

Я. С. ИЦХОКИ
Н. И. ОВЧИННИКОВ

ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Под редакцией
проф. Я. С. Ицхоки



УДК 621.374 (031)

Ицхок и Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М., «Советское радио». 1972, 592 с

Книга может служить учебником по курсу «Импульсные и цифровые устройства». В книге излагаются линейные и нелинейные устройства преобразования и формирования импульсных сигналов, электронные ключи, разнообразные импульсные устройства регенеративного типа, устройства формирования пилообразного напряжения и тока, логические схемы, основные элементы цифровых устройств и многокаскадные устройства функционального назначения. При изложении уделяется внимание обеспечению надежного и стабильного режима работы устройств при действии неизбежных в условиях эксплуатации дестабилизирующих факторов и помеховых импульсов.

13 табл., 467 рис., библи. 215 назв.

Книга может служить учебником по курсу «Импульсные и цифровые устройства» для ряда радиотехнических вузов. В соответствии с программой курса в книге излагаются линейные и нелинейные устройства преобразования и формирования импульсных сигналов, электронные ключи, релаксаторы, импульсные делители частоты, триггеры, устройства формирования пилообразного напряжения и тока, устройства для выполнения логических операций и некоторые многокаскадные устройства функционального назначения. Рассматриваются импульсные устройства, построенные на электронных лампах и, в особенности, на полупроводниковых приборах: транзисторах (в основном), диодах, туннельных диодах и лавинных транзисторах. Наряду с изложением принципа работы устройств и анализом протекающих в них процессов выводятся основные закономерности процессов и расчетные соотношения. При этом особое внимание уделяется выявлению условий устойчивой и надежной работы устройств и выбору надлежащих режимов их работы с учетом действия неизбежных при эксплуатации устройств дестабилизирующих факторов и помеховых импульсов.

Каждая глава книги имеет свою порядковую нумерацию формул, рисунков и таблиц. При ссылке на формулу, рисунок и таблицу другой главы первая цифра указывает номер главы. В целях использования учебника при программированном обучении каждый параграф подразделяется на пункты, пронумерованные по порядку.

Главы 1—15 написаны Ицхоки Я. С., главы 16—24 написаны Овчинниковым Н. И.; общее редактирование книги выполнено Ицхоки Я. С.

Рукопись книги была внимательно просмотрена и обсуждена коллективами специалистов некоторых вузов; при этом был дан ряд полезных советов и рекомендаций. Авторы выражают признательность всем, принявшим участие в просмотре рукописи и ее обсуждении и, в особенности, официальным рецензентам — С. Я. Шацу и Г. Д. Федотову, а также А. А. Куликовскому, Б. Х. Кривицкому, В. В. Григоринову-Рябову, В. К. Любченко, В. Г. Позднякову, В. П. Дьяконову, Я. Е. Беленькому и Б. С. Мушу.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССАХ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВВОДНЫЕ СВЕДЕНИЯ

§ 1.1. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ И ЕГО ОСОБЕННОСТИ

1. Весьма обширная группа радиоэлектронных устройств разнообразного назначения работает в импульсном режиме. Такие устройства подвергаются воздействию электрических сигналов (радиосигналов) не непрерывно (в течение всего времени работы устройств), а прерывисто. При этом прерывистая структура импульсных сигналов составляет принципиальную основу полезных функций устройства, работающего в импульсном режиме. Проиллюстрируем это некоторыми примерами.

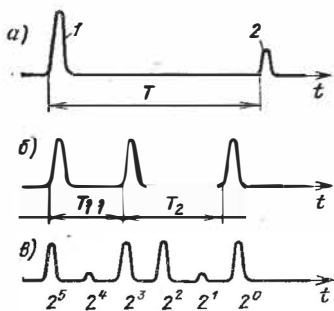


Рис. 1.

На рис. 1, а изображен простейший импульсный сигнал, фиксируемый на индикаторе радиолокатора, для измерения дальности до обнаруживаемого объекта (самолета, корабля).

Дальность пропорциональна интервалу времени T между моментами излучения радиолокатором зондирующего радиоимпульса (чему соответствует импульс 1) и приема отраженного от объекта радиоимпульса (чему соответствует импульс 2). Следовательно, информация о дальности содержится не только в импульсах 1 и 2, но и в паузе между импульсами, которые в своей совокупности образуют импульсный сигнал.

На рис. 1, б изображен кодированный импульсный сигнал в виде серии из трех импульсов. Серия импульсов строится

по некоторому условному коду, определяемому, в частности, той или иной расстановкой импульсов в серии; варьируемые интервалы T_1 и T_2 выражают то или иное сообщение, заключенное в кодированном сигнале. Такого вида сигналы применяются в радиотелеуправлении для передачи команд управления, в устройствах опознавания принадлежности самолетов и кораблей и для других целей.

Показанный на рис. 1, в позиционно-импульсный сигнал применяется в цифровых вычислительных машинах (ЦВМ) и цифровых автоматах. Такой сигнал выражает в двоич-

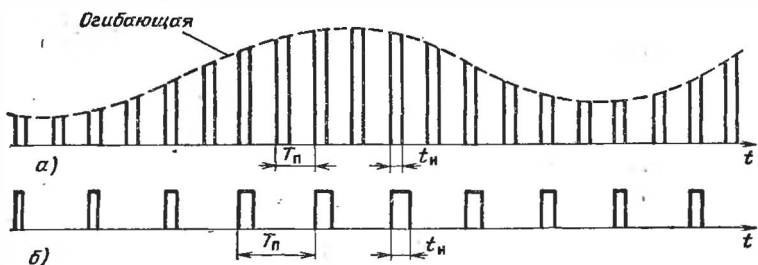


Рис. 2.

ной системе счисления то или иное число N . Так, на рис. 1, в число $N = 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 32 + 0 + 8 + 4 + 0 + 1 = 45$.

2. Импульсные сигналы имеют иногда более сложную структуру. Так, в импульсной радиосвязи применяются сигналы (рис. 2, а) в виде последовательности импульсов, повторяющихся через интервалы T_n (в данном случае одинаковые), называемые периодом повторения импульсов; при этом высота (амплитуда) импульсов меняется по закону передаваемого сообщения (амплитудно-импульсная модуляция). Иногда передаваемое сообщение запечатлено (рис. 2, б) в длительности t_n (в «ширине») импульсов (широтно-импульсная модуляция). Модулируемым параметром может быть период T_n , определяющий частоту повторения импульсов (частотно-импульсная модуляция).

3. В радиотрактах импульсных устройств функционируют радиоимпульсы. После детектирования радиоимпульсы преобразуются в видеоимпульсы, заключающие в себе передаваемое сообщение, которое выявляется после надлежащей (иногда довольно сложной) обработки видеоимпульсов в конечных каскадах радиоустройств. В данном курсе рас-

смаатриваются только видеопульсы, называемые в дальнейшем просто импульсами.

4. С понятием *импульс* интуитивно связывается представление о малой его длительности. Но кратковременность импульса — не только абсолютная, но и относительная характеристика длительности импульсов. Длительность применяемых импульсов весьма различна. В автоматике оперируют иногда с импульсами длительностью порядка 1 с, в импульсной радиосвязи — с импульсами *микросекундного* диапазона, в физике быстрых частиц — с импульсами *наносекундного* диапазона ($1 \text{ нс} = 10^{-9} \text{ с} = 10^{-3} \text{ мкс}$). Даже в одной и той же области техники применяются импульсы резко различной длительности. Так, в радиолокации могут применяться импульсы длительностью более 1 с (при измерении дальности до планет) и наносекундного диапазона (в радиолокаторах светового излучения).

В импульсной технике проявляется тенденция к укорочению импульсов, обусловленная стремлением повысить *быстродействие* устройств (например, ЦВМ) или *разрешающую способность* устройств (например, радиолокаторов). В этом смысле нас может интересовать абсолютная величина длительности импульсов.

5. Говоря о малой длительности $t_{\text{и}}$ импульсов, имеют в виду, что для многих применений характерно выполнение неравенства $t_{\text{и}} \ll T_{\text{п}}$. Это неравенство обуславливает высокую *скважность следования импульсов*, выражаемую соотношением

$$\frac{T_{\text{п}}}{t_{\text{и}}} = Q_{\text{с}}. \quad (1.1)$$

В цифровой автоматике обычно $Q_{\text{с}} < 10$; в радиосвязи $Q_{\text{с}} \cong \cong 10 \div 100$; в радиолокации часто $Q_{\text{с}} \cong 1000$.

Если последовательность импульсов характеризуется переменными величинами $T_{\text{п}}$ или $t_{\text{и}}$ (рис. 2, б), то вводят понятие о *средних значениях* (за единицу времени или интервал наблюдения) указанных величин.

6. При воздействии импульсов тока или напряжения на цепь, способную запасать энергию (в электрических полях емкостей или магнитных полях индуктивностей), в ней возникают переходные процессы. Переходные процессы играют важную роль в импульсной технике, причем иногда они органически связаны с полезными функциями импульсных

устройств, но часто носят паразитный характер и оказывают вредное влияние на работу устройств. Оно обусловлено действием паразитных емкостей (иногда индуктивностей), присущих рабочим цепям. Поэтому стремятся уменьшить величины паразитных параметров и часто длительность импульсов настолько велика, что переходный процесс, вызванный воздействием импульса на цепь, затухает значительно раньше окончания действия импульса. Но все же практическая длительность этого переходного процесса соизмерима с длительностью импульса. При прекращении действия импульса возникает новый переходный процесс, который обычно полностью затухает до начала действия следующего импульса. При таком положении можно переходные процессы в цепи рассматривать как вызываемые каждым импульсом последовательности в отдельности.

7. В приведенных выше примерах (рис. 1 и 2) в интервале времени между импульсами, например, тока его величина была равна нулю; но процесс не перестает быть импульсным, если в интервале времени между импульсами величина тока постоянна (рис. 3, а) или сравнительно медленно изменяется (рис. 3, б). Нередко приходится оперировать с процессами, представляющими собой *колебания сложной формы*. К ним, в частности, относятся *пилеобразные колебания* (рис. 3, в), применяемые, например, в устройствах временной развертки луча электроннолучевых трубок. Колебания сложной формы носят *разрывный* характер; им свойственны две связанные между собой особенности: во-первых, они содержат характерные точки (точнее, участки малой временной протяженности $\Delta t \ll T_{п}$), в которых производная по времени претерпевает резкие изменения (разрывы); во-вторых, такие колебания характеризуются весьма широким спектром, активная ширина которого $(\Delta f)_с \gg \gg 1/T_{п}$. Эти свойства сближают колебания сложной формы с типичными импульсными процессами, которые можно рассматривать как колебания сложной формы.

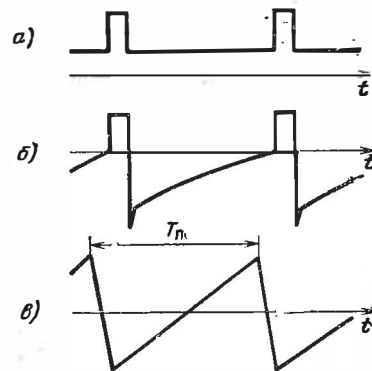


Рис. 3.

1. Импульсный режим работы позволяет осуществить огромную концентрацию энергии во времени на основе такого принципа работы: *в течение длительного интервала времени между импульсами осуществляется медленное запасание энергии (в специальных накопительных элементах генераторного устройства), получаемой от источника небольшой мощности, после чего производится быстрая локализация накопленной энергии в нагрузочном элементе в течение короткого времени действия рабочего импульса.* С трансформацией времени запасаания и реализации накопленной энергии связана соответствующая трансформация мощности. Таким путем удается получить импульсную мощность, во много раз большую мощности источника питания.

2. Импульсные режимы работы играют важную роль в радиоэлектронике. Импульсный метод работы позволил найти принципиальное и вместе с тем простое решение такой важной задачи, как измерение расстояний с помощью радиоволн, что обусловило развитие *импульсной радиолокации.* Этот же принцип используется в *радионавигации* (в импульсных системах самолетовождения и определения высоты полета). Импульсные методы работы позволяют осуществить *кодированную радиосвязь*, отличающуюся высокой скрытностью и помехозащищенностью, а также *многоканальную связь на одной несущей частоте* (с разделением каналов по времени). Широко используются импульсные режимы работы в *телевидении*, где сигналы изображения и синхронизации являются импульсными, в *радиотелеуправлении* летательными аппаратами, в космической радиоэлектронной и электронной аппаратуре, в *информационно-измерительной технике* и при разнообразных исследованиях в различных областях науки и техники.

3. Важную определяющую роль играют импульсные методы работы в современных ЦВМ и разнообразных цифровых автоматах, используемых не только для выполнения вычислений, но и для решения логических задач при автоматической обработке информации. В широко развитых каскадах таких автоматов производятся разнообразные функциональные преобразования импульсных сигналов, несущих информацию (обычно в смеси с помеховыми импульсами), и выполняются нужные *логические операции* над импульсами с помощью специальных *логических схем* и устройств *селекции* импульсов. Таким путем осуществляется выделение

импульсных сигналов, несущих информацию, анализ и распознавание гребуемого содержания информации и формирование сигналов для регистрации обработанной информации или для управления работой устройств, реализующих принятую информацию.

Развитие автоматических методов обработки информации тесно связано с развитием быстродействующих ЦВМ и цифровых автоматов на основе широкого использования полупроводниковых приборов и высоконадежных микроэлектронных схем, также работающих в импульсном режиме.

§ 1.3. ПРЕДМЕТ КУРСА

1. Разносторонние применения обусловили быстрое развитие и внедрение импульсных режимов работы электронных и радиоэлектронных устройств в различные области науки, техники и военного дела. Для генерации импульсов и колебаний сложной формы, для функционального преобразования величины, формы, уровня и временного положения импульсов, для их селекции по тому или иному признаку и для выполнения логических операций над импульсами служат *типовые импульсные устройства и логические схемы*, используемые хотя и для различных применений (в разных областях техники), но общие в своих основных чертах. Это обстоятельство, а также специфичность методов и средств формирования и преобразования импульсов, методов измерения и анализа импульсных процессов, являющихся *переходными процессами*, — все это обусловило выделение комплекса вопросов, связанных с импульсным режимом работы устройств, в отдельную область техники — *импульсную технику*.

2. Предметом курса «Импульсные и цифровые устройства» является:

а) изучение назначения, принципа построения, свойств и особенностей работы типовых импульсных и цифровых устройств и их технических характеристик;

б) установление закономерностей процессов в импульсных и цифровых устройствах, с учетом влияния дестабилизирующих факторов и помех, для выявления стабильных, помехо-устойчивых и экономичных режимов работы устройств и для формулировки требований к устройствам, обеспечивающих их надежную эксплуатацию;

в) ознакомление с методикой композиции сложных (многокаскадных) импульсных устройств функционального назначения.

1. Начало изучения электрических импульсов связано с исследованием молнии, которое производилось в XVIII веке русским ученым Г. В. Рихманом, трагически погибшим при постановке опытов с молнией, и американским физиком В. Франклином. Для уяснения природы грозовых разрядов М. В. Ломоносов и Г. В. Рихман обстоятельно обследовали искровой разряд разрядника.

2. Исследованием процессов, носящих импульсный характер, занимались академик В. В. Петров (1802 г.), изучавший дуговой разряд, и изобретатели электрического освещения П. Н. Яблочков и А. Н. Лодыгин (1870—1880 гг.). Они обратили внимание на пере-напряжения в электрических установках, возникавшие при коммутации электрических цепей.

3. Первое полезное применение импульсных методов работы связано с изобретением П. Л. Шиллингом телеграфа, усовершенствованного Б. С. Якоби и С. Морзе (1832—1850 гг.).

4. Знаменательное применение импульсных режимов работы в области, получившей название радиотехники, связано с основополагающим открытием А. С. Поповым радио (1895 г.). Для генерации радиоволн А. С. Попов успешно использовал импульсный искровой передатчик.

5. В 1907 г. академик Л. И. Мандельштам выдвинул идею использования электрических величин, изменяющихся по известному закону, для создания точного масштаба времени при измерении малых длительностей переходных процессов. Эта идея была реализована в устройстве временной развертки осциллографа. Так было открыто важное средство для исследования кратковременных импульсных процессов.

6. В 1907 г. профессор Петербургского технологического института Б. Л. Розинг впервые использовал электроннолучевую трубку для приема сигналов изображения. Этим было положено начало телевидению, сыгравшему большую роль в развитии импульсной техники.

7. В 1918 г. М. А. Бонч-Бруевичем было сделано важное для последующего развития импульсной техники открытие. Им было разработано и обследовано электронное устройство, позволявшее создавать скачкообразные изменения токов и напряжений. В 1919 г. Х. Абрагамом и Е. Блохом была разработана схема самовозбуждающегося мультивибратора, а В. Икклзом и Ф. Джорданом — схема триггера. Эти исследования составили основу для разработки ряда устройств, широко используемых в импульсной технике.

8. В конце двадцатых годов выявилась потребность использования коротких волн для увеличения дальности радиосвязи. Распространение коротких волн связано с их отражением от ионизированных слоев атмосферы, и оказалось нужным измерить высоту таких слоев. Эта задача была успешно решена путем применения импульсного метода измерения расстояний. Первая в СССР установка такого рода была создана в 1932 г. под руководством М. А. Бонч-Бруевича. Некоторые принципы работы этой установки нашли впоследствии применение в радиолокации.

9. Значительную роль в освоении импульсных методов работы сыграло развитие электроэнергетики. В соответствии с планом

ГОЭЛРО, разработанным при непосредственном участии В. И. Ленина, в СССР в период индустриализации страны развернулось широкое строительство электростанций. Это вызвало необходимость изучения грозových и коммутационных перенапряжений в линиях электропередачи, опоясавших нашу большую страну. Такая задача успешно решалась многими научными коллективами Советского Союза. Были построены огромные лаборатории, в которых воспроизводились явления, близкие к грозovým. Для этой цели использовались импульсные генераторы, вырабатывавшие импульсы напряжения амплитудой до 10 млн. В и импульсы тока амплитудой до 200 тыс. А. Накопленный при этих исследованиях опыт генерации, измерения и регистрации кратковременных импульсов (до 0,1 мкс) сыграл важную роль в последующем применении импульсных методов в электронике.

10. Начавшийся после Великой Октябрьской революции расцвет отечественной радиотехники привел к успешному развитию в СССР целого ряда новых применений — телевидения, радионавигации, радиолокации, радиотелеуправления, космической радиосвязи и целого комплекса применений, образующих большую и развитую область современной электроники. Во всех этих областях и применениях используются методы и средства импульсной техники, получившей разностороннее развитие. Этому способствовало решение ряда важных теоретических проблем. В частности, советскими радиофизиками была блестяще разработана теория разрывных и нелинейных колебаний, изложенная в известных (переизданных в ряде стран) монографиях А. А. Андропова, А. А. Витта, С. Э. Хайкина [1] и Н. Н. Боголюбова и Ю. А. Митропольского [2]. Эта теория составляет основу многих импульсных устройств. Советские специалисты внесли также существенный вклад в развитие теории и методов анализа импульсных процессов, теории и практики формирования, преобразования и усиления импульсных сигналов, в разработку новых схем и при решении ряда специальных вопросов. Это, в частности, нашло отражение в большом числе книг по импульсной технике, изданных в СССР [3—15, 101, 106—114 и др.]; ряд этих книг переиздан в зарубежных странах.

11. В Директивах XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. указывается, что необходимо «Ускорить темпы научно-технического прогресса...» и «Обеспечить в новом пятилетии... дальнейший прогресс электроники, радиотехники и вычислительной техники...» Реализация этих директив в импульсной технике должна найти отражение в совершенствовании импульсных устройств, связанном с применением более совершенных полупроводниковых приборов, с внедрением в радиоэлектронную аппаратуру интегральных схем и с разработкой новых более совершенных элементов. Это позволит повысить надежность, точность работы и быстродействие импульсных устройств и расширить арсенал средств и применений импульсной техники.

ХАРАКТЕРИСТИКА ФОРМЫ ИМПУЛЬСОВ

§ 2.1. ФОРМА И ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСОВ

1. В импульсной технике применяются импульсы разной формы. На рис. 1 изображены импульсы идеализированной формы, которые можно рассматривать как образцы импульсов реальной формы; они известны под названием, отражающим геометрические свойства импульсов: *прямоугольный*

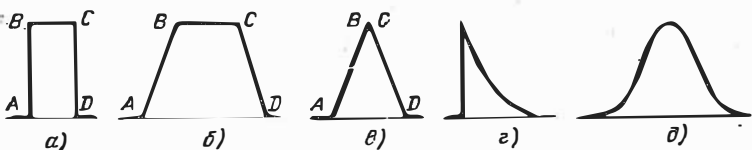


Рис. 1.

импульс (а), трапецеидальный импульс (б), треугольный импульс (в), экспоненциальный импульс (г), колокольный импульс (д).

2. Различают такие участки импульса (рис. 1): *фронт (AB), вершина (BC), срез (CD) и основание (AD).*

Подразделение импульса на участки диктуется практическими соображениями. Фронт и срез импульса обычно определяют моменты срабатывания (отпирания или запира-ния) электронного прибора, подверженного воздействию импульса. Вершина импульса, часто являющаяся уплощенной, соответствует рабочей части импульса (она определяет, например, длительность отпертого состояния электронного прибора). Из-за несовершенства устройств формирования импульсов обычно получается некоторое непостоянство величины импульса на его вершине (рис. 2).

3. Основными параметрами импульса являются (рис. 2):

A — **высота импульса** (амплитуда импульса);

ΔA — **спад вершины импульса**;

$t_{н0}$ — **длительность импульса** (по основанию);

$t_{ф0}$ — **длительность фронта импульса** (по основанию);

$t_{с0}$ — **длительность среза импульса** (по основанию).

Обычно основное значение имеет не абсолютная величина ΔA , а относительная величина спада вершины, определяемая параметром

$$\lambda_A = \frac{\Delta A}{A}. \quad (2.1)$$

Иногда (например, при импульсной модуляции магнетрона) предъявляются жесткие требования к постоянству вершины импульса ($\lambda_A \leq 0,01 \div 0,05$). В ряде случаев эти требования значительно смягчаются ($\lambda_A \leq 0,1$). При формировании предельно коротких импульсов вообще не удается получать импульсы с уплощенной вершиной (трапецидальный импульс вырождается в треугольный).

