ РМ



Более двух десятилетий элегаз (шестифтористая сера SF6), благодаря своим прекрасным изолирующим и дугогасящим свойствам, успешно применяется при создании высоковольтного оборудования. Концерн АББ внес существенный вклад в разработки в данной области и накопил обширный опыт в создании как выключателей, так и герметизированных комплектов распределительных устройств.

Так, в элегазовых выключателях серии РМ используется поршневой и автодутьевой принципы гашения дуги: во время отключения элегазового выключателя газ сжимается и пропускается через контакты выключателя, обеспечивая при этом гашение дуги. Выключатели содержат литые алюминиевые баки с прерывателями, пружинный привод, единую элегазовую систему с минимальным давлением элегаза 0,63 МПа при 20 °С, шкаф управления. Трансформаторы тока расположены на внешней стороне заполненных элегазом вводов выключателя.

Основные технические характеристики элегазовых баковых выключателей серии РМ приведены в таблице.

Основные технические характеристики элегазовых баковых выключателей серии РМ приведены в таблице.

Элегазовые баковые выключатели серии РМ

Тип выключателя	145РМ	242РМR	242РМG	362РМ	550РМ
Количество дугогасительных разрывов	1	1	1	1	2
Привод	Пружинный или гидропружинный	Гидропружинный			
Максимальное рабочее напряжение, кВ	145	252	252	363	550
Номинальный ток, А	2000; 3000	2000–4000	2000–4000	2000–3000	2000–4000
Номинальный ток отключения, кА	40; 50; 63	40	40; 50; 63	40; 50	40; 50; 63
Сквозной ток КЗ, кА:					
наибольший пик	158	100	158	125	158
ток термической стойкости (3-секундный)	63	40	63	50	63
Емкостной ток ненагруженной линии, А	31,5	125	125	400	500
Емкостной ток конденсаторной батареи, А	500	250	250	400	1050
Собственное время отключения, мс, не более	30	30	30	15	17
Полное время отключения, мс, не более	55	55	55	35	40

Окончание таблицы

Тип выключателя	145PM	242PMR	242PMG	362PM	550PM
Время включения, мс, не более	65	65	65	70	60
Нормированное испытательное напряжение, кВ: промышленной частоты полного грозового импульса срезанного грозового импульса, 2 мкс	310	460	460	555	860
	650	1050	1050	1300	1800
	838	1160	1160	1680	2320
Давление заполнения элегаза, МПа	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7
Масса выключателя, кг	2820	4000	6260	9640	16750
Масса элегаза, кг	27	43	123	137	517
Утечка элегаза за год	Менее 1 %				

Характеристики встроенных трансформаторов тока выключателей серии PM

Наименование характеристики	Обмотка для защиты	Обмотка для измерений
Общее количество на полюс	до 6	до 6
Номинальный первичный ток, А	100; 200; 300; 400; 500; 600; 800; 1200; 1500; 2000; 3000; 4000	100; 200; 300; 400; 500; 600; 800; 1200; 1500; 2000; 3000; 4000
Номинальный вторичный ток, А	1; 5	1; 5
Номинальная вторичная нагрузка, В А	10; 20; 30; 40; 60	10; 20; 30
Номинальный класс точности	5P; 10P	0,2; 0,5; 1,0
Номинальная предельная кратность тока	10; 20; 30	—

ЭЛЕГАЗОВЫЕ КОЛОНКОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Элегазовые выключатели серии HPL-A и HPL-B с фарфоровым резервуаром и дугогасителем предназначены для напряжений от 145 до 550 кВ и для номинальных токов отключения до 63 кА. Включение и отключение производятся пружинным приводом.

Полюс выключателя, герметически заполненный элегазом под давлением 0,5 МПа, состоит из контактной системы, фарфорового опорного изолятора и пружинного привода с двигательным заводным устройством. Исполнение выключателя — однополюсное и трехполюсное.

Высоковольтный элегазовый выключатель серии LTV — это первый совместно разработанный в концерне АББ выключатель и предназначен для работы с напряжением в системе 72,5 — 170 кВ при номинальном токе отключения 31,5 — 40 кА.

Технические параметры элегазовых колонковых выключателей серии HPL, LTV, VF12 и HA3-12 приведены в таблицах.



Элегазовые колонковые выключатели серии HPL-B

Тип выключателя	HPL245/B1	HPL420/B2	HPL550/B2
Количество дугогасительных разрывов	1	2	2
Привод	Пружинный типа BLG 1002		
Максимальное рабочее напряжение, кВ	252	420	550
Номинальный ток, А	2500-3150-4000-5000		
Номинальный ток отключения, кА	50	50	50
Сквозной ток КЗ, кА: наибольший пик ток термической стойкости (3-секундный)	125	125	125
	50	50	50
Собственное время отключения, мс, не более	18	18	18
Полное время отключения, мс, не более	40	40	40
Время включения, мс, не более	80	55	55
Нормированное испытательное напряжение относительно земли, кВ: промышленной частоты грозового импульса	460	560	860
	1050	1175	1550
Нормированное испытательное напряжение между контактами, кВ: промышленной частоты грозового импульса	460	750	1030
	1050	1380	1865
Давление заполнения элегаза, МПа	0,5	0,5	0,5
Масса выключателя, кг	2900	6500	7100
Масса элегаза, кг	18	27	39
Утечка элегаза за год	Менее 1 %		

Элегазовые колонковые выключатели типа LTB-145D1

Тип выключателя	LTB 145 D1	LTB 145 D1/B
Количество дугогасительных разрывов	1	1
Привод	Гидропружинный	Пружинный
Максимальное рабочее напряжение, кВ	145	
Номинальный ток, А	3150	
Номинальный ток отключения, кА	40	
Сквозной ток КЗ, кА: наибольший пик ток термической стойкости(3-секундный)	100	
	40	
Собственное время отключения, мс, не более	30	20
Полное время отключения, мс, не более	50	40
Время включения, мс, не более	65	40
Нормированное испытательное напряжение, кВ: промышленной частоты полного грозового импульса	310	
	650	
Давление заполнения элегаза, МПа	0,5	
Масса выключателя, кг	1300	1360
Масса элегаза, кг	5,3	5,0
Утечка элегаза за год	Менее 1 %	

Элегазовые выключатели на номинальное напряжение 10 кВ

Тип выключателя	VF 12	HA3-12
Максимальное рабочее напряжение, кВ	12,0	12,0
Номинальный ток, А	800; 1250; 1600; 2000; 2500	1600; 2000; 2500; 3150
Номинальный ток отключения, кА	16; 31,5; 40	25; 31,5; 40; 50
Сквозной ток КЗ, кА: наибольший пик ток термической стойкости (3-секундный)	40; 80; 110 16; 31,5; 43,5	63; 80; 100; 125 25; 31,5; 40; 50
Собственное время отключения, мс, не более	60	70
Полное время отключения, мс, не более	75	85
Время включения, мс, не более	60	50
Нормированное испытательное напряжение, кВ: промышленной частоты полного грозового импульса	42 75	28 75
Давление заполнения элегаза, МПа	0,6	
Масса выключателя, кг	105; 120; 130	200; 230

ВАКУУМНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ НА НОМИНАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ 10 кВ



Вакуумные выключатели серии VD-4 предназначены для установки внутри помещений и входят в состав распределительных устройств с воздушной изоляцией. Преимущество вакуумных выключателей особенно проявляется при работе в сетях с высокой частотой переключения в номинальном режиме. Вакуумные выключатели серии VD-4 можно использовать в схемах с автоматическим восстановлением подачи энергии, они обладают очень высокой эксплуатационной надежностью и большим сроком службы. Полюса, сконструированные в виде колонн и смонтированы на задней консольной части корпуса с арматурой выключателя.

Технические параметры вакуумных выключателей приведены в таблице.

Вакуумные выключатели на номинальное напряжение 10 кВ

Тип выключателя	VD-4	VD-4	ВВЭ-10
Привод	Пружинный	Пружинный	Электромагнитный
Максимальное рабочее напряжение, кВ	12,0	17,5	12,0
Номинальный ток, А	630; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150; 4000		630; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150
Номинальный ток отключения, кА	16; 20; 25; 31,5; 40; 50	16; 20; 25; 31,5; 40	20; 31,5
Сквозной ток КЗ, кА: наибольший пик ток термической стойкости (3-секундный)	40; 50; 63; 80; 100; 125 16; 20; 25; 31,5; 40; 50	40; 50; 63; 80; 100 16; 20; 25; 31,5; 40	50; 63 20; 31,5
Собственное время отключения, мс, не более	45	45	55
Полное время отключения, мс, не более	60	60	70
Время включения, мс, не более	60	60	300

Окончание таблицы

Тип выключателя	VD-4	VD-4	ВВЭ-10
Нормированное испытательное напряжение, кВ: промышленной частоты полного грозового импульса	28	38	42
	75	95	75
Механический ресурс, циклы ВО	30000	30000	25000
Коммутационный ресурс, циклы ВО: при номинальном токе при номинальном токе отключения	30000	30000	25000
	50–80	50–80	50
Масса, кг	67–170	67–159	140–274

ГЕРМЕТИЗИРОВАННЫЕ КОМПЛЕКТНЫЕ ЭЛЕГАЗОВЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА (КРУЭ)

КРУЭ занимают незначительную часть площади и объема, требуемых для обычной коммутационной аппаратуры с воздушной изоляцией. В районах с высокой плотностью электрической нагрузки, особенно в городах и промышленных центрах, применение КРУЭ является наиболее экономичным решением.

Диапазон номинальных напряжений КРУЭ – от 72,5 до 765 кВ при номинальных токах отключения до 63 кА.

КРУЭ серии ELK строятся на основе комбинации выбранных модулей оборудования, в состав которых входят: шины с комбинированным разъединителем-заземлителем, силовые выключатели с трансформатором тока, выключатели нагрузки или силовые разъединители, модули кабельного ввода, трансформаторы напряжения, элегазовый воздушный ввод, шкаф управления и вспомогательные модули. Модули имеют индивидуальную защиту и легко расширяются для дальнейшей модификации. В качестве материала для оболочек отсеков выбран стойкий к коррозии алюминий.

Основные технические параметры КРУЭ серии ELK приведены в таблице.

Герметизированные комплектные элегазовые распределительные устройства (КРУЭ)

Тип КРУЭ	EKK-0		ELK-0	ELK-14	ELK-3		ELK-4
	Максимальное рабочее напряжение, кВ	126	170	300	362	550	800
Номинальный ток (ячейки), А	2500	3150	3150	4000	4000	5000	
Номинальный ток отключения выключателя, кА	31,5; 40	31,5; 40	50	63	63	50	
Номинальный ток динамической стойкости, кА	80; 100	80; 100	125	170	170	125	
Номинальный ток термической стойкости, кА (3-секундный)	31,5; 40	31,5; 40	50	63	63	50	
Нормированное испытательное напряжение промышленной частоты, кВ: относительно земли между контактами разъединителей	230	275	460	520	740	960	
	265	325	530	610	910	1270	
Нормированное испытательное напряжение грозового импульса, кВ: относительно земли между контактами разъединителей	550	650	1050	1300	1550	2100	
	630	750	1050+245	1300+295	1550+300	2100+650	
Минимальное давление элегаза (абс.), МПа: в отсеке выключателя в других отсеках	0,6		0,60		0,60		
	0,42		0,45		0,39		
Количество разрывов на полюс выключателя	1			2		4	
Привод выключателя	Гидропружинный						
Исполнение	Трехфазное			Однофазное			
Средняя масса ячейки (3 полюса), т	2,5	3,7	6–8	14	14	30	

На номинальное напряжение 10 кВ широко используются КРУ серии UniSwitch, KY-10, ZV2 и ZX1. Их технические параметры приведены в таблицах.

**Комплектные распределительные устройства (КРУ) серий UNISWITCH и КУ-10
на номинальное напряжение 10 кВ**

Тип КРУ	UniSwitch	UniSwitch	КУ-10
Максимальное рабочее напряжение, кВ	12,0	17,5	12,0
Номинальный ток, А: главных цепей сборных шин	630 630–1250	630 630	630–3150 1000–3150
Номинальный ток отключения выключателя, кА	25	20	20; 31,5; 40
Номинальный ток динамической стойкости, кА	63	50	51; 81; 102
Номинальный ток термической стойкости, кА	25	20	20; 31,5; 40
Нормированное испытательное напряжение промышленной частоты, кВ	28	38	42
Нормированное испытательное напряжение грозового импульса, кВ	75	95	75
Выключатель	Элегазовый Вакуумный	Элегазовый Вакуумный	Элегазовый Вакуумный
Ширина ячейки, мм: ячейка с выключателем ячейка с выключателем нагрузки	800 375 / 500	1000 375 / 500	750; 900; 1125 –

**Герметизированные элегазовые комплектные
распределительные устройства 10 кВ**

Тип КРУ	ZV2	ZX1
Максимальное рабочее напряжение, кВ	12,0	12,0
Номинальный ток, А: главных цепей сборных шин	1250–1600–2000–2500 1250-1600-2000-2500	До 2000 До 2000
Номинальный ток отключения выключателя, кА	40	31,5
Номинальный ток динамической стойкости, кА	100	80
Номинальный ток термической стойкости, кА 1-секундный 3-секундный	40 31,5	31,5
Испытательное напряжение промышленной частоты, кВ	28 ¹⁾	28 ¹⁾
Испытательное напряжение грозового импульса, кВ	75	75
Изолирующий газ	Элегаз	Азот
Номинальное давление газа, абс., приведенное к 20 °С, МПа	0,12	0,12
Выключатель	Вакуумный	Вакуумный
Ширина ячейки, мм	750	750

¹⁾ Большие значения в соответствии с национальными стандартами — по запросу.

ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА СЕРИИ TG

Трансформаторы тока соответствуют международным и российским стандартам, обладают высокой стойкостью к воздействию окружающей среды, имеют контроль уровня давления элегаза, характеризуются отсутствием частичных разрядов и не являются источником радиопомех, просты в эксплуатации и обладают высокой надежностью.

Трансформаторы тока выполнены в виде опорной конструкции. Вторичные обмотки намотаны на тороидальные магнитопроводы и заключены в защитный экран. Первичная обмотка состоит из канала и трех внутренних и трех внешних изолированных шин. Параллельно первичным виткам подключен нелинейный резистор для защиты их изоляции от приходящих с линии перенапряжений. Переключающие переключатели закрыты съемными изоляционными коробками. Трансформаторы тока снабжены защитной мембраной, которая разрушается при скачкообразном повышении давления газа вследствие дуговых перекрытий внутри аппарата.

Основные технические параметры трансформаторов тока серии TG приведены в таблице.



Трансформаторы тока типа TG

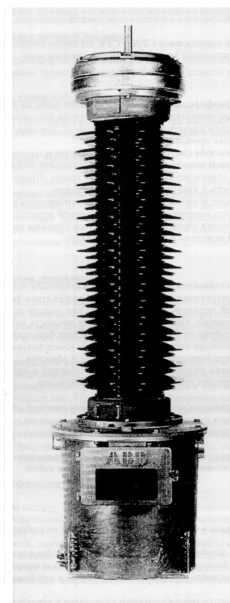
Тип трансформатора	TG 145	TG 245	
		Основное исполнение	Варианты
Тип изоляции	SF ₆ или SF ₆ -N ₂		
Вид установки	Для ОРУ		
Номинальное напряжение системы, кВ	110	220	
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	126	252	
Номинальная частота, Гц	50		
Испытательное напряжение грозового импульса, кВ	550	900	1050
Испытательное напряжение промышленной частоты, кВ	230	395	460
Номинальный первичный ток, А (основное исполнение)	300–600–1200	500–1000–2000	
Номинальный первичный ток, А (возможные варианты, по специальному заказу)	400–800 500–1000 1000–2000 1500–3000	—	500–1000 300–600–1200 400–800–1600 2000
Ток термической стойкости, кА: 1-секундный 3-секундный	31,5 20	50 31,5	50 31,5
Ток электродинамической стойкости, кА	80	125	80
Номинальный вторичный ток, А	5 (1)		
Вторичная обмотка			
Класс точности/номинальная вторичная нагрузка, В·А Обмотки для измерений-№ 1	0,2/20	0,5/30	0,2/20
Номинальный коэффициент безопасности приборов	10		
Класс точности/номинальная вторичная нагрузка, В·А № 2 Обмоток для защиты - № 3 № 4	5P/20 10P/30 10P/40	10P/30 10P/30 10P/30	10P/20 10P/20 10P/20
Номинальная предельная кратность обмоток для защиты	20		
Материал изолятора	Фарфор		
Диапазон рабочих температур, °С	-60 ÷ +45		
Масса, кг	580	630	

ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА СРА И СРВ

Емкостные трансформаторы напряжения устанавливаются между фазой и землей в сетях с заземленной нейтралью и между фазой и нейтралью в сетях с изолированной нейтралью.

В состав трансформатора напряжения входят емкостной делитель напряжения и электромагнитный модуль типа ЕОА и ЕОВ, которые соединены между собой внутренним вводом. Трансформатор состоит из сердечника, собранного из высококачественного стального листа и обмоток, изолированных бумагой, пропитанной маслом. Первичная обмотка разделена на основную и несколько уравнивающих, используемых для настройки коэффициента трансформации. Модули ЕОА и ЕОВ имеют реактор, соединенный последовательно с делителем напряжения и высоковольтной обмоткой. Он служит для компенсации угла сдвига фаз, вызванный делителем напряжения. Трансформатор, компенсирующий реактор и демпфирующий модуль находятся в герметичном алюминиевом баке, заполненном минеральным маслом. В верхней части бака расположена газовая подушка в виде расширительной системы.

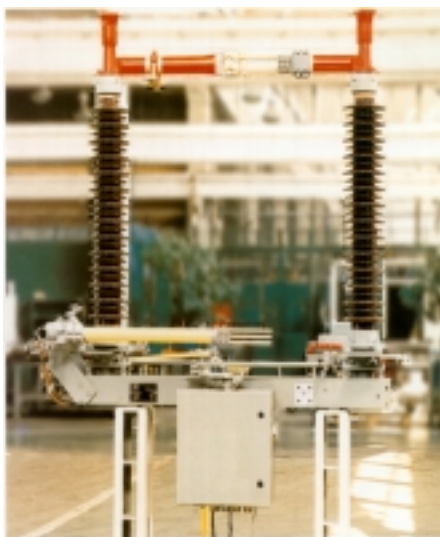
Технические параметры трансформаторов напряжения серии СРА и СРВ приведены в таблице.



Трансформаторы напряжения типа СРА и СРВ

Тип трансформатора	СРА/СРВ123	СРА/СРВ245	СРА/СРВ362	СРА/СРВ550
Номинальное напряжение, кВ	$110/\sqrt{3}$	$220/\sqrt{3}$	$330/\sqrt{3}$	$500/\sqrt{3}$
Наибольшее длительно допустимое рабочее напряжение, кВ	$126/\sqrt{3}$	$252/\sqrt{3}$	$363/\sqrt{3}$	$525/\sqrt{3}$
Количество емкостных модулей, шт.	1	1	2	2
Напряжения обмоток, В	$110\,000/\sqrt{3}$ $100/\sqrt{3}$ 100	$220\,000/\sqrt{3}$ $100/\sqrt{3}$ 100	$330\,000/\sqrt{3}$ $100/\sqrt{3}$ 100	$500\,000/\sqrt{3}$ $100/\sqrt{3}$ 100
Номинальная нагрузка и класс точности для СРА: вторичная обмотка № 1, В·А/класс вторичная обмотка № 2, В·А/класс	200/0,5 400/3P	200/0,5 400/3P	200/0,5 400/3P	200/0,5 400/3P
Номинальная нагрузка и класс точности для СРВ: вторичная обмотка № 1, В·А/класс вторичная обмотка № 2, В·А/класс	400/0,5 500/3P	400/0,5 500/3P	400/0,5 500/3P	300/0,5 500/3P
Емкость, фаза-земля, пФ	14300	7400	5200	3500
Длина пути утечки тока по внешней изоляции, мм	3880	6510	9200	13980
Разрядное расстояние, мм	1545	2610	3570	5610
Одноминутное испытательное переменного тока, мокр./сух., кВ	230/230	325/325	-/510	-/680
Нормированное испытательное напряжение полного грозового импульса (1,2/50 мкс), кВ	550	1050	1175	1550

ДВУХКОЛОНКОВЫЙ ГОРИЗОНТАЛЬНО-ПОВОРОТНЫЙ РАЗЪЕДИНИТЕЛЬ СЕРИИ SGF



Разъединитель предназначен для изоляции электрических цепей и образует в отключенном состоянии видимый изолирующий промежуток. Он может использоваться и для коммутации малых токов, а также для заземления отключенных участков электрической цепи при помощи заземлителей. Двухколонковые разъединители серии SGF горизонтально-поворотного типа могут использоваться в высоковольтных подстанциях любого типа, с номинальным напряжением 110 и 220 кВ и номинальным током 1600 и 2500 А.

Технические параметры разъединителей серии SGF приведены в таблице.

Двухколонковый горизонтально-поворотный разъединитель типа SGF

Разъединитель	110 кВ		220 кВ	
	SGF 123n	SGF 123p	SGF 245n	SGF 245z
Обозначение				
Дополнительное обозначение: с 1 встроенным заземлителем с 2 встроенными заземлителями	+1E/ +2E/	+1E/ +2E/	+1E/ +2E/	+1E/ +2E/
Номинальное напряжение, кВ	110	110	220	220
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	126	126	252	252
Номинальный ток, А	1600	2500	1600	2500
Ток электродинамической стойкости для разъединителя и заземлителя, кА	100	100	100	125
Ток термической стойкости для разъединителя и заземлителя, кА	40	40	40	50
Нормированное испытательное напряжение промышленной частоты, кВ: относительно земли между контактами разъединителей	230	230	460	460
	265	265	530	530
Нормированное испытательное напряжение грозового импульса, кВ: относительно земли между контактами разъединителей	550	550	1050	1050
	630	630	1200	1200
Напряжение радиопомех при 78 кВ, мкВ, не более	500	500	500	500
Разрывная способность в трехфазной цепи при индуктивной или емкостной нагрузке, А	2	2	1,5	1,5
Конструкция изолятора:				
	минимальная разрушающая нагрузка, кН	4-6-8	4-6-8	4-6-8
	полная высота, мм	1220	1220	2300
минимальная длина пути утечки, мм	2800	2800	4800	4800
Допускаемая механическая нагрузка на вывод: статическая и динамическая, кН	3-4,5-6	3-4,5-6	3,4-5,1-6,0	3,4-5,1-6
	статическая доля, кН	1,2-1,5-1,5	1,2-1,5-1,5	1,3-1,5-1,5

ОКИСНО-ЦИНКОВЫЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ СЕРИИ EXLIM

Ограничители перенапряжений являются первичной защитой от различного рода перенапряжений в цепи (атмосферных или коммутационных). Обычно они присоединяются параллельно к защищаемому оборудованию.

Активные элементы ограничителей изготавливаются из керамических резисторов с крутой нелинейной характеристикой. Сами элементы состоят из окиси цинка, смешанной с окислами других металлов и спеченных вместе.

Основные технические параметры ограничителей перенапряжений серии EXLIM приведены в таблице.