4. Активная длительность импульса. Измерение длительности $t_{и0}$ импульса становится малоопределенным при оперировании с реальными импульсами (см. п. 5). Кроме того, основной результат воздействия импульса на то или иное устройство

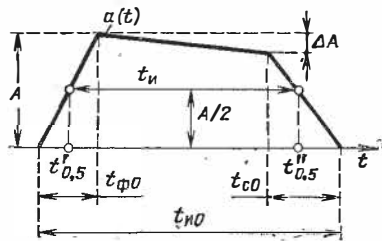


Рис. 2.

проявляется после того, как величина импульса достигнет некоторого уровня; этот уровень обычно близок к 50% от высоты импульса. Из этих соображений введено понятие об активной длительности $t_{и}$ импульса, измеряемой на уровне $0,5A$ (рис. 2):

$$t_{и} = t''_{0,5} - t'_{0,5}. \quad (2.2)$$

В общем случае $t_{и} \leq t_{и0}$. Равенство $t_{и} = t_{и0}$ справедливо для прямоугольного импульса. У треугольного импульса $t_{и} = 0,5t_{и0}$.

5. Активные длительности фронта и среза импульса. Реально получаемые импульсы не отличаются остротой и геометрической простотой формы, свойственной импульсам идеализированной формы (см. рис.1). На рис. 3 представлен примерный вид реально получаемого импульса трапецидальной формы. Определение длительностей фронта $t_{ф0}$ и среза $t_{с0}$ (а также и длительности $t_{и0}$) при показанной на рис. 3 сглаженной форме импульса становится малоопределенным. Поэтому для характеристики формы реальных импульсов введено понятие об активных длительностях фронта и среза импульсов.

Активная длительность фронта ($t_{ф}$) и активная длительность среза ($t_{с}$) определяются разностями соответствующих моментов времени, в которые величина импульса $a = a(t)$

принимает значения $a = 0,9A$ и $a = 0,1A$ (рис. 3):

$$t_{\Phi} = t'_{0,9} - t'_{0,1}; \quad t_c = t''_{0,1} - t''_{0,9}. \quad (2.3)$$

Интервалы времени, соответствующие t_{Φ} и t_c , называются *междецильными интервалами*.

6. На практике приходится оперировать с импульсами, у которых хотя и проявляется уплощенный характер вершины, но с пад вершины $\Delta A > 0,1A$ (рис. 4). Кроме того, иногда после среза импульса образуется послеимпульсный обратный выброс на полярности, противоположной полярности основной части импульса, причем

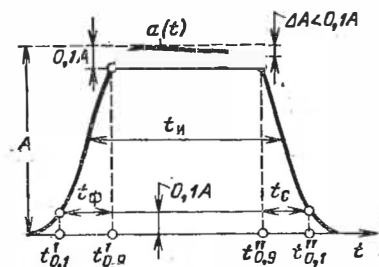


Рис. 3.

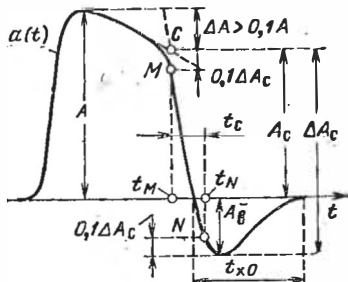


Рис. 4.

величина выброса $A_{\bar{B}} > 0,1A$, т. е. она достаточно существенна. Эту часть импульса называют *хвостом* и *мпульса*; длительность t_{x0} хвоста импульса определяет в ряде устройств длительность *стадии восстановления*, т. е. длительность возвращения устройства к исходным начальным условиям, с чем связана его готовность к последующему нормальному действию.

При оперировании с импульсом, изображенным на рис. 4, определение активной длительности среза указанным в п. 5 путем становится невыразительным. Кроме того, рабочее назначение среза импульса при его воздействии на то или иное устройство связано с *перепадом* величины импульса (при срезе)

$$\Delta A_c = A_c + A_{\bar{B}}, \quad (2.4)$$

не равным в общем случае высоте A импульса. Поэтому целесообразно определять активную длительность среза из построения, приведенного на рис. 4. Именно, находится точка C (точка пересечения касательных к вершине импульса и к его срезу) и вычисляется величина ΔA_c ; затем находятся точки M и N (определяемые величиной $0,1\Delta A_c$) и соответствующие им моменты времени t_M и t_N , после чего определяется активная длительность среза $t_c = t_N - t_M$.

7. В ряде случаев практики важна достаточно точная фиксация моментов t_1 или t_2 (рис. 5), в которые величина импульса напряжения (на фронте или срезе) равна некоторому *пороговому значению* $U_{\text{пор}}$. Из-за нестабильности источников питания или в результате смены электронного прибора величина порогового напряжения меняется в некоторых пределах (от $U_{\text{пор}}$ до $U'_{\text{пор}}$). Это приводит к вариации моментов t_1 и t_2 в соответствующих пределах ($\Delta t_1 = t'_1 - t_1$ и $\Delta t_2 = t_2 - t'_2$). Такие же последствия получаются и при изменении высоты U импульса.

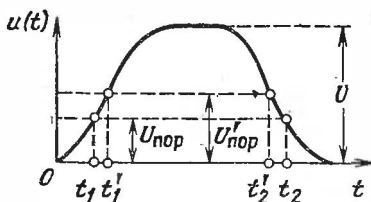


Рис. 5.

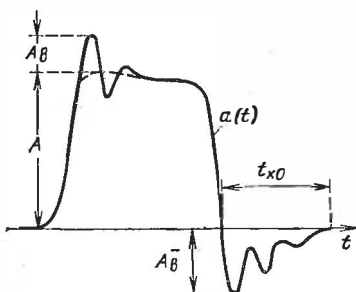


Рис. 6.

При прямоугольном импульсе описанной выше вариации моментов t_1 или t_2 не происходило бы. Чем меньше длительность фронта (среза), тем меньше временная нестабильность работы импульсных устройств. Поэтому обычно *предъявляются определенные требования к длительности фронта или среза импульса*. Эти требования в зависимости от назначения определяются равенствами:

$$t_{\text{ф}} \cong (0,1 \div 0,3) t_{\text{и}}; \quad t_{\text{с}} = (0,1 \div 0,3) t_{\text{и}}. \quad (2.5)$$

8. Из-за влияния паразитных элементов импульсных устройств на вершине и хвосте импульса иногда заметно проявляются нежелательные для многих применений наложенные *паразитные колебания* (рис. 6). Благоприятно то, что благодаря наличию в рабочих цепях устройств активных сопротивлений паразитные колебания довольно быстро затухают. Для ускорения затухания иногда специально вводят активные элементы в рабочие цепи устройств.

В ряде технических применений (в частности, в телевидении) предъявляются *определенные требования к равномерности вершины импульса*, нарушаемой паразитными колебаниями. Неравномерность вершины оценивается относи-

тельной величиной A_B выброса импульса (рис. 6); аналогично оценивается значимость обратного выброса A_B^- :

$$\lambda_B = \frac{A_B}{A}; \quad \lambda_B^- = \frac{A_B^-}{A}. \quad (2.6)$$

Выброс импульса определяет пиковое значение импульса $A_{\Pi} = A + A_B$. Но высота A импульса, выражающая его номинальную величину, обычно определяется без учета паразитных колебаний на вершине.

9. Основные параметры последовательности импульсов. Наиболее важными являются три связанных между собой параметра: период T_{Π} повторения импульсов, скважность следования импульсов $Q_c = T_{\Pi}/t_B$ и частота повторения импульсов

$$F_{\Pi} = \frac{1}{T_{\Pi}}. \quad (2.7)$$

Частота повторения импульсов определяет число импульсов в 1 с; она измеряется в герцах (мегагерцах); 1 Гц — частота повторения, соответствующая 1 импульсу в 1 с.

10. Последовательность импульсов характеризуется также своим средним и действующим значениями, зависящими от формы импульсов и, в особенности, от скважности их следования. Определим эти значения для периодической последовательности импульсов, причем будем полагать, что $a(t)$ — аналитическое выражение одного из импульсов последовательности на интервале $(0, T_{\Pi})$.

Средним значением последовательности импульсов, определяющим постоянную составляющую импульсного процесса, называется величина

$$A_0 = \frac{1}{T_{\Pi}} \int_0^{T_{\Pi}} a(t) dt. \quad (2.8)$$

Для последовательности прямоугольных импульсов высотой A

$$A_0 = A \frac{t_B}{T_{\Pi}} = \frac{A}{Q_c}. \quad (2.8a)$$

Действующее (эффeктивное) значение последовательности импульсов находится из равенства энергий

$$k \int_0^{T_{\Pi}} [a(t)]^2 dt = k A_0^2 T_{\Pi}, \quad (2.9)$$

где k — коэффициент пропорциональности. Для последовательности прямоугольных импульсов высотой A из равенства (9) получаем $A^2 t_{\text{н}} = A^2_{\text{э}} T_{\text{п}}$, откуда

$$A_{\text{э}} = A \sqrt{\frac{t_{\text{н}}}{T_{\text{п}}}} = \frac{A}{\sqrt{Q_{\text{с}}}}. \quad (2.9a)$$

Из сопоставления формул (8a) и (9a) следует, что $A_{\text{э}} = A_0 \sqrt{Q_{\text{с}}}$, т. е. действующее значение импульсного процесса больше его среднего значения, причем это различие повышается с возрастанием скважности следования импульсов.

§ 2.2. ПАРАМЕТРЫ ТИПОВЫХ ИМПУЛЬСОВ

1. Активная длительность фронта экспоненциальной формы. Фронтальная часть импульса часто выражается аналитически экспоненциальной функцией времени (рис. 7)

$$a = a(t) = A(1 - e^{-\beta t}) \quad (t \geq 0), \quad (2.10)$$

где $1/\beta = \theta$ — постоянная времени экспоненты.

Согласно формуле (3), активная длительность фронта определяется моментами $t'_{0,1}$ и $t'_{0,9}$, в которые величина импульса равна соответственно $0,1A$ и $0,9A$; эти моменты находятся из уравнений

$$a(t'_{0,1}) = A(1 - e^{-\beta t'_{0,1}}) = 0,1A, \quad (a)$$

$$a(t'_{0,9}) = A(1 - e^{-\beta t'_{0,9}}) = 0,9A. \quad (б)$$

Так как $\beta t'_{0,1} \ll 1$, то уравнение (a) можно упростить, используя для этого первые два члена разложения в ряд функции

$$e^{-\beta t'_{0,1}} = 1 - \beta t'_{0,1} + \frac{1}{2!} (\beta t'_{0,1})^2 - \dots \cong 1 - \beta t'_{0,1}.$$

Подставив последний двучлен в уравнение (a), получим

$$\beta t'_{0,1} = 0,1. \quad (в)$$

Решая уравнение (б), найдем

$$e^{-\beta t'_{0,9}} = 0,1, \quad \text{откуда} \quad \beta t'_{0,9} = \ln 10 = 2,3. \quad (г)$$

Учитывая равенства (в) и (г), из формулы (3) получим

$$t_{\Phi} = \frac{2,3}{\beta} - \frac{0,1}{\beta} = \frac{2,2}{\beta} = 2,2 \theta. \quad (2.11)$$

Таким образом, активная длительность фронта экспоненциальной формы в 2,2 раза больше постоянной времени θ .

2. Экспоненциальный импульс. Определим активную длительность экспоненциального импульса (рис. 8), выражаемого функцией

$$a = a(t) = Ae^{-\beta t} \quad (t \geq 0), \quad (2.12)$$

где $1/\beta = \theta$ — постоянная времени экспоненты.

Согласно формуле (2) активная длительность импульса определяется моментами $t'_{0,5}$ и $t''_{0,5}$, в которые величина

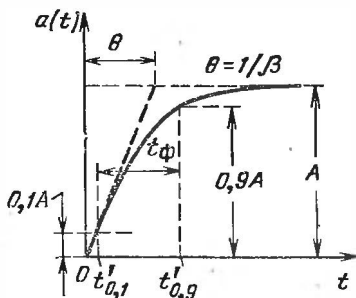


Рис. 7.

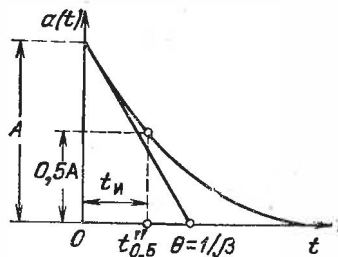


Рис. 8.

импульса равна $0,5A$. Так как в данном случае длительность фронта импульса равна нулю, то $t'_{0,5} = 0$. Момент $t''_{0,5}$ — корень уравнения

$$Ae^{-\beta t} = \frac{A}{2}, \quad \text{откуда} \quad t''_{0,5} = \frac{\ln 2}{\beta}.$$

Подставляя найденные значения в формулу (2), получим

$$t_{и} = \frac{\ln 2}{\beta} \cong 0,7 \theta. \quad (2.13)$$

Таким образом, активная длительность экспоненциального импульса составляет $\sim 70\%$ от постоянной времени θ .

3. Экспоненциальный импульс лишен плоской вершины. После мгновенного достижения высоты A сразу же начинается спад импульса. Найдем его длительность. Замечаем, что при $t > 0$ функция (12) может быть представлена в виде разности $A - [A(1 - e^{-\beta t})]$, где выражение в квадратных скобках совпадает с функцией (10). Следовательно, как это вытекает из формул (3), определение длительности среза экспоненциального импульса не отличается от определения длительности фронта, изме-

няющего по экспоненциальному закону (см. п. 1). Поэтому активная длительность среза экспоненциального импульса

$$t_c = 2,2 \theta. \quad (2.14)$$

4. Двухэкспоненциальный импульс — импульс, выражаемый разностью двух экспоненциальных функций:

$$a = a(t) = B(e^{-\beta_1 t} - e^{-\beta_2 t}) \quad (t \geq 0); \quad (2.15)$$

он имеет вид, показанный на рис. 9. Здесь при положительной полярности импульса $\beta_1 < \beta_2$, и экспонента с постоянной времени $\theta_2 = 1/\beta_2$ определяет, в основном, восходящую часть импульса (фронт), а экспонента с постоянной

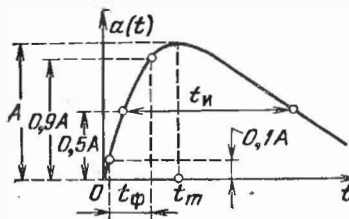


Рис. 9.

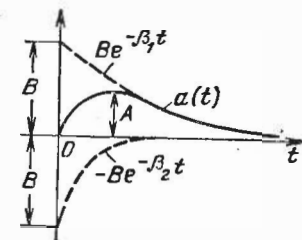


Рис. 10.

времени $\theta_1 = 1/\beta_1$ определяет, в основном, падающую часть импульса (срез). В формуле (15) величина B не равна высоте A импульса, что ясно из приведенного на рис. 10 (в несколько уменьшенном масштабе) построения; здесь пунктирными линиями изображены графики двух составляющих функции (15), разность которых представляет график рассматриваемого импульса. Как видно, $B > A$.

Продифференцировав функцию (15) по времени, из условия $da/dt = 0$ можно найти момент $t_m = \frac{1}{\beta_2 - \beta_1} \ln \frac{\beta_2}{\beta_1}$, в который функция $a(t)$ достигает максимума $a_{\max} = a(t_m) = A$. Отсюда можно найти высоту импульса

$$A = a_{\max} = k_m B, \quad (2.16)$$

где

$$k_m = e^{-\gamma_1} - e^{-\gamma_2}, \quad \gamma_1 = \frac{\ln \gamma}{\gamma - 1}, \quad \gamma_2 = \frac{\gamma \ln \gamma}{\gamma - 1}$$

и

$$\gamma = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{\theta_1}{\theta_2}. \quad (2.17)$$

График зависимости $k_m = k_m(\gamma)$ приводится на рис. 11. Он позволяет по заданию величины B найти высоту A из равенства (16). При малых значениях $\gamma < 2$ высота $A \ll B$; при $\gamma > 10$ высота A приближается к B .

5. Из численного решения трех трансцендентных уравнений

$$a(t) = 0,5A, \quad a(t) = 0,1A, \quad a(t) = 0,9A$$

находятся моменты времени $t'_{0,5}$, $t''_{0,5}$, $t'_{0,1}$ и $t'_{0,9}$, которые в соответствии с формулами (2) и (3) определяют активные

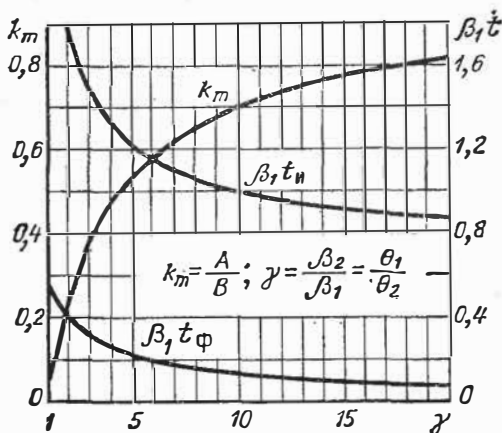


Рис. 11.

длительности t_n и t_ϕ . По данным таких вычислений построены представленные на рис. 11 графики функций $\beta_1 t_n = F_n(\gamma)$ и $\beta_1 t_\phi = F_\phi(\gamma)$; они позволяют по заданным значениям β_1 и β_2 (или θ_1 и θ_2) найти активные длительности t_n и t_ϕ . В практически наиболее важных случаях ($\gamma > 1,5$) можно (с погрешностью менее 10%) пользоваться приближенными формулами:

$$\beta_1 t_n \cong \frac{2}{\gamma} + 0,78 \quad (1,5 < \gamma < 20); \quad (2.18)$$

$$\beta_1 t_n \cong \frac{3}{\gamma} + 0,7 \quad (\gamma > 20); \quad (2.19)$$

$$\beta_1 t_\phi \cong 0,55 \ln \frac{\gamma}{\gamma-1} \quad (1,5 < \gamma < 10); \quad (2.20)$$

$$\beta_1 t_\phi \cong \frac{1,16}{\gamma-1} + 0,015 \quad (10 < \gamma < 30). \quad (2.21)$$

Из этих формул видно, что при $\gamma \rightarrow \infty$ длительности $t_n \rightarrow 0,7/\beta_1$ и $t_\phi \rightarrow 0$. Такой результат согласуется с тем, что при $\gamma \rightarrow \infty$ также и $\beta_2 \rightarrow \infty$, т. е. двухэкспоненциальный импульс вырождается в экспоненциальный импульс.

6. Пример. Вычислить активные длительности t_n и t_ϕ импульса, выражаемого функцией (15), если известно, что $\beta_1 = 0,2 \text{ мкс}^{-1}$ ($\theta_1 = 5 \text{ мкс}$) и $\beta_2 = 0,4 \text{ мкс}^{-1}$ ($\theta_2 = 2,5 \text{ мкс}$).

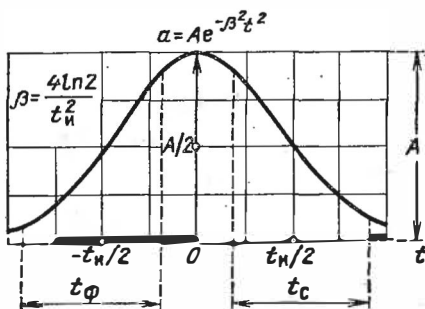


Рис. 12.

Решение. Находим параметр $\gamma = \beta_2/\beta_1 = 2$. Обращаясь к формулам (18) и (20), вычисляем:

$$t_n \cong \frac{1}{\beta_1} \left(\frac{2}{\gamma} + 0,78 \right) = \frac{1}{0,2} \left(\frac{2}{2} + 0,78 \right) = 8,9 \text{ мкс};$$

$$t_\phi \cong \frac{1}{\beta_1} 0,55 \ln \frac{\gamma}{\gamma - 1} = \frac{1}{0,2} 0,55 \ln 2 = 1,9 \text{ мкс}.$$

Практически такие же значения получаются из приведенных на рис. 11 кривых (погрешность расчета менее 3%).

7. Колокольный импульс (рис. 12) выражается функцией

$$a = a(t) = A e^{-\beta^2 t^2} \quad (-\infty < t < \infty), \quad (2.22)$$

широко применяемой в теории вероятностей. Импульс такой формы играет особую роль в технике приема импульсных сигналов (в шумах): при таком импульсе смягчается противоречие между требованием сосредоточения энергии импульса во времени и требованием сосредоточения энергии импульса в спектре [9, 17]. Для сравнения укажем, что прямоугольный импульс наилучшим образом удовлетворяет первому требованию, но обладает чрезмерно широким спектром.

В соответствии с формулой (2), из условия (рис. 12)

$$a\left(\frac{t_{и}}{2}\right) = Ae^{-\beta^2 t_{и}^2/4} = \frac{A}{2}$$

находим (после логарифмирования) активную длительность

$$t_{и} = 2 \frac{\sqrt{\ln 2}}{\beta} = \frac{1,66}{\beta} \quad (2.23)$$

Максимальная крутизна импульса, определяемая из условия $d^2a/dt^2 = 0$, соответствует моментам

$$t_{к} = \pm \frac{1}{\sqrt{2}\beta} = \pm \frac{t_{и}}{\sqrt{8 \ln 2}} = \pm 0,425 t_{и}, \quad (2.24)$$

где учтено соотношение (23). Подставляя значение $t = t_{к}$ в формулу (22), получим

$$a(t_{к}) = \frac{A}{\sqrt{e}}; \quad \left| \frac{da}{dt} \right|_{\max} = A\beta \sqrt{\frac{2}{e}}. \quad (2.25)$$

Моменты $\pm t_{0,1}$ и $\pm t_{0,9}$, в которые величина импульса равна соответственно $0,1 A$ и $0,9 A$, находятся из уравнений

$$Ae^{-\beta^2 t_{0,1}^2} = 0,1 A; \quad Ae^{-\beta^2 t_{0,9}^2} = 0,9 A.$$

Отсюда активные длительности фронта и среза импульса

$$t_{\phi} = t_c \cong \frac{1,19}{\beta} \cong 0,72 t_{и}. \quad (2.26)$$

§ 2.3. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ВЫРАЖЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ

1. При анализе импульсных процессов в линейных цепях иногда удобно (поскольку здесь применим метод наложения сигналов) выражать аналитически импульсные сигналы в виде алгебраической суммы непрерывных функций, действующих до $t = \infty$, начиная с некоторого фиксированного для каждой функции момента времени. Для этой цели применяются *единичные функции*.

Напомним, что единичная функция $1(t)$ и запаздывающая на время $t_{зап}$ единичная функция $1(t - t_{зап})$ обладают свойствами (рис. 13):

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t > 0; \end{cases} \quad 1(t - t_{зап}) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_{зап}, \\ 1 & \text{при } t > t_{зап}. \end{cases} \quad (2.27)$$

2. Применяя единичные функции, легко выразить представленные на рис. 14 сигналы:

а) запаздывающий на время $t_{\text{зап}}$ сигнал включения (рис. 14, а);

б) экспоненциальный импульс, действующий при $t > 0$ (рис. 14, б);

в) запаздывающий экспоненциальный импульс (рис. 14, в).

3. Импульсные сигналы $a(t)$ *разрывного типа* (характеризуемые наличием разрывов функции $a(t)$ или ее производной по времени) также выражаются посредством единичных функций. Рассмотрим некоторые типичные примеры.

а) Из показанного на рис. 15, а построения следует, что прямоугольный импульс выражается алгебраической суммой двух функций:

$$a(t) = f_1(t) + f_2(t) = A \cdot 1(t) - A \cdot 1(t - t_{\text{н}}). \quad (2.28)$$

Таким образом, прямоугольный импульс представляется в виде суперпозиции двух сигналов включения одинаковой высоты, но разной полярности, причем сигнал включения на полярности, противоположной полярности импульса, запаздывает на время $t_{\text{н}}$ относительно сигнала включения, имеющего одинаковую с импульсом полярность.

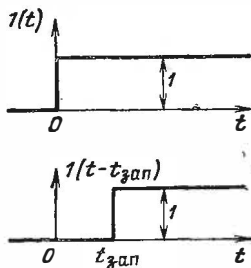


Рис. 13.

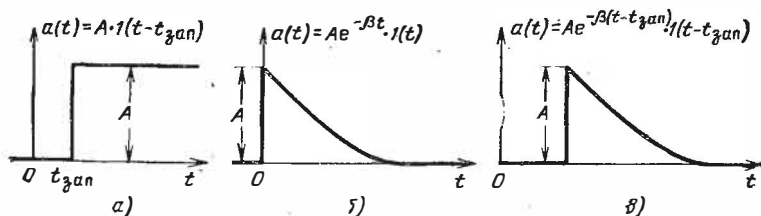


Рис. 14.

б) Из показанного на рис. 15, б построения видно, что линейно-изменяющийся фронт импульса $a(t)$ с плоской вершиной представляется в виде суперпозиции двух разнополярных линейно-изменяющихся сигналов $f_1(t)$ и $f_2(t)$ одинаковой (в абсолютном смысле) крутизны $A/t_{\Phi 0}$, равной крутизне фронта импульса $a(t)$, причем сигнал $f_2(t)$ запаздывает относительно сигнала $f_1(t)$ на время $t_{\Phi 0}$. Таким образом,

$$a(t) = A \frac{t}{t_{\Phi 0}} \cdot 1(t) - A \frac{t - t_{\Phi 0}}{t_{\Phi 0}} \cdot 1(t - t_{\Phi 0}). \quad (2.29)$$

Эта функция имеет смысл до момента начала среза импульса.

в) Треугольный импульс (рис. 15, в) с одинаковой (абсолютно) крутизной фронта и среза ($|da/dt| = 2A/t_{и0}$) выражается аналитически суммой трех линейно изменяющихся функций $f_1(t)$, $f_2(t)$

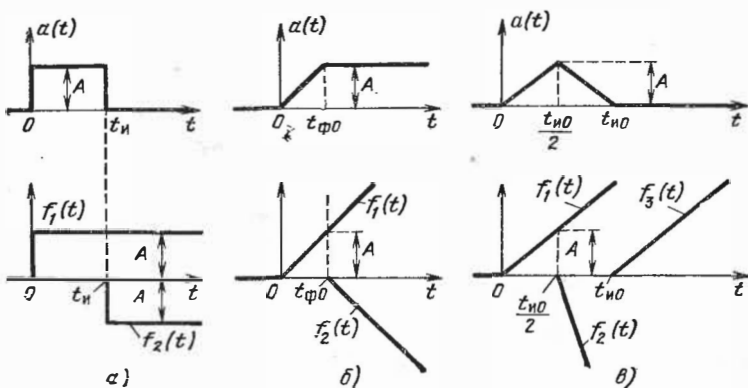


Рис 15.

и $f_3(t)$, начинающихся действовать соответственно в моменты времени 0, $t_{и0}/2$ и $t_{и0}$. Таким образом,

$$a(t) = \frac{2 \cdot A t}{t_{и0}} \cdot 1(t) - \frac{4A}{t_{и0}} \left(t - \frac{t_{и0}}{2} \right) \cdot 1 \left(t - \frac{t_{и0}}{2} \right) + \frac{2A}{t_{и0}} (t - t_{и0}) \cdot 1(t - t_{и0}). \quad (2.30)$$

§ 2.4. ПРИБЛИЖЕННАЯ ОЦЕНКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ФРОНТА

1. Пусть на вход линейного четырехполюсника (рис. 16, а) подается импульсный сигнал $u_{вх}(t)$, фронтальная часть которого изменяется по экспоненциальному закону (рис. 16, б)

$$u_{вх}(t) = U_{вх} (1 - e^{-t/\theta_{вх}}) \quad (t \geq 0) \quad (2.31)$$

с постоянной времени, определяющей активную длительность фронта

$$t_{ф\ вх} = 2,2 \theta_{вх}. \quad (2.31a)$$

Операционное изображение функции (31) имеет вид

$$\hat{u}_{вх}(p) = \frac{U_{вх}}{p(1 + p\theta_{вх})} \div u_{вх}(t). \quad (2.32)$$

Пусть *передаточная характеристика* четырехполосника

$$K_{\text{ч}}(p) = \frac{K_{\text{ч}\infty}}{1 + p\theta_{\text{ч}}} \quad (2.33)$$

Это значит, что *переходная характеристика* четырехполосника также изменяется по экспоненциальному закону (рис. 16, в)

$$h_{\text{ч}}(t) = K_{\text{ч}\infty} (1 - e^{-t/\theta_{\text{ч}}}) \quad (t \geq 0) \quad (2.34)$$

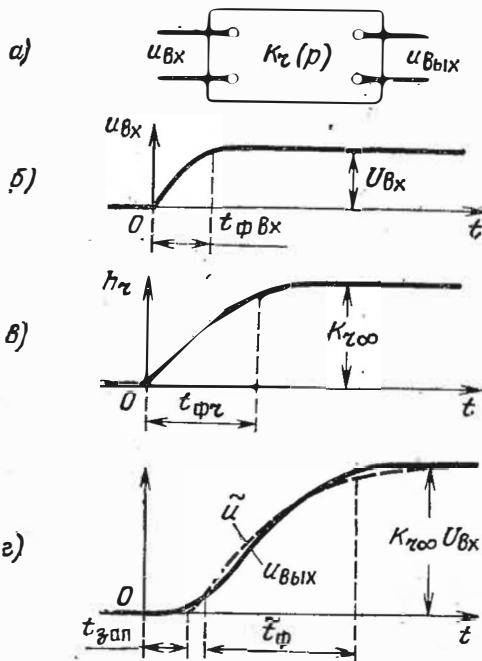


Рис. 16.

с постоянной времени, определяющей активную длительность фронта переходной характеристики:

$$t_{\phi\text{ч}} = 2,2 \theta_{\text{ч}} \quad (2.34a)$$

Операционное изображение выходного сигнала (рис. 16, а) равно произведению операционных выражений (32) и (33), т. е.

$$\hat{u}_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} K_{\text{ч}\infty}}{p(1 + p\theta_{\text{вх}})(1 + p\theta_{\text{ч}})} = \frac{U_{\text{вх}} K_{\text{ч}\infty}}{p(1 + a_1 p + a_2 p^2)}, \quad (2.35)$$

где

$$a_1 = \theta_{\text{вх}} + \theta_{\text{ч}}; \quad a_2 = \theta_{\text{вх}} \theta_{\text{ч}}. \quad (2.36)$$

Выходной сигнал описывается более сложной функцией (рис. 16, з) сравнительно с функциями $u_{\text{вх}}(t)$ и $h_{\text{ч}}(t)$. Функция $u_{\text{вых}}(t)$ характеризуется некоторым как бы запаздыванием, которое проявляется в том, что производная функции в точке $t = 0$ равна нулю.

2. Нахождение выходного сигнала по изображению (35) не представляет принципиального труда. Однако оперирование со сравнительно громоздкой функцией $u_{\text{вых}}(t)$ не всегда практически оправданно. Часто нас не интересует поведение выходного сигнала в небольшой окрестности $t = 0$, но все же важно учесть запаздывание в действии сигнала, обусловленное его поведением в этой окрестности. Тогда целесообразно заменить функцию $u_{\text{вых}}(t)$ приближенной запаздывающей функцией $\tilde{u}(t)$ (ее график показан на рис. 16, з пунктиром), которая при $t \geq t_{\text{зап}}$ изменяется по простому экспоненциальному закону

$$\tilde{u} = \tilde{u}(t) = U_{\text{вх}} K_{\text{ч}} \left(1 - e^{-\frac{t-t_{\text{зап}}}{\tilde{\theta}}} \right) \quad (t \geq t_{\text{зап}}) \quad (2.37)$$

с эквивалентной постоянной времени $\tilde{\theta}$. В области достаточно больших времен функции \tilde{u} и $u_{\text{вых}}$ совпадают.

Эквивалентная постоянная времени и запаздывание определяются из формул [30]

$$\tilde{\theta} = \sqrt{a_1^2 - 2a_2}; \quad (2.38)$$

$$t_{\text{зап}} = a_1 - \theta = a_1 - \sqrt{a_1^2 - 2a_2}. \quad (2.39)$$

В этом случае активные длительности фронтов выходного сигнала и аппроксимирующей функции близки друг к другу, т. е.

$$\tilde{t}_{\phi} = 2,2\tilde{\theta} \cong t_{\phi \text{ вых}}. \quad (2.40)$$

Подставляя в формулу (38) выражения (36), получаем

$$\tilde{\theta} = \sqrt{\theta_{\text{вх}}^2 + \theta_{\text{ч}}^2}. \quad (2.41)$$

Заменяя здесь постоянные времени равными им величинами из равенств (31, а), (34, а) и (40), получаем -

$$\tilde{t}_{\phi} = \sqrt{t_{\phi \text{ вх}}^2 + t_{\phi \text{ ч}}^2} \cong t_{\phi \text{ вых}}. \quad (2.42)$$

Формула (42) выражает *правило квадратурного сложения активных длительностей фронтов*, которое впервые из анализа экспериментальных данных было сформулировано О. Б. Лурье. Эта формула позволяет весьма просто найти активную длительность фронта сигнала на выходе линейного четырехполюсника, обладающего передаточной характеристикой (33), при воздействии на его вход сигнала с фронтом заданной длительности.

3. Правило квадратурного сложения активных длительностей фронтов может быть распространено и на более сложную цепь, состоящую из ряда последовательно включенных звеньев рассмотренного или более общего типа. Рассматривая более общий случай, можно показать [30], что если изображение выходного сигнала имеет вид*)

$$\hat{u}_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ } \infty}}{p(1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n)} \quad (a_i \geq 0), \quad (2.43)$$

где $U_{\text{ВЫХ } \infty} = u_{\text{ВЫХ}}(\infty)$, причем параметр $\xi_1 = 2a_2/a_1^2 < 1$, то сложная функция $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ также аппроксимируется (в области $t > t_{\text{зап}}$) запаздывающей экспоненциальной функцией (37), параметры которой выражаются формулами (38) и (39). При этом приближение $\tilde{u} \cong u_{\text{ВЫХ}}$ оказывается тем более близким, чем меньше величины ξ_1 и ξ_3 , где

$$\xi_3 = \left| \frac{a_3}{c_3} - 1 \right|; \quad c_3 = \frac{t_{\text{зап}}^2}{2} \left(a_1 - \frac{2}{3} t_{\text{зап}} \right). \quad (2.44)$$

В работе [30] приводятся графики и формулы, позволяющие легко оценить наибольшую погрешность аппроксимации $u_{\text{ВЫХ}} \cong \tilde{u}$.

4. В книге [31] излагается ряд других методов приближенного анализа монотонных переходных процессов в линейных цепях. Известен также корреляционный метод определения параметров переходного процесса [15]. В работе [32] описывается графоаналитический метод расчета переходных процессов, основанный на кусочно-линейной аппроксимации частотных характеристик линейной системы.

*) При определенных условиях изображение более общего вида

$$\hat{u}_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{1 + g_1' p + g_2' p^2 + \dots + g_r' p^r}{p(1 + a_1' p + a_2' p^2 + \dots + a_n' p^n)},$$

где степень $r < n - 1$, приводится к изображению вида (43), применительно к которому справедлив описанный выше приближенный метод анализа [30, 217].

1. Основные характеристики импульсных сигналов выражаются через временные и амплитудные параметры. Соответственно основной математический аппарат импульсной техники — аппарат интегро-дифференциальных уравнений, решаемых обычно операционным методом [9, 20, 23, 24, 26]*). Однако если импульсный процесс описывается дифференциальным уравнением высокого порядка, строгое или приближенное решение которого оказывается чрезмерно трудным или громоздким, то приходится прибегать к качественным спектральным представлениям. В таких случаях импульс той или иной формы характеризуют активной шириной спектра $(\Delta f)_c$, а цепь, подверженную действию импульса, — шириной полосы пропускания $(\Delta f)_п$. Затем устанавливают приближенное соотношение между $(\Delta f)_c$ и $(\Delta f)_п$, отвечающее требованиям конкретной задачи.

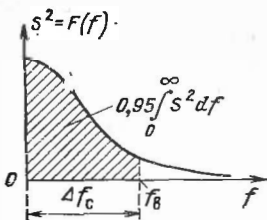


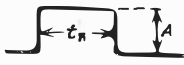
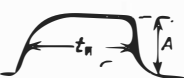

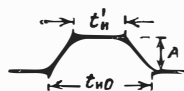
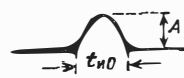
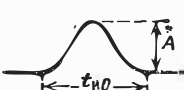


Рис. 17.

2. Известно [9, 17—24], что основная энергия видеоимпульса сосредоточена в низкочастотной части его энергетического спектра $S^2 = F(f)$ (рис. 17). Как показывает опыт решения задач импульсной техники [28], при оперировании с «гладкими» (без существенного проявления наложенных паразитных колебаний) импульсами удовлетворительный результат качественного спектрального анализа получается в случае, если активная ширина спектра импульса определяется тем диапазоном частот от $f = 0$ до некоторой верхней частоты $f_B = (\Delta f)_c$, в котором сосредоточено 95% полной энергии импульса $[(\Delta f)_c = (\Delta f)_{0,95}]$.

3. В табл. 1 приводятся значения активной ширины спектра импульсов некоторых форм, вычисленные по указанному в п. 2 критерию [9,28]. Здесь для всех импульсов

*) В случаях, когда нас не интересуют детали переходного процесса в течение короткого времени $t_{и}$ действия импульсов, следующих через интервалы $T_{п} \gg t_{и}$, применяется дискретный метод анализа с использованием математического аппарата решетчатых функций [8, 196].

При нахождении периодических решений иногда прибегают к методам гармонического анализа [18] или же к специальным методам анализа разрывных процессов, основанным на представлении решения специальными функциональными рядами [27, 29].

Форма импульса	Характеристика формы	$\frac{t_{\Phi}}{t_{И}}$	$\frac{t_{И}}{t_{И0}}$	Максимальная крутизна	$(\Delta f)_c t_{И0}$	$(\Delta f)_c t_{И}$
		0	1	∞	2	2
	$a = A(1 - e^{-\beta t})$	0,2	—	$11A/t_{И}$	—	0,9
	$t_{\Phi} = t_c = 2,2/\beta$	0,1	—	$22A/t_{И}$	—	1,37
	$a = Ae^{-\beta t}$	0	—	∞	—	1,4
	$t_{И0} = 2t'_{И}$	0,27	$\frac{3}{4}$	$\frac{3A}{t_{И}}$	0,9	0,67
	$a = A \cos \pi \times \frac{t}{t_{И0}}$	0,48	$\frac{2}{3}$	$\frac{2,09 A}{t_{И}}$	0,94	0,62
	$a = \frac{A}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{t_{И0}} \right)$	0,6	$\frac{1}{2}$	$\frac{1,57 A}{t_{И}}$	1,14	0,57
	$a = Ae^{-\beta^2 t^2}$ $t_{И} = 1,66/\beta$	0,79	0	$\frac{1,43 A}{t_{И}}$	—	0,52
	симметрич	0,8	$\frac{1}{2}$	$\frac{A}{t_{И}}$	1	0,5

(кроме экспоненциального) справедливо равенство $t_{\phi} = t_c$. Значения активной ширины спектра приводятся в последней графе в виде произведения $(\Delta f)_c t_{и}$ (или $(\Delta f)_c t_{и0}$). Это позволяет найти величину $(\Delta f)_c$ при заданной длительности импульса.

4. В нижней части рис. 18 изображено семейство кривых (построенных по данным несколько более общего анализа [28]), выражающих зависимость активной ширины

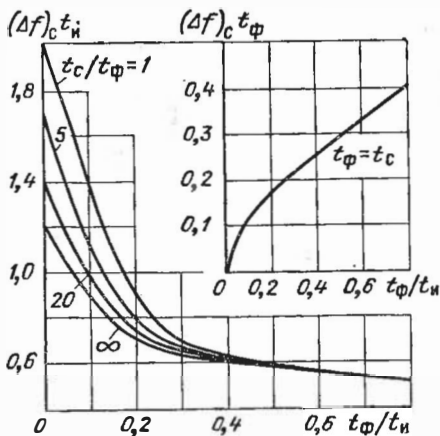


Рис. 18.

спектра [точнее, произведения $(\Delta f)_c t_{и}$] от относительной длительности фронта $t_{\phi}/t_{и}$. Параметром кривых является относительная величина t_c/t_{ϕ} , существенно влияющая на активную ширину спектра в области $t_{\phi}/t_{и} < 0,2$. Представленные на рис. 18 графики хорошо удовлетворяют как импульсам, приведенным в табл. 1, так и импульсам другой «гладкой» формы.

5. Умножив каждую ординату верхней кривой семейства, представленного в нижней части рис. 18, на абсциссу этой кривой, получим показанную в верхней части рис. 18 кривую зависимости произведения $(\Delta f)_c t_{\phi}$ от $t_{\phi}/t_{и}$. Как видно, в области $t_{\phi}/t_{и} > 0,2$ произведение $(\Delta f)_c t_{\phi} = 0,2 \div 0,4$. Таким образом, активную ширину спектра можно выразить соотношением (для $t_{\phi}/t_{и} > 0,2$)

$$(\Delta f)_c \cong \frac{k_c}{t_{\phi}}, \quad \text{где } k_c = 0,2 \div 0,4. \quad (2.45)$$

ЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

В этом разделе рассматриваются методы преобразования формы и параметров импульсов и методы формирования импульсов, основанные в принципе на использовании л и н е й н ы х свойств цепей. Практически устройства преобразования и формирования импульсов содержат и нелинейные элементы. Однако в рассматриваемых в этом разделе устройствах роль нелинейных элементов либо не является определяющей, либо нелинейные свойства элементов вообще не лежат в основе действия устройств и лишь проявляются в некоторой степени, как искажающие основной процесс факторы. Из этих соображений такие устройства условно могут рассматриваться как линейные.

К устройствам рассматриваемого типа, получившим наиболее широкое применение, относятся:

а) *интегрирующие цепи*, применяемые для преобразования импульсов по закону временного интеграла и, иногда, для расширения импульсов;

б) *дифференцирующие (укорачивающие) цепи*, применяемые для преобразования импульсов по закону производной по времени, а также для укорочения импульсов;

в) *импульсные трансформаторы*, применяемые для изменения полярности и величины импульсов;

г) *линии задержки*, применяемые для изменения временного положения (для задержки) произвольной последовательности импульсов;

д) *линейные формирующие цепи*, применяемые для получения высокостабильных по длительности импульсов, форма которых близка к прямоугольной.

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

§ 3.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП РАБОТЫ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

1. Назначение. Иногда требуется произвести преобразование сигнала заданной формы $u_{вх} = u_1(t)$ в сигнал $u_{вых} = u_2(t)$, изменяющийся по закону

$$u_2(t) = u_2(0) + k \int_0^t u_1(t) dt, \quad (3.1)$$

где k — коэффициент пропорциональности, а $u_2(0)$ — начальное значение выходного сигнала в момент $t = 0$. Выражаемое формулой (1) преобразование сигналов называется *интегрированием сигналов*; оно осуществляется посредством линейного четырехполюсника (рис. 1), называемого *интегрирующей цепью*.



Рис. 1.

Интегрирование сигналов применяется в устройствах *селекции и сравнения* импульсных сигналов, в устройствах формирования импульсов и сигналов сложной формы (в частности, в устройствах формирования *линейно-изменяющегося напряжения*), в *вычислительной технике аналогового типа*, в *информационно-измерительной технике* и для других целей.

2. Операция интегрирования сигналов иллюстрируется приведенными на рис. 2 и 3 временными диаграммами.

На рис. 2 представлен сигнал $u_1(t)$ в виде последовательности разнополярных прямоугольных импульсов, постоянная составляющая которого равна нулю (заштрихованные на рис. 2 площади равны). При интегрировании сигнала $u_1(t)$ на выходе идеальной интегрирующей цепи получается сигнал $u_2(t)$ в виде последовательности импульсов трапецидальной формы высотой U_2 . Полезно обратить внимание на то, что высота $U_2 = kU_1 t_{и} = kU'_1 t'_{и}$, т. е. она пропорциональна площади любого из заштрихованных на рис. 2 прямоугольников.