Окисно-цинковый ограничитель перенапряжения типа EXLIM P



Тип ограничителя перенапряжений	EXLIM P
Напряжение системы НС, кВ	12–550
Номинальные напряжения НН, кВ	9–468
Номинальный разрядный ток по МЭК(пиковый) , кА	20
Выдерживаемый разрядный ток: большой ток 4/10 мкс (пиковый), кА малый ток 2400 мкс (пиковый), А малый ток 2000 мкс (пиковый), А	100 950 1350
Ограничивающая способность: класс линейного разряда по МЭК [2 импульса, МЭК п.7.5.5 (при НН)], кДж/кВ	4 10,9
Номинальная энергия при испытаниях (при НН), кДж/кВ: (приемо-сдаточные испытания на каждом блоке, 3 импульса в течение 1 мин)	8,8
Энергия одного импульса (при НН), кДж/кВ: (одиночный 4 мс импульс, охлаждение при временных перенапряжениях и длительном рабочем напряжении)	7
Ток срабатывания защитного устройства, кА: EXLIM P-A EXLIM P-B	65 80

Окисно-цинковый ограничитель перенапряжения типа EXLIM Q

Тип ограничителя перенапряжений	EXLIM Q
Напряжение системы НС, кВ	4–362
Номинальные напряжения НН, кВ	3–336
Номинальный разрядный ток по МЭК(пиковый) , кА	10
Выдерживаемый разрядный ток: большой ток 4/10 мкс (пиковый), кА малый ток 2400 мкс (пиковый), А малый ток 2000 мкс (пиковый), А	100 700 900
Ограничивающая способность: класс линейного разряда по МЭК [2 импульса, МЭК п.7.5.5 (при НН)], кДж/кВ	3 7,8
Номинальная энергия при испытаниях (при НН), кДж/кВ: (приемо-сдаточные испытания на каждом блоке, 3 импульса в течение 1 мин)	5,6
Энергия одного импульса (при НН), кДж/кВ: (одиночный 4 мс импульс, охлаждение при временных перенапряжениях и длительном рабочем напряжении)	4,5
Ток срабатывания защитного устройства, кА	65

Окисно-цинковый ограничитель перенапряжения типа EXLIM R

Тип ограничителя перенапряжений	EXLIM R
Напряжение системы НС, кВ	4–245
Номинальные напряжения НН, кВ	4–228
Номинальный разрядный ток по МЭК(пиковый) , кА	10
Выдерживаемый разрядный ток: большой ток 4/10 мкс (пиковый), кА малый ток 2000 мкс (пиковый), А	100 550
Ограничивающая способность: класс линейного разряда по МЭК [2 импульса, МЭК п.7.5.5 (при НН)], кДж/кВ	2 5,1
Номинальная энергия при испытаниях (при НН), кДж/кВ: (приемо-сдаточные испытания на каждом блоке, 3 импульса в течение 1 мин)	3,6
Энергия одного импульса (при НН), кДж/кВ: (одиночный 4 мс импульс, охлаждение при временных перенапряжениях и длительном рабочем напряжении)	2,5
Ток срабатывания защитного устройства, кА: EXLIM Rxxx - AM 145 кА Все другие	50 65

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ, ПРОИЗВОДИМОЕ НА ПРЕДПРИЯТИЯХ АКЦИОНЕРНОГО ОБЩЕСТВА СИМЕНС

Фирма СИМЕНС была основана в 1847 г. как небольшая мастерская электромеханических стрелочных телеграфов. В течение последующих 150 лет она стала одним из крупнейших и современнейших концернов мира, занимающего ведущие позиции в области электротехники и электроники. Практически любая продукция фирмы – от микрочипа до электрооборудования крупнейших в мире электростанций – разрабатывается, производится и поставляется заказчикам более чем в 140 странах мира.

Одним из ведущих самостоятельных структурных подразделений концерна является департамент передачи и распределения энергии (EV). Спектр производимого им оборудования и услуг включает как поставку отдельных приборов, аппаратов и установок, так и реализацию комплексных проектов электроснабжения «под ключ».

Начиная с 1997 г. на российском рынке работает общество с ограниченной ответственностью Сименс – российское предприятие с немецким капиталом. В его структуре также имеется департамент передачи и распределения энергии (EV), в задачу которого входит поставка электрооборудования, производимого на заводах концерна СИМЕНС.

Всё поставляемое нами электрооборудование на классы напряжения от 6 до 750 кВ и необходимые для него вторичные низковольтные приборы и устройства сертифицированы Госстандартом России и уже хорошо зарекомендовали себя в российских эксплуатационных условиях.

Мы предлагаем нашим заказчикам:

1. Электрооборудование средних классов напряжений (6-35 кВ):

- 1.1. Вакуумные силовые выключатели типа **3АН**
- 1.2. Комплектные распределительные устройства с воздушной изоляцией (КРУ) типа **NXADR** с вакуумными силовыми выключателями (**NXACT**)
- 1.3. Комплектные распределительные устройства с элегазовой (SF₆) изоляцией (КРУЭ) типов **8DH10, 8DC11** и **NXPLUS** с вакуумными силовыми выключателями (**3АН**)
- 1.4. КРУЭ типов **8DJ10** и **8DJ20** с выключателями нагрузки и высоковольтными предохранителями
- 1.5. Сухие распределительные трансформаторы типа **Geafol** мощностью 100-2500 кВ А на напряжение 6-24 кВ /0,4 кВ
- 1.6. БКТПМ – комплектные трансформаторные подстанции заводской готовности в бетонном корпусе

2. Высоковольтное электрооборудование высокого напряжений (110-500кВ):

- 2.1. Силовые элегазовые выключатели колонкового и бакового типов **3AP** и **SPS2**
- 2.2. КРУЭ типов **8 DN8, 8 DN9**
- 2.3. Ограничители перенапряжений (ОПН) 6-500 кВ
- 2.4. Разъединители, трансформаторы тока и напряжения
- 2.5. Трансформаторные вводы
- 2.6. Силовые трансформаторы 110...750кВ/ 16...225 МВ А.

3. Автоматизированные системы управления (АСУ) электрической частью станций, подстанций, промышленных предприятий. Устройства цифровой релейной защиты на основе микропроцессорной техники:

- 3.1. Комплект защит типа **Siprotec** для распределительных устройств среднего и высокого напряжения.
- 3.2. Комплект аппаратных средств для АСУ типа **Sicam RTU, Sicam SAS, Sicam PCC**.
- 3.3. Система диспетчерского управления (SCADA) типа **Sinaut Spectrum**
- 3.4. Системы для передачи информации по ЛЭП (ВЧ-связь) типа **ESB 2000**
- 3.5. Системы контроля и управления качеством электроэнергии **Sipcon**.

4. Счётчики и системы коммерческого учёта энергоресурсов отдела «Сименс митеринг» (бывшая фирма «Лэндис & Гир»):

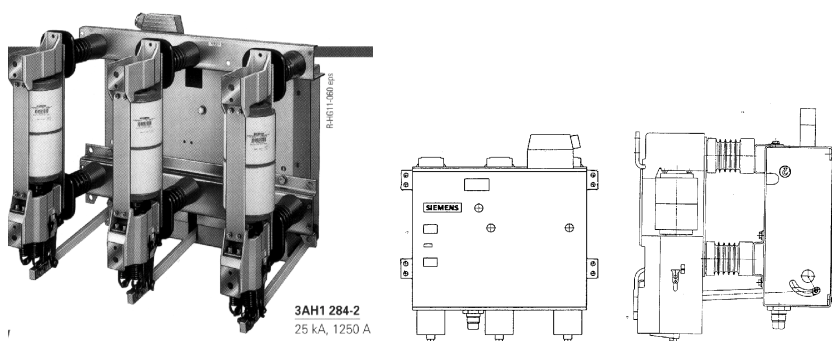
- 4.1. Высокоточные электронные счётчики электроэнергии «Лэндис и Гир» типов Z.U и Z.B.
- 4.2. Системы коммерческого учёта энергоресурсов «Лэндис и Гир» типа DGC 2000 для крупных промышленных предприятий.
- 4.3. Системы коммерческого учёта энергоресурсов «Лэндис и Гир» типа DGC 300 для средних и малых промышленных предприятий.

Наши специалисты всегда готовы предоставить Вам любую дополнительную информацию и оказать необходимую техническую помощь:

Наш адрес: **ООО «Сименс» Департамент передачи и распределения энергии, EV 117071, Москва, ул. Малая Калужская, 17**
тел.: (095) 737 2469; 737 2403; 737 2462; 737 2413; 737 1814;
факс: (095) 737 23 85
E-mail: natalia.bersowa@mow.siemens.ru

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ 6–35 кВ

ВАКУУМНЫЕ СИЛОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ТИПА ЗАН



Трёхполюсные силовые выключатели серии ЗАН благодаря универсальной конструкции применяются во всех типах распредустройств внутренней установки, выпускаемых для классов напряжений от 6 до 35 кВ АО Сименс.

Они полностью соответствуют требованиям, предъявляемым к современным коммутационным аппаратам при отключении всего диапазона токов: от индуктивных и емкостных токов КЗ вплоть до 80 кА

Все модификации выключателей этой серии не требуют никакого технического обслуживания в течение всего срока службы, регламентируемого как 20-25 лет или 10 тысяч отключений номинального тока. И лишь для выключателей типов ЗАН2 и ЗАН4, рассчитанных, соответственно на 60 и 120 тысяч отключений, предусмотрено проведение регламентных работ в течение срока службы и замена вакуумных камер после 30 тысяч коммутаций.

ПЯТЬ ТИПОРАЗМЕРОВ ВАКУУМНЫХ СИЛОВЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ СИМЕНС

Тип	Назначение	Область применения	$U_{ном}$, кВ	$I_{ном}$, А	$I_{откл}$ КЗ, кА	Износостойкость, циклов ВО		
						механическая	коммутационная с $I_{ном}$	коммутационная с $I_{кз}$
ЗАН1	Стандартный	Для вводных, секционных, фидерных ячеек КРУ	7.2–2	800–3150	16–40	10.000	10.000	50
ЗАН2	С повышенным коммутационным ресурсом	Для конденсаторных батарей и дугогасящих реакторов	7.2–2	800–3150	31.5–40	60.000	30.000	50
ЗАН3	Мощный, генераторный	Для генераторных токопроводов и вводных ячеек КР	7.2–3	1250–12000	31.5–80	10.000	10.000	50
ЗАН4	Со сверхвысоким коммутационным ресурсом	Для коммутации электродуговых печей	24–3	1250–2500	31.5–40	120.000	30.000	50
ЗАН5	Экономичный	Для вводных, секционных, фидерных ячеек КРУ	12–17	800–1250	13.1–2	10.000	10.000	25

КРУ ТИПА NXAIR

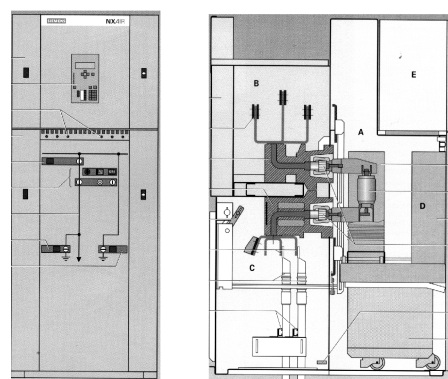


Модульное комплектное распределительное устройство типа NXAIR для классов напряжений 6–12 кВ с силовыми вакуумными выключателями и воздушной изоляцией, полностью секционированное, прошедшее типовые испытания, заводской готовности, предназначено для внутренней установки в помещениях распределительных подстанций промышленных и энергетических предприятий средней и большой мощности, а также для собственных нужд электростанций.

Это первое распределительное устройство своего класса, в котором оптимальное сочетание воздушной и твердой изоляции при модульном принципе построения конструкции принесло неоспоримые преимущества.

Отличительные особенности:

- модуль вакуумного силового выключателя NXAC (совмещает функции силового выключателя и разъединителя) на выкатной тележке или выдвигном элементе;
- встроенные в проходные изоляторы измерительные трансформаторы тока;
- встроенный блок цифрового защитного микропроцессорного устройства типа SIPROTEC для выполнения функций защиты, управления и обмена данными с устройствами АСУ ТП;
- кабельные вводы открыты для доступа как спереди, так и сзади;
- одностороннее обслуживание и пристенная установка.



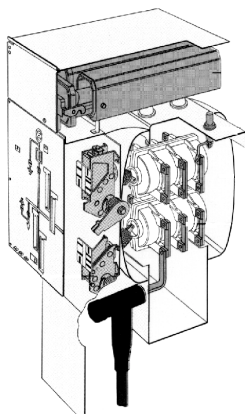
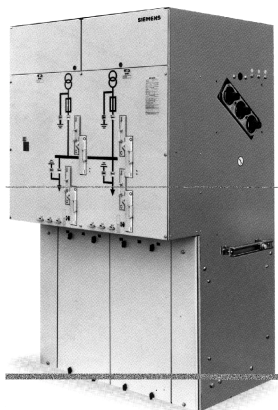
ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

Номинальное напряжение	12 кВ
Испытательное напряжение частотой 50 Гц, 1 мин	28 (42) * кВ
Импульсное испытательное напряжение	75 (95) * кВ
Номинальная частота	50 Гц
Номинальный отключаемый ток КЗ	25 кВ
Номинальный кратковременный ток (3 с)	25 кА
Номинальный включаемый ток КЗ	63 кА
Номинальный ток сборных шин	2500 А
Номинальный ток отходящей линии	1250 / 2500 А
Номинальный ток межсекционного соединения	2500 А
Температура окружающей среды:	
первичные цепи	от -5 до +55 °С
вторичные цепи**	от -5 до +70 °С
Степень защиты стандарт (опция)	IP3XD (IP51)
Габариты ячеек:	
Ширина	800 мм
Глубина	1350 мм
Высота	2000 мм

* — по запросу

** — с местным обогревом низковольтного отсека

КРУЭ ТИПА 8DJ10/8DJ20



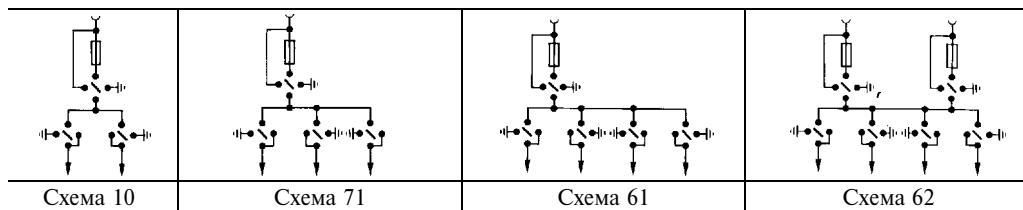
КРУЭ заводской готовности в закрытом металлическом корпусе цельносварным резервуаром и стационарно установленными выключателями нагрузки-разъединителями.

Предназначено для внутренней установки в помещениях закрытых трансформаторных подстанций, в кольцевой кабельной сети для энергоснабжения промышленных предприятий и коммунальных потребителей.

Прошло типовые испытания и сертифицировано в России.

Отличительные особенности:

- никакого технического ухода на весь срок эксплуатации — не менее 25 лет;
- полная защита от прикосновения к токоведущим частям;
- емкостные указатели напряжения для контроля напряжения;
- минимальная потребность в занимаемой площади;
- простота в монтаже, отсутствие каких-либо работ с элегазом;
- отсутствие зависимости от климатических факторов в пределах эксплуатационных температур $-40 +70$ °С;
- многообразие исполнений (свыше 20 схем).

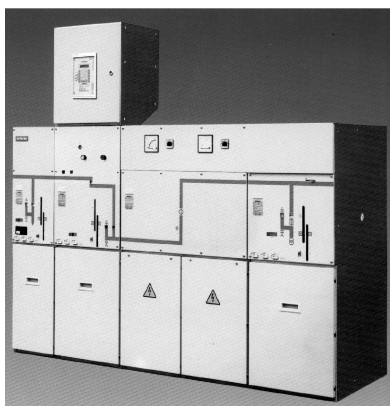


ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КРУЭ

Значения номинальных параметров			
Напряжение	кВ	12	24
Наибольшее рабочее напряжение	кВ	7,2	12
Импульсное испытательное напряжение	кВ	75	125
Испытательное напряжение частоты 50 Гц, 1 мин.	кВ	28	50
Ток кабельного присоединения	А	400/630	
Ток трансформаторного присоединения	А	200	
Включаемый ток КЗ:			
для кабельного присоединения	кА	52	
для трансформаторного присоединения	кА	25	
Кратковременный ток, 1 с	кА	21	
Изоляционная и дугогасящая среда, давление	SF ₆	0,5 бар	
Температура окружающей среды:	°С	От -40 до +70	

Размеры типов ячеек, мм	Схема 10	Схема 71	Схема 61	Схема 62
Ширина	800	1170	1660	1660
Глубина	800	800	800	800
Высота	1760	1760	1760	1760

КРУЭ ТИПА 8DN10



КРУЭ предназначено для применения в качестве вводных, секционных и фидерных ячеек в распределительных подстанциях средней мощности промышленных и энергетических предприятий в районах с повышенной запылённостью, сертифицировано в России.

Выполнено в металлическом корпусе с заполненным элегазом герметичным резервуаром с силовыми выключателями и выключателями нагрузки.

Пример компоновки

Ячейка с силовым выключателем	Ячейка с выключателем нагрузки	Трансформаторная ячейка	Ячейка секционного выключателя

Отличительные особенности:

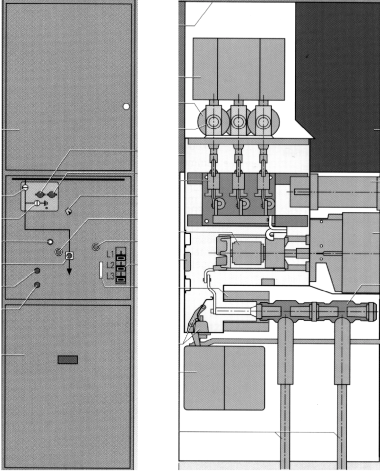
- не требует никакого технического обслуживания;
- ухода в течение всего срока службы – не менее 25 лет;
- минимальная потребность в занимаемой площади;
- реализована полная недоступность к токоведущим частям под напряжением;
- возможность установки измерительных трансформаторов тока и напряжения, как на сборных шинах, так и на присоединениях;
- отсутствие зависимости от климатических факторов в пределах эксплуатационных температур $-5 +55\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- простота в монтаже, отсутствие каких-либо работ с элегазом.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Номинальное напряжение, кВ	24
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	10
Номинальная частота тока, Гц	50
Номинальное импульсное испытательное напряжение, кВ	125
Номинальное испытательное напряжение частотой 50 Гц, 1 мин, кВ	50
Номинальный ток сборной шины, А	630
Номинальный ток вводной ячейки, А	630
Номинальный ток отходящей кабельной линии, А	400/630
Номинальный ток трансформаторного фидера, А	200
Номинальный ток включения при КЗ, кА	50
Номинальный кратковременный ток 1 с, кА	21
Номинальный ток отключения при КЗ, кА	25
Изоляционная и дугогасящая среда, давление SF ₆ , кг/см ²	0,5
Номинальное управляющее напряжение для приводов, В	~ 220 ; =220
Габаритные размеры ячеек, мм:	
Ячейка кабельных линий (ширина)	350
Ячейка с вакуумным выключателем(ширина)	500
Ячейка трансформаторная с предохранителем(ширина)	500
Ячейка секционная(ширина)	500
Боковая стенка (на каждую сторону распреустройства, ширина)	10
Высота ячеек (без отсека низкого напряжения)	1400
Высота ячейки с отсеком низкого напряжения	2000
Глубина ячеек	730
Расстояние до стенки помещения (сзади и по бокам)	50

КРУ ТИПА 8ДС11

КРУЭ заводской готовности выполнено в закрытом металлическом корпусе с резервуаром, заполненным элегазом (SF_6) и стационарно установленными силовыми выключателями и разъединителям-заземлителями прошло типовые испытания и сертифицировано в России.



Предназначено для внутренней установки в помещениях.

Характерные признаки:

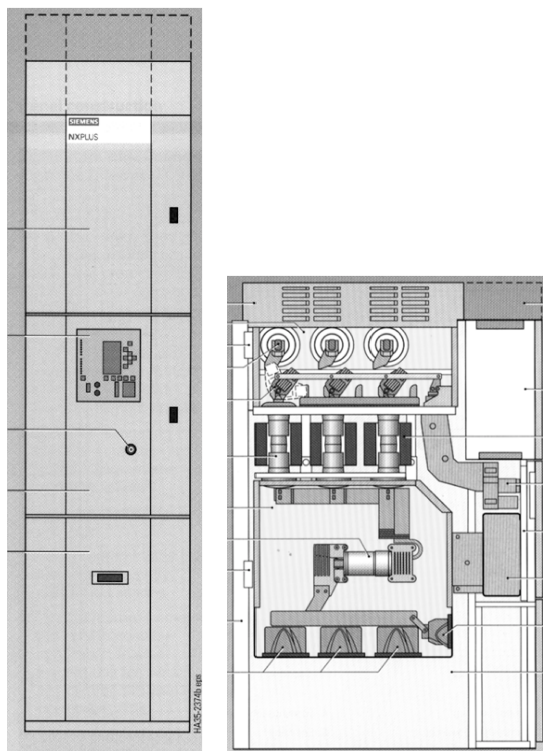
- полное отсутствие необходимости в техническом уходе в течение всего срока эксплуатации – не менее 25 лет;
- простота и удобство в обслуживании;
- широкие возможности применения КРУЭ за счёт многообразия типоразмеров ячеек;
- минимальная потребность в занимаемой площади;
- возможность установки измерительных трансформаторов тока и напряжения как на сборных шинах, так и на присоединении в каждой ячейке;
- отсутствие зависимости от климатических факторов в пределах эксплуатационного диапазона температур от -5 до $+55$ °С;
- простота в монтаже, отсутствие каких-либо работ с элегазом.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Номинальное напряжение	12 кВ	24 кВ
Наибольшее рабочее напряжение	7,2 кВ	12 кВ
Испытательное напряжение частотой 50 Гц, 1 мин	28 кВ	50 кВ
Импульсное испытательное напряжение	75 кВ	125 кВ
Номинальный ток сборных шин	1250 А	
Номинальный ток вводной ячейки	1250 А	
Номинальный ток отходящих фидеров	630, 800, 1250 А	
Номинальный ток секционной ячейки	1250 А	
Номинальный ток отключения при КЗ	16, 20, 25 кА	
Номинальный ток включения при КЗ	50 кА	
Кратковременный ток 3 с	25 кА	
Температура окружающей среды		
первичные цепи	от -5 до $+55$ °С	
вторичной цепи*	от -5 до $+70$ °С	
Степень защиты	IP65/IP3XD	
Управляющее напряжение для приводов	~ 220 В; =220 В	
Управляющее напряжение для приборов защиты	~ 220 В; =220 В	
Габаритные размеры ячеек, мм:		
ширина	600 мм	
глубина	1225 мм	
высота	2250 мм	

* С местным обогревом низковольтного отсека

КРУЭ ТИПА NXPLUS



Внешний вид и разрез КРУЭ типа NXPLUS

КРУЭ для внутренней установки со стационарно установленными вакуумными выключателями и разъединителями-заземлителями на напряжение 6–35 кВ.

Отличительные особенности:

- полное отсутствие необходимости в техническом уходе за срок эксплуатации – не менее 25 лет;
- полная защита от прикосновения к токоведущим частям закрытым металлическим корпусом;
- цельносварные резервуары, заполненные элегазом;
- полностью изолированные сборные шины;
- минимальная потребность в занимаемой площади;
- возможность поставки в виде единичных ячеек или блоков;
- простота в монтаже, отсутствие каких-либо работ элегазом;
- отсутствие зависимости от климатических факторов в пределах эксплуатационных температур $-5 +55\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- широкие возможности применения КРУЭ за счёт многообразия типоразмеров ячеек;
- возможность установки измерительных трансформаторов тока и напряжения как на сборных шинах, так и на присоединении в каждой ячейке с силовым выключателем.

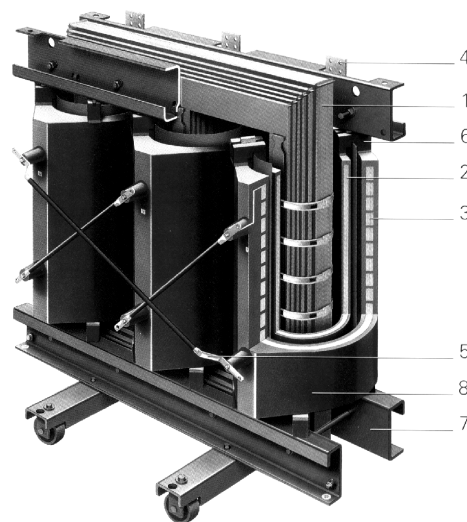
ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Класс напряжения	24 кВ	36 кВ
Наибольшее рабочее напряжение	12 кВ	40.5 кВ
Испытательное напряжение частотой 50 Гц, 1 мин	42 кВ	85 кВ
Импульсное испытательное напряжение	95 кВ	185 кВ
Номинальный ток сборных шин	2500 А	
Номинальный ток вводной ячейки (макс.)	2500 А	
Номинальный ток отходящих фидеров (макс.)	2500 А	
Номинальный ток секционной ячейки (макс.)	2500 А	
Номинальный ток отключения при КЗ (макс.)	31.5 кА	
Номинальный ток включения при КЗ (макс.)	80 кА	
Кратковременный ток 3 с (макс.)	31.5 кА	
Температура окружающей среды		
первичные цепи	от -5 до $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$	
вторичные цепи	от -5 до $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$	
Степень защиты	IP65/IP3XD	
Габаритные размеры ячеек		
ширина	600 мм	
глубина	1600 мм	
высота	2250 мм	

ТРАНСФОРМАТОРЫ С ЛИТОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ СЕРИИ GEAFOL®

Трансформаторы мощностью 100–2500 кВ А предназначены для внутренней установки и имеют следующие особенности конструкции:

1. Трёхстержневой сердечник набирается из структурно-ориентированных электропластин, с низкими потерями, изолированных с обеих сторон.
2. Обмотка низкого напряжения набирается из алюминиевой полосы. Витки жёстко склеиваются вместе посредством широкополосного изолирующего материала.
3. Обмотка высокого напряжения состоит из обработанных в вакууме отдельных обмоток из алюминиевой фольги.
4. Вводы низкого напряжения – обычно сверху (специальная опция – снизу).
5. Вводы высокого напряжения. Высоковольтные отпайки установлены на низковольтной стороне для регулирования в соответствии с характеристиками системы, переключаются в отключённом состоянии трансформатора.
6. Эластичные распорки изолируют сердечник и обмотки от механических колебаний и обеспечивают эффективное подавление шумов.
7. Опорная рама и платформа. Ролики могут поворачиваться вокруг вертикальной оси для транспортировки трансформатора в продольном или поперечном направлении.
8. Изоляция: смесь эпоксидной смолы и кварцевого порошка. Обеспечивает необслуживаемость, влагонепроницаемость, пожаропрочность, самопогашаемость трансформатора, даёт возможность работы в тропических условиях.



ПРИМЕРЫ КРАТКИХ ТЕХНИЧЕСКИХ ДАННЫХ НА ТРАНСФОРМАТОРЫ СО ЗНАЧЕНИЯМИ НОМИНАЛЬНЫХ МОЩНОСТЕЙ 630 И 1000 КВ А

· · Номинальная мощность, кВ А	630	1000
· · Высшая сторона (ВН), кВ	10	10
· · Низшая сторона (НН), кВ	0,4	0,4
· · Группа включения обмоток	Dyn11	Dyn11
· · Степень защиты	IP00 (без кожуха)	IP00 (без кожуха)
· · Тип охлаждения	AN (естественное)	AN (естественное)
· · Климатическая категория	C2	C2
· · Класс окружающей среды	E2	E2
· · Класс пожаробезопасности	F1	F1
· · Тип установки	Внутренняя	Внутренняя
· · Высота установки, до м	1000	1000
· · Температура помещения, °С	40	40
· · Нагрев по стороне ВН, К	100	100
· · Нагрев по стороне НН, К	100	100
· · Класс изоляции ВН	F	F
· · Класс изоляции НН	F	F
· · Частота тока, Гц	50	50
· · Потери х.х., Вт	1370	2000
· · Выводы ВН %	+2*2,5 -2*2,5	+2*2,5 -2*2,5
· · Уровень шума, Дб	70	73
· · Габаритные размеры, мм:		
длина x ширина x высота	1520x835x1300	162x990x1570
расстояние между опорными роликами	820	820
· · Масса, кг	1660	2410

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ 110–500кВ

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ЗАР1 FG145

Элегазовый колонковый выключатель типа **ЗАР1 FG145** для сетей 110кВ, 3150А, 31,5кА для наружной установки до минус 40 °С с пружинным приводом.

Выключатель сертифицирован для России. Два выключателя эксплуатируются в Мосэнерго и Пермьэнерго с августа 1998 г.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Количество дугогасительных разрывов на фазу	1
Номинальное напряжение, кВ	145
Выдерживаемое напряжение(1мин), кВ	230
Грозное импульсное напряжение 1,2/50 мкс, кВ	550
Номинальный ток, А	3150
Номинальный ударный ток, кА	100
Номинальный ток отключения, кА	31,5
Номинальная последовательность коммутаций:	О-0,3с-ВО-3мин-ВО или ВО-15 с ВО
Время включения ,макс, мс	55
Время отключения, макс, мс	60
Частота тока, Гц	50
Пружинный привод	трехфазный
Управляющее напряжение, В пост	60–250
Номинальное напряжение электродвигателя, В пост	60–250
В 50Гц	120–240
Номинальная мощность электродвигателя, Вт	800
Конструктивные данные базового исполнения:	
Минимальное расстояние фаза/земля, мм	1250
Длина пути утечки, мм	1200
Габаритные размеры, мм:	
высота,	3300
ширина	3900
глубина	660
Расстояние между фазами, мм	1700
Масса выключателя, кг	1500
Ревизия после, лет	20



Подстанция Ново-Косино в Москве

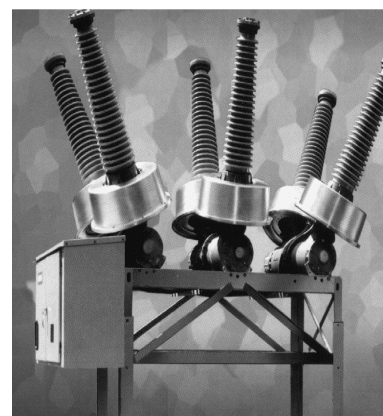
ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ЗАР1DT

Элегазовый баковый выключатель типа ЗАР1DT-145 для сетей 110кВ, 3150А, 40кА для наружной установки до минус 50°С с пружинным приводом и встроенными трансформаторами тока.

Элегазовый баковый выключатель типа ЗАР1DT-245 для сетей 220кВ, 3150А, 50кА для наружной установки до минус 50°С с пружинным приводом и встроенными трансформаторами тока.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАР1DT-145

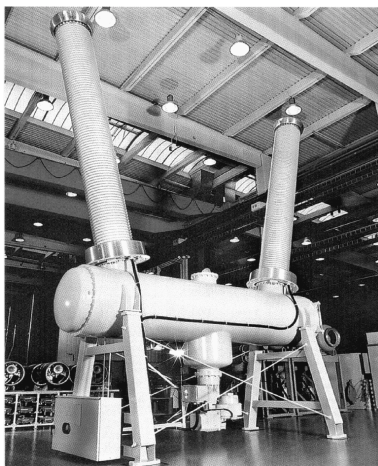
Количество дугогасительных разрывов на фазу	1
Номинальное напряжение, кВ	145
Выдерживаемое напряжение(1мин), кВ	230
Грозное импульсное напряжение 1,2/50 мкс, кВ	550
Номинальный ток, А	3150
Номинальный ударный ток, кА	100
Номинальный ток отключения, кА	40
Номинальная последовательность коммутаций:	О-0,3с-ВО-3мин-ВО или ВО-15 с ВО



Время включения, макс, мс	58
Время отключения, макс, мс	60
Частота тока, Гц	50
Пружинный привод:	
Управляющее напряжение, В пост	60–250
Номинальное напряжение электродвигателя, В пост	60–250
В 50Гц	120–240
Номинальная мощность электродвигателя, Вт	800
Конструктивные данные базового исполнения	
Минимальное расстояние фаза/земля, мм	1178
Длина пути утечки, мм	2489
Размеры, мм:	
высота	4118
ширина	3900
глубина	1676
Расстояние между фазами, мм	1576
Масса выключателя, кг	3266
Ревизия после, лет	20

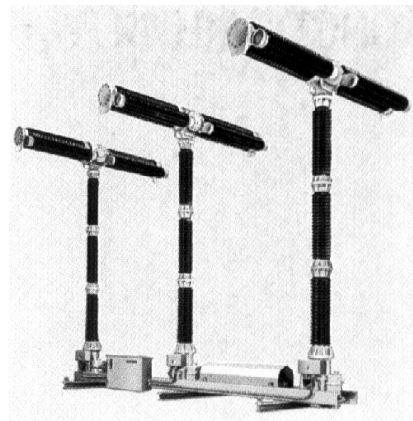
СВЕРХВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Элегазовый колонковый выключатель типа **ЗАР2 FI 362** для сетей 330кВ, 3150А, 40кА для наружной установки до минус 40°С с пружинным приводом.



Элегазовый баковый выключатель типа **ЗАТ2ДТ-550** для сетей 500кВ, 3150А, 50кА для наружной установки до минус 50°С с гидравлическим приводом и встроенными трансформаторами тока.

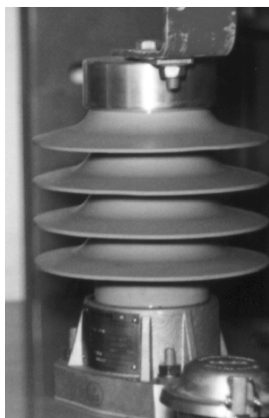
Элегазовый колонковый выключатель типа **ЗАТ2-550** для сетей 500кВ, 3150А, 40кА для наружной установки до минус 40°С с гидравлическим приводом.



ОГРАНИЧИТЕЛИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ ОКСИДНОЦИНКОВЫЕ

ОПН типа **ЗЕК7** для распределительных сетей 6...35 кВ
 Максимальное длительное напряжение, кВ
 Номинальный отводимый ток, кА
 Ток прямоугольной формы, А
 Корпус
 Высота, мм
 Масса, кг

36
 10
 300
 полимерный
 205
 2,1

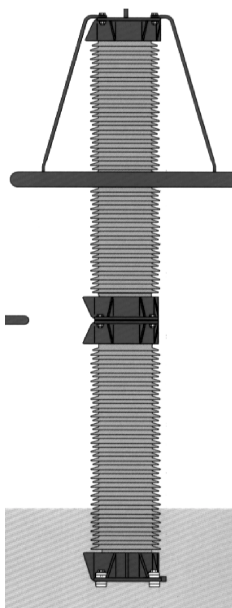
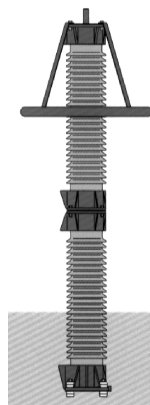


ОПН типа **ЗEQ1B** для кабельных сетей, кВ
 Максимальное длительное напряжение, кВ
 Номинальный отводимый ток, кА
 Ток прямоугольной формы, А
 Корпус
 Высота, мм
 Масса, кг

6–10
 11
 20
 1200
 полимерный
 296
 8

ОПН типа **ЗЕР2** для высоковольтных сетей, кВ
 Номинальный отводимый ток, кА
 Ток прямоугольной формы, А
 Корпус
 Максимальная устойчивость к току КЗ, кА

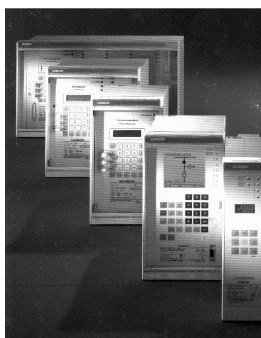
110–330
 10/20
 1200
 фарфоровый
 50/63



ОПН типа **ЗЕР3** для высоковольтных сетей, кВ
 Номинальный отводимый ток, кА
 Ток прямоугольной формы, А
 Корпус
 Максимальная устойчивость к току КЗ, кА

220–750
 20
 3900
 фарфоровый
 100

ТЕХНИКА ЗАЩИТЫ И УПРАВЛЕНИЯ ФИРМЫ СИМЕНС



Фирма Siemens осуществляет разработку и производство:

- Микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики (МП РЗА);
- Микропроцессорных систем управления энергоснабжения (АСУ энергоснабжения).

МП РЗА фирмы Siemens отличают следующие особенности:

- унификация и модульность построения программно-аппаратных средств, а именно: модульное конструктивное исполнение и унифицированный монтаж; единая концепция настройки и обслуживания для всех типов устройств и, как следствие, унифицированный удобный пользовательский интерфейс; удобное и доступное программное обеспечение для выполнения обслуживания; использование стандартных коммуникационных интерфейсов для связи с системой контроля управления;
- предложение широкой гаммы устройств для всех классов напряжения и типов защищаемого электрооборудования;
- срок эксплуатации устройств, как минимум 25 лет, включающий возможность технической поддержки при развитии;
- обеспечение наивысших требований к качеству продукции и сервисному обслуживанию;
- проведение обучения и переподготовки обслуживающего персонала.

КОМБИНИРОВАННЫЕ УСТРОЙСТВА РЗА И УПРАВЛЕНИЯ ПРИСОЕДИНЕНИЕМ SIPROTEC 4

SIPROTEC 4 - серия многофункциональных устройств РЗА и управления присоединением, в которых объединены функции РЗА и управления присоединением в одном многофункциональном устройстве с новой аппаратной платформой на базе микропроцессоров фирмы «Motorola», широкими коммуникационными возможностями и эргономичным унифицированным пользовательским интерфейсом (светодиодная сигнализация, четырёхстрочный или графический освещенный дисплей, функциональные клавиши), обеспечивающая гибкий выбор требуемого пользователю устройства с оптимальной по затратам аппаратной конфигурацией. С помощью данного дисплея возможен одновременный показ нескольких измерительных величин и мнемосхем. Предлагается конструктивное исполнение устройств как для навесного монтажа на релейной панели, так и для встраивания в шкаф/панель.

Применение самой современной элементной базы, технологий разработки и производства позволило реализовать в новой серии МП РЗА повышенные требования по устойчивости к элек-тромагнитным воздействиям и обеспечить более широкий температурный диапазон. При разработке серии заложены перспективные возможности использования нетрадиционных измерительных трансформаторов – оптоэлектронные ТТ и ТН.

Для реализации коммуникаций между устройствами МП РЗА и координирующим ядром системы контроля управления (АСУ ТП) используется стандартный протокол МЭК: *IEC 60870-5-103*, который поддерживается всеми ведущими производителями техники управления и позволяет использовать устройства МП РЗА различных производителей в составе единой системы управления.

При разработке устройств *SIPROTEC 4* также особое внимание уделялось использованию коммуникационных стандартов. Фирма Siemens форсирует использование шины данных *Profibus* в области автоматизации объектов электроэнергетики, что позволяет увеличить скорость пере-дачи данных от устройств МП РЗА до 1,5 МБод (*Profibus FMS*) и от других устройств до 12 МБод (*Profibus DP*).

В *SIPROTEC 4* реализован модульный принцип организации коммуникационных интерфейсов, который позволяет гибко встраивать устройства МП РЗА в системы управления с различной архитектурой и коммуникационными протоколами. Наряду со стандартами *IEC 60870-5-103* и *Profibus*, устройства *SIPROTEC 4* поддерживают такие протоколы как *DNP.3*, *Ethernet* или *Modbus*.

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ С ОТКРЫТОЙ АРХИТЕКТУРОЙ И СТАНДАРТИЗИРОВАННЫМИ КОММУНИКАЦИЯМИ

Для эффективного решения широкого спектра задач автоматизации управления в электро-энергетике на базе программно-технических комплексов (ПТК) с открытой архитектурой и стандартизированными коммуникациями фирма Siemens предлагает комплексную систему автоматизации **SICAM**, которая представляет собой совокупность трех, выделяемых по функциональному назначению, компонент-подсистем: *SICAM SAS*, *SICAM RTU*, *SICAM PCC*.

В зависимости от конкретного состава и объема задач автоматизации управления при производстве, передаче и распределении электроэнергии, может использоваться одна из подсистем или их сочетание, чем достигается эффективность применения системы **SICAM**, за счет гибкости построения, возможности поэтапной модернизации и наращиваемости, оптимизации затрат на создание АСУ ТП.

Широкие коммуникационные возможности устройств *SIPROTEC 4* создают предпосылки для построения систем с открытой архитектурой на базе стандартной объектной шины данных. Новый базовый ПТК фирмы Siemens для создания систем контроля и управления (АСУ ТП) энергообъектов в электро-энергетике – *SICAM SAS*, является логическим продолжением микропроцессорной системы управления *SINAUT LSA* и строится на использовании широко распространенных и опробованных продуктов и средств, как в части коммуникаций – стандарты *Profibus* и *IEC 60870-5-103*, так и в части пользовательского и инструментального ПО из области автоматизации промышленных процессов – *WinCC*; *PlusTOOLS*, *Step7*, что сокращает затраты на создание и эксплуатацию системы управления, повышает надежность и удобство работы персонала.

Центральное устройство (ЦУ) управления ПТК *SICAM SAS (SICAM SC)* конструктивно и программно-аппаратно строится на компонентах системы *SIMATIC* и располагает возможностями связи с диспетчерским уровнем управления по протоколу телемеханики, может быть подключен в локальную вычислительную сеть (*LAN Industrial Ethernet*) и работать в среде «Сервер – Клиент». Организация АРМ оперативного персонала выполняется с помощью программы полнографической визуализации и управления *SICAM WinCC*.

Возможна организация централизованной настройки и обслуживания устройств МП РЗА и комбинированных устройств с помощью программы *DIGSI 4* и через объектную шину данных. Наряду с этим, устройства *SIPROTEC 4* позволяют организовать удаленное обслуживание через модем, подключаемый к соответствующему последовательному порту устройства.

Состав устройств нижнего уровня управления ПТК *SICAM SAS* может быть расширен за счет подключения по стандартным международным протоколам:

- ◆ устройств МП РЗА серии V3 (коммуникации типа "точка-точка" по стандартному протоколу МЭК: IEC 60870-5-103);
- ◆ устройств МП РЗА других производителей;
- ◆ компактных устройств РЗА (коммуникации по шине RS 485 и стандартному протоколу МЭК: IEC 60870-5-103);
- ◆ устройств и средств автоматизации, которые поддерживают коммуникации по *Profibus*.

SICAM RTU представляет собой систему телемеханики, обеспечивающую возможность решения задач автоматизации. При этом в качестве центрального устройства, при незначительных затратах на модернизацию, используется ЦУ *SICAM SC*, которое осуществляет ввод/вывод значительного объема данных (соответствующие модули ввода/вывода).

SICAM PCC – это программный продукт, использующий современные информационные технологии для построения интегрированных систем диспетчерского и технологического управления в электроэнергетике. Базируясь на технологиях корпоративной распределенной информационно-управляющей сети (WAN) и соответствующем программном обеспечении, *SICAM PCC* позволяет организовать через WAN взаимодействие различных пользователей/ подсистем автоматизации (в том числе, *SICAM SAS*) по стандартному протоколу МЭК: *IEC 60870-6-TASE.2 (ICCP)*.

SICAM PCC, как функционально-самостоятельная компонента **SICAM** может использоваться как экономически - оптимальное решение для построения систем диспетчерского и технологического управления на базе ПК (без использования устройства *SICAM SC*) для более низких уровней напряжения.

Система коммерческого учета энергоресурсов LandisGyr DGC2000

Система **DGC2000** состоит из нескольких модулей. Основной модуль не зависит от конкретного применения и объединяет в себе самые важные основные функции. Дополнительные модули позволяют индивидуально настроить **DGC2000** на конкретную прикладную задачу.

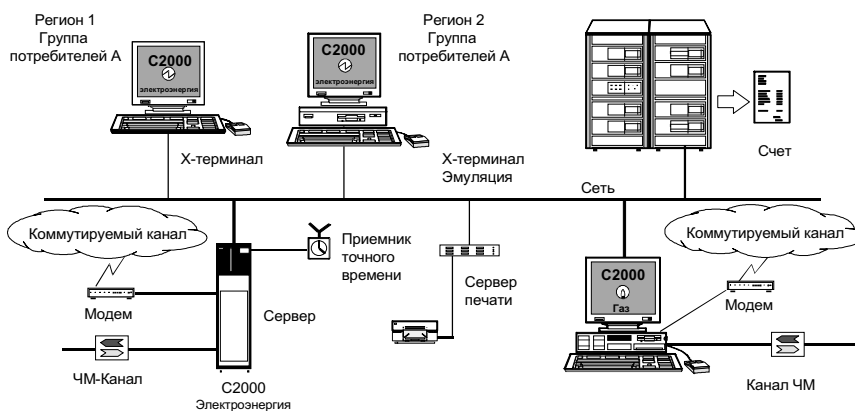
DGC2000 осуществляет сбор показаний регистров счетчиков и данных для расчета за энергию по протоколу **STOM** (последовательная передача оригинальных показаний регистров счетчиков). Сбор данных может производиться по таким линиям связи, как телефонная сеть, выделенные каналы связи, частотно-модулируемые каналы (ЧМ-каналы), по силовым высоковольтным линиям электропередачи с использованием протоколов **SCTM** (последовательная кодированная телеметрия) и IEC 870-5-102.

Наряду с данными, получаемыми по коммуникационным сетям, система **DGC2000** позволяет считывать данные на месте. Обмен данными с другими системами осуществляется в формате L&G, текстовом формате или по запросам **SQL** на уровне базы данных **ORACLE**.

Получаемые со счетчиков данные используются для расчета рационального потребления энергии, исследования системы тарифов, прогнозирования нагрузки, управления тарифами, статистики и планирования сетей и консультации потребителей. В сочетании с ОС UNIX **DGC2000** образует открытую и готовую для расширения систему.

DGC2000 синхронизирует всю систему учета либо по локальному времени, либо единому времени от радиопередатчика DCF или спутника GPS. **DGC2000** обладает большим набором функций для расчета баланса энергосистемы или предприятия, получении расчетной мощности, анализа профилей нагрузки, выработки тарифных моделей, статистики потребления и прогноза нагрузки.

Система **DGC2000** используется для организации энергоучета в сетях электро-, водо-, газоснабжения и центрального отопления.



УСТРОЙСТВО СБОРА, ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ LANDISGYR FAG10

Универсальный прибор сбора, обработки и передачи данных **LandisGyr FAG10** позволяет принимать от счетчиков энергии показания регистров (интерфейс **STOM**) и счетные импульсы для локальной обработки и дальнейшей передачи на вышестоящие центры дистанционного учета.

Устройство **FAG10** применяется в качестве транскодера при получении данных из регистров высокоточных счетчиков **Z.U200/Z.V200** (концепция **STOM**). При этом используются входные модули для последовательного опроса показаний регистров. Каждый модуль имеет 6 линий



(интерфейс RS485), к каждой из которых может быть подключено до 8 счетчиков. Показания регистров подключенных счетчиков (по 8 значений от каждого счетчика) опрашиваются каждую минуту и в качестве 1-минутных значений передаются на транскодер. Выбор и количество запоминаемых данных задается для каждого коммуникационного порта. Память сообщений (спонтанный буфер) служит для хранения информации о неполадках или изменениях в работе системы. Память обеспечена автономным питанием для того, чтобы при отключении напряжения данные были бы сохранены. Для приема счетных импульсов **FAG10** оснащается модулями входа/выхода для импульсов. Каждый модуль имеет в распоряжении (в зависимости от вида входного подключения) до 20 импульсных входов или до 12 импульсных входов с 8 импульсными выходами. Встроенный микропроцессор обеспечивает обработку импульсов на трех уровнях. В качестве протокола передачи в распоряжении имеется на выбор либо **SCTM**, либо **IEC870-5-102**. В шасси прибора предусмотрена возможность установки модуля модема или ЧМ-канала. Кроме модулей входа/выхода устройство может быть дополнено радиочасами и модулем расширения памяти.