При интегрировании сигнала $u_1(t)$ (также не содержащего постоянной составляющей) в виде последовательности раз-

нополярных треугольных импульсов (рис. 3) сигнал $u_2(t)$ в течение времени действия каждого из входных импульсов изменяется по кусочно-параболическому закону (график сигнала содержит сопряженные в точках M_1, M_2 и т. д. отрезки парабол). В момент t_1 величина $u_2(t_1) = 0,5kU_1T_1$

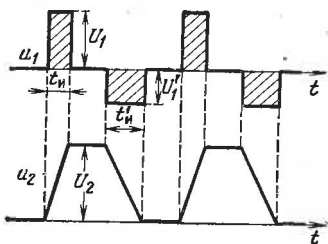


Рис. 2.

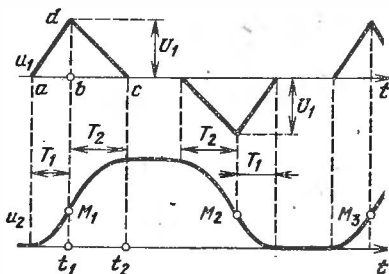


Рис. 3.

пропорциональна площади треугольника abd , а в момент t_2 величина $u_2(t_2) = 0,5kU_1(T_1 + T_2)$ пропорциональна площади треугольника adc .

Из представленных на рис. 2 и 3 диаграмм видно, что при интегрировании импульсов происходит увеличение длительности выходных импульсов относительно длительности входных импульсов. Это свойство используется в некоторых схемах расширения импульсов [111].

Приведенные на рис. 2 и 3 диаграммы соответствуют идеальным условиям работы интегрирующей цепи, которые в полной мере не достижимы на практике.

3. Принцип работы интегрирующей RC-цепи. Конденсатор (без утечки) является идеальным элементом для интегрирования входного тока i (рис. 4, а). Однако обычно ставится задача интегрирования входного напряжения u_1 . Для такой возможности достаточно преобразовать источник напряжения u_1 в генератор тока i , сила которого пропорциональна напряжению u_1 . Близкий к этому результат можно достигнуть, если последовательно с конденсатором включить резистор достаточно большого сопротивления R (рис. 4, б), при котором ток $i = (u_1 - u_2)/R$

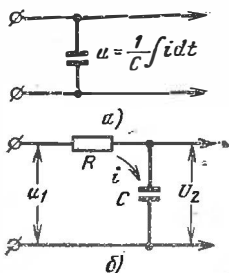


Рис. 4.

почти не зависит от напряжения u_2 . Это будет справедливо при $|u_2| \ll |u_1|$, и тогда выражение выходного сигнала (для случая $u_2(0) = 0$)

$$u_2 = u_2(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{1}{RC} \int_0^t (u_1 - u_2) dt \quad (3.2)$$

можно заменить приближенным выражением

$$u_2 \cong u_{2T}(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt = \frac{Q(t)}{RC} \quad (3.3)$$

Здесь функция $u_{2T}(t)$ представляет результат точного интегрирования сигнала $u_1(t)$; $Q(t)$ — выражаемая определенным интегралом алгебраическая площадь сигнала на интервале $(0, t)$.

Степень приближения реального выходного сигнала к функции $u_{2T}(t)$ зависит от степени выполнения неравенства $|u_2| \ll |u_1|$ или, что почти то же, от степени выполнения неравенства $|u_{2T}| \ll |u_1|$. Из формулы же (3) видно, что величина $|u_{2T}|$ обратно пропорциональна постоянной времени RC . Следовательно, для возможности использования RC -цепи в качестве интегрирующей цепи необходимо, чтобы постоянная времени RC была достаточно велика. Это качественное требование уточняется ниже количественно.

Часто принимают специальные меры для приведения интегрирующей цепи к начальному условию $u_2(0) = 0$. Если же $u_2(0) \neq 0$, то в левых частях формул (2) и (3) следует u_2 заменить выражением $u_2 - u_2(0)$; соответственно u_{2T} заменяется на $u_{2T} - u_2(0)$. В дальнейшем при отсутствии оговорок будем полагать $u_2(0) = 0$.

4. Величина выходного сигнала. Обычно разность $|u_2 - u_{2T}|$, выражающая погрешность интегрирования RC -цепью, относительно невелика. Поэтому при расчетах можно формулу (3) применять для определения величины выходного сигнала. Имея это в виду, рассмотрим случай интегрирования однополярного импульса напряжения произвольной формы (рис. 5). Согласно формуле (3) наибольшая величина выходного сигнала, получаемая в момент $t_{и0}$,

$$u_2(t_{и0}) = U_2 \cong u_{2T}(t_{и0}) = \frac{1}{RC} \int_0^{t_{и0}} u_1 dt = \frac{Q(t_{и0})}{RC}, \quad (3.4)$$

где $Q(t_{и0})$ — площадь импульса $u_1(t)$, показанная на рис. 5 в заштрихованном виде. Эта площадь близка к площади $U_1 t_{и}$. При интегрировании же импульсов прямоугольной, треугольной, трапецидальной формы (а также некоторых других импульсов) равенство $Q(t_{и0}) = U_1 t_{и}$ является совершенно точным. Поэтому при технических расчетах можно принять

$$u_2(t_{и0}) = U_2 \cong \frac{U_1 t_{и}}{RC}. \quad (3.5)$$

Из этой формулы видно, что для выполнения неравенства $U_2 \ll U_1$ должно выполняться неравенство $t_{и} \ll RC$.

5. Погрешность интегрирования, осуществляемого RC -цепью, — важная характеристика интегрирующей цепи. Ее значимость в первую очередь обусловлена тем, что требование $|u_2| \ll |u_1|$, определяющее точность работы интегрирующей цепи,

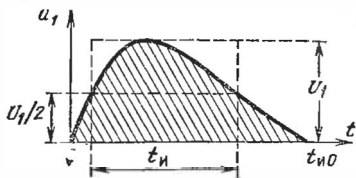


Рис. 5.

одновременно приводит к уменьшению величины выходного сигнала, т. е. оно противоречит эффективности преобразования, выполняемого интегрирующей цепью. Поэтому необходимо ограничить погрешность работы схемы в требуемых пределах.

Из сравнения формул (2) и (3) видно, что погрешность интегрирования обусловлена влиянием напряжения u_2 на выходной сигнал. Согласно формуле (2)

$$u_2 = \frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt - \frac{1}{RC} \int_0^t u_2 dt = \frac{Q(t)}{RC} - \Delta u_2(t). \quad (3.6)$$

Здесь член $Q(t)/RC$ выражает в соответствии с формулой (3) результат точного интегрирования, а член $\Delta u_2(t)$ — погрешность интегрирования реальной RC -цепью. При определении этой погрешности допустимо (с точностью до величины более высокого порядка малости) заменить функцию $u_2(t)$ ее приближенным выражением из формулы (3):

$$\Delta u_2(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t u_2 dt \cong \frac{1}{R^2 C^2} \int_0^t \int_0^t u_1 dt dt. \quad (3.7)$$

Формула (7) справедлива для однополярного импульса произвольной формы, если выполняется неравенство $|u_2| \ll \ll |u_1|$.

6. При интегрировании прямоугольного импульса высотой U_1

$$\Delta u_2(t) \cong \frac{1}{R^2 C^2} \int_0^t \int_0^t U dt = \frac{U_1 t^2}{2R^2 C^2} = \frac{Q(t)}{RC} \cdot \frac{t}{2RC}. \quad (3.8)$$

Наибольшая погрешность интегрирования получается в момент $t = t_{\text{ио}}$ окончания действия импульса:

$$\Delta u_2(t_{\text{ио}}) = \Delta U_2 \cong \frac{Q(t_{\text{ио}})}{RC} \cdot \frac{t_{\text{ио}}}{2RC}. \quad (3.9)$$

Основной интерес представляет относительная величина погрешности, нормированной относительно результата точного интегрирования, выражаемого формулой (4):

$$\delta = \frac{\Delta U_2}{u_{2T}(t_{\text{ио}})} = \frac{\Delta U_2}{Q(t_{\text{ио}})/RC} \cong \frac{t_{\text{ио}}}{2RC}. \quad (3.10)$$

7. Можно показать, что относительная погрешность интегрирования однополярного импульса любой симметричной формы также выражается формулой (10). При интегрировании же импульса несимметричной формы (рис. 6) погрешность интегрирования в случае импульса вида, показанного на рис. 6, а, получается несколько большей, а в случае импульса вида, показанного на рис. 6, б, несколько меньшей, чем погрешность, выражаемая формулой (10). Обычно асимметрия импульсов невелика, и при оценке погрешности интегрирования можно применять формулу (10). Если же точная оценка погрешности существенна, то при несимметричной форме импульсов следует исходить из более точной формулы (7).

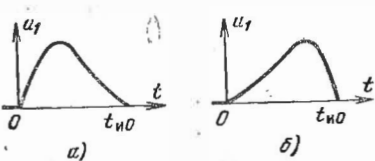


Рис. 6.

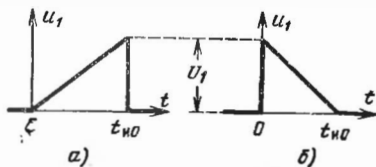


Рис. 7.

При интегрировании треугольных импульсов предельно асимметричной формы (рис. 7) различие в погрешности интегрирования получается довольно существенным.

Треугольный импульс, показанный на рис. 7, а, выражается на временном отрезке $(0, t_{и0})$ функцией $u_1 = U_1 t/t_{и0}$. Согласно формуле (7)

$$\Delta u_2(t_{и0}) = \frac{1}{R^2 C^2} \int_0^{t_{и0}} \int_0^t \frac{U_1 t}{t_{и0}} dt dt = \frac{U_1 t^3}{6R^2 C^2 t_{и0}} \Big|_0^{t_{и0}} = \frac{U_1 t_{и0}^2}{6R^2 C^2}. \quad (3.11)$$

Определяемый площадью импульса $Q(t_{и0}) = 0,5 U_1 t_{и0}$ результат точного интегрирования $\frac{Q(t_{и0})}{RC} = \frac{U_1 t_{и0}}{2RC}$. Отсюда относительная погрешность интегрирования

$$\delta = \frac{\Delta u_2(t_{и0})}{Q(t_{и0})/RC} = \frac{t_{и0}}{3RC} = \frac{2}{3} \frac{t_{и}}{RC}. \quad (3.11a)$$

При интегрировании импульса, показанного на рис. 7, б, выражаемого на временном отрезке $(0, t_{и0})$ функцией $u_1 = U_1 (1 - t/t_{и0})$, получаются такие соотношения:

$$\Delta u_2(t_{и0}) = \frac{U_1}{R^2 C^2} \left(\frac{t_{и0}^2}{2} - \frac{t_{и0}^2}{6} \right) = \frac{U_1 t_{и0}^2}{3R^2 C^2}. \quad (3.12)$$

$$\frac{Q(t_{и0})}{RC} = \frac{U_1 t_{и0}}{2RC}; \quad \delta = \frac{2}{3} \frac{t_{и0}}{RC} = \frac{4}{3} \frac{t_{и}}{RC}. \quad (3.12a)$$

Из полученных данных видно, что в первом случае относительная погрешность интегрирования получается в 2 раза меньше, чем во втором (и в 1,5 раза меньше, чем при интегрировании прямоугольного импульса). Такой результат объясняется тем, что в первом случае, когда и сигнал $u_1(t)$ и сигнал $u_2(t)$ нарастают во времени, полнее выполняется условие $|u_2| \ll |u_1|$, чем во втором случае, когда сигнал $u_2(t)$ нарастает во времени (площадь сигнала монотонно растет), а сигнал $u_1(t)$ падает.

§ 3.2. ТРЕБОВАНИЯ К ПАРАМЕТРАМ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

1. Из формулы (10) вытекает, что относительная погрешность интегрирования, осуществляемого интегрирующей цепью, тем меньше, чем сильнее выполняется неравенство $RC \gg t_{и0} (RC \gg t_{и})$.

При задании допустимой погрешности δ из формулы (10) находится постоянная времени RC . Так как величина выходного сигнала тоже обратно пропорциональна постоянной RC , то часто ограничиваются требованием $\delta \cong 0,1$. В этом случае

$$RC = \frac{t_{и0}}{2\delta} = \frac{t_{и0}}{2 \cdot 0,1} = 5t_{и0}, \quad (3.13)$$

и при интегрировании прямоугольного импульса высотой U_1 наибольшая величина выходного сигнала, согласно формуле (5),

$$U_2 = \frac{U_1 t_{\text{ин}}}{RC} = 2\delta U_1 = 0,2 U_1. \quad (3.14)$$

Выясним, из каких соображений выбираются параметры R и C интегрирующей цепи (см. рис. 4, б), если при заданной погрешности δ постоянная RC установлена.

В отношении уменьшения мощности, потребляемой интегрирующей цепью, желательно иметь возможно большую

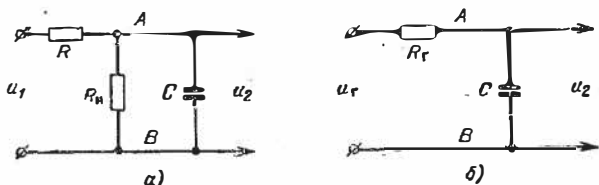


Рис. 8.

величину сопротивления R . Действительно, так как сила тока в цепи $i \cong u_1/R$, то потребляемая мощность $P = u_1 i \cong \cong u_1^2/R$.

Предельно допустимая величина R (при заданной постоянной времени RC) определяется наименьшей возможной величиной емкости C , которая не может быть меньше суммы емкостей монтажа и нагрузочного элемента, подключаемого к интегрирующей цепи. Часто нужная величина R определяется сопротивлением R_n , шунтирующим конденсатор C (рис. 8, а). Проводимость $1/R_n$ равна сумме проводимостей полезной нагрузки и резистора, иногда специально подключаемого к конденсатору для ускорения его разряда в течение интервала времени T_n между двумя отдельно интегрируемыми сигналами. Это бывает необходимо при вентильном источнике интегрируемых сигналов, обладающем в интервале времени T_n очень большим внутренним сопротивлением. В этом случае конденсатор разряжается по закону $u_2 \cong U_2 e^{-t'/(R_n C)}$, где момент $t' = 0$ относится к началу интервала времени T_n , когда $u_2 = U_2$. Для восстановления (к моменту поступления очередного интегрируемого сигнала) нужных начальных условий работы интегрирующей цепи должно выполняться равенство

$$T_n = k_B R_n C; \quad (3.15)$$

величина k_B устанавливается в зависимости от требуемого значения напряжения $u_2(T_H)$; при $k_B = 3$ напряжение $u_2(T_H) = 0,05U_2$.

2. Влияние сопротивления нагрузки. Применяя теорему об эквивалентном генераторе, преобразуем представленную на рис. 8, а схему к виду, показанному на рис. 8, б, где

$$R_r = \frac{R_H R}{R_H + R} = \frac{R_H}{1 + 1/\gamma}; \quad u_r = \frac{u_1 R_H}{R_H + R} = \frac{u_1}{1 + \gamma}; \quad (3.16)$$

$$\gamma = R/R_H. \quad (3.17)$$

Преобразованная цепь не отличается от исходной интегрирующей цепи (см. рис. 4, б). Поэтому для преобразованной цепи справедливы все выведенные выше формулы, если в них заменить u_1 и R на u_r и R_r . В частности, формулы (5) и (10) для выходного сигнала и погрешности интегрирования принимают вид:

$$u_2(t_{и0}) = U_2 \cong \frac{U_r t_{и}}{R_r C} = \frac{U_1 t_{и}}{\gamma R_H C}, \quad (3.18)$$

$$\delta \cong \frac{t_{и0}}{2R_r C} = \frac{(1 + \gamma) t_{и0}}{2\gamma R_H C} \quad (3.19)$$

3. Рассмотрим два типичных случая выбора параметров цепи.

а) Пусть величины R_H и δ заданы. Определяя из формулы (19) емкость, найдем

$$C = \frac{(1 + \gamma) t_{и0}}{2\gamma R_H \delta}. \quad (3.20)$$

Подставляя это значение в формулу (18), получим

$$U_2 \cong 2\delta \frac{U_1}{1 + \gamma} \frac{t_{и}}{t_{и0}}. \quad (3.21)$$

Из формулы (21) видно, что при заданных значениях R_H и δ с уменьшением γ , т. е. с уменьшением сопротивления R , выходной сигнал возрастает. Вместе с тем, как это следует из формулы (20), возрастает и нужная величина емкости C . При $\gamma < 1$ дальнейшее уменьшение γ мало сказывается на возрастании выходного сигнала (при $\gamma \ll 1$ величина $1 + \gamma \cong 1$), но приводит к быстрому увеличению емкости C . Следовательно, при выборе параметров схемы целесообразно ограничиться значением

$$\gamma = R/R_H \cong 0,2 \div 0,5. \quad (3.22)$$

б) Пусть величины δ и R_H заданы, но, кроме того, сопротивление R_H связано с емкостью C соотношением (15). Подставляя в формулу (19) значение $R_H C$ из формулы (15) и решая полученное уравнение относительно $1/\gamma$, найдем

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{R_H}{R} = 2\delta \frac{T_H}{k_B t_{и0}} - 1. \quad (3.23)$$

Формула (23) однозначно определяет параметр γ и, следовательно, нужную величину R , удовлетворяющую заданному значению δ . Однако при низких значениях погрешности $\delta \ll 1$ данная схема не всегда реализуема. Действительно, так как параметр γ существенно положителен, то схема реализуется лишь при $T_{и} \gg t_{и0}$ (т. е. при высокой скважности следования импульсов), когда выполняется неравенство

$$\delta > \frac{k_B}{2} \frac{t_{и0}}{T_{и}} \quad (k_B \cong 3). \quad (3.24)$$

В рассматриваемом случае иногда получается очень большая величина сопротивления $R \gg R_B$ и соответственно весьма низкая эффективность работы схемы ($U_2 \ll U_1$).

§ 3.3. ВАРИАНТЫ СХЕМ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

1. Интегрирующая цепь может быть также построена путем использования свойств индуктивности, напряжение на которой связано с протекающим током i уравнением $u_L = L di/dt$. Интегрируя это уравнение, получим $i = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt$. Схема интегрирующей цепи,

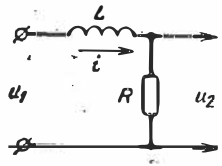


Рис. 9.

основанная на этом принципе, изображена на рис. 9. Здесь также должно выполняться неравенство $|u_2| \ll |u_1|$, при котором справедливо приближенное равенство $u_1 \cong u_L$. Для этого параметры цепи должны удовлетворять неравенству $L/R \gg t_{и0}$, где $t_{и0}$ — длительность интегрируемого сигнала. Интегрирующие цепи такого вида (они конструктивно сложнее RC -цепей) применяются иногда в технике специальных измерений.

2. На рис. 10 изображена схема интегрирующей цепи и временные диаграммы процессов в ней. Схема предназначена для ин-

тегрирования серий импульсов длительностью T_c , повторяющихся через интервалы времени $T_{и} \gg T_c$. Для предотвращения разряда конденсатора в паузах между импульсами одной серии установлен диод D . Для восстановления на конденсаторе в течение времени $T_{и}$ исходных начальных условий устанавливается резистор сопро-

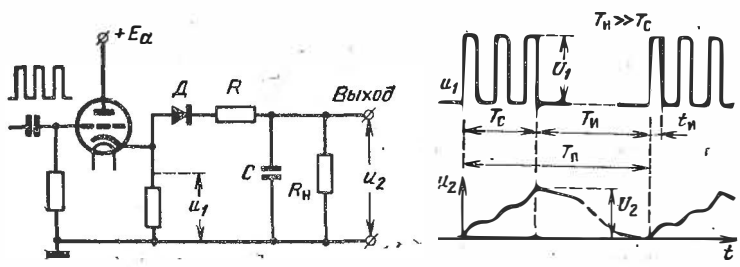


Рис. 10.

тегрирования серий импульсов длительностью T_c , повторяющихся через интервалы времени $T_{и} \gg T_c$. Для предотвращения разряда конденсатора в паузах между импульсами одной серии установлен диод D . Для восстановления на конденсаторе в течение времени $T_{и}$ исходных начальных условий устанавливается резистор сопро-

тивлением R_H , удовлетворяющим равенству (15). Сигнал с выхода интегрирующей цепи поступает на то или иное исполнительное или анализирующее устройство (его входное сопротивление учитывается сопротивлением R_H).

В отношении погрешности интегрирования действие серии импульсов в данной схеме почти эквивалентно действию одного импульса, длительность которого равна сумме длительностей всех импульсов серии.

3. В прецизионных схемах интегрирования сигналов применяется отрицательная обратная связь, создаваемая с помощью усилителя (рис. 11). Здесь выходной сигнал $u_{\text{ВЫХ}} = -K(u_C - \beta u_{\text{ВЫХ}})$, где K — коэффициент усиления каскада, а β — коэффициент обратной связи. Полагая $\beta K \gg 1$, имеем $|u_{\text{ВЫХ}}| \cong |u_C|/\beta$. Таким образом, выходной сигнал почти не зависит от K . Но благодаря действию обратной связи, в цепи $R - C - R_2$ заряда конденсатора осуществляется компенсация напряжения u_C на конденсаторе напряжением u_{R_2} , снимаемым с сопротивления R_2 обратной связи. В результате этого получается сильная степень выполнения неравенства $|u_C - u_{R_2}| \ll |u_1|$ (без необходимости выполнения неравенства $|u_C| \ll |u_1|$). Соответственно достигается высокая точность интегрирования конденсатором входного напряжения при достаточно высокой эффективности работы схемы [9]. Более подробно принцип работы таких схем рассматривается в гл. 16 и 17.

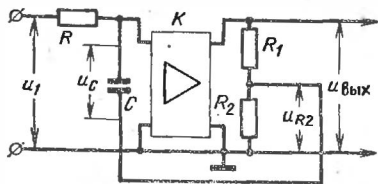


Рис. 11.

4. Различные варианты прецизионных схем интегрирования, известных под названием *операционных усилителей*, описаны в литературе [5, 12, 33—36], где дается также анализ работы схем и излагаются методы их расчета. В некоторых специальных случаях приходится производить двукратное, а иногда и многократное интегрирование сигналов, что осуществляется посредством многокаскадных интегрирующих цепей. Теория работы таких цепей изложена в статье [37].

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И УКРАЧИВАЮЩИЕ ЦЕПИ

§ 4.1. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

1. Назначение. Иногда требуется преобразовать импульс напряжения заданной формы $u_{\text{ВХ}} = u_1(t)$ в сигнал $u_{\text{ВЫХ}} = u_2(t)$, изменяющийся по закону

$$u_2 = u_2(t) = k \frac{du_1}{dt}, \quad (4.1)$$

где k — коэффициент пропорциональности. Такое преобразование формы импульсов называется *дифференцированием импульсов*; оно осуществляется посредством линейного четырехполюсника (рис. 1), называемого дифференцирующей цепью. Дифференцирование импульсов применяется в устройствах формирования импульсов, в счетно-решающих устройствах, при специальных измерениях и для других целей.

2. Принцип работы дифференцирующей RC-цепи. Конденсатор (без утечки) является идеальным элементом для преобразования приложенного к нему напряжения u_1

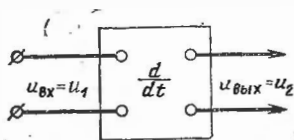


Рис. 1.

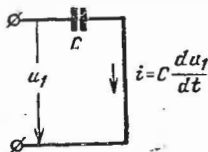


Рис. 2.

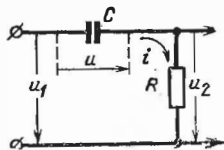


Рис. 3.

(рис. 2) в ток i , изменяющийся пропорционально производной du_1/dt . Однако нам надо получить выходное напряжение, изменяющееся по закону (1). Для этого достаточно преобразовать протекающий в цепи ток i в напряжение, пропорциональное току i . Интуитивно представляется, что это может быть достигнуто включением в цепь резистора R (рис. 3) настолько малого сопротивления, что закон изменения тока останется почти неизменным ($i \cong Cdu_1/dt$), а создаваемое им падение напряжения $iR = u_2$ будет изменяться по закону, близкому к выражаемому формулой (1).

Однако в действительности в показанной на рис. 3 цепи выходной сигнал $u_2 = iR = RCdu/dt$, где напряжение на конденсаторе $u = u_1 - u_2$. Поэтому

$$u_2 = RC \left(\frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right), \quad (4.2)$$

и приближенное равенство

$$u_2 \cong RC \frac{du_1}{dt} \quad (4.3)$$

справедливо лишь при условии

$$\left| \frac{du_2}{dt} \right| \ll \left| \frac{du_1}{dt} \right|. \quad (4.4)$$

У нас пока нет оснований полагать, что неравенство (4) выполняется настолько сильно, что можно полностью пренебречь вторым членом в скобках равенства (2). Поэтому учтем влияние этого члена с помощью приближенного равенства (3), что позволит исключить из равенства (2) неизвестную пока функцию $u_2(t)$; в результате такой подстановки получим

$$u_2 \cong RC \left(\frac{du_1}{dt} - RC \frac{d^2 u_1}{dt^2} \right). \quad (4.5)$$

Если снова подставить уточненное соотношение (5) в формулу (2), то можно найти еще более точную зависимость u_2 от u_1 и т. д. Мы ограничимся приближенным соотношением (5); оно позволяет сделать несколько общих качественных выводов:

а) Для применения RC -цепи в качестве дифференцирующей цепи необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$\left| \frac{du_1}{dt} \right| \gg RC \left| \frac{d^2 u_1}{dt^2} \right|. \quad (4.6)$$

Этому будет способствовать уменьшение постоянной времени RC . Но при этом будет уменьшаться и величина выходного сигнала, которая также пропорциональна постоянной RC .

б) Наибольшее искажение выходного сигнала при дифференцировании импульса $u_1(t)$ должно получаться в течение фронтовой части (или при срезе) этого импульса, где вторая производная $d^2 u_1 / dt^2$, выражающая скорость изменения кривой фронта (или среза), имеет наибольшую величину.

в) Наилучший результат дифференцирования должен получаться в течение той части импульса $u_1(t)$, где скорость изменения напряжения $du_1 / dt \cong \text{const}$.

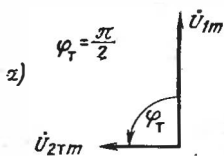
Из физических соображений ясно, что в начальные моменты времени воздействия на RC -цепь любого импульса $u_1(t)$ неравенство (4) не может выполняться, так как в момент $t = 0$ все напряжение импульса u_1 падает на сопротивлении R . Поэтому необходимо обратиться к более обоснованному анализу возможностей использования RC -цепи в качестве дифференцирующей цепи.

3. Спектральный анализ RC -цепи. Выясним раньше возможность и условия дифференцирования RC -цепью синусоидально изменяющегося напряжения $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$.

При точном дифференцировании этого сигнала выходной сигнал должен изменяться по закону

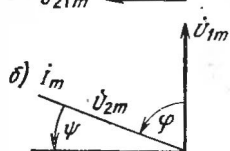
$$u_{2T} = k\omega U_{1m} \cos \omega t = U_{2Tm} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right). \quad (4.7)$$

Таким образом, при точном дифференцировании векторная диаграмма должна иметь вид, показанный на рис. 4, а, причем угол сдвига фаз φ_T и амплитуда выходного сигнала должны выражаться равенствами



$$\varphi_T = \frac{\pi}{2}; \quad U_{2Tm} = k\omega U_{1m}. \quad (4.8)$$

В реальной же RC -цепи амплитуда выходного сигнала



$$U_{2m} = I_m R = \frac{U_{1m} R}{\sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2} + R^2}} = \frac{\omega RC U_{1m}}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad (4.9)$$

Рис. 4.

а угол сдвига фаз (рис. 4, б) $\varphi = \pi/2 - \psi$, т. е. он отличается от угла φ_T на угол ψ , где

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} = \omega RC. \quad (4.10)$$

Из сопоставления выражений (9) и (10) с выражениями (8) следует, что для возможности применения RC -цепи для дифференцирования синусоидально изменяющегося напряжения частоты ω должно достаточно сильно выполняться неравенство $\omega RC \ll 1$. Однако при этом уменьшается и амплитуда выходного сигнала, что вынуждает ограничиться некоторым компромиссным решением.

Если принять $\omega RC \leq 0,25$, то фазовое искажение выходного сигнала согласно формуле (10) определяется углом $\psi = \operatorname{arctg} 0,25 \cong 0,25 \cong 14^\circ$. Такое искажение приемлемо для многих технических применений. Что же касается амплитудного искажения выходного сигнала, то при $\omega RC \leq 0,25$ оно настолько мало, что им можно пренебречь. Действительно, при $\omega RC = 0,25$ можно принять $\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} \cong 1 + 0,5\omega^2 R^2 C^2 \cong 1$, так как $0,5\omega^2 R^2 C^2 = 0,5(0,25)^2 \cong 0,03 \ll 1$. Следовательно, в выражении (9)

можно принять $U_{2m} \cong \omega RC U_{1m}$, что совпадает с выражением (8), если в нем положить $k = RC$.

4. Пусть дифференцируемый импульс $u_1(t)$ характеризуется спектром, активная ширина которого $(\Delta f)_c = f_B$, т. е. она ограничена сверху частотой f_B (см. рис. 2.17). Если неравенство $\omega RC < 0,25$ выполняется при $\omega = 2\pi f_B$, то оно подавно будет выполняться при частоте $f < f_B$. Это позволяет определить требования к постоянной времени дифференцирующей цепи из равенства

$$\omega RC = 2\pi (\Delta f)_c RC = 0,25. \quad (4.11)$$

Согласно формуле (2.45) активная ширина спектра импульса связана с активной длительностью его фронта соотношением

$$(\Delta f)_c \cong \frac{k_c}{t_\Phi},$$

где $k_c = 0,2 \div 0,4$. (4.12)

Подставляя выражение $(\Delta f)_c$ из формулы (12) в равенство (11) и ориентируясь при этом на менее благоприятный случай ($k_c = 0,4$), получим

$$RC \cong \frac{0,25 t_\Phi}{2\pi k_c} = \frac{0,25 t_\Phi}{2\pi \cdot 0,4} \cong 0,1 t_\Phi. \quad (4.13)$$

Таким образом, *постоянная времени RC дифференцирующей цепи должна быть примерно в 10 раз меньше активной длительности фронта дифференцируемого импульса.* Этот вывод, построенный на качественных спектральных представлениях, нуждается в проверке путем непосредственного анализа искажения выходного сигнала.

5. **Искажение выходного сигнала при дифференцировании.** В соответствии с выводом п. 2, б рассмотрим искажение выходного сигнала при дифференцировании фронта импульса $u_1(t)$ (рис. 5), который будем полагать изменяющимся по линейному закону

$$u_1(t) = U_1 \frac{t}{t_{\Phi 0}} \quad (0 \leq t \leq t_{\Phi 0}). \quad (4.14)$$

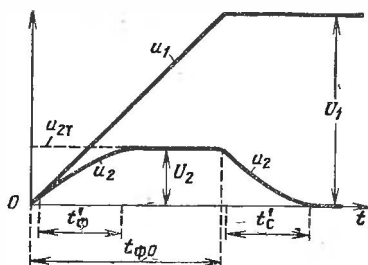


Рис. 5.

Может показаться (см. п. 2, в), что ввиду постоянства на интервале $(0, t_{\phi 0})$ производной $du_1/dt = U_1/t_{\phi 0}$ не должно иметь места искажения выходного сигнала. Однако такой вывод неправилен. Дело в том, что в точках $t = 0$ и $t = t_{\phi 0}$ (рис. 5) происходит скачкообразное изменение производной любого порядка от функции $u_1(t)$, и это обстоятельство должно привести к существенному искажению выходного сигнала в некоторых окрестностях этих точек. Убедимся в этом.

Переходная характеристика для выходного напряжения $u_2(t)$ RC -цепи (см. рис. 3) выражается функцией $h(t) = e^{-t/RC}$. Согласно формуле (14) $u_1(0) = 0$ и $du_1/dt = U_1/t_{\phi 0} = \text{const}$. Учитывая эти выражения, воспользуемся интегралом Дюамеля:

$$u_2(t) = \int_0^t \left(\frac{du_1}{dt} \right)_{t=t-\tau} \cdot h(\tau) d\tau = \int_0^t \frac{U_1}{t_{\phi 0}} e^{-\tau/RC} d\tau. \quad (4.15)$$

Интегрируя, получим

$$u_2(t) = U_1 \frac{RC}{t_{\phi 0}} (1 - e^{-t/RC}) \quad (0 \leq t \leq t_{\phi 0}). \quad (4.16)$$

Эта функция выражает выходной сигнал на интервале $(0, t_{\phi 0})$. Представив импульс $u_1(t)$, имеющий плоскую вершину, в виде суперпозиции двух линейно-изменяющихся напряжений разной полярности (см. рис. 2.15, б) и применяя метод наложения решений, можно найти выходной сигнал и в области $t > t_{\phi 0}$:

$$u_2(t) \cong U_1 \frac{RC}{t_{\phi 0}} e^{-\frac{t-t_{\phi 0}}{RC}} \quad (t \geq t_{\phi 0}), \quad (4.16a)$$

где предполагается, что $t_{\phi 0} \gg RC$.

Форма выходного сигнала $u_2(t)$ изображена на рис. 5; сигнал имеет вид импульса, фронт и срез которого изменяются по экспоненциальному закону с постоянной времени RC . В точке $t = 0$ крутизна выходного сигнала в точности равна крутизне импульса $u_1(t)$, т. е. в этой точке условие дифференцирования (4) совершенно не выполняется. На рис. 5 крупным пунктиром изображен также выходной сигнал $u_{2T}(t)$, который должен получаться при точном дифференцировании. Как и следовало ожидать, существенное искажение выходного сигнала получается в областях, прилегающих к точкам $t = 0$ и $t = t_{\phi 0}$. Длительность $\Delta t_{\text{иск}}$ областей

искажения выходным сигналам практически равна активным длительностям фронта и среза выходного сигнала, т. е.

$$\Delta t_{\text{иск}} \cong t_{\phi}' = t_{c}' = 2,2 RC. \quad (4.17)$$

В области $t_{\phi}' < t < t_{\phi 0}$ выходной сигнал практически совпадает с сигналом $u_{2T}(t)$, получающимся при точном дифференцировании:

$$u_2(t) \cong u_{2T}(t) = RC \frac{du_1}{dt} = \frac{RC}{t_{\phi 0}} U_1 = U_2. \quad (4.18)$$

Из формул (17) и (18) видно, что с увеличением постоянной времени RC возрастает величина выходного сигнала, но вместе с этим увеличивается и погрешность дифференцирования.

Часто приемлемой является длительность области искажения выходного сигнала

$$\Delta t_{\text{иск}} \cong 0,2 t_{\phi 0}. \quad (4.19)$$

Из формул (17) и (19) определяется приемлемая для многих технических применений величина постоянной времени дифференцирующей RC -цепи:

$$RC = \frac{t_{\phi}'}{2,2} = \frac{t_{c}'}{2,2} \cong \frac{0,2 t_{\phi 0}}{2,2} \cong 0,1 t_{\phi 0}. \quad (4.20)$$

что совпадает с результатом, выражаемым формулой (13).

6. Сравнение дифференцирующей и интегрирующей RC -цепей. В зависимости от параметров RC -цепи и способа ее включения она может быть использована для интегрирования и для дифференцирования входных сигналов $u_1(t)$. Отметим различия в работе интегрирующей и дифференцирующей цепей:

а) в интегрирующей цепи выходной сигнал снимается с конденсатора, а в дифференцирующей цепи — с резистора;

б) в интегрирующей цепи постоянная времени RC должна быть велика: она должна примерно в 5 раз превышать длительность интегрируемого импульса;

в) в дифференцирующей цепи постоянная времени RC должна быть мала: она должна быть примерно в 10 раз меньше длительности фронта (или среза) дифференцируемого импульса.

7. Варианты схем дифференцирующей цепи. Практические схемы дифференцирующей цепи отличаются от схемы, приведенной на рис. 3, наличием элементов, представляющих источник входных импульсов и полезную нагрузку. При дифференцировании кратковременных импульсов приходится также учитывать паразитные емкости схемы. Особенности работы дифференцирующей RC -цепи, связанные с отмеченными обстоятельствами, рассматриваются в § 4.2.

8. Дифференцирующая цепь может быть также построена при применении вместо конденсатора индуктивной катушки L , включенной последовательно с резистором, обладающим большим сопротивлением R (рис. 6). При этом выходной сигнал u_2 снимается

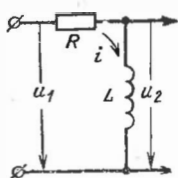


Рис. 6.

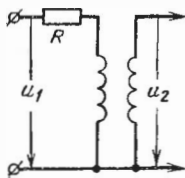


Рис. 7.

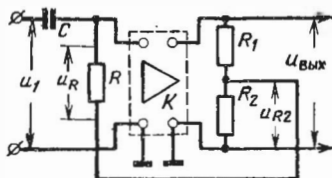


Рис. 8.

с индуктивной катушки. Тогда, если $|du_2/dt| \ll |du_1/dt|$, то приближенно можно полагать, что выходной сигнал $u_2 = L di/dt \cong (L/R) du_1/dt$. Чем меньше постоянная времени L/R сравнительно с длительностью фронта (или среза) импульса u_1 , тем точнее осуществляется дифференцирование этого импульса. Вместо RL -цепи можно применить дифференцирующий трансформатор (рис. 7).

RL -цепь конструктивно сложнее RC -цепи и поэтому применяется редко. Дифференцирующий трансформатор применяется в случаях, когда необходимо изменить полярность или величину выходного сигнала.

9. В прецизионных схемах дифференцирования импульсов применяется отрицательная обратная связь, создаваемая с помощью усилителя (рис. 8). Благодаря действию обратной связи в цепи $C - R - R_2$ осуществляется компенсация напряжения u_R на сопротивлении R напряжением u_{R2} , снимаемым с сопротивления R_2 обратной связи. В результате этого достигается сильная степень выполнения неравенства $\left| \frac{d}{dt} (u_R - u_{R2}) \right| \ll |du_1/dt|$ (без необходимости выполнения неравенства $|du_{\text{вых}}/dt| \ll |du_1/dt|$) и соответственно высокая точность дифференцирования при достаточно высокой эффективности работы схемы [9].

Различные варианты прецизионных схем дифференцирования, известных под названием *операционных усилителей*, описаны в технической литературе [12, 33, 34], где дается также анализ работы схем и излагаются методы их расчета.

А. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1. Принцип действия и назначение. При дифференцировании однополярного импульса $u_1(t)$ (рис. 9) на выходе дифференцирующей цепи образуется двухполярный импульс. $u_2(t) \cong k du_1/dt$ (его алгебраическая площадь равна нулю). Следовательно, импульс напряжения одной какой-нибудь полярности, получаемый на выходе дифференцирующей цепи, имеет длительность $t'_{и0}$ (или $t''_{и0}$), меньшую длительности $t_{и0}$ дифференцируемого импульса. Это свойство дифференцирующих цепей широко используется для укорочения импульсов, характеризуемых относительно малой длительностью фронта ($t_{ф0} \ll t_{и0}$) или среза ($t_{с0} \ll t_{и0}$).

Укорочение импульсов может быть осуществлено посредством дифференцирующей цепи любого типа (см. рис. 3, 6, 7). Преимущественное применение для этой цели нашли RC -цепи, которые с учетом их значения называются *укорачивающими цепями*.

Укорочение импульсов применяется для формирования кратковременных импульсов (используемых, в частности, для запуска импульсных генераторов), для селекции импульсов по длительности, для различения кодовой комбинации кодированных импульсных сигналов и для других целей; в ряде применений укорочение импульсов способствует повышению точности работы и помехозащищенности импульсных устройств.

Основное требование, предъявляемое к укорачивающей цепи, заключается в получении импульсов заданной длительности возможно большей амплитуды.

2. Укорочение прямоугольного импульса напряжения. Рассмотрим процессы в укорачивающей RC -цепи (рис. 10) при воздействии на нее прямоугольного импульса u_1 (рис. 11, а) длительностью $t_{и} \gg RC$, поступающего от источника импульсной э. д. с. e_1 , внутреннее сопротивление которого будем здесь полагать равным нулю ($e_1 = u_1$).

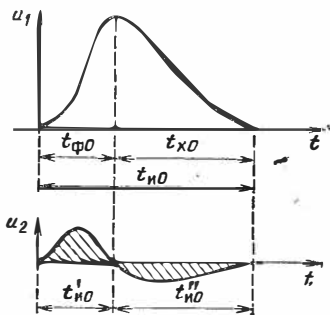


Рис. 9.

Пусть в импульсе $u_1 = u_1(t)$ начинается действовать в момент $t = 0$, в результате чего разряженный до этого конденсатор C заряжается по закону $u = U_1(1 - e^{-t/RC})$ (рис. 11, б). Протекающий через резистор R зарядный ток i создает на выходе RC -цепи экспоненциальный импульс $u_2 = iR = U_1 e^{-t/RC}$ положительной полярности (рис. 11, в), который практически полностью затухает до окончания действия выходного импульса.

При окончании действия входного импульса достигнутое в цепи равновесие ($u_1 = u$) нарушается ($u_1 = e_1 = 0$),

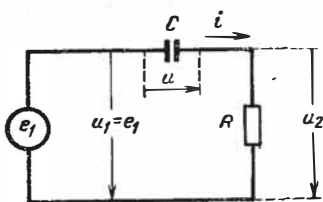


Рис. 10.

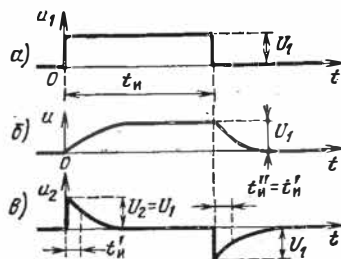


Рис. 11.

и происходит разряд конденсатора через резистор R и источник импульсов. Образующийся при разряде конденсатора выходной импульс отличается от рассмотренного выше только своей полярностью.

Таким образом, при укорочении прямоугольного импульса напряжения на выходе укорачивающей цепи получаются экспоненциальные импульсы напряжения положительной и отрицательной полярности, высота которых U_2 равна высоте U_1 входных импульсов (при условии, что $t_n \gg RC$). Длительность выходных импульсов определяется постоянной времени $\theta = RC$ укорачивающей цепи; согласно формуле (2.13), активная длительность выходных импульсов

$$t_n' \cong 0,7\theta = 0,7RC. \quad (4.21)$$

3. Может показаться, что с помощью укорачивающей цепи с достаточно малой постоянной времени RC можно получать сколь угодно короткие импульсы. Однако практически такая возможность ограничивается конечной крутизной фронта или среза укорачиваемых импульсов и влиянием паразитных емкостей и внутреннего сопротивления источника. Рассмотрим раньше влияние каждого из этих факторов в отдельности.

4. Из рассмотрения процесса дифференцирования импульса $u_1(t)$ (см. рис. 9) следует, что длительность $t'_{н0}$ (или $t''_{н0}$) выходного импульса $u_2(t)$ не может быть меньше длительности $t_{ф0}$ фронта (или $t_{с0}$ среза) входного импульса. Для количественной оценки этого положения произведем анализ работы укорачивающей цепи (см. рис. 10) при воздействии на нее импульса напряжения, фронтовая часть которого изменяется по закону

$$u_1 = U_1 (1 - e^{-t/T_\Phi}) \quad (t \geq 0); \quad (4.22)$$

здесь T_Φ — постоянная времени, определяющая активную длительность фронта укорачиваемого импульса

$$t_\Phi = 2,2 T_\Phi. \quad (4.22a)$$

Переходная характеристика (для выходного напряжения) $h = e^{-t/RC}$. Воспользовавшись интегралом Дюамеля и учитывая при этом, что $u_1(0) = 0$, запишем

$$\begin{aligned} u_2 &= \int_0^t \left(\frac{du_1}{dt} \right)_{t=\tau} h(t-\tau) d\tau = \\ &= \int_0^t \frac{U_1}{T_\Phi} e^{-\frac{\tau}{T_\Phi}} e^{-\frac{t-\tau}{RC}} d\tau. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Рассмотрим два возможных соотношения параметров.