СЧЕТЧИКИ LANDISGYR Z.U/Z.V

На сегодняшний день **Сименс Митеринг** производит большую гамму счетчиков: от однофазных индукционных до многофазных электронных счетчиков высокой точности. Большая часть из них предназначена для измерения и передачи данных в системы учета.

LandisGyr Z.U и Z.V - серия электронных комбинированных счетчиков высшей точности.

Измерение активной и реактивной энергии в обоих направлениях с распределением на квадранты

Счетчики серии **LandisGyr Z.U/Z.V** измеряют активную и реактивную энергию в обоих направлениях с хранением и отображением измеренных величин, вычисленных значений и тарифов в различной форме в регистрах счетчиков. Счетчик **Z.V200** позволяет корректно вести коммерческий учет электроэнергии с учетом потерь в стали и меди при несовпадении точки учета и точки измерения.



Исключительные измерительные свойства в классах точности 0.2S и 0.5S для активной энергии и, соответственно 1.0 для реактивной энергии.

Исключительные измерительные свойства достигаются с помощью высокоинтегрированного измерительного блока, а также с применением технологии перемножения тока I на напряжение U по принципу широтно-импульсной модуляции сигнала и квантованием по принципу “сигма-дельта”.

Передача оригинальных показаний регистров счетчиков (STOM)

Передача оригинальных показаний регистров вместо счетных импульсов - ключевой момент новой концепции **STOM**. У счетчиков **Z.U/Z.V** данные регистров периодически считываются транскодером **FAG** через интерфейс RS 485. Дополнительный источник питания обеспечивает передачу и отображение информации в случае отключения измеряемого напряжения.

Полная программируемость со свободным выбором конфигурации

Изменение параметров счетчика и программирование его функций осуществляется при помощи ПК с установленной сервисной программой под ОС Windows, а также специальной считывающей головки. Возможна установка следующих функций: отображение регистров счетчика, отображение тарифов, отображение потерь, информация состояния, сигналы тревог, параметры.

Широкий спектр применения

Благодаря модульной конструкции и различным типам корпусов (навесные и встраиваемые) счетчики **Z.U** получили широкое распространение.

Концепция **STOM**

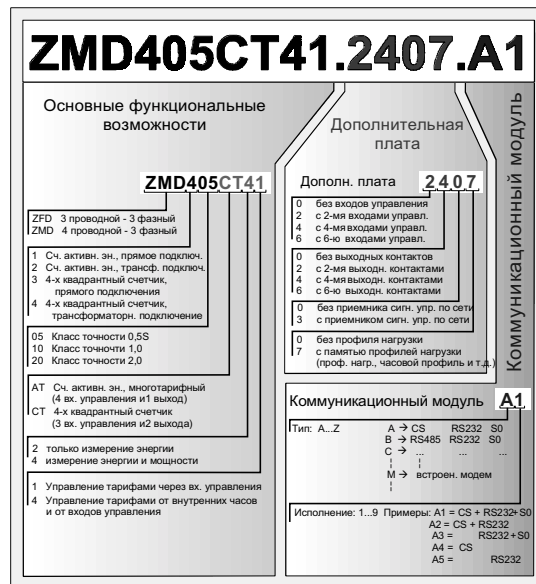
Основными компонентами данной технологии являются высокоточные счетчики **Z.U/Z.V** и транскодеры **FAG**. Передача данных по технологии **STOM** дает следующие преимущества в сравнении с импульсной технологией:

- идентичность данных в регистрах счетчиков и на центральной станции;
- высокая точность измерения;
- высокая скорость обмена данными по линиям связи;
- защита данных от потери при обрыве линии связи;
- получение данных регистров счетчиков сразу после перехода из аварийного на нормальный режим работы;
- возможность сбора данных на месте.

СЧЕТЧИКИ LANDISGYR Z.D - DIALOG

Комбинированный счетчик Landis & Gyr активной и реактивной энергии **ZMD / ZFD405 / 410** с тарифным модулем. Счетчики **ZMD** предназначены для применения на подстанциях энергосистем, на крупных и средних промышленных предприятиях.

Счетчики серии **ZMD** измеряют активную и реактивную энергию в обоих направлениях с хранением и отображением измеренных величин, вычисленных значений и тарифов в различной форме в регистрах счетчиков. Благодаря использованию модульной структуры, а также нового протокола **МЭК** для передачи показаний энергоресурсов **DLMS**, счетчики **ZMD** предоставляют универсальное средство по учету, тарификации, хранения и передаче данных.



Встроенные сменные модули позволяют использовать различные коммуникационные решения — от стандартных модемов до модемов стандарта **GSM**.

ПРОДУКЦИЯ ФИРМЫ LEGRAND

История Legrand берет свое начало с небольшой мастерской по производству фарфора в г.Лимож (Франция), открытой в 1860 г. В то время изолирующие части электрических приборов были фарфоровыми, и в 1914 г. фирма, параллельно с фарфором, начинает производить установочное электрооборудование. Постепенно это направление стало основным, и в 1950 г. фирма полностью отказывается от производства столового фарфора, сосредотачивая все свое внимание на электрооборудовании.

С тех пор Legrand стал мощной многонациональной фирмой. Сегодня в группе Legrand более 50% работников заняты за пределами Франции в филиалах и представительствах в 43 странах мира, а общее число работающих превысило 26 000 человек. В 1993 году было открыто представительство в Москве, а на сегодняшний день действует сеть представительств в крупнейших городах – С.Петербурге, Н.Новгороде, Екатеринбурге, Ростове-на-Дону, Самаре, Казани, Новосибирске.

Основными направлениями деятельности является производство и распространение (дистрибуция) низковольтного электрооборудования, в том числе аппаратуры защиты электрических цепей и аксессуаров для электромонтажа. Продукция Legrand ориентирована на широкий спектр областей применения и используется как в жилых домах и офисных помещениях, так и на промышленных предприятиях: модульные распределительные устройства с шириной модуля 17,5 мм, главные распределительные устройства, вводные устройства, наборы распределительных шин и суппорта для их установки; электрошкафы и щиты, установочное электрооборудование.

Модульное электрооборудование защиты и управления до 125 А Lexic™ является новым словом в аппаратостроении. В основе лежит концепция безопасности, которая включает следующие основополагающие принципы: **свобода**, **безопасность** и **простота**.

Свобода подключения универсальной гребенкой (соединителем), обеспечивающей электрическую связь аппаратов. Подключение сверху или снизу, разделение силовых цепей и цепей управления, распределительные блоки. Свобода при обслуживании, замене изделия. При подключении гребенкой, наличие двойных фиксаторов позволяет извлечь аппарат из распределительного устройства без полного демонтажа всей рейки. Во всех новых модульных устройствах используются универсальные винтовые соединения, наглядная маркировка с использованием держателей этикеток и лазерной гравировки на корпусах, специальные фиксирующие устройства в виде защелки для подсоединения дополнительных устройств к основному элементу аппарата, большой набор дополнительных устройств, расширяющих функциональные возможности аппарата в целом.

Безопасность – невозможность прямого контакта с токоведущими частями (IP2). Достигается за счет защитных шторок на контактах и утопленных винтов на модульных устройствах, а также электроизолирующими крышками и перегородками в других устройствах.

Простота обслуживания, идентификации, интуитивно понятное программирование таймеров и других устройств управления.

Ниже рассматриваются основные виды электрических аппаратов, в гамме Lexic™, и вводно-распределительные устройства, комплектуемые этими аппаратами:

распределительные устройства низкого напряжения, среди которых следует выделить силовые защитно-коммутационные аппараты (автоматические выключатели DPX™ на токи от 16 до 1600 А и DX™ на токи от 1 до 125 А, устройства дифференциальной защиты, выключатели – разъединители Vistop™, плавкие предохранители и держатели для них, разрядники, клеммные соединения, аксессуары электрические и монтажные), аппараты управления (неавтоматические выключатели, переключатели, кнопки, реле), измерительные приборы, распределительные щиты различного назначения;

электроустановочные изделия, включая соединители, удлинители и вилки, розетки и выключатели, распределительные коробки, кабельные каналы, устройства для их прокладки и монтажа,

*устройства управления освещением,
блоки аварийного освещения*

электромонтажные изделия промышленного назначения такие как силовые разъемы и соединители, силовые плавкие вставки, трансформаторы для цепей управления, щиты и шкафы для силового электрооборудования.

Рассмотрим некоторые из перечисленных аппаратов более подробно.

Вводные автоматические выключатели DPX™ – наиболее распространенный тип аппаратов защиты в литых корпусах от 16 до 1600 А. Корпуса выполнены из изоляционного материала низкой гигроскопичности, способного выдержать предельные термические и механические нагрузки. Применяются автоматические выключатели DPX™ во вводно-распределительных устройствах и выпускаются в 6-ти типоразмерах: 125, 160, 250, 630, 1600 и 250 ER (уменьшенные габариты). Цифровое обозначение типоразмера представляет максимальный номинальный ток в данном типоразмере. Например, обозначение DPX 125 означает что речь идет об автомате на 125 А в типоразмере 125. Отличительной особенностью данных автоматических выключателей является:

- небольшие габаритные размеры при наличии высокой отключающей способности до 100000 А и номинальных токах до 1600 А;

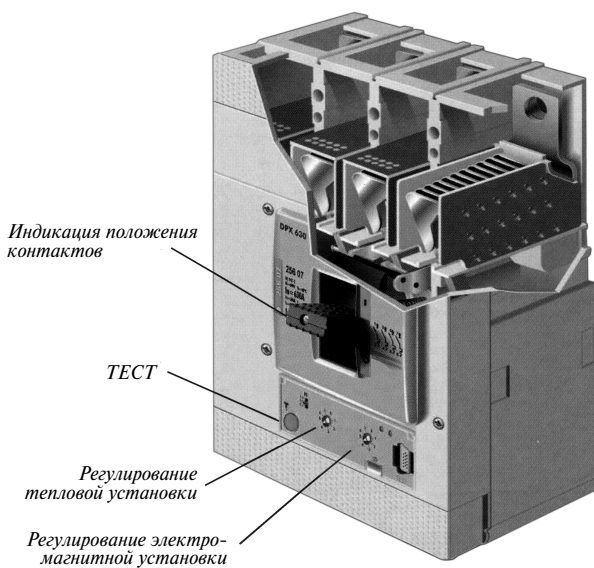
- наличие встроенного полупроводникового расцепителя в автоматах типоразмеров 630 и 1600;

- унифицированная гамма электрических аксессуаров;

- дистанционное управление, возможность работы в режиме АВР в системах бесперебойного электроснабжения;

- подключение дифференциальных блоков.

Автоматические выключатели DPX оснащаются термомангнитными или электронными расцепителями для удовлетворения требований в большинстве проектов. Весь ассортимент предлагается в стационарном исполнении, который легко может быть переоборудован в съемный тип (до DPX 630) или выкатной тип (от DPX 250 до DPX 1600).



Термомангнитный расцепитель для выключателей DPX обеспечивает защиту от перегрузок переменного и постоянного тока и от коротких замыканий. Все автоматические выключатели имеют возможность регулирования уставки теплового расцепителя. Уставка срабатывания электромагнитного расцепителя регулируется на моделях DPX 250, 400 и 1250 А;

автоматические выключатели с электронным расцепителем DPX от 160 до 1600 А включают больше защитных функций и более широкие диапазоны регулирования тока и времени отключения. Кроме того, в них предусматриваются функции сигнализации, измерения и связи. Имеется последовательный порт для подключения измерительного прибора, обеспечивающего функции диагностики и измерения параметров автоматических выключателей. Автоматические выключатели серии DPX имеют высокую степень защиты пользователей от прямых контактов с токоведущими частями, что обуславливается повышенными требованиями к изоляции согласно стандартам ГОСТ – Р 50345-92, ГОСТ – Р 30325-95

(МЭК 60947-3). Применение элементов электроники позволило упростить выбор и расширить область применения автоматических выключателей, уменьшить их габаритные размеры, повысить точность регулировок.

Используя функцию точной регулировки можно добиться избирательности работы между автоматическими выключателями, расположенными последовательно в разных частях электрической схемы. Таким образом, решается задача бесперебойности электроснабжения.

Чтобы сделать техническое обслуживание и ремонт проще и безопаснее, используется шасси съемного типа с передним или задним соединением, обеспечивающим видимый разрыв. Это позволяет осуществить замену автоматического выключателя без проведения монтажных работ или замену автоматического выключателя при его повреждении.

Автоматические выключатели DPX имеют широкий спектр аксессуаров (поворотные рукоятки, удлиняющие стержни, клеммы, защитные кожуха и изолирующие перегородки).

Автоматические выключатели DPX могут оснащаться блоками дифференциальной защиты (до 630 А) или набором из дифференциального реле, тора и независимого расцепителя.

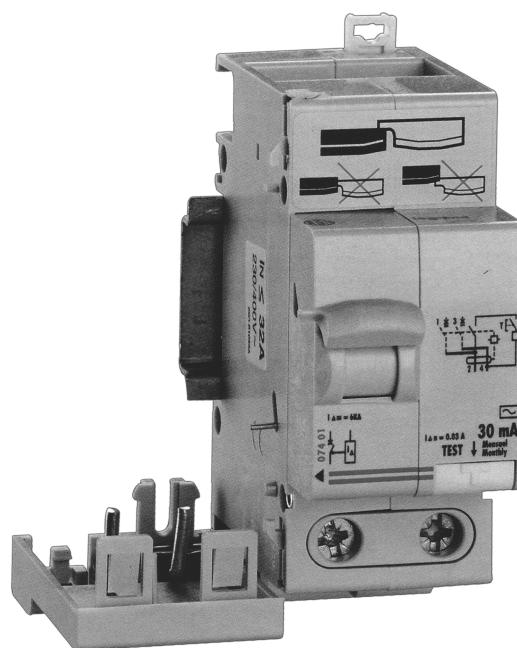
Основными преимуществами данных устройств являются:

- учет постоянной составляющей тока;
- возможность регулирования выдержки времени и уставки по току утечки.

- наличие светодиодной индикации тока утечки (в версии с индикацией).

- подключение к автоматическим выключателям снизу или сбоку.

Комплекс из автоматического выключателя DPX и устройства диф. защиты может использоваться в качестве устройства защиты и отключения для вводно – распределительных шкафов.



Модульные автоматические выключатели DX™ широко используются в цепях управления, в качестве бытовых и промышленных аппаратов защиты.

Автоматические выключатели DX выпускаются в однополюсном (до 80 А), двух-, трех- и четырехполюсном исполнении (до 125 А), на напряжения сети ~230/400 В. Допустимое напряжение постоянного тока 80 В на полюс. Отключающая способность 6, 10 и 25 кА. Кривые отключения В, С, D и Z согласно МЭК 898 (см. рисунок).

Дополнительно они имеют устройства сигнализации отключения и дистанционного управления, блок вспомогательных контактов, расцепитель минимального напряжения, дифференциальные блоки. Дифференциальный автоматический выключатель (с УЗО) обеспечивает надежную защиту людей от поражения электрическим током при прямых или не прямых контактах с токоведущими частями.

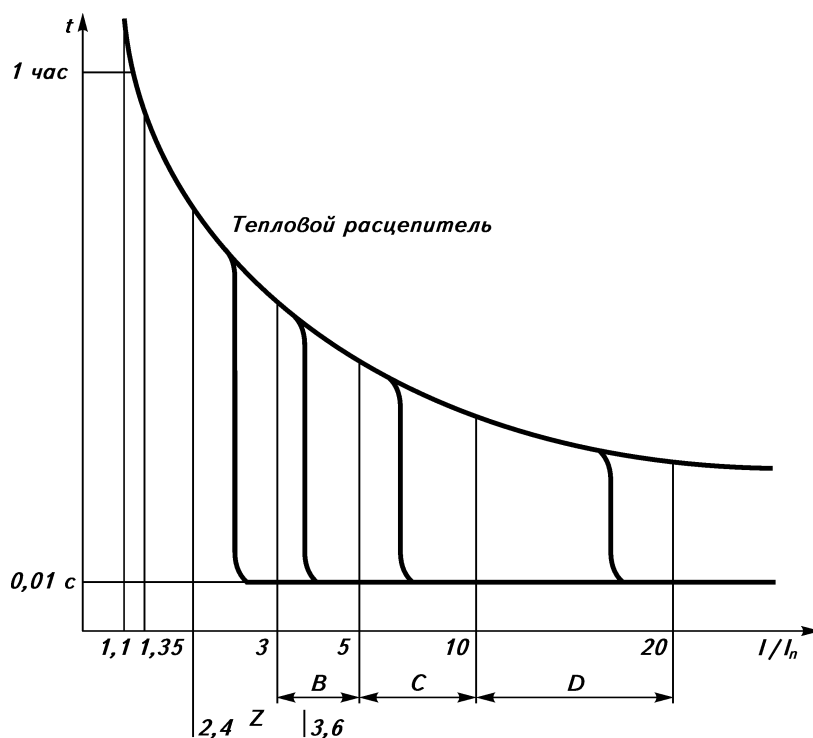


ТАБЛИЦА ВЫБОРА АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ DPX

Тип корпуса	DPX 125	DPX 125		DPX 160	
	DPX-E	DPX-E	DPX	DPX	
Число полюсов	1	3-4		3-4	
Номинальный ток расцепителя I _n , А	16-125	16-125		25-160	
Номинальное напряжение, ~U _e (50, 60 Гц), В	230	500		500	
Номинальное напряжение, =U _e , В	—	250		250	
Категория применения	A	A		A	
Тип автоматического выключателя	E	E			
Коммутационная способность при напряжении: ~230/240 В ~400/415 В =690 В =250 В	16 — — —	22 16 — 16	35 25 — 25	50 36 — 30	50 36 — 36
Износостойкость, циклов ВО:					
механическая	8500	8500		7000	
коммутационная	8500	4500		1000	
Типы защит:					
электромагнитный и тепловой расцепитель	+	+		+	
полупроводниковый расцепитель					
высокоизбирательный полупроводниковый расцепитель с блоком обнаружения утечки на землю					
Дифференциальные блоки: установка снизу		+		+	
установка сбоку		+		+	
Дополнительные элементы					
Дистанционное управление		+		+	
Стационарный тип	+	+		+	
Съемный тип		+		+	
Выкатной тип					
Поворотная ручка		+		+	
АВР					
Габаритные размеры (LxHxD), мм:					
1-полюсный	25x120x74				
3-полюсный		75,6x120x74		90x150x74	
4-полюсный		101x120x74		120x150x74	
Масса, кг:					
3-полюсный		1		1,2	
4-полюсный		1,2		1,6	

DPX 250			DPX 400			DPX 630			DPX 1250			DPX 1600	
DPX	DPX-H	DPX-L	DPX	DPX-H	DPX-L	DPX	DPX-H	DPX-L	DPX	DPX-H	DPX-L	DPX	DPX-H
3-4			3-4			3-4			3-4			3-4	
25-250			250-400			160-630			500-1250			630-1600	
690			690			690			690			690	
250			250			-			250			-	
A			A			B(160-400) A		A(630 A)	A			B	
	H	L		H	L		H	L		H	L		H
60	100	170	60	100	170	60	100	170	80	100	170	60	100
36	70	100	36	70	100	36	70	100	50	70	100	50	70
36	40	40	36	40	40	-	-	-	50	50	50	-	-
100	75	50	100	75	50	100	75	50	75	75	50	100	75
7000			4000			4000							
1000			1000			1000							
+			+						+				
						+						+	
						+							
+			+			+							
+													
+			+			+			+			+	
+			+			+			+			+	
+			+			+			+			+	
+			+			+			+			+	
+			+			+			+			+	
105x200x105			160x260x105			140x260x105			210x320x140			210x320x140	
140x200x105			183x260x105			183x260x105			280x320x140			280x320x140	
2,5 3,7			5,5 6,4			5,3-5,8 6,8-7,4			12,2-18 15,1-23,4			12,2-18 15,1-23,8	

ТАБЛИЦА ДЛЯ ВЫБОРА БЛОКОВ УЗО

Монтаж	Установка сбоку	Установка снизу	Установка сбоку	Установка снизу	Установка снизу	Установка снизу
Для DPX калибра	125	125	160	160	250	до 630
Тип УЗО	электронное	электронное	электронное	электронное	электронное	электронное
Номинальный ток I_n , А	63-125	63-125	160	160	160-250	400
Количество полюсов	3-4	4	3-4	4	4	4
Размеры, мм: ширина	101	101	120	120	140	183
глубина	74	74	74	74	105	105
высота	120	90	150	108	108	152
Номинальное напряжение U_e , В ~ (50-60 Гц)	500	500	500	500	500	500
Рабочее напряжение, В ~ (50-60 Гц)	230 - 500	230 - 500	230 - 500	230 - 500	230 - 500	230 - 500
На токи утечки $I_{\Delta n}$, А	0,03-0,3-1,3	0,03-0,3-1,3	0,03 - 0,3 -1,3	0,03-0,3-1,3	0,03-0,3-1,3	0,03-0,3-1,3
Порог выдержки времени t , с	0-0,3-1,3	0-0,3-1,3	0-0,3-1,3	0-0,3-1,3	0-0,3-1,3	0-0,3-1,3
Функционирование в присутствии постоянных составляющих тока	+	+	+	+	+	+
Монтаж на рейке DIN	+		+		+	
Тип исполнения стационарный, клеммы на передней панели	+	+	+	+	+	+
стационарный, клеммы на задней панели		+		+	+	
Клеммники поставляются с DPX	+	+				+
по заказу			+	+	+	+

Автоматические выключатели для ручного управления и защиты трехфазных электродвигателей, выполнены с тепловым и электромагнитным расцепителями и ручным управлением. Дополнительно к ним присоединяются вспомогательные контакты, расцепитель минимального напряжения и другие аксессуары.

Выключатели выпускаются на номинальный ток расцепителя от 0,16 до 20 А, предельную коммутационную способность 15 кА, кратность тока отсечки 10-12 I_n . Коммутационная износостойкость в режиме АС3 составляет 100 тыс. циклов ВО.

Расцепитель минимального напряжения срабатывает при (0,35-0,7) U_e .

Для уменьшения риска поражения электрическим током, применяются **устройства дифференциальной защиты Legrand**.

Эти устройства обеспечивают защиту от возгорания. По информации Всероссийского НИИ Противопожарной Обороны МВД РФ значительное количество возгораний вызвано длительным воздействием токов утечки до 300 мА.

Опасность воздействия электрического тока зависит от двух основных факторов

- времени протекания тока через тело человека,
- силы тока

Эти два фактора независимы один от другого, и серьезность электро-травмы будет большей или меньшей в зависимости от величины каждого из них. Сила тока, опасная для человека, зависит от величины приложенного напряжения и сопротивления тела человека.

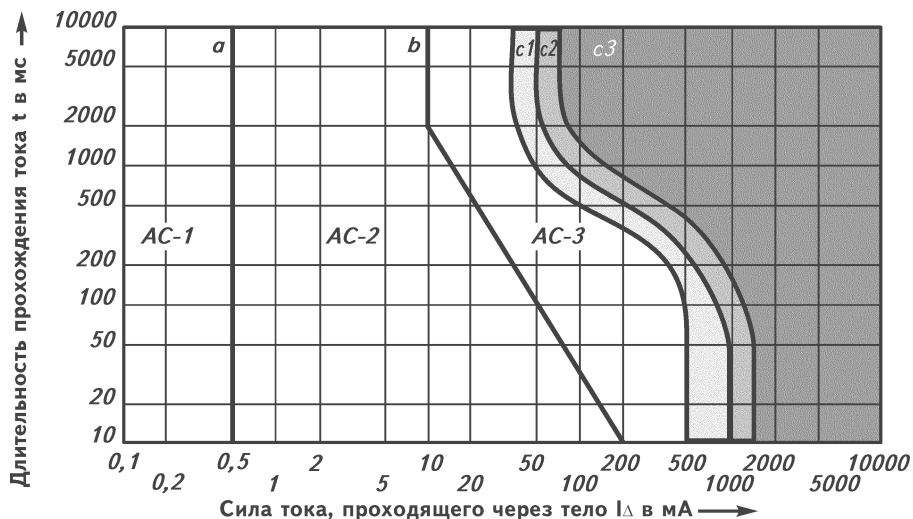
Каким должно быть время отключения при различных значениях напряжений?