5. Случай $RC = T_\Phi \cong 0,45 t_\Phi$. В этом случае

$$u_2 = \frac{U_1}{T_\Phi} e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^t d\tau = U_1 \frac{t}{T_\Phi} e^{-\frac{t}{T_\Phi}}. \quad (4.24)$$

Форма выходного импульса u_2 изображена на рис. 12.

Момент $t = t_m$, в который $u_2(t_m) = u_{2\max}$, находится из условия

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{U_1}{T_\Phi} \left(1 - \frac{t}{T_\Phi} \right) e^{-t/T_\Phi} = 0,$$

откуда $t_m = T_\Phi$. Подставляя это значение в формулу (24), получим

$$u_{2\max} = U_2 = \frac{U_1}{e} \cong 0,37 U_1. \quad (4.25)$$

Таким образом, при $RC = T_{\phi}$ высота выходного импульса почти в 3 раза меньше высоты входного импульса. Можно показать, что при этом активная длительность выходного импульса $t'_n = 2,45RC$, что в 3,5 раза превосходит значение, выражаемое формулой (21), справедливое при укорочении прямоугольного импульса напряжения. Следовательно, применение постоянной времени $RC \leq T_{\phi}$, во всяком случае, нецелесообразно.

Случай $RC > T_{\phi}$. В общем случае ($RC \neq T_{\phi}$) интеграл (23) приводится к виду

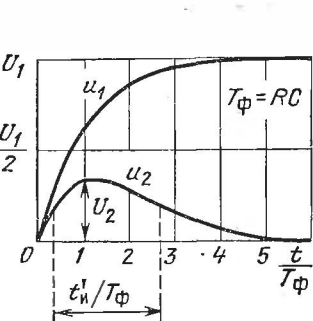


Рис. 12.

$$u_2 = \frac{U_1}{T_{\phi}} e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^t e^{\tau \left(\frac{1}{RC} - \frac{1}{T_{\phi}} \right)} d\tau =$$

$$= \frac{U_1 e^{-t/RC}}{T_{\phi} \left(\frac{1}{RC} - \frac{1}{T_{\phi}} \right)} e^{\tau \left(\frac{1}{RC} - \frac{1}{T_{\phi}} \right)} \Big|_0^t.$$

Подставляя пределы, получим

$$u_2 = \frac{U_1}{1 - T_{\phi}/RC} (e^{-t/RC} - e^{-t/T_{\phi}}). \quad (4.26)$$

На рис. 13 представлены графики выходного импульса, построенные по формуле (26) при различных значениях $\gamma = RC/T_{\phi}$; верхний график, изображенный крупным пунктиром, представляет фронт входного импульса. Все графики пронормированы: по величине — относительно высоты U_1 входного импульса, а по времени — относительно постоянной времени T_{ϕ} . Из этих графиков видно, что при $\gamma < 1$ высота выходного импульса быстро падает с уменьшением γ . На рис. 13 пунктирная линия проходит через точки, определяющие длительность t'_n импульсов.

7. Согласно формуле (26) на выходе укорачивающей цепи получается двухэкспоненциальный импульс, параметры которого выражаются формулами и кривыми, приведенными в § 2.2, п. 4 (см. рис. 2.11), если положить в них

$$\beta_1 = \frac{1}{RC}; \quad \beta_2 = \frac{1}{T_{\phi}}; \quad \gamma = \frac{RC}{T_{\phi}}; \quad B = \frac{1}{1 - T_{\phi}/RC}. \quad (4.27)$$

Используя указанные формулы и кривые, можно построить представленные на рис. 14 графики двух функций: $U_2/U_1 =$

$= F_1(RC/t_\Phi)$ и $t'_n/t_\Phi = F_2(RC/t_\Phi)$. Эти графики выражают зависимости высоты U_2 (в долях от U_1) и активной длительности t'_n (в долях от t_Φ) выходного импульса от постоянной RC (в долях от t_Φ) укорачивающей цепи.

Пусть высота U_1 и активная длительность фронта t_Φ входного импульса заданы. Тогда, как это видно из рис. 14, с уменьшением RC активная длительность t'_n уменьшается по близкому к линейному (в области $RC > t_\Phi$) закону. Вместе с этим уменьшается и высота U_2 , однако не так рав-

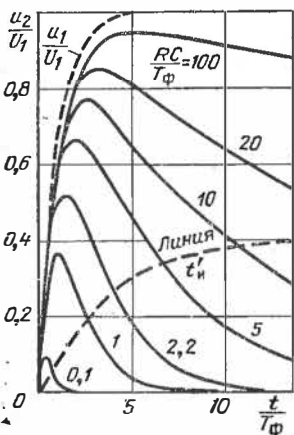


Рис. 13.

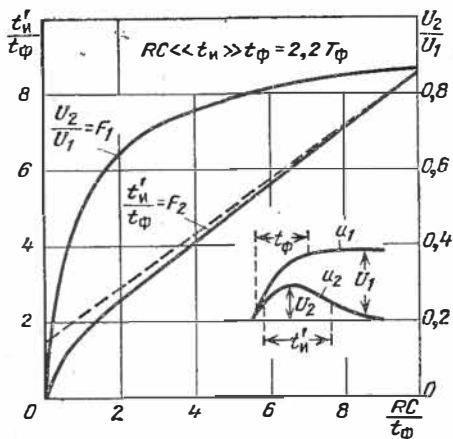


Рис. 14.

номерно, как t'_n : при $RC > 10t_\Phi$ высота U_2 весьма слабо зависит от RC ; в области $10t_\Phi > RC > t_\Phi$ эта зависимость постепенно возрастает, а при $RC < t_\Phi$ высота U_2 быстро падает с уменьшением RC . Отсюда можно прийти к выводу: применение укорачивающей цепи с постоянной времени RC , меньшей активной длительности фронта укорачиваемого импульса, оказывается малоэффективным.

Аппроксимируя представленную на рис. 14 зависимость F_2 , получаем весьма точные (погрешность менее 5%) формулы для длительности выходного импульса, учитывающие длительность фронта t_Φ укорачиваемого импульса:

$$\text{при } t_\Phi < RC < 5t_\Phi \quad t'_n \cong t_\Phi + 0,8 RC, \quad (4.28)$$

$$\text{при } RC > 5t_\Phi \quad t'_n \cong 1,5 t_\Phi + 0,7 RC. \quad (4.28a)$$

Из изложенного следует, что требования к постоянной времени укорачивающей цепи и дифференцирующей цепи (см. § 4.1, п. 4) существенно различаются.

8. При последующем анализе будем полагать, что э. д. с. источника входных импульсов вырабатывает перепад напряжения высотой E , т. е. $e = e(t) = E \cdot 1(t)$. Получаемый при воздействии такой э. д. с. выходной импульс $u_2(t)$ определяет также переходную характеристику цепи $h(t) = u_2(t)/E$, зная которую, можно найти выходной сигнал при произвольной форме импульсной э. д. с. [38].

Выясним предварительно роль только внутреннего сопротивления источника входных импульсов на работу RC -цепи, так как в ряде случаев влиянием небольшой паразитной емкости можно пренебречь.

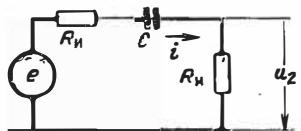


Рис. 15.

9. Влияние внутреннего сопротивления источника. С учетом внутреннего сопротивления $R_{и}$ источника схема укорачивающей цепи имеет вид, показанный на рис. 15. Характер процессов в RC -цепи не меняется от включения в цепь сопротивления $R_{и}$. Однако увеличение активного сопротивления цепи ($R = R_{и} + R_{н}$) обуславливает два следствия:

1) возрастает постоянная времени цепи $\theta = RC = (R_{и} + R_{н})C$, что ограничивает возможность получения коротких импульсов;

2) уменьшается зарядный (или разрядный) ток i конденсатора, что приводит к уменьшению выходного напряжения $u_2 = iR_{н}$.

При $e = E \cdot 1(t)$ ток i и напряжение u_2 меняются по законам

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/\theta}; \quad u_2 = iR_{н} = E \frac{R_{н}}{R} e^{-t/\theta}. \quad (4.29)$$

Отсюда определяются высота и активная длительность выходного импульса:

$$U_2 = u_2(0) = E \frac{R_{н}}{R_{и} + R_{н}} = \frac{E}{1 + R_{и}/R_{н}}; \quad (4.30)$$

$$t_{и}' \cong 0,7\theta = 0,7(R_{и} + R_{н})C = 0,7R_{и}C(1 + R_{н}/R_{и}). \quad (4.31)$$

Из формул (30) и (31) видно, что при заданном сопротивлении $R_{и}$ для уменьшения длительности $t_{и}'$ целесообразнее уменьшать емкость C , а не сопротивление $R_{н}$, особенно при $R_{н} < R_{и}$. Действительно, при уменьшении отношения

$R_H/R_H < 1$ длительность t'_H уменьшается незначительно (даже при $R'_H = 0$, $t'_H = 0,7R_H C$), а величина U_2 существенно уменьшается (при $R_H \rightarrow 0$, $U_2 \rightarrow 0$). Однако возможность уменьшения емкости C ограничивается возрастающей ролью паразитной емкости C_{Π} с ослаблением неравенства $C \gg C_{\Pi}$.

10. Влияние сопротивления источника и паразитных емкостей. В достаточно общем случае схема укорачивающей цепи приводится к виду, показанному на рис. 16 [5]. Здесь помимо сопротивления R_H фигурирует паразитная емкость $C_{\Pi} = C_H + C_{\Pi}$, где C_H — выходная емкость источника, а C_{Π} — емкость нагрузки и монтажа. Емкость C_H в действительности подключена к выходу источника входных импульсов. Однако можно показать [9], что при $C_H < 0,5C_{\Pi}$ погрешность, вносимая объединением паразитных емкостей, не велика: погрешность определения t'_H не более 5%, а погрешность определения U_2 еще меньше.

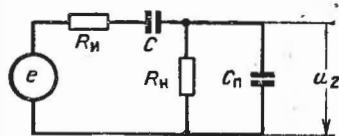


Рис. 16

11. Процессы в укорачивающей цепи (рис. 16), свободной от начальных запасов энергии, при воздействии на нее перепада входной э. д. с. $e(t) = E \cdot I(t)^*$ описываются системой операционных уравнений:

$$\hat{i} = \frac{\hat{u}_2}{R_H} + pC_{\Pi}\hat{u}_2; \quad \frac{E}{p} = \hat{i} \left(R_H + \frac{1}{pC} \right) + \hat{u}_2. \quad (4.32)$$

Решая эту систему уравнений относительно \hat{u}_2 , получим

$$\hat{u}_2 = \frac{pR_H C E}{p [p^2 R_H C \theta_{\Pi} + pR_H C (1 + \gamma_R + \gamma_C) + 1]} = \frac{M(p)}{pN(p)}, \quad (4.33)$$

где обозначено

$$\gamma_R = \frac{R_H}{R_H}; \quad \gamma_C = \frac{C_{\Pi}}{C}; \quad \theta_{\Pi} = R_H C_{\Pi}. \quad (4.34)$$

Корни характеристического уравнения $N(p) = 0$ приводятся к виду

$$p_{1,2} = -\beta_{1,2} = -\frac{1 + \gamma_R + \gamma_C}{2\theta_{\Pi}} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{4\gamma_R \gamma_C}{(1 + \gamma_R + \gamma_C)^2}} \right). \quad (4.35)$$

*) Анализ выходного сигнала в данной цепи при воздействии импульса с фронтом конечной длительности, изменяющегося по линейному закону, выполнен в работе болгарского специалиста Е. Илел [38].

Замечая, что $M(0) = 0$, из теоремы разложения находим

$$u_2 = \sum_{i=1}^2 \frac{M(\rho_i) e^{\rho_i t}}{\rho_i (dN/d\rho)_{\rho=\rho_i}} = \sum_{i=1}^2 \frac{E e^{\rho_i t}}{2\rho_i \theta_{\Pi} (1 + \gamma_R + \gamma_C)}$$

Подставляя сюда значения корней, получим

$$u_2 = B (e^{-\beta_1 t} - e^{-\beta_2 t}), \text{ где } B = \frac{E}{\sqrt{(1 + \gamma_R + \gamma_C)^2 - 4\gamma_R \gamma_C}} \quad (4.36)$$

Из решения (36) видно, что на выходе укорачивающей цепи образуется двухэкспоненциальный импульс напряжения. Используя формулы и графики, приведенные в § 2.2, п. 4 (см. рис. 2.11), можно определить высоту $U_2 = k_m B$ и активную длительность $t'_{\text{и}}$ выходного импульса.

12. Часто выполняется неравенство $4\gamma_R \gamma_C < 0,5 (1 + \gamma_R + \gamma_C)^2$, что, например, будет иметь место при $C_{\Pi} < 1,2C$ ($\gamma_C \leq 1,2$) и $R_{\text{и}} < 1,2R_{\text{н}}$ ($\gamma_R < 1,2$). В этом случае выражения корней (35) существенно упрощаются. Действительно, так как при $\delta < 0,5$ можно принять (с погрешностью менее 15%) $\sqrt{1 - \delta} \cong 1 - 0,5\delta$, то из формулы (35) находим:

$$\beta_1 = -\rho_1 \cong \frac{\gamma_R \gamma_C}{\theta_{\Pi} (1 + \gamma_R + \gamma_C)} = \frac{1}{R_{\text{н}} C (1 + \gamma_R + \gamma_C)} = \frac{1}{\theta_1}, \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \beta_2 = -\rho_2 &\cong \left\{ \frac{1 + \gamma_R + \gamma_C}{\theta_{\Pi}} \left[1 - \frac{\gamma_R \gamma_C}{(1 + \gamma_R + \gamma_C)^2} \right] \right\} \cong \\ &\cong \frac{1 + \gamma_R + \gamma_C}{R_{\text{н}} C_{\Pi}} = \frac{1}{\theta_2}. \end{aligned} \quad (4.37a)$$

Из сопоставления формулы (36) с приближенными выражениями (37) и (37a) видно, что постоянная θ_1 , определяющая в основном длительность выходного импульса, пропорциональна рабочей постоянной времени $R_{\text{н}} C$, а постоянная θ_2 , определяющая в основном длительность фронта выходного импульса, пропорциональна паразитной постоянной времени $\theta_{\Pi} = R_{\text{и}} C_{\Pi}$. Однако из формул (36) — (37a) также видно, что паразитные параметры цепи, определяющие величины коэффициентов γ_R и γ_C , существенно влияют как на длительность выходного импульса и длительность его фронта, так и на высоту U_2 импульса*).

*) Имеющиеся в некоторых книгах по импульсной технике утверждения о том, что уже при $C = 2C_{\Pi}$ можно пренебречь влиянием паразитной емкости, являются необоснованными. Даже при $C = 3C_{\Pi}$ пренебрежение влиянием паразитной емкости вводит погрешность в определение $t'_{\text{и}}$ и U_2 , равную соответственно 40% и 30%. С другой стороны, соотношение $C > 3C_{\Pi}$ является далеко не оптимальным при необходимости получения достаточно коротких импульсов (см. пп. 14 и 15, а также работу [39]).

13. Задача определения параметров укорачивающей цепи в общем случае не имеет однозначного решения. Рассмотрим типичный случай, когда при заданном источнике входных импульсов известны его внутреннее сопротивление $R_{и}$ и суммарная паразитная емкость $C_{п}$ цепи (рис. 16). Пусть импульсная э. д. с. вырабатывает прямоугольные импульсы высотой E и требуется найти рабочие параметры $R_{н}$ и C , при которых выходной импульс u_2 имеет заданную активную длительность $t'_{и}$.

При экспериментальном подборе параметров $R_{н}$ и C можно убедиться в том, что требуемая длительность $t'_{и}$ получается при различных значениях $R_{н}$ и соответствующих значениях C . Если при этом снимать зависимость высоты U_2 выходного импульса от $R_{н}$, то она имеет вид, показанный на рис. 17. При некотором оптимальном значении $R_{н} = (R_{н})_{опт}$ (и соответствующем значении $C = C_{опт}$) высота выходного импульса $U_2 = U_{2max}$.

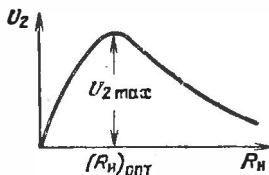


Рис. 17.

14. Оптимизация параметров укорачивающей цепи. В соответствии с изложенным в п. 13 задача синтеза укорачивающей цепи может быть однозначно сформулирована так: при заданных паразитных параметрах $R_{и}$ и $C_{п}$ укорачивающей цепи (см. рис. 16) и заданной величине E импульсной входной э. д. с. прямоугольной формы определить рабочие параметры $R_{н}$ и C , при которых выходной импульс u_2 требуемой активной длительности $t'_{и}$ имеет наибольшую возможную высоту $U_2 = U_{2max}$.

Способ решения поставленной задачи изложен в книге [9], где доказано, что оптимальные значения $R_{н} = (R_{н})_{опт}$ и $C = C_{опт}$ должны удовлетворять соотношению*)

$$\gamma_R = \frac{R_{и}}{R_{н}} = \frac{C_{п}}{C} = \gamma_C, \quad (4.38)$$

а оптимальная величина параметра $\gamma = \beta_2/\beta_1 = F_{опт}(t'_{и}/\theta_{п})$, т. е. она является функцией относительной длительности $t'_{и}/\theta_{п}$ (рис. 18), где $\theta_{п} = R_{и}C_{п}$ — известная величина.

*) Соотношение (38) в общем случае отличается от соотношения $R_{и} = R_{н}$ и соотношения емкостей, ориентировочно установленных в работе [39].

В представляющей наибольший практический интерес области $t'_n > 0,5\theta_n$ функция $F_{\text{опт}}(t'_n/\theta_n)$ аппроксимируется линейной зависимостью

$$\gamma = \frac{\beta_2}{\beta_1} = F_{\text{опт}}\left(\frac{t'_n}{\theta_n}\right) \cong 1,8 + 1,72 \frac{t'_n}{\theta_n}. \quad (4.39)$$

Соотношения (38) и (39) вместе с формулой (35) дают однозначное решение поставленной задачи. Для этого надо

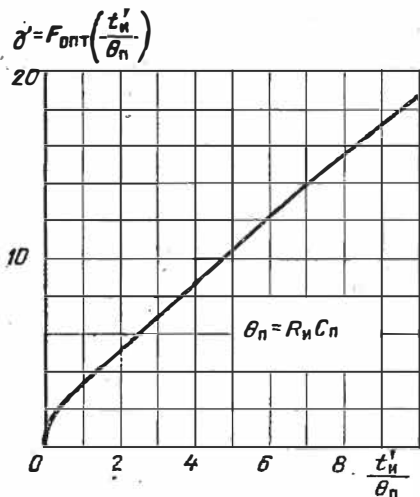


Рис. 18.

в формуле (35) заменить γ_c на γ_R , найти выражения для β_1 и β_2 и определить отношение $\beta_2/\beta_1 = \gamma$. После простых преобразований находим

$$\gamma = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{1 + 2\gamma_R + \sqrt{1 + 4\gamma_R}}{1 + 2\gamma_R - \sqrt{1 + 4\gamma_R}}, \quad (4.40)$$

откуда

$$(\gamma - 1)(1 + 2\gamma_R) = (\gamma + 1)\sqrt{1 + 4\gamma_R}. \quad (4.40a)$$

Возвышая обе части последнего равенства в квадрат, получаем квадратное относительно γ_R уравнение

$$\gamma_R^2 - 4M\gamma_R - M = 0, \quad \text{где} \quad M = \frac{\gamma}{(\gamma - 1)^2} > 0 \quad (4.41)$$

— известная величина, так как значение γ определено исходными данными и может быть вычислено либо из формулы (39), либо (при $t'_{и} < 0,5\theta_{п}$) из графика, приведенного на рис. 18.

Единственный положительный корень уравнения (41) определяет оптимальные значения параметров $\gamma_R = \gamma_C$:

$$\gamma_R = \gamma_C = 2M + \sqrt{4M^2 + M} = \frac{2\gamma + (\gamma + 1)\sqrt{\gamma}}{(\gamma - 1)^2}, \quad (4.42)$$

после чего находятся искомые рабочие параметры

$$R_H = \frac{R_{и}}{\gamma_R}; \quad C = \frac{C_{п}}{\gamma_C}. \quad (4.43)$$

15. Пример. Из решения задачи синтеза укорачивающей цепи определить ее параметры R_H и C (см. рис. 16), если известно, что $R_{и} = 2$ кОм, $C_{п} = 25$ пФ и требуемая активная длительность выходного импульса (при импульсной э. д. с. источника прямоугольной формы) $t'_{и} = 0,5$ мкс.

В данном случае $\theta_{п} = R_{и}C_{п} = 2 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 0,05$ мкс, откуда $t'_{и}/\theta_{п} = 10$. Из формул (39) и (42) находим оптимальные значения параметров:

$$\gamma = 1,8 + 1,72 \frac{t'_{и}}{\theta_{п}} = 1,8 + 1,72 \cdot 10 = 19;$$

$$\gamma_R = \gamma_C = \frac{2\gamma + (\gamma + 1)\sqrt{\gamma}}{(\gamma - 1)^2} = \frac{38 + 20\sqrt{19}}{(19 - 1)^2} = 0,386.$$

Отсюда

$$R_H = \frac{R_{и}}{\gamma_R} = \frac{2}{0,386} = 5,1 \text{ кОм}; \quad C = \frac{C_{п}}{\gamma} = \frac{25}{0,386} = 65 \text{ пФ}.$$

Определяя из представленного на рис. 2.11 графика значение коэффициента k_m , соответствующее $\gamma = 19$, находим $k_m = 0,81$, от куда высота выходного импульса $U_2 = U_{2\max} = 0,81V \cong E/2$

Интересно отметить, что даже при $t'_{и} = 10 R_{и}C_{п}$ роль паразитных параметров достаточно ощутительна, и рабочая емкость C только в 2,6 раза больше паразитной емкости $C_{п}$.

16. Если заданная активная длительность выходного импульса $t'_{и} > 20R_{и}C_{п}$, то можно пренебречь влиянием паразитной емкости и полагать, что

$$t'_{и} \cong 0,7(R_{и} + R_H)C. \quad (4.44)$$

Однако выбор параметров R_H и C следует подчинить оптимальному соотношению (38). Подставляя в равенство (44)

выражение $C = C_{II} R_{II} / R_{II}$ из соотношения (38), получаем квадратное относительно R_{II} уравнение

$$R_{II} t_{II}' = 0,7 (R_{II} + R_{II}) R_{II} C_{II}, \quad (4.45)$$

из решения которого находим

$$R_{II} = \frac{R_{II}}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4t_{II}'}{0,7 R_{II} C_{II}}} - 1 \right). \quad (4.46)$$

После определения R_{II} емкость C находится из формулы (44).

Д. СХЕМНЫЕ ВАРИАНТЫ ПРИМЕНЕНИЯ УКОРАЧИВАЮЩЕЙ ЦЕПИ

17. Укорачивающая RC -цепь обычно включается между двумя ламповыми или транзисторными каскадами (рис. 19), разделяя их по постоянному току. Первый каскад, являющийся источником

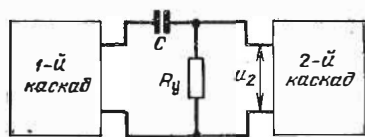


Рис. 19.

входных импульсов, работает в ключевом режиме или в режиме усиления; он определяет величину и форму э. д. с. $e = e(t)$ источника входных импульсов (см. рис. 16); его внутреннее сопротивление R_{II} равно выходному сопротивлению каскада. Второй каскад служит для усиления укороченных импульсов (он может так-

же производить ограничение импульсов). Его входное сопротивление совместно с подбираемым сопротивлением R_{II} резистора определяют сопротивление R_{II} нагрузки укорачивающей цепи.

Ламповые каскады применяются при оперировании с импульсами значительной высоты (более 15—20 В). При использовании транзисторных каскадов следует учитывать инерционные свойства транзисторов (см. гл. 8 и 9).

18. Пусть источником входных импульсов является усилительный каскад на триоде L_1 (рис. 20), а нагрузкой — сеточная цепь триода L_2 2-го усилительного каскада ($R_{II} = R_{C2}$); конденсатор C — рабочий параметр укорачивающей цепи. При применении вместо триода L_1 пентода повышается коэффициент использования анодного напряжения питания, и из-за резкого уменьшения проходной емкости уменьшается паразитная емкость каскада.

Линейный режим работы усилительных каскадов применяется при воздействии на вход 1-го каскада импульсов как положительной, так и отрицательной полярности. Нужный режим работы каскадов (без сеточных токов) устанавливается надлежащим подбором смещающих напряжений E_{C1} и E_{C2} . Анодное сопротивление R_{A1} подбирается примерно равным внутреннему сопротивлению R_{II} триода L_1 .

Эквивалентная схема укорачивающей цепи имеет вид, представленный на рис. 16, где

$$C_{\Pi} = C_{\text{И}} + C_{\text{Н}}, R_{\text{Н}} = R_{\text{С2}}, R_{\text{И}} = R_{\text{а1}} \parallel R_{\text{В1}}; \quad (4.47)$$

здесь $C_{\text{И}} = C_{\text{ВЫХ}}$ — выходная емкость 1-го каскада.

При подаче на вход 1-го каскада импульсов прямоугольной формы высотой $U_{\text{ВХ1}}$ и длительностью $t_{\text{И}}$ эквивалентная э. д. с.

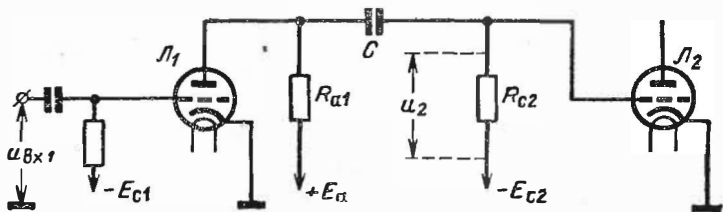


Рис. 20.

$e = e(t)$ источника входных импульсов укорачивающей цепи представляет собой также прямоугольные импульсы той же длительности, высотой

$$E = S_1 R_{\text{И}} U_{\text{ВХ1}}, \quad (4.48)$$

где S_1 — крутизна характеристики триода Л1 . Как видно, высота входного импульса пропорциональна $R_{\text{И}}$ (точнее, коэффициенту усиления каскада на «холостом ходу», без учета влияния сопротивления $R_{\text{Н}} = R_{\text{С2}}$). Поэтому в пределах линейного режима работы

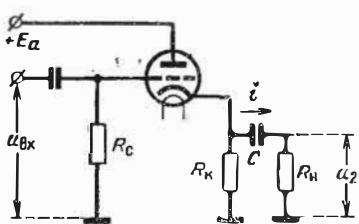


Рис. 21.

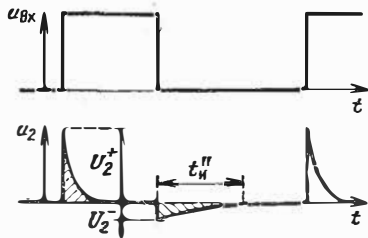


Рис. 22.

триода Л1 следует так выбрать рабочую точку триода и величину сопротивления $R_{\text{а1}}$, чтобы коэффициент усиления $S_1 R_{\text{И}}$ оказался максимально возможным [9]. Выбор остальных параметров укорачивающей цепи производится в соответствии с изложенным в пп. 14—16. При всех обстоятельствах с уменьшением паразитной емкости высота выходного импульса возрастает [9].

19. В некоторых случаях укорачивающая цепь приключается к выходу катодного повторителя (рис. 21). Величина эквивалентной э. д. с. укорачивающей цепи (см. рис. 16) $e = K u_{\text{ВХ}}$, где K — коэффициент передачи катодного повторителя; внутреннее сопротивление $R_{\text{И}}$ этой э. д. с. определяется выходным сопротивлением катодного повторителя. Величина $R_{\text{К}}$ выбирается в соответствии с общепринятой методикой расчета катодных повторителей [9, 123, 124].

Если катодный повторитель работает в линейном режиме, то

$$R_{и} = \frac{R_3}{1 + SR_3} \cong \frac{1}{S}, \text{ где } R_3 = R_B \parallel R_K; \quad (4.49)$$

здесь S и R_B — параметры триода.

Если рабочими импульсами u_2 на выходе укорачивающей цепи являются импульсы положительной полярности, то более экономичным может оказаться нелинейный режим работы лампы, с отсечкой анодного тока (для этого приходится вводить в цепь сетки лампы смещающее напряжение). В этом случае при воздействии импульса $u_{вх}$ лампа отпирается (но сеточное напряжение $u_c \leq 0$), и сопротивление $R_{и}$ также выражается формулой (49). Вследствие малой величины $R_{и} \ll R_H$ выходной импульс u_2 имеет значительную высоту U_2^+ (рис. 22). При окончании действия входного

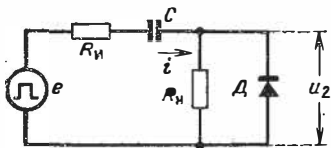


Рис. 23.

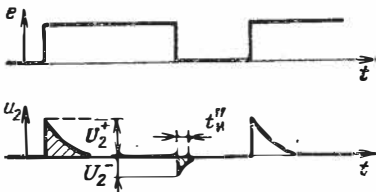


Рис. 24.

импульса триод запирается, и конденсатор C разряжается через сопротивления R_H и R_K . Это равносильно резкому возрастанию сопротивления $R_{и}$ до значения $R_{и} = R_K$. Если $R_K > R_H$, то выходной импульс u_2 на отрицательной полярности имеет небольшую высоту, но значительную длительность $t''_{и}$. Так как протекающий через конденсатор ток i не содержит постоянной составляющей, то при неизменном сопротивлении $R_H = \text{const}$ напряжение $u_2 = iR_H$ также не содержит постоянной составляющей (заштрихованные на рис. 22 площади равны).

Следующий (очередной) импульс $u_{вх}$ не должен подаваться раньше достаточно полного разряда конденсатора C ; иначе это приведет к понижению высоты U_2^+ выходного импульса.

20. В качестве рабочего импульса на выходе укорачивающей цепи обычно используется импульс u_2 только на одной какой-нибудь полярности, например положительной (рис. 22). Тогда возникающий на выходе укорачивающей цепи импульс отрицательной полярности является *паразитным*. Его вредная роль, в частности, проявляется в том, что длительность $t''_{и}$ этого импульса определяет длительность *стадии восстановления* укорачивающей цепи. Если в рассмотренной в п. 19 схеме нагрузочный элемент обладает вентильными свойствами, причем на отрицательной полярности его сопротивление R_H резко возрастает, то высота импульса U_2^- отрицательной полярности может оказаться весьма значительной, а длительность $t''_{и}$ этого импульса очень большой, что часто недопустимо.

Для сокращения длительности стадии восстановления нагрузочный элемент шунтируется диодом (рис. 23). На рабочей полярности выходного импульса диод включен в обратном направлении,

и его большое сопротивление $R_d = R_d^- \gg R_n$ практически не влияет на работу схемы. При возникновении же паразитного импульса u_2 на нерабочей полярности диод отпирается, и его сопротивление в прямом направлении $R_d^+ \ll R_n$. Это, во-первых, способствует более быстрому разряду конденсатора C (длительность $t''_и$ уменьшается) и, во-вторых, понижает величину паразитного импульса (рис. 24).

Так как суммарная нагрузка укорачивающей цепи ($R_n || R_d$) обладает вентильными свойствами, то хотя ток i конденсатора C и не содержит постоянной составляющей, но напряжение u_2 приобретает постоянную составляющую (заштрихованные на рис. 24 площади не равны).

ГЛАВА ПЯТАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 5.1. НАЗНАЧЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

1. Импульсный трансформатор (ИТ) используется для трансформации импульсов напряжения с целью: повышения или понижения напряжения и изменения формы импульсов; согласования сопротивлений нагрузки и источника импульсов; исключения в нагрузочной цепи постоянной составляющей тока источника; развязки потенциалов источника и нагрузочной цепи (рис. 1); одновременной подачи в различные цепи (с помощью нескольких нагрузочных обмоток) импульсов напряжения разной полярности и высоты, но одинаковой формы.

2. Наиболее широко применяются ИТ с сердечником из ферромагнетика или феррита; именно такие ИТ имеются в дальнейшем в виду. При трансформации импульсов длительностью менее ~ 10 нс применяются специальные ИТ, использующие трансформирующие свойства отрезков *неоднородных длинных линий* [11, 15]; теория таких ИТ разработана О.Н. Литвиненко [40].

3. Основное требование к ИТ заключается в передаче трансформируемых импульсов с умеренным искажением формы. Искажение формы импульсов обусловлено действием паразитных емкостей и индуктивности рассеяния обмоток ИТ. Так, при подаче на вход ИТ импульса u_1 (рис. 2) выходной импульс u_2 оказывается искаженным. Для ослабления искажения трансформируемых импульсов стремятся уменьшить величину паразитных параметров. Это достигается

В основном уменьшением размеров сердечника и числа витков обмоток ИТ. Но тогда резко возрастает скорость изменения магнитной индукции в сердечнике ИТ (она иногда на несколько порядков выше, чем в сердечниках обычных трансформаторов). В результате этого в сердечнике наводятся вихревые токи значительной величины, которые приводят к искажению вершины импульса (рис. 2) и к образованию послеимпульсной хвостовой части импульса, определяющей

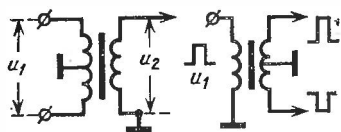


Рис. 1.

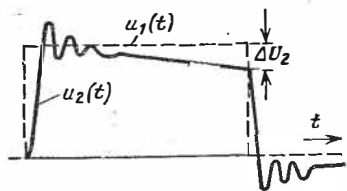


Рис. 2.

длительность *стадии восстановления*. Вместе с этим повышаются потери энергии в ИТ, вызывающие его перегрев, что имеет особое значение для авиационной аппаратуры.

4. Противоречивые требования к конструкции ИТ и некоторые особенности процессов в ИТ определили важность разработки теории и методов расчета ИТ. Этому посвящены работы многих авторов и специальная монография [42], в которой приводится библиография указанных работ. Успешному развитию теории ИТ способствовали фундаментальные исследования Б. А. Введенского и В. К. Аркадьева [43] по установлению закономерностей переходных процессов в ферромагнетиках. Большое значение для теории ИТ с ферритовым сердечником имеют работы К. М. Поливанова [44], А. И. Пирогова и Ю. М. Шамаева [45], В. В. Бардижа [46] и др. по исследованию динамических процессов намагничивания с учетом явления магнитной вязкости.

§ 5.2. НАМАГНИЧИВАНИЕ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА

1. Процессы в сердечнике ИТ определяются законом электромагнитной индукции, магнитным гистерезисом, магнитным насыщением, действием вихревых токов сердечника и его *магнитной вязкостью*, обусловленной инерционными свойствами магнитного материала, которые проявляются в запаздывании намагничивания материала относительно намагничивающего поля.

2. При рассмотрении процессов намагничивания сердечника ИТ допустимо пренебречь влиянием активных со-

противлений и паразитных емкостей обмоток трансформатора. Можно также полагать, что коэффициент связи между обмотками $k = 1$ (в действительности $k \cong 0,99$); такой трансформатор будем называть *идеализированным*.

3. Приращение индукции в сердечнике. Пусть к первичной обмотке идеализированного ИТ в момент $t = 0$ приложен импульс напряжения $u_1(t)$ той или иной формы. Согласно закону электромагнитной индукции приложенное напряжение должно уравниваться индуктированной в первичной обмотке э. д. с., т. е. $u_1 = e_1$, где

$$e_1 = \omega_1 \frac{d\Phi}{dt} = \omega_1 S \frac{dB}{dt}; \quad (5.1)$$

здесь ω_1 — число витков первичной обмотки; S — сечение сердечника и B — индукция магнитного потока Φ в сердечнике ($\Phi = BS$)*). Равенства (1) составлены в системе единиц СИ. Применительно к ИТ принято измерять время в *микросекундах*, геометрические размеры — в *сантиметрах*, индукцию (в системе СГСМ) — в *гауссах*. Имея это в виду и учитывая, что индукция в $1 \text{ T} = 1 \text{ Вб/м}^2 = 10^4 \text{ Гс}$, $1 \text{ м}^2 = 10^4 \text{ см}^2$ и $1 \text{ с} = 10^6 \text{ мкс}$, после интегрирования уравнения (1) получим

$$B = B(0) + \frac{100}{\omega_1 S} \int_0^t u_1 dt, \quad (5.2)$$

где $B(0)$ — начальное (в момент $t = 0$) значение индукции.

Мгновенное значение приращения индукции

$$\Delta B(t) = B - B(0) = \frac{100}{\omega_1 S} \int_0^t u_1 dt. \quad (5.2a)$$

Полное приращение индукции за время действия импульса

$$\Delta B_c = \Delta B(t_{\text{ин}}) = \frac{100}{\omega_1 S} \int_0^{t_{\text{ин}}} u_1 dt. \quad (5.3)$$

*). Из-за действия вихревых токов индукция распределена по сечению сердечника неравномерно. Однако если под индукцией B понимать среднее по сечению сердечника значение, то все рассматриваемые здесь и ниже формулы и соотношения остаются справедливыми.

Как видно, *приращение индукции в сердечнике за время действия импульса пропорционально площади импульса*, выражаемой интегралом в правой части равенства (3).

4. Пример. Пусть к ИТ приложен треугольный импульс u^1 высотой $U_1 = 300$ В, длительностью $t_{\text{им}} = 0,5$ мкс и пусть $\omega_1 = 10$ витков, а $S = 0,25$ см². Тогда *площадь импульса* $0,5U_1 t_{\text{им}} = 0,5 \cdot 300 \cdot 0,5 = 75$ В-мкс, и согласно формуле (3) $\Delta B_c = \frac{100 \cdot 75}{10 \cdot 0,25} = 3000$ Гс. Совершенно такое же приращение индукции получится при действии прямоугольного импульса с *площадью* в 75 В-мкс.

5. Намагничивающий ток и индуктивность намагничивания. Из формулы (3) следует, что *приращение индукции в сердечнике не зависит от его магнитных свойств*. Последние влияют на величину намагничивающего тока i_μ , нужного для создания приращения индукции в сердечнике.

При технических расчетах можно с допустимым приближением полагать, что зависимость приращения индукции ΔB от приращения напряженности магнитного поля ΔH линейна, т. е. $\Delta B = \mu \Delta H$, где при измерении индукции в *гауссах* H — напряженность магнитного поля в *эрстедах* ($1\text{Э} = 10^3/(4\pi)\text{А/м}$) и μ — относительная магнитная проницаемость в *гауссах* на 1 *эрстед* (для вакуума $\mu = 1$ Гс/Э). Приращение ΔH связано приращением намагничивающего тока Δi_μ (в *амперах*) линейной зависимостью

$$\Delta H \cong \frac{\Delta B}{\mu} \cong \frac{4\pi}{10} \frac{\Delta i_\mu \omega_1}{l}, \quad (5.4)$$

где l — *средняя длина магнитопровода (в сантиметрах)*. Подставляя в последнее равенство приращение индукции из формулы (2а) или (3), находим

$$\begin{aligned} \Delta i_\mu(t) &= \frac{1}{L_\mu} \int_0^t u_1(t) dt; \quad \Delta i_\mu(t_{\text{им}}) = \\ &= \frac{1}{L_\mu} \int_0^{t_{\text{им}}} u_1(t) dt; \end{aligned} \quad (5.5)$$

здесь выражаемая в *микروجенри* индуктивность

$$L_\mu = \frac{4\pi \omega_1^2 S_\mu}{l} 10^{-3} \quad (5.6)$$

— индуктивность намагничивания, которая для идеализированного трансформатора равна индуктивности L_1 первичной обмотки.

Из формул (5) следует, что приращение намагничивающего тока также пропорционально площади импульса $u_1(t)$.

6. Пример. Пусть в рассмотренном в п. 4 примере $l = 10$ см и $\mu = 1000$ Гс/Э. Тогда индуктивность намагничивания

$$L_{\mu} = \frac{4\pi \cdot 10^2 \cdot 0,25 \cdot 1000}{10} 10^{-3} = 31,4 \text{ мкГ,}$$

и приращение тока намагничивания (к моменту окончания действия треугольного импульса)

$$\begin{aligned} \Delta i_{\mu}(t_{\text{но}}) &= \frac{1}{L_{\mu}} \int_0^{t_{\text{н}}} u_1 dt = \\ &= \frac{75}{31,4} = 2,39 \text{ А} \end{aligned}$$

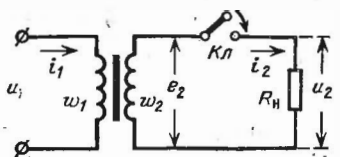


Рис. 3.

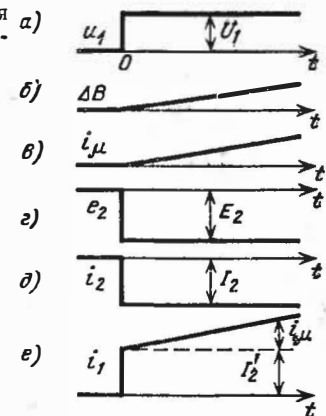


Рис. 4.

Если вместо $w_1 = 10$ витков установить $w_1 = 20$ витков, то индуктивность L_{μ} повысится, а $\Delta i_{\mu}(t_{\text{но}})$ понизится в 4 раза.

7. Процессы в идеализированной трансформаторной цепи. Рассмотрим цепь (рис. 3), содержащую идеализированный ИТ с подключенной к нему активной нагрузкой $R_{\text{н}}$. Пусть в момент $t = 0$ к ИТ подводится перепад напряжения $u_1 = U_1 1(t)$ (рис. 4, а). Согласно формуле (2а) приращение индукции в сердечнике

$$\Delta B(t) = \frac{100}{w_1 S} \int_0^t U_1 dt = \frac{100 U_1}{w_1 S} t, \quad (5.7)$$

т. е. индукция нарастает по линейному во времени закону (рис. 4, б). Согласно формуле (5), при $\mu = \text{const}$ по такому

же закону должен нарастать в намагничивающий ток (рис. 4, в)

$$i_{\mu} = \Delta i_{\mu}(t) = \frac{1}{L_{\mu}} \int_0^t U_1 dt = \frac{U_1}{L_{\mu}} t, \quad (5.8)$$

где принято, что начальное значение тока $i_{\mu}(0) = 0$. Изменяющийся магнитный поток индуцирует во вторичной обмотке э. д. с.

$$e_2 = -\frac{\omega_2}{\omega_1} u_1 = -n u_1, \quad (5.9)$$

где $n = \omega_2/\omega_1$ — коэффициент трансформации (смысл фигурирующего здесь отрицательного знака поясняется ниже).

В рассматриваемом нами случае (рис. 4, в) $e_2 = -nU_1 = -E_2 = \text{const}$.

Описанные выше процессы не зависят от того, замкнут ли ключ K_1 или разомкнут (см. рис. 3). Но при разомкнутом ключе ток $i_2 = 0$, а ток $i_1 = i_{\mu}$; при замкнутом же ключе во вторичной обмотке должен протекать ток

$$i_2 = \frac{e_2}{R_H} = -n \frac{u_1}{R_H}, \quad (5.10)$$

причем в рассматриваемом случае $i_2 = -nU_1/R_H = -I_2 = \text{const}$ (рис. 4, д). Этот ток создает *размагничивающее поле*, определяемое ампервитками $i_2\omega_2 = -I_2\omega_2$ (именно поэтому в формулах (9) и (10) фигурирует знак минус). Однако магнитный поток в сердечнике при заданном законе $u_1(t)$ должен оставаться таким же, как и при разомкнутом ключе. Следовательно, для компенсации размагничивающего поля, создаваемого током i_2 , ток i_1 должен возрасти на величину Δi_1 , удовлетворяющую равенству $\Delta i_1\omega_1 = |i_2|\omega_2 = I_2\omega_2$. Только при этом условии намагничивающие ампервитки $i_{\mu}\omega_1 = i_1\omega_1 + i_2\omega_2 = i_1\omega_1 - I_2\omega_2$ останутся неизменными. Таким образом, при наличии тока i_2 ток

$$i_1 = i_{\mu} + n|i_2| = i_{\mu} + i_2', \quad (5.11)$$

где $i_2' = n|i_2|$ — приведенное к виткам первичной обмотки значение тока вторичной обмотки. В рассматриваемом случае (рис. 4, е) $i_1 = i_{\mu} + I_2'$, где $I_2' = nI_2$.