Напряжение прикосновения U_c , В	Полное сопротивление Z_n , Ом	Сила тока, протекающего через тело человека I_Δ , мА	Максимальное время прохождения t_n , с
50	1725	29	≥ 5
75	1625	46	0,60
100	1600	62	0,40
150	1550	97	0,28
230	1500	153	0,017
300	1480	203	0,12
400	1450	276	0,07
500	1430	350	0,04

Из примера, выделенного в таблице жирным шрифтом, видно, что прикосновение человека к проводнику, находящемуся под напряжением 230 В, может вызвать в его теле ток величиной 153 мА. Таким образом, во избежание опасных последствий, ток должен быть отключен менее чем за 0,017 с.

Для оценки степени опасности стандартами определены следующие кривые изменения двух параметров:



I_Δ — ток, проходящий через тело человека; t — время прохождения тока.

Кривая b сохраняет постоянное значение тока 200 мА при длительности протекания тока менее 10 мс.

Эти кривые показывают зоны опасности воздействия переменного тока на людей. Они соответствуют стандарту МЭК 60479 и определяют 4 основные зоны электрической опасности:

Обозначение зоны	Физиологическое воздействие
Зона AC-1	Обычно никакой реакции.
Зона AC-2	Обычно никаких опасных физиологических эффектов.
Зона AC-3	Обычно никаких органических повреждений; вероятность сокращения мышц и затруднение дыхания при протекании тока дольше 2 с. Обратимые нарушения ритма сокращения сердца, в том числе фибрилляция предсердий и временная остановка сердца, возрастающие с увеличением тока и времени воздействия.
Зона AC-4	Дополнительно к эффектам зоны AC-3 возрастающие с увеличением величины тока и времени его воздействия физиологические нарушения, такие как остановка сердца, остановка дыхания, тяжелые ожоги.
Зона AC-4.1	Вероятность желудочковой фибрилляции до 5% c1-c2
Зона AC-4.2	Вероятность желудочковой фибрилляции до 50% c2-c3
Зона AC-4.3	Вероятность желудочковой фибрилляции свыше 50%

Известно, что в каждой электроустановке существуют утечки тока, которые могут существенным образом варьироваться в зависимости от состояния оборудования, времени его эксплуатации, условий окружающей среды и т.д.

Токи утечки протекают в металлических частях (трубах, балках и других элементах конструкций) и вызывают их нагрев, который может привести к возникновению пожара.

Особую опасность представляют прямые или не прямые контакты человека с электрическим током. Прямые контакты происходят вследствие неосторожного или невнимательного поведения самого человека. Для защиты от таких контактов необходимо либо использовать различного рода ограждения, либо применять специальные устройства дифференциальной защиты с чувствительностью 10 или 30 мА. Можно использовать пониженный уровень напряжения. В этом случае трансформатор, подобно трансформатору производства Legrand, должен отвечать требованиям по номинальным значениям и гарантировать надежность и высокое качество работы.

Непрямые контакты происходят по причинам, не зависящим от действий человека. Они связаны с внутренними неисправностями оборудования.

Это контакт человека с металлическими частями оборудования, случайно оказавшимися под напряжением из-за повреждения изоляции. Этот тип контакта очень опасен, так как в отличие от прямого контакта его нельзя предвидеть.

Существует два способа защиты:

1. Перекрыть доступ к металлическим частям оборудования, представляющим потенциальную опасность, с помощью изоляции класса II (двойная изоляция: при нарушении первой вторая остается эффективной). Это простое и эффективное средство позволяет избежать опасности, вызываемой утечкой тока, и гарантировать защиту человека от не прямых контактов в соответствии со стандартами МЭК 60364. (ГОСТ –Р 50807-92).

2. Автоматически отключить установку в случае утечки тока.

Для этого необходимы :

- хорошее соединение между собой корпусов приборов и подключение их к заземлителю;
- хорошо выполненный заземлитель;
- устройство защитного отключения.

Каков бы ни был режим нейтрали, построение защиты основано на том, что ток утечки должен замыкаться на землю: это позволяет его легко обнаружить.

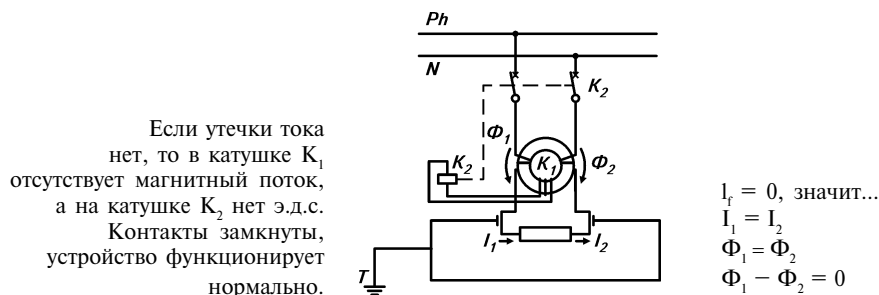
Существуют три режима работы нейтрали: ТТ (земля—земля), IT (полное сопротивление — земля) и TN (земля — ноль) в вариантах TN-C, TN-S. Выбор аппаратов защиты и отключения зависит от выбранного режима работы нейтрали.

ПРИНЦИП РАБОТЫ УСТРОЙСТВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ

Дифференциальное устройство постоянно измеряет разницу между величиной тока на входе и выходе цепи. Если эта разница отлична от нуля, значит, есть утечка тока. Когда значение этой утечки достигает уровня пороговой величины устройства (чувствительности), оно срабатывает и отключает цепь.

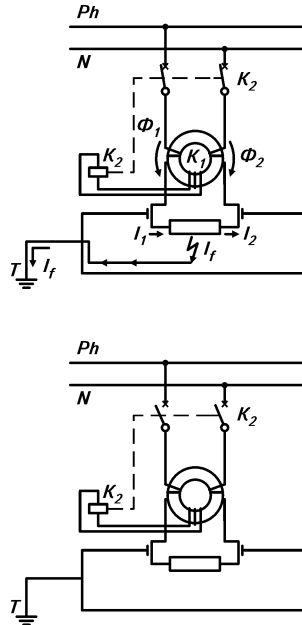
Принцип работы устройства дифференциальной защиты в условиях отсутствия нарушения изоляции и при наличии подобных нарушений наглядно проиллюстрирован в нижеприведенных схемах.

В отсутствие нарушения изоляции



При нарушении изоляции

Если в катушке K_1 появляется магнитный поток, то на катушку K_2 поступает э.д.с., контакты размыкаются, автоматически прекращается подача напряжения на оборудование



$$I_1 \neq 0$$

$$I_1 > I_2, \text{ значит}$$

$$\Phi_1 > \Phi_2, \text{ т. е.}$$

$$\Phi_1 - \Phi_2 \neq 0$$

Как выбрать необходимое устройство дифференциальной защиты?

Прежде всего, необходимо определиться с требованиями по защите. Существует ли:

1. Необходимость защиты от прямых и не прямых контактов.
2. Необходимость защиты от перегрузки или короткого замыкания.

Для защиты от прямых или не прямых контактов возможно использование дифференциальных устройств с чувствительностью: 10 мА, 30 мА; для защиты оборудования используются дифференциальные устройства с чувствительностью 100 мА; 300 мА; 500 мА; 1 А (чувствительность определяется сопротивлением заземления). По номинальному току устройства выбирают в зависимости от нагрузки.

Уставка устройства дифференциальной защиты ($I_{\Delta n}$) — это величина тока, при которой отключение гарантировано. Для выполнения этого условия в соответствии со стандартами по дифференциальной защите требуется, чтобы срабатывание устройства происходило в диапазоне между $I_{\Delta n}/2$ и $I_{\Delta n}$.

ТИПЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Существует несколько типов дифференциальных устройств отвечающих требованиям стандартов ГОСТ Р 51326.1-99 (МЭК 61008), ГОСТ Р 51327.1-99 (МЭК 61009).

В настоящее время «Правила устройства электроустановок» требуют применения устройств типа АС.

- Тип АС [] — чувствителен к переменному току утечки. Не имеет ограничений к применению.
- Тип А [] — чувствителен как к переменному току утечки, так и к току утечки с постоянной составляющей. Использование: особые случаи — если токи утечки не чисто синусоидальные (выпрямительный мост и т.п.)

Устройства обоих типов могут быть выполнены в варианте «S» (селективный), либо в обычном исполнении.

Устройство типа «S» срабатывает с задержкой до 30 мс, позволяющей обеспечить селективность работы с другими дифференциальными устройствами.

Использование: для обеспечения селективности с вводным аппаратом.

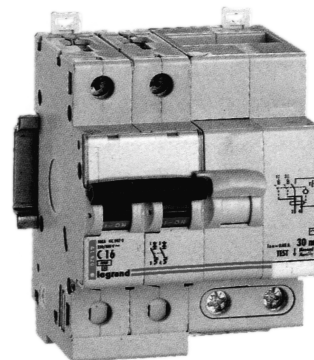
На практике часто выбирают между дифференциальным выключателем и дифференциальным выключателем с защитой от сверхтоков (далее дифференциальный автоматический выключатель). Дифференциальный выключатель (без защиты от сверхтоков) выбирается для защиты от прямых, не прямых контактов

и возгораний. (**Внимание!** Дифференциальный выключатель без защиты от сверхтоков должен быть обязательно защищен автоматическим выключателем или предохранителем).

Дифференциальный выключатель с защитой от сверхтоков выполняет функции: защиты от тока утечки (прямые и не прямые контакты, возгорания) и защиту от замыканий и перегрузок в электропроводке. Характеристики такого аппарата защиты определены стандартами МЭК 61009-1. Он является лучшим выбором по сравнению с отдельно установленными устройствами защиты от сверхтоков и дифференциальной защиты.

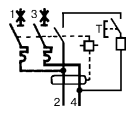
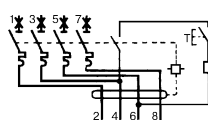
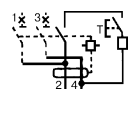
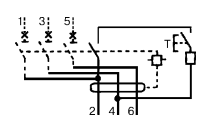
Существует два вида дифференциальных автоматических выключателей:

- моноблочный дифференциальный автоматический выключатель;
- дифференциальный блок, который добавляется в случае необходимости при монтаже к автоматическому выключателю.



Технические характеристики выключателей приведены в таблице.

Тип исполнения	Чувствительность, мА	Номинальный ток, А	Тип дифференциального устройства	Число модулей	Схема включения
2-полосные 230 В дифференциальные выключатели	10	16	AC; A	2	
		25	AC; A	2	
		40	AC; A	2	
		63	AC; A	2	
		80	AC; A	2	
	100	25	AC	2	
		40	AC	2	
		63	AC	2	
		80	AC	2	
	300	20	AC; A	2	
		40	AC; A	2	
		63	AC; A	2	
		80	AC; A	2	
300 тип S	63	AC-S;A-S	2		
4-полосные 400 В-дифференциальные выключатели (нейтраль справа)	30	25	AC; A	4	
		40	AC;A	4	
		63	AC;A	4	
		80	AC;A	4	
		100	25	AC;A	
	100	40	AC;A	4	
		63	AC;A	4	
		80	AC;A	4	
		300	25	AC;A	
	300	40	AC;A	4	
		63	AC;A	4	
		80	AC;A	4	
		500	25	AC;A	
	500	40	AC;A	4	
		63	AC;A	4	
		80	AC;A	4	
	300 тип S	40	AC-S;A-S	4	
	63	AC-S;A-S	4		
Полюс +нейтраль 230 В моноблочные дифференциальные автоматические выключатели*	10	16	AC	2	
		30	3	AC	
	30	6	AC	2	
		10	AC	2	
		16	AC	2	
		20	AC	2	
		25	AC	2	
		32	AC	2	
		40	AC	2	
		300	6	AC	
	10		AC	2	
	16		AC	2	
	20		AC	2	
	25		AC	2	
	32		AC	2	
	40		AC	2	

Тип исполнения	Чувствительность, мА	Номинальный ток, А	Тип дифференциального устройства	Число модулей	Схема включения
2-полосные 230/400 В моноблочные дифференциальные автоматические выключатели**	10	10	АС	4	
		16	АС	4	
		20	АС	4	
	30	10	АС	4	
		16	АС	4	
		20	АС	4	
		25	АС	4	
		32	АС	4	
		40	АС	4	
	300	10	АС	4	
		16	АС	4	
		20	АС	4	
25		АС	4		
32		АС	4		
40		АС	4		
4-полосные 400 В моноблочные дифференциальные автоматические выключатели***	30	10	АС	7	
		10	АС	4	
		16	АС	7	
		16	АС	4	
		20	АС	7	
		20	АС	4	
		25	АС	7	
		25	АС	4	
		32	АС	7	
		32	АС	4	
		40	АС	7	
		50	АС	7	
	300	10	АС	7	
		10	АС	4	
		16	АС	7	
		16	АС	4	
		20	АС	7	
		20	АС	4	
2-полосные 230/400 В дифференциальные блоки для DX и DX-H	30	32	АС;А	2	
		63	АС;А	2	
	300	32	АС;А	2	
		63	АС;А	2	
	300 тип S	63	АС	2	
	1А тип S	63	АС	2	
3-полосные 400 В дифференциальные блоки для DX и DX-H	30	32	АС	3	
		63	АС;А	3	
	300	32	АС	3	
		63	АС;А	3	
	300 тип S	63	АС;А	3	
	4-полосные 400 В дифференциальные блоки для DX и DX-H	30	32	АС;А	
63			АС;А	3	
300		32	АС;А	3	
		63	АС;А	3	
300 тип S		63	АС;А	3	
1А тип S		63	АС	3	

* тип кривой С, отключающая способность 6 кА (МЭК 1009);

** тип кривой С, отключающая способность 10 кА (МЭК 947-2);

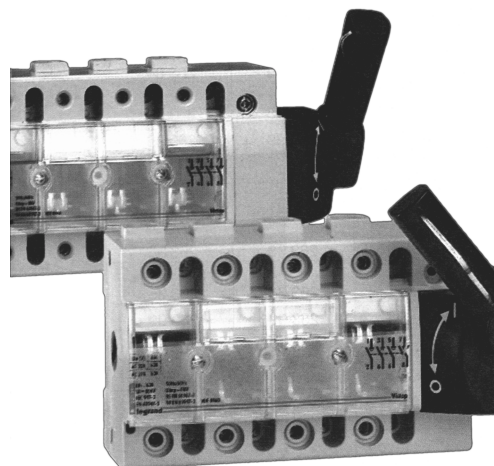
*** отключающая способность 10 кА (МЭК 947-2), в стандартных размерах.

Необходимо также отметить, что конструктивно устройства дифференциальной защиты могут иметь следующие варианты: подключение нейтрали слева или справа, входные зажимы сверху, снизу, или то и другое сверху.

Все перечисленные варианты оговариваются в каталогах Legrand. Наличие различных вариантов подключения связано с необходимостью снижения количества операций при монтаже и уменьшения количества соединительных проводников в электрощитах.

Выключатели – разъединители Vistop™ используются для коммутации цепи нагрузки в номинальном режиме и обеспечивают видимый разрыв контактов. Оснащены механизмом быстрого отключения, искробезопасные.

Выпускаются в двух вариантах: рукоятка сбоку и рукоятка спереди (с возможностью вынесения на внешнюю стенку щитка)



Vistop™ выпускаются на номинальные токи 32, 63; 100; 125; 160; 250; 400; 630, 800, 1250 и 1600 А. Устанавливаются в щитки и шкафы всех серий. Двух (только 32А), трех и четырех полюсное исполнение.

Разрядники предназначены для защиты электроустановок от перенапряжений, вызванных грозовыми разрядами.

В соответствии со стандартами NF С 61-740 разрядник снабжен полупроводниковым защитным элементом и сигнальным индикатором. Если индикатор зеленого цвета – разрядник в рабочем состоянии, красный – разрядник в нерабочем состоянии. Устройство способно выдержать до 20 ударов тока, по 20 кА каждый.

Рабочее напряжение разрядника:
при однофазном подключении – 230 В;
при трехфазном подключении – 400 В.



Электроустановочные изделия широко используются на практике при монтаже электрооборудования в жилых и административных помещениях. К ним относятся регуляторы освещения, сумеречные выключатели, клавишные выключатели и розетки, кабельные каналы и аксессуары, разъемы и соединители и др. Legrand выпускает электроустановочные изделия с учетом комфорта, безопасности и эстетики. На оборудовании Legrand можно организовать систему телефонной и телевизионной связи на базе дистанционного управления. С этой целью создана гамма изделий Саган, удовлетворяющая любые потребности в установочном электрооборудовании для жилища. Дизайн выработан в сотрудничестве с бюро BERTONE, известном также своими эксклюзивными разработками для Ferrari и Buick. Новейшая разра-

ботка Legrand, плавающий механизм Flotix, позволяет устанавливать механизмы идеально ровно даже на не ровных стенах при неточной установке монтажной коробки. Все механизмы выполнены из электроизоляционного материала и надежно защищают потребителя и монтажника от поражения электрическим током. Механизмы САГАН обеспечивают надежное соединение с монтажной коробкой за счет большой площади контакта и надежных винтов. Для удобства потребителя в ряд изделий дополнительно встраиваются индикаторы зеленого или красного цвета.

Распределительные щиты и шкафы занимают особое место в номенклатуре изделий фирмы. Они классифицируются как по способу исполнения, монтажа и крепления изделий, так и по цветовой гамме, материалу корпуса, способу соединения блоков шкафов.

Предназначенные для жилых и общественных зданий, щиты и шкафы Legrand отличаются высокой надежностью, эстетичностью, удобством при монтаже и проектировании. Специализированный программный продукт XL-Pro позволяет автоматизировать разработку, обеспечивает наглядность для заказчика и слесаря-электромонтажника, а также предоставляет возможность выбора аппаратуры и монтажных аксессуаров для распределительных шин в заданном режиме короткого замыкания.

Щиты и шкафы можно разделить на две группы: готовые к применению и сборные.

Готовые к применению шкафы оснащены DIN рейками для установки электроаппаратов и шин нейтрالي. Сборные шкафы и щиты комплектуются в зависимости от требований к изделию, с использованием программы XL-Pro или каталога Legrand.



1. Экинокс (EKINOXE™) – От 1 до 52 модулей

(4 рейки по 13,18 или 24 модулей 17.5 мм), для всех применений. Это пластиковые щиты из материала, не поддерживающего горение, для небольших жилых и общественных зданий, которые могут использоваться как ВУ или ВРУ до 125 А.

По желанию могут комплектоваться пластиковой дверцей, замком и шиной земли.

Выпускаются в навесном исполнении. Имеется возможность объединения корпусов.



2. Армюраль (Armural™)

Пластиковые шкафы шириной 320 и 500 мм от одной до четырех реек по 16 или 24 модулей 17.5 мм. Эти щиты имеют комплектацию, аналогичную предыдущим и отличаются большими габаритами, что позволяет использовать в них аппараты с большей отключающей способностью и номиналом до 160 А. Могут оснащаться дверками нескольких цветов и замками. Допускается установка оборудования, не имеющего фиксаторов для DIN рейки.



3. Шкафы модульные встраиваемые.

12 модулей на линейке. От одной до четырех реек.

Оснащаются пластиковой или металлической дверцей.

Комплектуются дополнительной шиной земли.

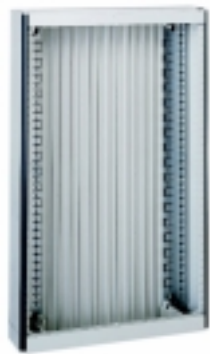
Эта серия щитов позволяет устанавливать аппаратуру до 125 А.



4. Шкафы модульные Плексо 55(Plexo™),

имеют индекс IP 55.

Эти шкафы предназначены для установки в помещениях с повышенной влажностью и для наружной установки. Материал – пластик. Поставляются полностью укомплектованными. Дополнительно могут оснащаться замками и шиной земли (шина нейтрали поставляется в комплекте шкафа). Шкафы Плексо предназначены для аппаратуры до 125 А.



5. Шкафы серии XL™.

Данная серия является полностью унифицированной и поставляется как «конструктор». Все аксессуары для этой серии являются универсальными, что обеспечивает максимум удобств для проектирования, монтажа и дистрибуции. Данная гамма подразделяется на XL-135, XL-195, XL-400/600, XL-A 400/600 и XL-A 250. Цифры в обозначении – глубина в миллиметрах. Шкафы XL-135, XL-195 с пластиковыми основаниями и, по выбору, металлическими или пластиковыми боковинами. Они отличаются наличием активной задней стенки, обеспечивающей фиксацию кабеля, реек, шин и других аксессуаров простым защелкиванием или с применением винтов саморезов. При проведении монтажных работ боковины, дно и крышку шкафа можно демонтировать для облегчения доступа. Шкафы XL-400/600, XL-A 400/600 и XL-A 250 – металлические и имеют индексы IP 44, 55-9 и 55-9 соответственно. Предназначены для ВУ, ВРУ и РУ промышленных предприятий, жилых и общественных зданий. Возможен монтаж любых электроаппаратов. Для всех шкафов данной гаммы возможно объединение для создания устройств различных габаритов. Предусмотрены рымболты для переноски кран-балкой. Эти шкафы также обеспечивают полный доступ к установленному в них оборудованию при монтаже, а использование прочных дверей и надежных замком исключает возможность не санкционированного доступа. Механическая прочность в сочетании с удобством монтажа и обслуживания, прочность покрытий из текстурированного полиэстера обеспечивает успех Legrand на рынке вводно-распределительных устройств.



6. Шкафы и щиты промышленного применения.

Кроме рассмотренных шкафов успешно используются и другие серии, предназначенные для применения в промышленном производстве, жилых и общественных зданиях: металлические шкафы серий Atlantic™, Marina™, Altis™. Их отличительной особенностью является применение проката толщиной 2 мм или полиэстера (Marina™). Шкафы Atlantic™ и Altis™ имеют покрытие из текстурированного полиэстера, уплотнители выдерживающие высокие и низкие температуры, специальную конструкцию корпуса, обеспечивающую высокую пыле- и влагозащитность, повышенную ударопрочность (IP 55-9). Для данных серий шкафов изготавливаются специальные устройства для охлаждения, исключая попадание в шкаф наружного воздуха, системы кондиционирования и вентиляции.

Необходимо также отметить отдельно выпускаемые шкафы и щиты, предназначенные для применения в пожаро- и взрывоопасных средах серии АТХ™.

В настоящее время номенклатура изделий фирмы насчитывает более 30 тыс. наименований.

Подробную информацию можно получить в представительстве Legrand тел. (095) 755-58-00, интернет сайт www.legrand.com.ru.

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ, ВЫПУСКАЕМОМ КОМПАНИЕЙ «ШНЕЙДЕР ЭЛЕКТРИК» (ФРАНЦИЯ)

Международная компания «Шнейдер Электрик» занимает лидирующее положение в производстве, передаче и распределении электроэнергии; в электроснабжении и производстве электротехнических установок; в автоматизации производственных процессов и промышленном контроле.

На протяжении многих лет в России в ключевых отраслях промышленности (нефтедобыча и нефтепереработка, черная и цветная металлургия, газовая промышленность и др.) успешно используется продукция этой компании:

- комплектные распределительные устройства (КРУ) с элегазовыми выключателями;
- трансформаторные подстанции (ТП);
- системы учета и контроля электропотребления и многие другие.

В настоящее время важными направлениями работы компании «Шнейдер Электрик» в России являются: модернизация оборудования электроэнергетических объектов, технологическая поддержка ведущих отраслей промышленности, автоматизация и диспетчеризация систем электросбережения. Продукция «Шнейдер Электрик» имеет высокую степень безопасности для электроустановок и персонала, высокий электрический и механический ресурс при отключении как номинальных токов, так и токов КЗ, простоту в эксплуатации и обслуживании, легкую адаптацию к любым схемам распределения электроэнергии.

Ниже рассмотрено несколько **высоковольтных аппаратов** на напряжения 6-10 кВ, выпускаемых компанией «ШНЕЙДЕР ЭЛЕКТРИК» и предлагаемых на рынке России:

- элегазовый выключатель;
- элегазовый контактор;
- элегазовый выключатель нагрузки;
- вакуумный выключатель.

Компания «ШНЕЙДЕР ЭЛЕКТРИК» является пионером и мировым лидером в производстве элегазовых коммутационных аппаратов и технологий гашения дуги в элегазе.

Элегаз – шестифтористая сера (SF₆) – нетоксичный, химически инертный газ, приблизительно в 5 раз тяжелее воздуха. В электрических аппаратах используется благодаря высокой электрической прочности, хорошей дугогасительной и теплоотводящей способности. Газ не оказывает генетического или канцерогенного влияния на здоровье человека.

Благодаря высокой стабильности молекулы газа, он не включен в перечень веществ, подлежащих запрету или ограничению применения согласно Монреальской Конвенции.

ЭЛЕГАЗОВЫЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ СЕРИИ LF

Особенностью элегазовых выключателей является отсутствие коммутационных перенапряжений, что делает их незаменимыми в сетях с двигательной нагрузкой. Полностью отпадает необходимость в использовании ограничителей перенапряжений, которые имеют место при применении вакуумных выключателей.

Габаритные размеры элегазовых выключателей серии LF представлены на рис. 1а. На рис. 1б даны габариты выкатных элементов для ячеек с указанными выключателями.

Данный выключатель относится к типу элегазовых аппаратов, оболочка которых запаена на весь срок службы (не менее 30 лет). В этом случае в течение всего срока службы выключатели не требуют ухода, ремонта, контроля давления газа и его добавления. Выключатель имеет высокий механический ресурс – 10 тыс. циклов.

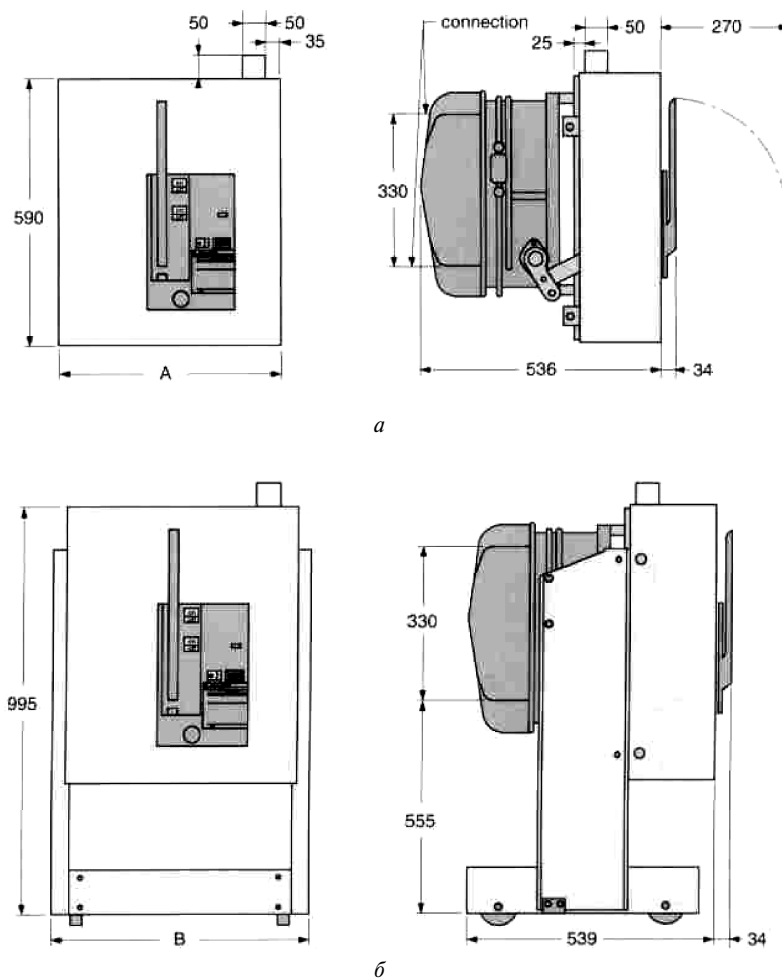


Рис. 1. Элегазовый выключатель серии LF

Процесс гашения дуги базируется на принципе автокомпрессии в элегазе. Три главных полюса находятся в изолирующей оболочке, заполненной элегазом под сравнительно низким давлением в 0,15 МПа (1,5 бар). Использование элегаза под низким давлением обеспечивает высокую надежность герметизации.

Принцип работы построен на технике вращения дуги и эффекте температурного расширения. На рис. 2а показано положение включенного выключателя — здесь разделены главные токоведущие и дугогасительные контакты (последние помещены в отдельную камеру).

Рис. 2б показывает первую стадию процесса отключения — размыкание главных токоведущих контактов.

На рис. 2в показан процесс гашения дуги, возникающей между дугогасительными контактами — дуга охлаждается, поворачиваясь под воздействием магнитного поля, порожденного катушкой на неподвижном контакте. Избыточное давление в камере расширения, обусловленное повышенной температурой, сдвигает дугу, принуждая ее к разрыву и гашению (рис. 2г). Данный принцип позволяет отключать токи короткого замыкания с высокой степенью несимметрии по фазам.

Выключатели типа LF приводятся в действие пружинным приводом RI с ручным подзаводом, который обеспечивает независимость от оператора скорости включения и выключения электроаппарата. Сочетание пружинного привода RI и стандартного мотор-редуктора обеспечивает дистанционное управление и осуществление цикла повторного включения.

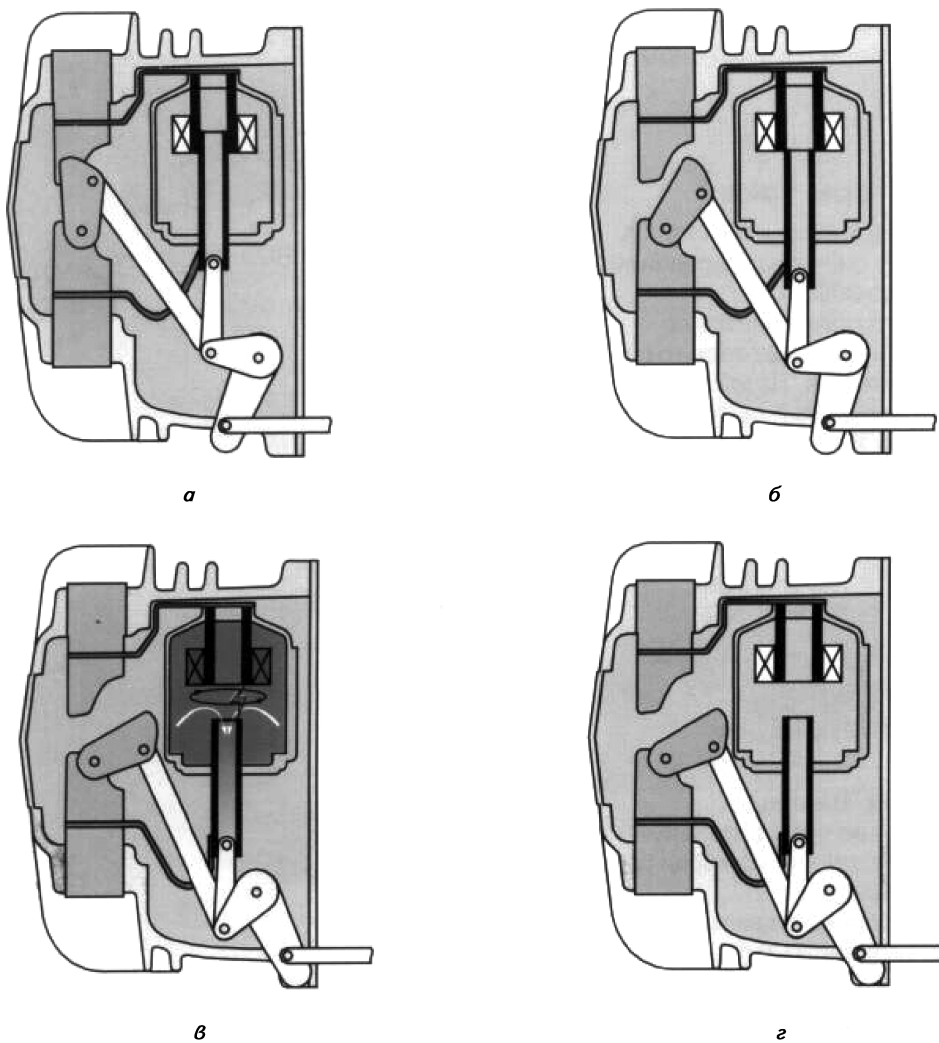


Рис. 2. Процесс отключения выключателя LF

Рассмотренный тип выключателя используется в ячейках для систем электроснабжения, содержащих ответственную электродвигательную нагрузку на шинах 6-10 кВ – собственные нужды атомных и тепловых электростанций, мощные компрессорные станции, нефтеперерабатывающие, металлургические и другие производства.

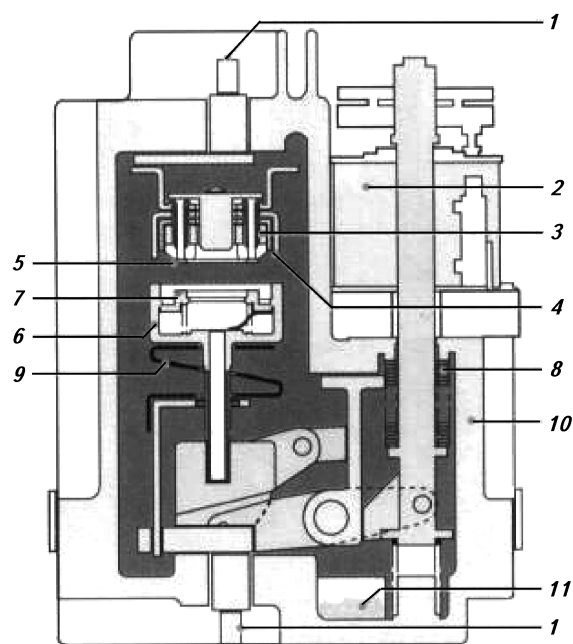


Рис. 3. Разрез контактора ROLLARC-400:

1 – контакты; 2 – электромагнит; 3 – дугогасящая катушка; 4 – неподвижный главных контактов; 5 – неподвижный дугогасительный контакт; 6 – подвижный главный контакт; 7 – подвижный дугогасительный контакт; 8 – система уплотнения; 9 – гибкий соединитель; 10 – корпус; 11 – молекулярная сетка

Три фазы находятся в корпусе, заполненном элегазом и запаянном на весь срок службы, с давлением 3,5 атм. Эта система обеспечивает максимальную надежность работы и коммутационный ресурс до 300 тысяч циклов. Герметичность корпуса, снабженного предохранительной мембраной, проверяется на заводе-изготовителе.

На рис. 3 представлен разрез высоковольтного контактора ROLLARC-400.

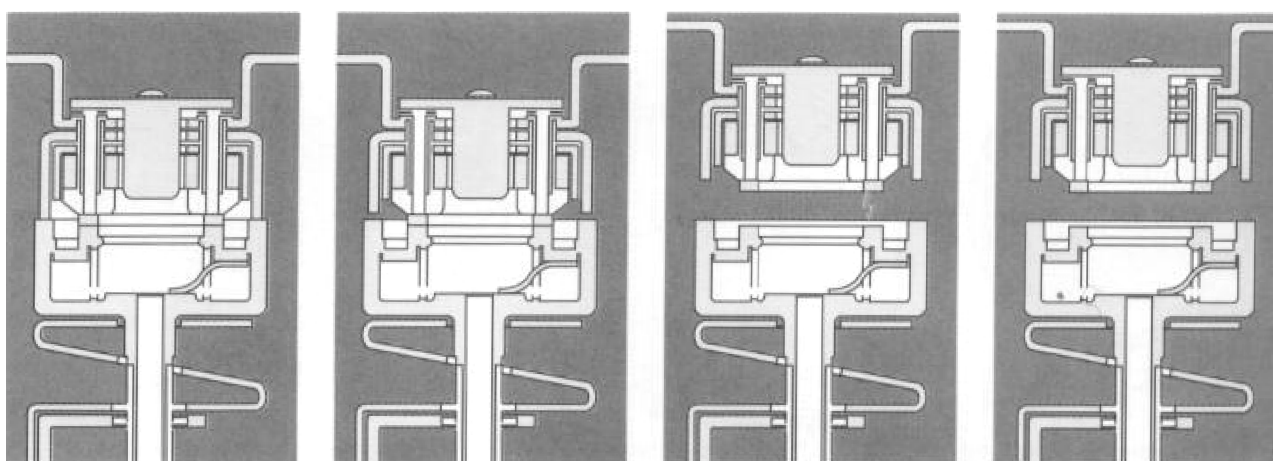
В контакторах в качестве принципа гашения дуги использован принцип вращения дуги в элегазе. Процесс отключения начинается с размыкания главных токоведущих контактов при замкнутых дугогасительных контактах (рис. 4а). Следующим этапом происходит размыкание дугогасительных контактов и возникновение дуги между ними (рис. 4б). На дугу воздействует электромагнитное поле, создаваемое дугогасительной катушкой, и пропорциональное величине отключаемого тока. Дуга быстро вращается под действием электромагнитных сил и охлаждается за счет принудительной конвекции (рис. 4в).

Благодаря фазовому сдвигу между током и напряженностью электромагнитного поля, эта сила продолжает существовать и в момент прохождения тока через ноль (рис. 4г).

При токе, равном нулю, в промежутке между дугогасительными кольцами восстанавливается исходная диэлектрическая напряженность благодаря уникальным диэлектрическим свойствам, присущим элегазу.

Выпускаются два типа элегазовых контакторов: ROLLARC-400 с магнитным держателем и ROLLARC-400D с механическим фиксирующим устройством.

В качестве приводов используются пружинные с ручным подзадомом или моторизованные. Ниже в табл. 1 приведены основные технические характеристики контакторов серии ROLLARC-400 в составе ячеек SM6.



а – Контакты замкнуты

б – Главные контакты разомкнуты

в – Стадия горения дуги

г – Контакты разомкнуты

Рис. 4. Процесс отключения контактора ROLLARC-400

Таблица 1

Номинальное напряжение, кВ	6	10
Максимальный ток отключения, кА		
без предохранителей	10	8
с предохранителями	25	12,5
Коммутационный ресурс (операций), МЭК-56		
при токе 320 А	100 000	100 000
при токе 250 А	300 000	300 000

ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ НАГРУЗКИ (РАЗЪЕДИНИТЕЛЬ) И ЗАЗЕМЛЯЮЩИЙ РАЗЪЕДИНИТЕЛЬ

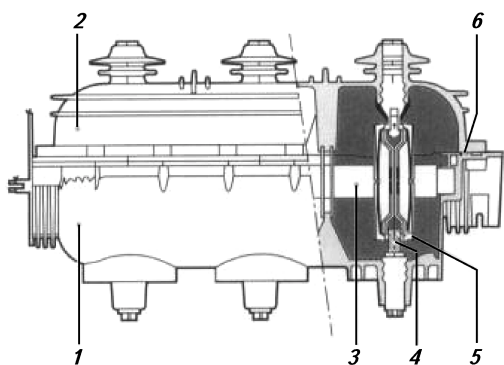


Рис. 5. Элегазовый выключатель нагрузки: 1 – корпус; 2 – крышка; 3 – вал привода; 4 – неподвижный контакт; 5 – подвижный контакт; 6 – уплотнение

Элегазовый выключатель нагрузки – это трехпозиционный электроаппарат, в котором три вращающихся контакта помещены в корпус, заполненный элегазом под давлением в 1,4 атм. и запаянном на весь срок службы (рис. 5). Данная конструкция обеспечивает максимальную надежность при эксплуатации.

Коммутационный аппарат может находиться в одном из трех положений – «включен», «отключен» или «заземлен», что обеспечивает естественную систему блокировок, которая полностью исключает возможность некорректной эксплуатации (рис. 6).

Вращение подвижного контакта осуществляется быстродействующим приводом. Таким образом, в одном аппарате объединены функции отключения и разъединения (без ви-

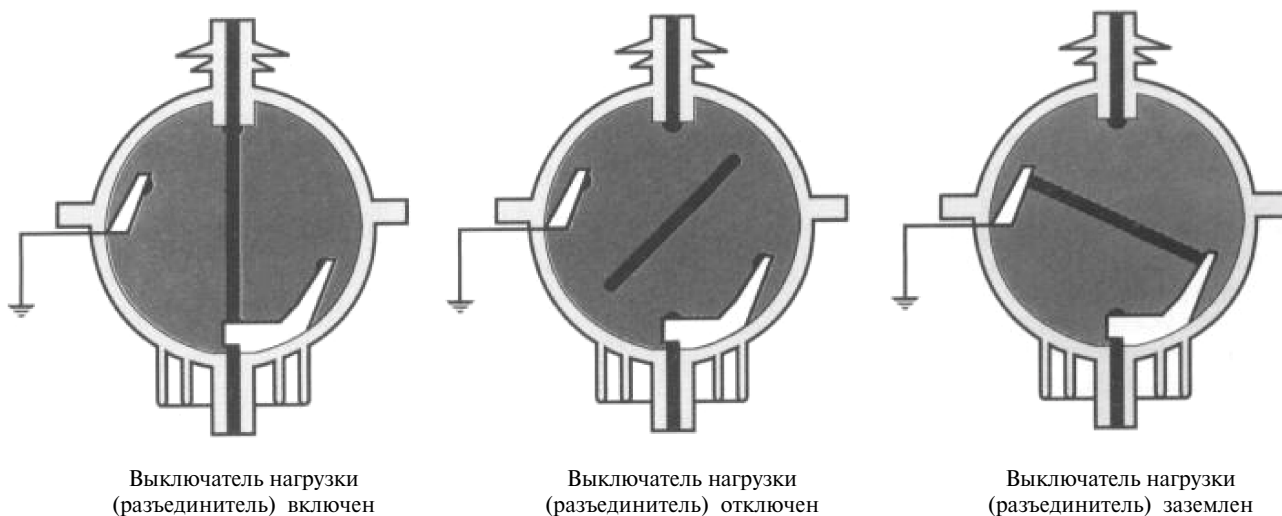


Рис. 6. Процесс работы выключателя нагрузки

димого разрыва). Здесь заземляющий разъединитель, находящийся в баке с элегазом, обладает, в соответствии с нормативными требованиями, стойкостью к включению на короткое замыкание.

В данной конструкции для усиления охлаждения дуги создается ее движение в элегазовой среде. Взаимодействие рабочего тока с полем, создаваемым постоянным магнитом, приводит к закручиванию дуги относительно неподвижного контакта, в результате чего происходит растяжение и охлаждение дуги до момента ее погасания при первом переходе тока через ноль. К этому моменту расстояние между рабочими контактами становится достаточным, чтобы выдержать восстанавливающееся напряжение.

Данная конструкция проста, надежна и долговечна благодаря чрезвычайно низкому износу рабочей поверхности контактов.

Ниже (табл. 2) приводятся основные характеристики выключателя нагрузки (разъединителя).

Таблица 2

Рабочее напряжение, кВ	6	10
Уровень изоляции:		
50 Гц / 1 мин. (кВ эфф.)	32	42
1,2 / 50 мкс (кВ удар)	60	75
Номинальный ток, А	100	100
Номинальный ток отключения, кА	50	50

ВАКУУМНЫЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ «ЭВОЛИС»

Данный выключатель предназначен для применения в распределительных и промышленных сетях с напряжением 6-10 кВ.

На рис. 7 представлен внешний вид кассеты с выключателем и основные габариты выключателя «ЭВОЛИС».

Характерной особенностью данного аппарата является использование компактного пружинного привода с ручным и электрическим управлением, хорошо себя зарекомендовавшего в течение длительного срока эксплуатации на мощных низковольтных автоматических выключателях «Masterpact».

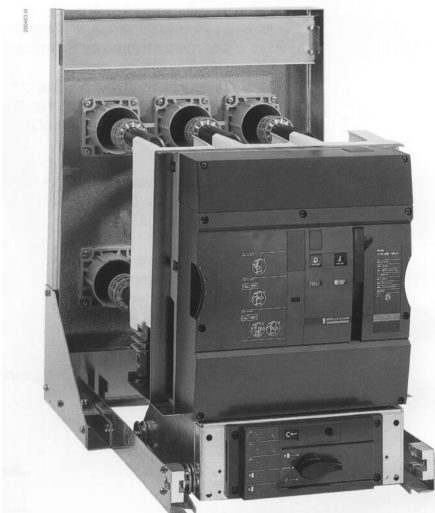


Рис. 7. Кассета с выключателем «ЭВОЛИС»

В состав пружинного привода выключателя входят:

- кнопки включения и отключения;
- счетчик коммутаций;
- указатель энергии пружины;
- мотор-редуктор;
- катушка отключения на подачу напряжения;
- катушка отключения с минимальным потреблением энергии (MITOP);
- катушка включения;
- блок-контакты;
- блокировка навесными замками.

Особая форма рабочих контактов в вакуумных камерах выключателя и перемещение дуги в процессе ее гашения обеспечивает максимально возможную в данном типе выключателей «мягкость» гашения дуги. Однако, абсолютное исключение процессов срыва тока и возникновения перенапряжений во внешней сети невозможно.

Ряд особенностей вакуумного выключателя «ЭВОЛИС» выгодно отличают его от других аппаратов данного типа:

- пружинный привод с ручным под заводом позволяет осуществлять оперативные переключения в сети без наличия оперативного тока на подстанции или распределительном пункте;
- при собственной ширине аппарата от 470 до 660 мм (в зависимости от номинального тока отключения) данный выключатель может быть встроен в любой существующий тип ячеек 6-10 кВ;
- современные технологии, использованные при создании данного выключателя, позволяют отключать токи до 40 кА и работать в сетях с рабочими токами до 3000 А;
- возможность производить до 100 коммутаций 100% номинального тока отключения;
- возможность использования оперативного тока любого типа (постоянного, переменного) и любого напряжения (110 ÷ 380 В).

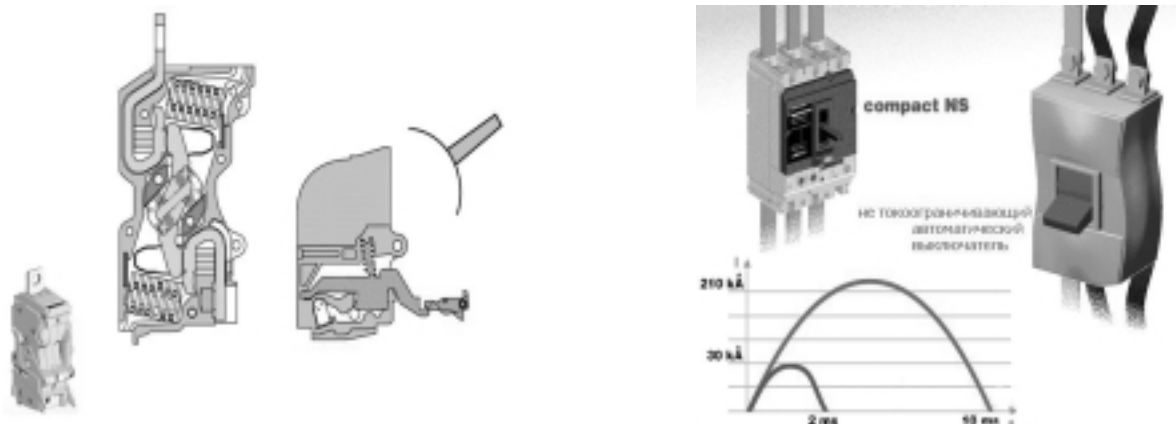
На базе выключателя «ЭВОЛИС» разработана кассета с выкатным элементом для встраивания в любой существующий в российской практике тип ячеек. Кассета отвечает всем требованиям к аппаратам данного типа и обеспечивает безопасность и удобство обслуживания.

Ниже рассмотрена основная **низковольтная аппаратура**, выпускаемая компанией «Шнейдер Электрик»:

- главные распределительные щиты (ГРЩ) на токи до 6300А серии “**Masterbloc**” и “**Prisma**”, оборудованные коммутационной аппаратурой со стационарными, втычными и выкатными выключателями; ГРЩ отличаются высокой надежностью и обеспечивают непрерывность технологического процесса;



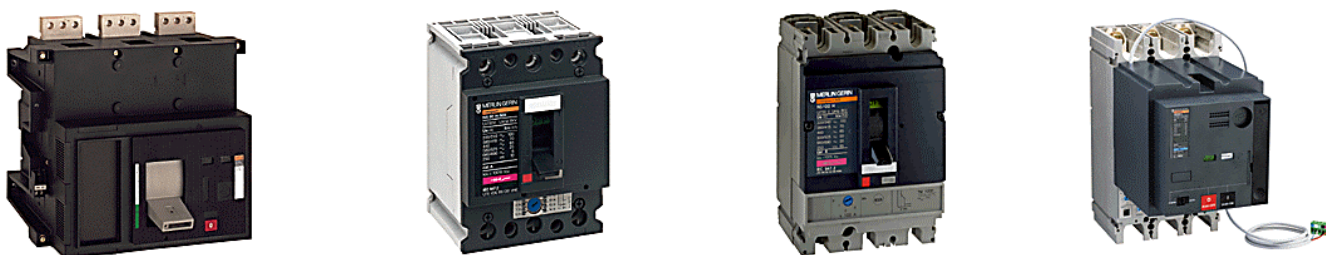
- автоматические выключатели серии “**Compact NS**” на токи от 12,5 до 630 А, в которых применен новый принцип разрыва дуги, запатентованный во многих странах;



- серия автоматических модульных выключателей “**Multi-9**” на токи от 1 до 125А, оснащенных различной вспомогательной электроаппаратурой (например, устройством защитного отключения);



- автоматические выключатели серии “**Compact**” на токи от 16 до 3200 А с высокой отключающей способностью; компания выпускает следующие модели выключателей: разъединители с видимым разрывом цепи; выключатели-разъединители; автоматические или ручные переключатели источников питания на токи от 16 до 1250 А, токоограничивающие;

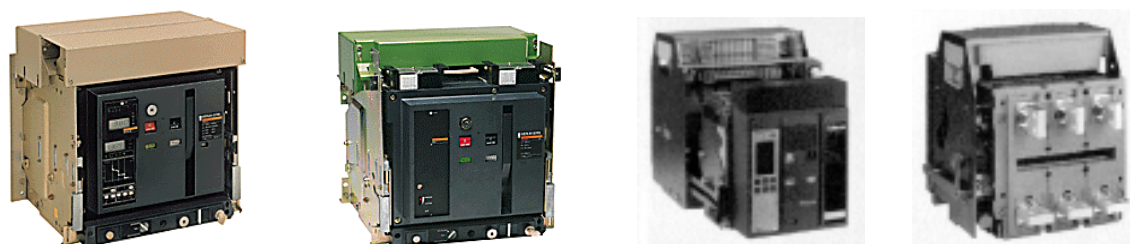


- источники гарантированного питания большой мощности (40 – 4800 кВ·А), защита контрольно-измерительных приборов, подавление электрических помех и улучшение электропитания, блоки бесперебойного питания для компьютеров, а также защита компьютерных сетей предприятий;
- низковольтные конденсаторы для компенсации реактивной мощности (КРМ) с подавлением или без подавления гармоник;

- разъединители низкого напряжения на номинальные рабочие токи от 20 до 100А; модульная система “**Vigilohm**” для постоянного контроля изоляции сетей, позволяющая обнаружить и точно локализовать повреждения;



- автоматические выключатели серии “**Masterpact**”, оснащенные блоками управления на основе микропроцессора для осуществления функций защиты, контроля и передачи данных и воплотившие в себе новую концепцию силового автомата модульной конструкции; имеют большой диапазон токов: от 800 до 6300 А переменного тока и от 1000 до 8000 А постоянного тока. Так, для автоматических выключателей на номинальный ток до 6300 А при 150 кА отключающие способности, коммутационный ресурс составляет 10 тыс. Циклов при токе 1600 А и 30 циклов при токе КЗ до 150 кА. Аппарат обладает высокой теплостойкостью и прочностью, надежностью и простотой в эксплуатации. Возможность замены неподвижных и подвижных контактов и дугогасительных камер удваивает срок службы автомата, что обеспечивает значительный экономический эффект. Автомат оснащается различными блоками управления: от простой защиты кабелей и шин до универсального многофункционального варианта, позволяющего проводить диагностику отключения, передавать информацию на центральный диспетчерский пункт по информационной шине, производить измерения мощности, тока, степени износа контактов и т.д.

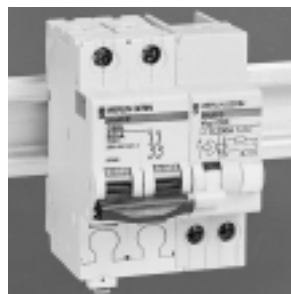


В блоках управления с микропроцессором имеется термическая память, позволяющая оптимизировать защиту проводников и приемников электроэнергии от перегрева, вызванного предшествующими перегрузками и КЗ. Эти функции особенно необходимы при частых пусках и остановках электродвигателей, резкопеременной нагрузке, повторных включениях после КЗ. Благодаря термической памяти значительно снижается тепловой износ изоляции и повышается долговечность элементов систем электросбережения;

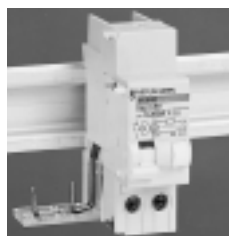
- установка автоматического ввода резервного источника питания на аппаратах серии “**Masterpact**”, которая обеспечивает переключение с рабочего источника на резервный источник питания с помощью блока автоматики;
- магнитные пускатели, контакторы и тепловые реле на ток от 6 до 2750 А, а также электронные реле перегрузки на ток от 6 до 1600 А;



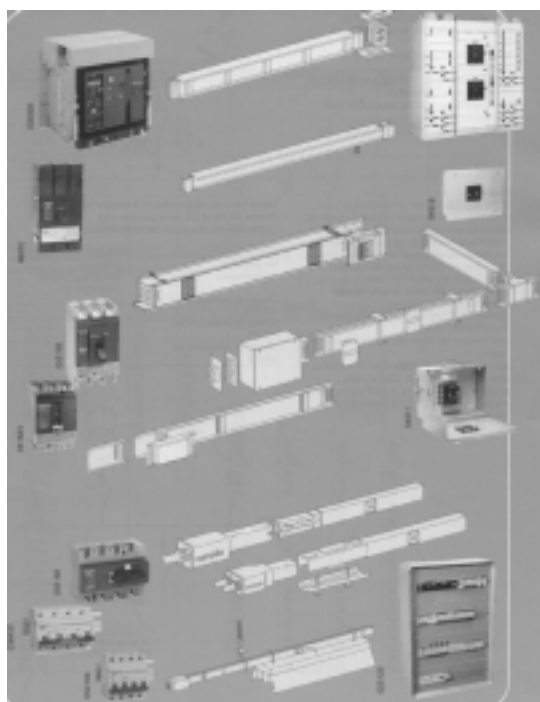
-
- системы освещения и системы контроля и управления освещением;
 - адресная система пожарной сигнализации и станции противопожарной безопасности;
 - автоматические выключатели с устройством защитного отключения;



- устройства защитного отключения;



- системы контроля и диспетчерского управления с частичным резервированием программируемых контроллеров;
- распределительные щиты на 480 В с системой электробезопасности;
- устройство управления потреблением электроэнергии;
- комплектные шинопроводы различных конструкций и назначений на токи от 16 до 5000 А.



Кроме того, компания «Шнейдер Электрик» выпускает целую гамму высоковольтного электрооборудования, среди которого можно отметить следующее:

- элегазовые выключатели на напряжение 6-10 кВ, позволяющие отключать токи КЗ до 50 кА, а также емкостные токи кабельных линий и конденсаторов, слабые токи индукционного характера. В элегазовых выключателях отсутствуют коммутационные перенапряжения, что делает их незаменимыми в сетях с двигательной нагрузкой. Полностью отпадает необходимость в использовании ограничителей перенапряжений, которые имеют место при применении вакуумных выключателей. Срок службы элегазовых выключателей достигает 30 лет, в течение этого срока они не требуют ухода, ремонта, контроля давления элегаза и его добавления; выключатель имеет высокий механический ресурс – 10 тыс. циклов для выключателей напряжением 6-10 кВ и 300 тыс. циклов для высоковольтных контакторов;
- КРУ серии “**Fluair-100/200**” и серии “**MCset**”, которые используются в промышленных распределительных сетях напряжением 6 и 10кВ. Ячейки оснащены выкатными тележками с выключателями, работающими на элегазе. Каждая ячейка имеет четыре отсека для: элегазового выключателя, сборных шин, кабелей сборки и измерительных трансформаторов и релейной защиты.

ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ:

Номинальное рабочее напряжение, кВ.	6	10
Номинальные токи, А	630; 1250; 2500; 3150	
Ток термической стойкости (1с и 3 с), кА		20-40
Ток электродинамической стойкости, кА		50-100-128
Отключающая способность (3 с), кА		25-40

Ячейки оснащены многофункциональными цифровыми системами контроля, управления и защиты серии “**Sepam**”, основанными на микропроцессорной технологии. Устройства “**Sepam**” включают в себя следующие функции: все виды защит, измерение основных электрических величин, ТУ, ТС, системную автоматику (АВР, АПВ, разгрузку и др.), контроль электропотребления и диспетчеризацию электрохозяйства. Ячейки серии “**Fluair-100/200**” с устройствами “**Sepam**” и системой диспетчерского контроля и управления «**Isis 1000**» обеспечивают потребителям высокую надежность энергоснабжения объектов и безаварийность технологических процессов;

- комплектные трансформаторные подстанции (КТП) типа “**Bocage**”. КТП имеют высокую надежность и абсолютную безопасность в эксплуатации благодаря применению элегазовых коммутационных аппаратов, высокую степень готовности (КТП поступает к заказчику в собранном виде), малые габариты и вес, возможность реализации любых схемных решений подстанций мощностью от 100 до 1000 кВ·А. Кроме того, КТП типа “**Bocage**” занимает малую площадь. Так, площадь, занимаемая двумя блоками “**Bocage**”, составляет 20 м², в то время как традиционные КТП 2х630 кВ·А занимают площадь, равную 44 м². С помощью электрооборудования компании «Шнейдер Электрик» можно также модернизировать бывшие в эксплуатации КТП других компаний;
- сухие трансформаторы с литой эпоксидной изоляцией типа «**Trihal**» (от 100 до 2500 кВ·А) и масляные трансформаторы (от 50 до 2500 кВ·А);
- управляемые конденсаторные батареи высокого напряжения и фильтро-компенсирующие устройства;



- высоковольтные вводные устройства для КТП напряжением 6-10/0,4 кВ в виде элегазового моноблока типа RM-6 (для подстанций мощностью до 2000 кВ·А);

-
- модульные ячейки типа SM-6 с элегазовыми аппаратами для городских распределительных сетей среднего напряжения.

Кроме того, компания «Шнейдер Электрик» выпускает аппаратуру для защиты и управления электродвигателями, а именно:

- защитные автоматические выключатели;



- вариаторы (регуляторы) скорости для электродвигателей переменного и постоянного тока;



- устройства для контролируемого пуска, контакторы и пускатели всех применений.



ПЕРЕЧЕНЬ ПРОДУКЦИИ КОНЦЕРНА ALSTOM

ALSTOM является крупнейшим международным электротехническим концерном возникшим в результате слияния крупнейших европейских компаний GEC ALSTHOM, CEGELEC, AEG, ABB ALSTOM Power и др. в результате чего концерн усилил свои позиции на арене мирового рынка электроэнергетики и транспорта. Сегодня это свыше 140 тыс. сотрудников работающих на сотнях предприятий по всему миру.

ALSTOM является мировым лидером в энергетике, железнодорожном транспорте, судостроении.

Работа компании организована по шести сегментам, каждый из которых обеспечивает всю гамму производственной деятельности, включая проектирование, поставки, пуск и техническую поддержку:

- Производство энергии
- Передача и распределение электроэнергии
- Транспорт
- Контрактинг
- Судостроение
- Преобразование энергии

СЕГМЕНТ ПЕРЕДАЧИ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Отделение по передаче и распределению электроэнергии (ALSTOM T&D) обеспечивает своих заказчиков полной гаммой продукции и услуг по всем объектам, начиная от электростанции и заканчивая распределительными устройствами у конечных потребителей электроэнергии. Годовой оборот сегмента ALSTOM T&D составляет примерно 4 млрд. ЕВРО. В этом сегменте в г. Екатеринбурге успешно работает электротехнический завод компании ALSTOM-СЭМЗ.

Основная продукция и системные решения Отделения по передаче и распределению электроэнергии:

- Оборудование для передачи электроэнергии
- Оборудование для распределения электроэнергии
- Измерительные трансформаторы
- Защита и управление
- Трансформаторы
- Комплексные системные решения «под ключ»
- Оборудование и системы для телекоммуникаций и диспетчеризации

Ниже приведены некоторые электрические аппараты, которые компания предлагает в России и СНГ.

Представительство компании в России:

117909, Москва, 2-й Спасоналивковский пер., 4.

Тел.: (095) 230-03-34, 230-15-51.

Факс: (095) 230-19-33, 238-81-86.

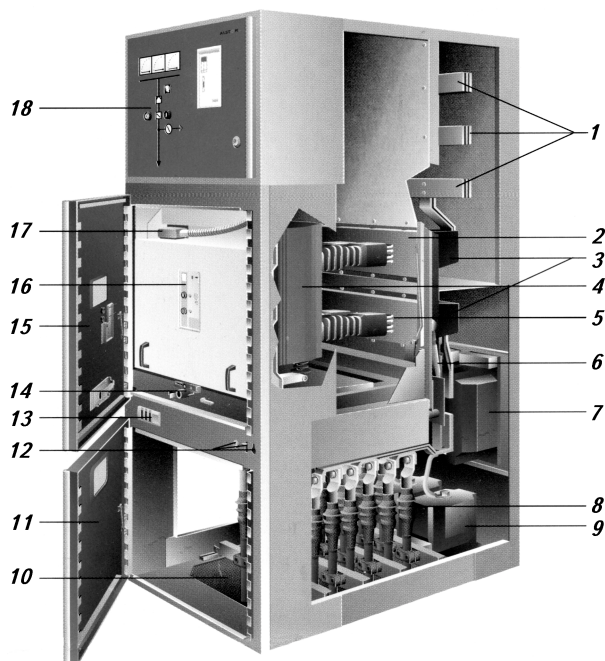
Обзор подготовлен к.т.н. Ящерицыным В.Н.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ АППАРАТЫ И УСТРОЙСТВА ПРОИЗВОДСТВА КОМПАНИИ ALSTOM

ЯЧЕЙКА АНА С СИЛОВЫМ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕМ С МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ПЕРЕГОРОДКАМИ

Основные параметры ячейки АНА с силовым выключателем приведены в таблице и на рисунке.

Наименование параметра	Значение параметра для ячеек				
	АНА 12	АНА 17,5		АНА 24	
Максимальное рабочее напряжение, кВ	12	15/17,5		24	
Номинальный ток сборной шины, А	1000 – 4000 (5000)			1000-2500	
Номинальный ток ответвлений, А	630 – 4000 (5000)			630-2500	
Ток электродинамической стойкости, кА	50-125			40-80	
Ток термической стойкости, кА: 1-секундный 3-секундный	20-50 20-44 (50)			16-31,5 16-31,5	
Номинальная частота, Гц	50, 60				
Номинальный ток включения, кА	50-125	50-125 (12 кВ) 50-110 (13,8-15 кВ) 50-80 (17,5 кВ)		40-80	
Номинальный ток отключения, кА	20-50	20-50 (12 кВ) 20-40 (13,8-15 кВ) 20-31,5 (17,5 кВ)		16-31,5	
Испытательное напряжение промышленной частоты, кВ: относительно земли между разомкнутыми контактами	28 32	38 45	36 40	42 48	50 60
Испытательное напряжение грозового импульса, кВ: относительно земли между разомкнутыми контактами	75 85	95 110	95 105	95 110	125 145
Степень защиты	IP4X; IP42; IP2XD				
Габаритные размеры (ш×г×в), мм	700; 900; 1200×1450×2330			800; 1000×1600×2330	



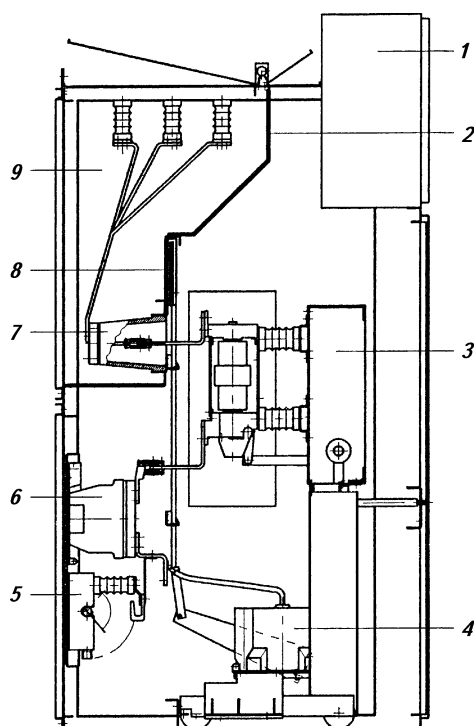
Ячейка АНА с силовым выключателем:
 1 – сборные шины; 2 – металлическая перегородка для сборных шин; 3 – воронкообразный проходной изолятор; 4 – вакуумный силовой выключатель ЕСА; 5 – металлическая перегородка для отводов; 6 – заземляющий выключатель отходящих кабелей; 7 – трансформатор тока; 8 – кабельные наконечники; 9 – трансформатор напряжения; 10 – листовое днище; 11 – дверь кабельного отсека; 12 – привод заземлителя и индикатора; 13 – интегрированная VDS – системы IVIS; 14 – механизм перемещения; 15 – дверь отсека силового выключателя; 16 – панель управления вакуумного силового выключателя; 17 – низковольтный соединитель; 18 – низковольтный шкаф

**ЯЧЕЙКА РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА НА 10 кВ С ВАКУУМНЫМ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕМ
ТИПА D12/25**

Основные технические данные ячейки приведены ниже.

Максимальное рабочее напряжения, кВ	12
Номинальный ток, А:	
сборных шин	1250
отходящего фидера	1250
разъединительного выкатного элемента	1250
силового выключателя	1250
выключателя нагрузки	630
выключателя нагрузки с предохранителем	200
вакуумного контактора	200
Ток электродинамической стойкости, кА	63
Односекундный ток термической стойкости, кА	25
Дугостойкость 1 с (согласно нормам МЭК), кА	25
Степень защиты	IP3X и выше
Диапазон температуры окружающего воздуха, °С	-5/+40
Относительная влажность окружающего воздуха, %, не более	95
Габаритные размеры (ш×г×в), мм	750×1150×2330
Масса, кг	650

Общий вид ячейки распределительного устройства приведен на рисунке.

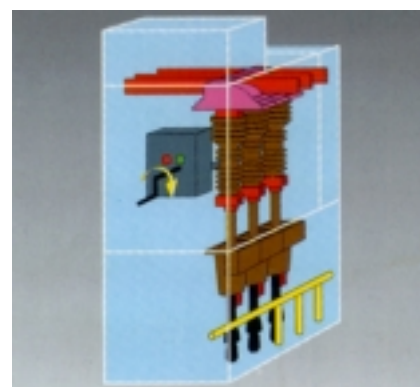
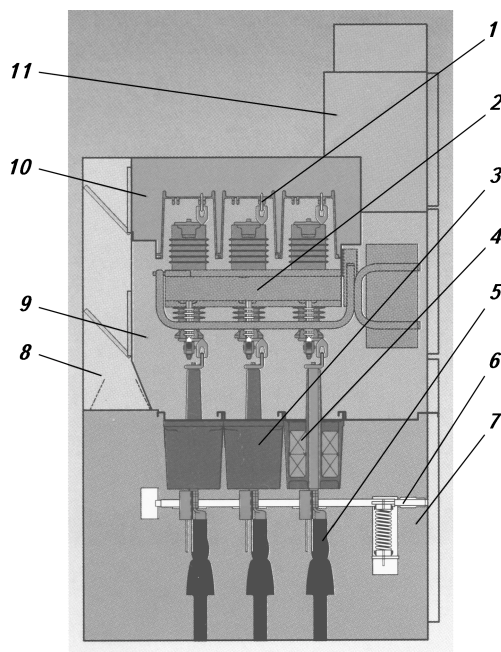


Ячейка распределительного устройства D12/25:
 1 – низковольтный отсек; 2 – стенка для сборных шин; 3 – силовой выключатель на выкатных элементах; 4 – трансформаторы напряжения; 5 – заземляющий разъединитель; 6 – трансформаторы тока; 7 – ворончатый проходной изолятор; 8 – металлические шторки; 9 – отсек для сборных шин

**ЯЧЕЙКИ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ТИПА VISAX
НА НАПРЯЖЕНИЯ 6–24 кВ С ПОВОРОТНЫМ ВАКУУМНЫМ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕМ**

Особенностью конструкции новейших ячеек VISAX является наличие поворотного вакуумного выключателя, который выполняет функции выключателя и разъединителя, обеспечивающего двойной воздушный разрыв между шинами и кабелями. Основные технические данные ячеек приведены в таблице, конструкция дана на рисунке.

Наименование параметра	Значение параметра для ячеек типа VISAX с максимальным рабочим напряжением, кВ		
	7,2; 12	17,5	24
Номинальный ток ячейки и шин, кА	2,5		
Номинальный ток отключения, кА	16; 25; 31,5		16; 25
Дугостойкость 1 с, кА	25		
Ток электродинамической стойкости, кА	40; 63; 80		40; 63
Трехсекундный ток термической стойкости, кА	16; 25; 31,5		16; 25
Испытательное напряжение, кВ: одноминутное промышленной частоты грозовой импульс	28 75	42 95	50 125
Степень защиты	IP3X		
Высота, мм: ячейки с низковольтным отсеком низковольтного отсека	2150; 2350 625; 825		2450; 2650 750; 950
Ширина ячейки, мм, при номинальном токе шины, А: не более 1250 1600 2000 2500	650; 800 800 900 900		800; 1000 1000 1000 1000
Глубина ячейки, мм	1250	1410	1540
Примерная масса ячейки без трансформатора напряжения, кг	500	550	600



Рабочее положение выключателя (вкл/откл)

Распределительное устройство типа VISAX:

1 – шины; 2 – поворотный выключатель BLV с пружинным приводом; 3 – многофункциональный проходной изолятор; 4 – трансформатор тока; 5 – кабельные терминалы; 6 – заземляющий нож; 7 – кабельный отсек; 8 – отсек отвода горячих газов; 9 – отсек выключателя; 10 – отсек шин; 11 – отсек низковольтной аппаратуры

ЭЛЕГАЗОВЫЕ ГЕНЕРАТОРНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ СЕРИИ FKG

Выключатели FKG предназначены для надежной и экономичной защиты энергоблоков мощностью до 400 МВт и обеспечения питания собственных нужд. Они выполняют все коммутационные операции во время включения и останова генератора.

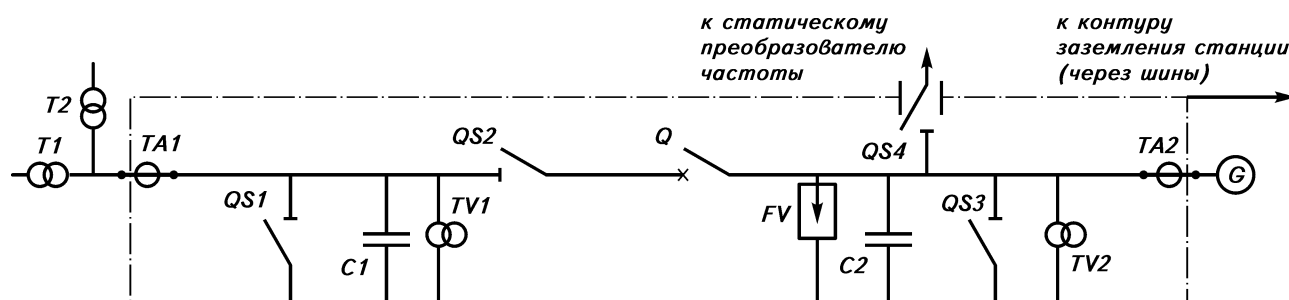
Выключатели состоят из трех полюсов, приводимых в движение механизмами гидравлического или пружинного привода. Каждый полюс помещен в алюминиевый корпус, который либо приварен к камере шинпровода, либо подключен к ней при помощи сильфонного соединения. Данная конструкция обеспечивает постоянную неразрывную связь между генератором и трансформатором. Во время пуска и останова генератора выключатель находится в разомкнутом положении.

При использовании выключателей типа FKG отпадает необходимость в высоковольтном выключателе и отдельном понижающем трансформаторе для питания оборудования собственных нужд. Благодаря этому появляется возможность уменьшения места и затрат при сооружении станции. Таким образом, конструкция электростанции становится более простой, экономичной и надежной.

Выключатели могут работать как в помещении, так и на открытом воздухе под навесом и практически не требуют технического обслуживания. Если необходимость все же возникает, техническое обслуживание может быть выполнено за минимальное время.

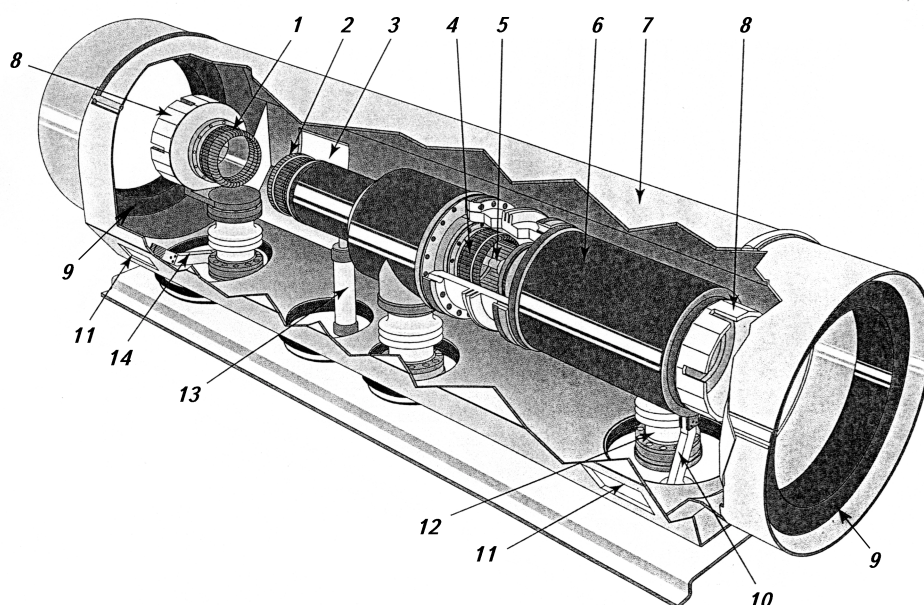
Основные технические данные выключателей приведены в таблице, однолинейная схема РУ с генераторным выключателем и его внешний вид приведены на рисунках.

Наименование параметра	Значение параметра для генераторных выключателей		
	FKG1N (FKG1X)	FKG2S	
Максимальное рабочее напряжение, кВ	27,5	24	
Номинальная частота, Гц	50;60		
Номинальный ток отключения, кА	120	63	
Ток электродинамической стойкости, кА	330	173	
Ток термической стойкости, кА	120	63	
Содержание аperiodической составляющей, %	65	65	
Испытательное напряжение, кВ относительно земли	промышленной частоты	60	
	полный импульс	125 (150)	
	между разомкнутыми контактами	промышленной частоты	80
		полный импульс	150 (170)
Номинальная последовательность операций	ВО – 3 мин – ВО		
Последовательность операций при КЗ	ВО – 30 мин – ВО		
Диапазон температуры окружающего воздуха, °С	–25/+40		
Тип привода	гидравлический	пружинный	



Однолинейная схема РУ с генераторным выключателем:

$C1$, $C2$ – емкость для отключения; G – генератор; Q – выключатель; $QS1$, $QS3$ – моторизованный заземлитель; $QS2$ – моторизованный разъединитель; $QS4$ – моторизованный пусковой разъединитель; $TA1$, $TA2$ – трансформатор тока (от 1 до 3 в фазе); $T1$ – силовой трансформатор энергоблока; $T2$ – трансформатор собственных нужд; $TV1$, $TV2$ – трансформатор напряжения (от 1 до 2 на фазе); FV – ОПН



Выключатель FKG1N:

1 – неподвижный контакт разъединителя; 2 – подвижный контакт разъединителя; 3 – смотровое окно (для разъединителя); 4 – неподвижный контакт выключателя; 5 – подвижный контакт выключателя; 6 – элегазовый выключатель; 7 – корпус; 8 – клеммы; 9 – трансформатор тока; 10 – заземляющий разъединитель; 11 – смотровое окно (для заземляющего разъединителя); 12 – тяга привода выключателя и опоры; 13 – тяга привода разъединителя; 14 – заземляющий разъединитель

ЭЛЕГАЗОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ КОЛОНКОВОГО ТИПА GL311, GL312 НА НАПРЯЖЕНИЯ 123 И 145 КВ

В выключателях применен наиболее современный способ разрыва электрической дуги (два подвижных контакта) в сочетании с новым поколением пружинных приводов. При создании этих новейших выключателей был использован опыт эксплуатации более 15 000 элегазовых выключателей фирмы ALSTOM, имеющих более чем 20 000 пружинных приводов. Отличительными особенностями выключателей GL311 и GL312 являются:

использование нового поколения пружинных приводов с низкой энергетической способностью в динамике;

снижение на 50% энергии для гашения электрической дуги;

высокие стандартные показатели для нормального тока и тока КЗ;

использование устройства сброса повышенного давления элегаза (SF_6);

использование устройства мониторинга плотности элегаза (SF_6) с визуальной индикацией и оптоволоконной передачей данных;

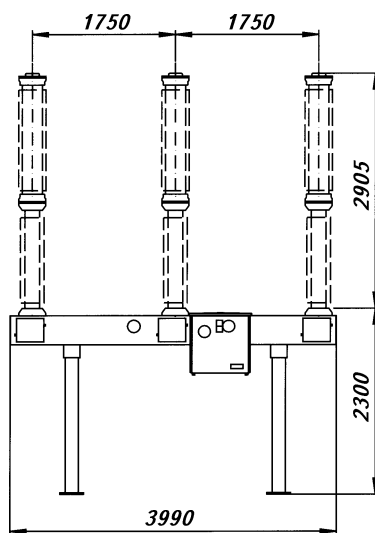
возможность эксплуатации при температуре окружающего воздуха от минус 40 (минус 45) до +50 °С.

Основные технические данные выключателей приведены в таблице, общий вид дан на рисунке.

Наименование параметра	Значение параметра для элегазовых выключателей	
	GL311	GL312
Максимальное рабочее напряжение, кВ	123	145
Номинальная частота, Гц	50; 60	
Испытательное напряжение, кВ промышленной частоты импульсное	230	275
	550	650
Номинальный ток, А	3150	

Окончание таблицы

Наименование параметра	Значение параметра для элегазовых выключателей	
	GL311	GL312
Номинальный ток отключения, кА	31,5; 40	
Номинальный ток включения, кА	80; 100	
Тяжение проводов, Н, не более	1000	
Время протекания тока термической стойкости, с	3	
Номинальная последовательность операций	O-0,3 с – BO – 3 мин – BO; BO – 15 с – BO	
Собственное время отключения, мс	40	
Полное время отключения, мс	60	
Собственное время включения, мс	90	
Масса элегаза (SF ₆), кг	9 или 12	
Пружинный механизм: тип напряжение питания постоянного тока, В	FK3-1 24–250	
Масса, кг	1180	



Элегазовые выключатели GL311, GL312

ЭЛЕГАЗОВЫЕ БАКОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ DT1 И HGF НА НАПРЯЖЕНИЕ ОТ 121 ДО 242 кВ

Компания ALSTOM на протяжении многих лет является одной из ведущих в мире в области передовой технологии для высоковольтных элегазовых выключателей.

В сериях элегазовых баковых выключателей воплощены наиболее прогрессивные и апробированные технологические системы и решения:

- привод с пружинным механизмом, взводимым электромотором;
- камерная конструкция прерывателя и методы уплотнений;
- система контроля газа;
- защита от корродирования.

Характерными признаками элегазовых баковых выключателей DT1 и HGF являются:

- компактный дизайн;
- отсутствие повторной дуги при выключении емкостного тока;
- конструкция выключателя на напряжение 242 кВ позволяет легкую замену трансформаторов тока;
- не требуют наладки у заказчика, отгружаются в собранном виде после стендовых испытаний;

энергия привода запасается во взведенной пружине. Даже в случае временного отсутствия электропитания мотора привода, запасенная энергия не будет потеряна;

по существу не требуется техническое обслуживание и обращения с маслом;

низкий уровень шума;

высокая сейсмическая устойчивость;

применимы при низкой температуре окружающего воздуха до минус 50 °С.

Три полюса выключателя, пружинный привод и шасси составляют полную единицу изделия, испытанную на заводе-изготовителе. Каждый полюс выключателя состоит из литого алюминиевого бака с камерой для прерывателя и двух проходных изоляторов. Такая конструкция представляет собой индивидуальную элегазовую ячейку. Каждый бак выполнен в виде одного цельного изделия. Апробированные уплотнительные прокладки позволяют сократить утечку газа.

Газовая камера каждого полюса соединена с помощью газовых линий к общему прибору – плотномеру (система контроля газа). Шкаф привода состоит из пружинного механизма, катушек отключения и включения, электромотора, манометра газа, элементов схемы защиты и управления.

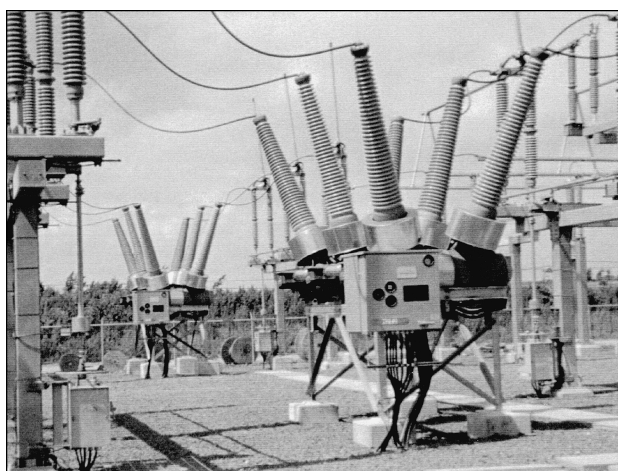
Выводы трансформаторов тока подсоединены к клеммникам, расположенным в отдельном отсеке шкафа привода.

Основные технические данные выключателей приведены в таблице, внешний вид – на рисунке.

Наименование параметра	Значение параметра для выключателей DT1 и HGF с максимальным рабочим напряжением, кВ			
	121	145*	169	242*
Испытательное напряжение, кВ:				
промышленной частоты	260	310	365	425
грозовой импульс	550	650	750	900/1050**
срезанной волны:				
1 мкс	710	838	968	1160
3 мкс	632	748	862	1040
Номинальный ток, А	1200; 3000		1200; 4000	
Ток электродинамической стойкости, кА	20...63		40; 50; 63	
Номинальный ток включения, кА	108; 170			
Номинальный ток отключения, кА	20...63		40; 50; 63	
Длина пути утечки по внешней изоляции, мм	2907		3959	

* в соответствии со стандартами ANSI, ГОСТ 1516.1-76 и ГОСТ 687-78

** в соответствии со стандартами IEC 56



Элегазовые баковые выключатели DT1, HGF

**ЭЛЕГАЗВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ТИПА FTX15 И FTX17 С ПРУЖИННЫМ ПРИВОДОМ
НА НАПРЯЖЕНИЯ 362 И 525 кВ**

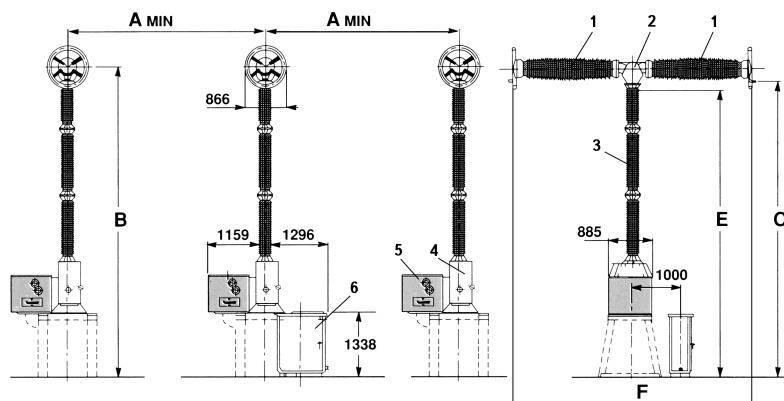
В выключателях типа FTX15 и FTX17 используется пружинный привод, который состоит только из электрических и механических компонентов. В отдельно стоящих полюсах используются три механизма управления FKF 2-6.

Энергия, запасенная в пружинах, привода сохраняется без потерь и не требует контроля, благодаря этому выключатель допускает рабочий цикл с быстрым автоматическим повторным включением в наилучших условиях прерывания тока.

Безотказный пружинный механизм, в сочетании с эффектом автодутья и использованием тепловой энергии дуги, делают выключатель способным выполнить все требования по отключению.

Основные технические данные выключателя приведены в таблице, а общий вид дан на рисунке.

Наименование параметра	Значение параметра для элегазовых выключателей типа	
	FXT15	FXT17
Максимальное рабочее напряжение, кВ	362	525
Номинальный ток, А	4000	
Номинальная частота, Гц	50	
Ток электродинамической стойкости, кА	125	
Трехсекундный ток термической стойкости, кА	40	
Испытательное напряжение, кВ: промышленной частоты: относительно земли между разомкнутыми контактами при импульсном разряде (1,2/50 мкс за полупериод): относительно земли между разомкнутыми контактами	560 560 1175 1175+205	860 860 1800 1550+300
Номинальный ток отключения линии, А	440	700
Номинальный ток отключения кабеля ток, А	315	500
Время отключения, циклы	2	
Номинальная последовательность операций	O – 0,3 с – BO – 3 мин – BO	
Напряжение вспомогательного питания, В: цепи открытия и закрытия цепи нагрева электродвигателя	48; 110; 125; 220; 250 (=) 110; 220 (~) 110; 220 (=); 220 (~)	
Температура окружающего воздуха, °С	–45/+40	



Элегазовый выключатель типа FTX15 и FTX17:

1 – камера прерывания; 2 – центральный картер; 3 – изолированная поддерживающая колонна; 4 – открывающая пружина; 5 – закрывающая пружина и управляющий механизм; 6 – централизованный шкаф управления

Таблица к рисунку

Тип выключателя	Максимальное рабочее напряжение, кВ	Размеры, мм				
		<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>E</i>	<i>F</i>
FXT15	362	4200	6145	5900	5730	4295
FXT17	550	6200	7780	7535	7255	5135

**ЭЛЕГАЗОВЫЕ КОМПЛЕКТНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА (КРУЭ) ТИПА В65 И В105
НА НАПРЯЖЕНИЕ 145 И 245 кВ**

В новом поколении КРУЭ в качестве варианта технического решения вместо измерительных трансформаторов индуктивного типа применяются специально разработанные электронные трансформаторы. В основе таких трансформаторов тока лежит виток Роговского, трансформаторов напряжения – принцип емкостного делителя.

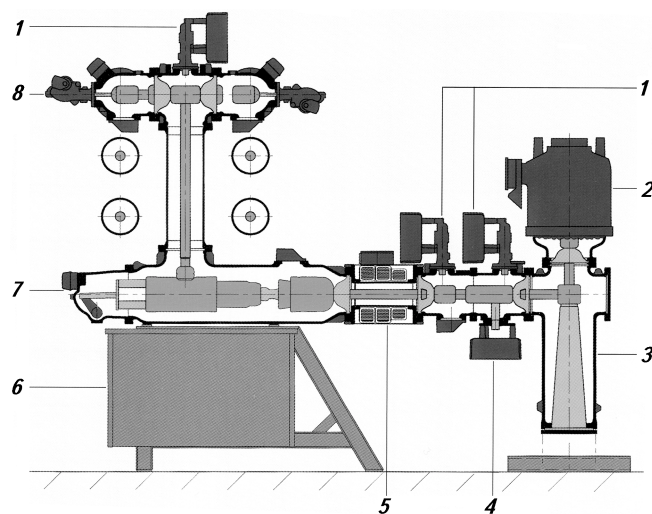
Для мониторингового контроля предусмотрена установка плотномеров, оптических мониторов контроля дуги, электронных трансдукторов и датчиков измерения частичных разрядов. В сочетании с соответствующим электронным управлением, мониторингов и системами оценки состояния эти компоненты позволяют вести периодическое или постоянное наблюдение за ключевыми параметрами КРУЭ.

Корпус распределительного устройства изготавливается в однофазном исполнении. Шкафы местного управления распределительным устройством закрепляются непосредственно на нем, либо поставляется отдельно. Выключатель оборудован пружинным приводом.

Допускается наружная и внутренняя установка КРУЭ.

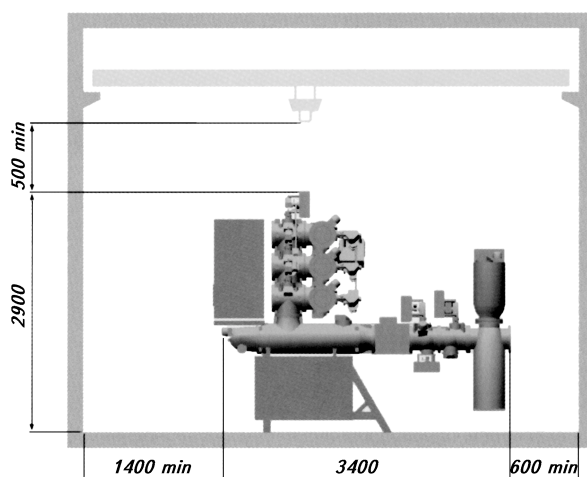
Основные технические данные распределительных устройств приведены в таблице. Общий вид ячейки дан на рисунках.

Наименование параметра	Значение параметра для КРУЭ типа	
	В65	В105
Максимальное рабочее напряжение, кВ	145	245
Номинальная частота, Гц	50; 60	
Испытательное напряжение, кВ: грозового импульса: относительно земли между разомкнутыми контактами разъединителя промышленной частоты: относительно земли между разомкнутыми контактами разъединителя	650 750 275 315	1050 1200 460 530
Номинальный ток, А	2500 (3150)	4000
Номинальный отключаемый ток, кА	40	40 (50)
Ток динамической стойкости, кА	100; 108	
Трехсекундный ток термической стойкости, кА	40	
Номинальный ток включения, кА	100; 108	
Номинальная последовательность операций	О – 0,3 с – ВО – 3 мин – ВО ВО – 15 с – ВО	
Минимальное избыточное эксплуатационное давление элегаза при 20 °С, МПа	0,55	
Допустимая температура окружающей среды, °С	–25/+40	
Корпус (исполнение)	однофазный	
Привод выключателя	пружинный	
Габаритные размеры ячейки (ш×г×в), мм	1200×3400×2900	1850×4600×3700
Примерная масса ячейки, кг	3200	6800



Ячейка КРУЭ типа В65 с двойной системой шин и кабельным фидером:

1 – заземлитель; 2 – трансформатор напряжения; 3 – отсек присоединения кабеля; 4 – фидерный разъединитель; 5 – трансформатор тока; 6 – пружинный привод; 7 – выключатель; 8 – шинный разъединитель



Ячейка КРУЭ типа В65 с одной системой шин и кабельным присоединением

КОМПЛЕКТНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЭЛЕГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ В СОВМЕЩЕННОМ ТРЕХФАЗНОМ ИСПОЛНЕНИИ ТИПА В 312 НА НАПРЯЖЕНИЯ ОТ 72,5 ДО 145 кВ

Для различных моделей распределительных устройств были использованы хорошо апробированные и надежные конструкции: горизонтально расположенный выключатель, алюминиевые корпуса, моторизованный привод выключателя, моторизованные разъединители и ножи, надежный плотномер для контроля состояния элегаза.

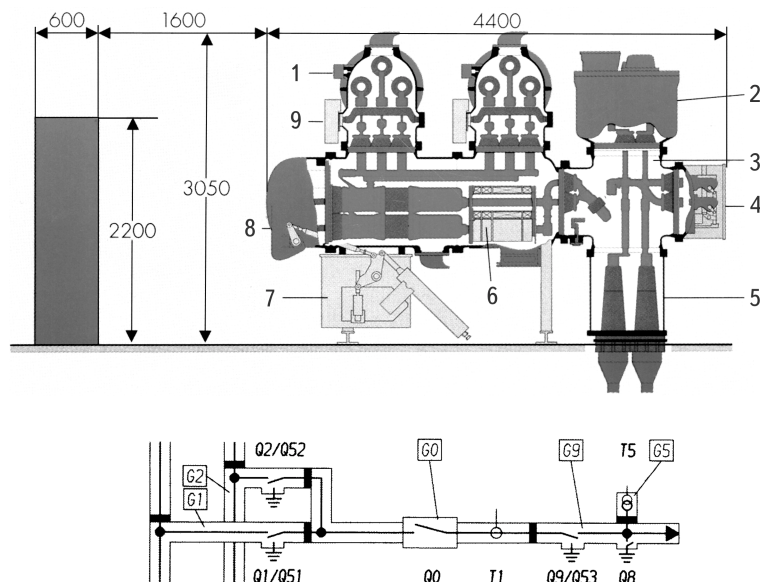
Компанией ALSTOM запатентован специальный уплотняющий фланец, гарантирующий предельно низкую норму утечки.

Возможны различные компоновочные решения РУ по согласованию с заказчиком, такие как одиночная или сдвоенная система шин, обходные шины для выключателей, кабельный ввод либо элегазовый/воздушный проходной изолятор и т.д.

Основные технические данные распределительных устройств типа В312 приведены ниже.

Максимальное рабочее напряжение, кВ	145
Номинальный ток, А	3150
Испытательное напряжение, кВ:	
промышленной частоты	275
грозовой импульс	650
Номинальный ток отключения, кА	40
Ток электродинамической стойкости, кА	100
Давление (нормализованное), МПа	0,36
Габаритные размеры ячейки (ш×г×в), мм	1200×4400×3000
Примерная масса, кг	4000

Общий вид и габаритные размеры распределительного устройства приведены на рисунке.



Распределительные устройства типа В 312:

1 – шинный разъединитель с заземляющим ножом; 2 – трансформатор напряжения; 3 – линейный разъединитель/заземлитель; 4 – линейный защитный заземлитель (высокоскоростного типа); 5 – кабельный ввод; 6 – трансформатор тока; 7 – приводной моторизованный пружинный механизм; 8 – выключатель; 9 – моторизованный привод для шинного разъединителя