Из представленных на рис. 4 временных диаграмм видно, что если первичное напряжение идеализированного ИТ $u_1 = U_1 = \text{const}$ (в области $t > 0$), то и вторичное напря-

жение $u_2 = -E_2 = \text{const}$. В реальной ИТ из-за падения напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки и внутреннем сопротивлении питающего источника, создаваемого нарастающим во времени током $i_1(t)$, напряжение u_1 на входе ИТ и соответственно э. д. с. $|e_2|$ будут монотонно уменьшаться до нуля. Однако в течение небольшого времени $t_{\text{и}}$ действия импульса u_1 описанная выше картина процессов не сильно отличается от реальной.

8. Эквивалентная схема идеализированной трансформаторной цепи. Полученные в п. 7 соотношения позволяют заменить представленную на рис. 3 схему эквивалентной схемой (рис. 5), приве-

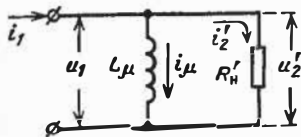


Рис. 5.

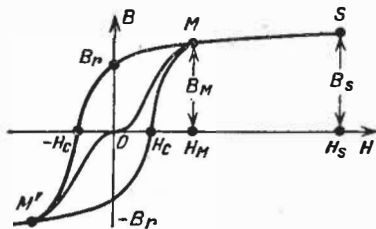


Рис. 6.

денной к виткам w_1 первичной обмотки. В этой схеме фигурируют приведенные значения вторичного тока ($i_2' = n|i_2|$) и вторичного напряжения ($u_2' = |u_2|/n = u_1$). Токи эквивалентной схемы удовлетворяют равенствам (11), причем ток i_{μ} протекает через эквивалентную индуктивность намагничивания L_{μ} , выражаемую формулой (6), а ток i_2' протекает через приведенное сопротивление нагрузки

$$R_H' = \frac{u_2'}{i_2'} = \frac{|u_2|}{n \cdot n|i_2|} = \frac{R_H}{n^2}. \quad (5.12)$$

9. Влияние магнитного гистерезиса. Из-за явления магнитного гистерезиса магнитные свойства сердечника характеризуются неоднозначной зависимостью $B = B(H)$ в виде целого семейства петлеобразных кривых гистерезиса. Применительно к ИТ основное значение имеют основная кривая намагничивания $M'OМ$ (рис. 6) и петля гистерезиса предельного симметричного цикла. Последняя определяет паспортные данные сердечника: остаточную индукцию B_r ; коэрцитивную силу H_c ; индукцию насыщения B_s (при некотором фиксированном значении напряженности $H = H_s$). Точка $M(B_M, H_M)$ называется вершиной предельной петли гистерезиса; выше этой точки намагничивание происходит без гистерезисных явлений.

10. Рассмотрим процесс намагничивания сердечника ИТ при воздействии на его первичную обмотку последовательности идентичных импульсов $u_1(t)$.

Пусть в исходном состоянии сердечник был размагничен ($B = 0, H = 0$ и $i_{\mu} = 0$). При воздействии 1-го импульса точка, изображающая магнитное состояние сердечника, перемещается по основной кривой намагничивания от точки 0 до точки с индукцией $B_1 = \Delta B_c$ (рис. 7, а), которая согласно формуле (3) определяется площадью импульса $u_1(t)$.

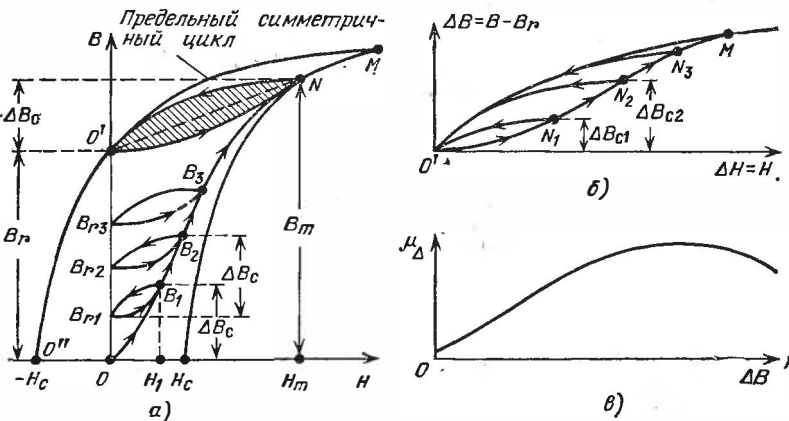


Рис. 7.

При этом намагничивающий ток достигает значения, определяемого напряженностью H_1 . После окончания действия импульса ток постепенно снижается до нуля ($H = 0$). Однако из-за гистерезиса изображающая точка, перемещаясь по некоторой нисходящей ветви $B_1 B_{r1}$, достигнет положения, определяемого остаточной индукцией B_{r1} . Под воздействием 2-го импульса индукция должна получить то же самое приращение ΔB_c . При этом изображающая точка будет перемещаться по некоторой восходящей ветви, примыкающей к основной кривой намагничивания, до достижения индукции $B_2 = B_{r1} + \Delta B_c$. После окончания действия импульса напряженность поля опять станет равной нулю, а положение изображающей точки определится остаточной индукцией $B_{r2} > B_{r1}$. Подобный переходный процесс продолжится под воздействием нескольких последующих импульсов u_1 до тех пор, пока изображающая точка не достигнет точки O' , соответствующей остаточной индукции B_r предельного

цикла* Теперь под воздействием очередного импульса индукция достигает наибольшей (при заданном приращении ΔB_c) величины $B_m = B_r + \Delta B_c$; поле же окончания действия импульса изображающая точка должна вернуться в точку O' , так как за границы предельного симметричного цикла она выйти не может. При дальнейших воздействиях импульсов изображающая точка перемещается по ветвям петли $O'NO'$, носящей название предельной петли частного несимметричного цикла, показанной на рис. 7, а в заштрихованном виде.

11. Из описанной выше картины намагничивания сердечника (при отсутствии подмагничивания) следует, что в импульсном режиме работы кривая $O'NM$ играет роль основной кривой намагничивания. Эта кривая изображена на рис. 7, б в системе координат $(\Delta B, H)$, где $\Delta B = B - B_r$; здесь же изображена спинка предельного симметричного цикла MO' . Замкнутый цикл $O'MO'$ играет при импульсном режиме работы (без подмагничивания) такую же роль, какую при действии синусоидального напряжения играет петля гистерезиса предельного симметричного цикла (см. рис. 6). В зависимости от величины приращения индукции ΔB_c намагничивание сердечника в установившемся режиме может происходить по одному из частных циклов $O'N_1O'$, $O'N_2O'$, $O'N_3O'$ и т. д. (рис. 7, б). При не очень малых значениях ΔB_c вершины всех таких циклов располагаются на основной кривой намагничивания.

При технических расчетах исходят из среднего (по хорде $O'N$) значения магнитной проницаемости μ_Δ , определяемого из соответствующего частного цикла $O'NO'$ ($N = N_1, N_2$ и т. д.):

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B_c}{\Delta H_m}, \quad (5.13)$$

где (при работе без подмагничивания) $\Delta H_m = H_m$ — напряженность поля, соответствующего индукции $B_m = B_r + \Delta B_c$ (рис. 7, а)**).

*) Даже при небольшой величине $\Delta B_c \ll B_r$ изображающая точка все же может попасть в точку O' под воздействием на ИТ одного-двух импульсов напряжения достаточно большой высоты.

**) В слабых полях ($\Delta B_c < 100 \div 200$ Гс) величина $\mu_\Delta \cong \mu_r$, где μ_r — обратимая проницаемость [47]; ее значение (близкое к величине начальной проницаемости) приводится к справочной литературе [49, 50].

Из рис. 7, а видно, что величина μ_{Δ} значительно ниже нормальной проницаемости $\mu_n = B_m/H_m$, получаемой при синусоидальном напряжении $u_1(t)$. Эта разница тем более значительна, чем выше остаточная индукция B_r . Из рис. 7, а также следует, что допустимое приращение индукции должно, во всяком случае, удовлетворять неравенству $\Delta B_c < < B_s - B_r$; практически приходится ограничиваться значением $\Delta B_c \leq B_M - B_r$ (рис. 6).

12. Наибольшей величиной разности $B_s - B_r \cong 10$ кГс обладает применяемая для изготовления сердечников ИТ ленточная холоднокатаная текстурированная кремнистая сталь [47, 49]. Она отличается высокими магнитными свойствами в направлении прокатки [при $\Delta B_c = (3 \div 6)$ кГс проницаемость $\mu_{\Delta} = (1000 \div \div 700)$ Гс/Э]. Магнитномягкие высоконикелевые сплавы (пермаллои) характеризуются значительно меньшей величиной разности $B_s - B_r \cong (2 \div 3)$ кГс, но за то при $\Delta B_c \cong 1$ кГс их проницаемость $\mu_{\Delta} = (2 \div 5) 10^3$ Гс/Э. При конструировании ИТ небольшой и средней мощности все более широкое применение находят ферритовые сердечники — в основном из марганец-цинковых ферритов [48]. Эти материалы обладают ценными свойствами: высокой магнитной проницаемостью (при $\Delta B_c < 2$ кГс $\mu_{\Delta} \cong 1500$ Гс/Э) и сравнительно слабой зависимостью μ_{Δ} от рабочей температуры: в диапазоне температур от -60°C до $+110^\circ \text{C}$ (а для феррита марки 1000 НМ1 до $+180^\circ \text{C}$) величина μ_{Δ} меняется на $\pm(15 \div 20)\%$. Магнитные и электрические характеристики материалов различных марок, выпускаемых нашей промышленностью, а также стандартные размеры ферритовых сердечников приводятся в справочной литературе [49, 50, 61].

13. Введение воздушного зазора в магнитопровод ИТ. Для понижения остаточной индукции B_r (в целях увеличения разности $B_s - B_r$ и проницаемости μ_{Δ}) в магнитопровод сердечника вводят небольшой воздушный зазор толщиной $\delta_3 = (0,0001 \div 0,001)l$ (рис. 8). В этом случае напряженность H' , нужная для получения индукции B , возрастает на величину H_3 и равна сумме

$$H' = H + H_3 = H + \frac{\delta_3}{l} B, \quad (5.14)$$

где H — напряженность поля сердечника без зазора, соответствующая индукции B [42, 43, 51].

Пусть петля гистерезиса $B = F(H)$ сердечника без зазора известна (рис. 8). С помощью диаграммы сдвига Релея [43] можно построить петлю гистерезиса $B = F'(H')$ того же сердечника с зазором, показанную на рис. 8 пунктиром. Для этого в плоскости (B, H) строится прямая OC согласно уравнению $B = Hl/\delta_3$, и в соответствии с равенством (14) абсциссы всех точек петли $B = F(H)$ сдвигаются вправо на величину H_3 , равную абсциссам прямой OC . Так, например, точки N и M исходной петли перемещаются в точки N' и M' , определяемые равенствами отрезков:

$$\overline{RN'} = -\overline{RN} + \overline{RL}; \quad \overline{RM'} = \overline{RM} + \overline{RL}. \quad (5.14a)$$

Из рис. 8 видно, что остаточная индукция сердечника с зазором $B_r' < B_r$. Коэрцитивная же сила H_c и индукция насыщения B_s не меняются от введения зазора. При заданном значении приращения индукции ΔB_s существует оптимальная величина зазора, при котором проницаемость μ_Δ максимальна [42, 51].

14. Применение размагничивающего поля. Еще более эффективным средством повышения допустимого приращения индукции ΔB_c и значительного повышения проницаемости μ_Δ является применение размагничивающего поля $H_0 = -(1 \div 2)H_c$ [42, 51]. При размагничивающем поле $H_0 = -H_c$ основание частного цикла $O'MO'$ (рис. 7, а) перемещается в точку O'' и намагничивание сер-

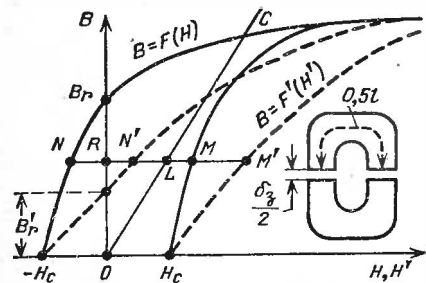


Рис. 8.

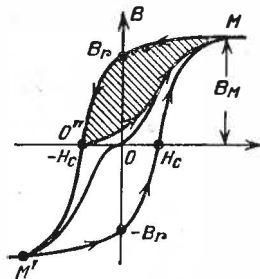


Рис. 9.

дечника происходит по частному циклу $O''MO''$, показанному на рис. 9 в заштрихованном виде. При этом допустимая величина приращения индукции $\Delta B_c \cong B_M \cong 0,9B_s$, а проницаемость $\mu_\Delta \cong B_M/(2H_c) \cong 0,45B_s/H_c$. Если же $H_0 \cong -(2 \div 2,5)H_c$, то точка O'' перемещается в точку M' (рис. 9) и

$$\Delta B_c \cong 2B_M \cong 1,8B_s; \quad \mu_\Delta \cong 0,9 \frac{B_s}{H_c}. \quad (5.15)$$

Размагничивающее поле H_0 иногда создается током первичной обмотки; этот ток обусловлен процессами в цепи питающего источника, возникающими в интервале времени между импульсами. Иногда же размагничивающее поле создается посредством вспомогательной обмотки с числом витком w_0 , через которую протекает постоянный ток $I_0 = (10/M4\pi) (I/w_0)H_0$. Схемные способы создания размагничивающего поля описаны в работе [52].

15. При использовании воздушного зазора или размагничивающего поля предпочтительно применять сердечники из магнитно-мягких сплавов или ферритов, характеризующихся возможно меньшей величиной коэрцитивной силы. Такими свойствами обладают материалы с *прямоугольной петлей гистерезиса* (ППГ), у которых отношение $B_r/B_s > 0,8$ [47, 48]. К ним относится железоникелевый пермаллой марки 65НП, выпускаемый нашей промышленностью в ленте толщиной $\delta = (0,01 \div 0,05)$ мм; он обладает индукцией насыщения $B_s \cong 13$ кГс и параметрами [47, 49]:

при $\delta = 0,02$ мм $B_r/B_s = 0,85 \div 0,9$, $H_c = 0,2 \div 0,3$ Э;

при $\delta = 0,05$ мм $B_r/B_s = 0,88 \div 0,93$, $H_c = 0,08 \div 0,15$ Э.

Нужными свойствами обладают также ферриты 'марок 0,12ВТ и 0,16ВТ, характеризующиеся индукцией насыщения $B_s \cong 2$ кГс и параметрами [48, 50]:

$$0,12ВТ — $B_r/B_s \cong 0,91$, $H_c \cong 0,12$ Э,$$

$$0,16ВТ — $B_r/B_s \cong 0,93$, $H_c \cong 0,16$ Э.$$

16. Влияние вихревых токов. Кажущаяся магнитная проницаемость.

При импульсном режиме работы в массе сердечника возбуждаются вихревые токи, создающие сильное размагничивающее поле. Для его компенсации требуется приложить дополнительное намагничивающее поле, что внешне проявляется в *кажущемся* возрастании намагничивающего тока, как бы обусловленным ухудшением магнитных свойств сердечника. Исходя из таких представлений, при расчете ИТ оперируют с *кажущейся магнитной проницаемостью* $\mu_K < \mu_\Delta$, учитывающей эффект вихревых токов [3, 42, 43, 51].

Для уменьшения влияния вихревых токов сердечники ИТ навиваются из покрытого тонким слоем изоляции тонкокатаного ленточного магнитного материала толщиной $\delta = (0,01 \div 0,1)$ мм. Рассмотрим поперечное сечение ленты (рис. 10, а), из которой навит сердечник (рис. 10, б, где показана одна половина сердечника). Среднее значение магнитного потока, охватываемого элементарным контуром, $\Phi_\delta = Vad_{ср} \cong 0,5Vad$. Следовательно, величина индуктированной в контурах вихревой э. д. с. пропорциональна толщине δ . С другой стороны, с увеличением толщины листа возрастает суммарное поперечное сечение всех элементарных контуров в листе, по которым протекают вихревые токи (это суммарное сечение равно $\sim 0,5l\delta$), и, следовательно, возрастает проводимость ленты для вихревого тока. Таким образом, эффект вихревых токов зависит от *к в а д р а т а* толщины листа в сердечнике.

Величина кажущейся магнитной проницаемости μ_K зависит также от удельного электросопротивления ρ магнитного материала и от длительности t_n трансформируемых импульсов (с укорочением t_n возрастает, при заданном ΔB_c , скорость изменения индукции в сердечнике). В общем величина μ_K оказывается функцией относительной длительности импульса [3, 42, 53]:

$$\mu_K = F_K \left(\frac{t_n}{\theta_B} \right), \text{ где } \theta_B = \frac{\mu_\Delta \delta^2}{1000 \rho} \quad (5.16)$$

— вихревая постоянная времени сердечника, измеряемая в микросекундах, если δ выражено в сантиметрах, ρ — в ом-сантиметрах и μ_{Δ} в гауссах на эрстед. График этой функции представлен на рис. 11.

Из рис. 11 видно, что при $t_{и} < \theta_{в}$ относительная величина $\mu_{к}/\mu_{\Delta}$ быстро падает. Но даже при $t_{и} = 3\theta_{в}$ величина $\mu_{к} < 0,5\mu_{\Delta}$. Поэтому выбор толщины ленты δ должен производиться из условия $t_{и} \geq 3\theta_{в}$. Так как вихревая постоянная пропорциональна проницаемости μ_{Δ} , то для эффективного использования в импульсном режиме работы высоко-

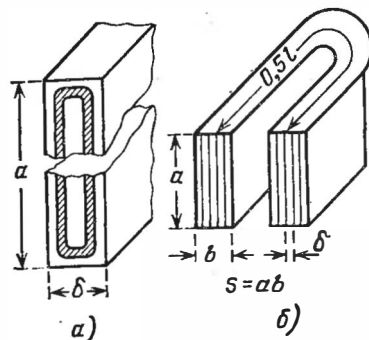


Рис. 10.

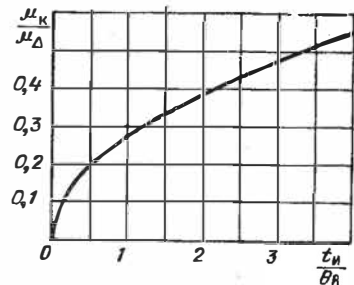


Рис. 11.

качественных магнитных материалов целесообразно применять тем меньшую толщину ленты, чем выше проницаемость μ_{Δ} . Иначе даже значительное увеличение проницаемости μ_{Δ} не будет приводить к существенному возрастанию проницаемости $\mu_{к}$.

17. Пример. Вычислим кажущуюся проницаемость $\mu_{к}$ сердечника, навитого из ленточной стали марки Э340 ($\delta = 0,05$ мм), обладающей проницаемостью $\mu_{\Delta} = 800$ Гс/Э и удельным электросопротивлением $\rho = 60 \cdot 10^{-6}$ Ом-см; длительность трансформируемого импульса $t_{и} = 0,5$ мкс.

Согласно формуле (16) вихревая постоянная

$$\theta_{в} = \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{1000\pi\rho} = \frac{800 (0,005)^2}{1000\pi \cdot 60 \cdot 10^{-6}} = 0,11 \text{ мкс},$$

откуда

$$\frac{t_{и}}{\theta_{в}} = \frac{0,5}{0,11} = 4,5.$$

Из приведенного на рис. 11 графика находим $\mu_{к}/\mu_{\Delta} = 0,58$, откуда $\mu_{к} = 0,58\mu_{\Delta} = 0,58 \cdot 800 = 464$ Гс/Э.

18. Эффект вихревых токов проявляется также в *неравномерном распределении магнитного потока по толщине ленты ферро-*

магнетика, из которого навит сердечник. Характер распределения приращения индукции $\Delta B_x = \Phi(x)$ по толщине ленты (в момент окончания действия импульса напряжения) показан на рис. 12, где координата $x = 0$ относится к середине толщины ленты. В точке $x = 0$ приращение индукции $\Delta B_x = \Phi(0)$ минимально, а на поверхности ленты величина $\Delta B_x = \Phi(\pm 0,5\delta) = \Delta B_{\Pi}$ достигает наибольшего значения. Последнее превышает среднее по толщине ленты значение ΔB_c приращения индукции. Величина $\Delta B_c \delta$ определяется заштрихованной на рис. 12 областью, но независимо

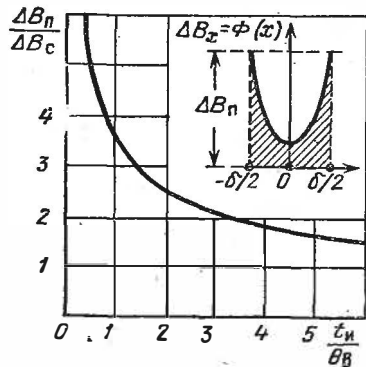


Рис. 12.

от закона распределения индукции по толщине листа среднее значение ΔB_c однозначно определяется формулой (3), справедливой в силу закона электромагнитной индукции независимо от существования и величины вихревых токов.

Как показывает анализ [42], отношение $\Delta B_{\Pi}/\Delta B_c$ является функцией относительной длительности $t_{и}/\theta_{в}$; график этой функции изображен на рис. 12. Как видно, при $t_{и} = \theta_{в}$ приращение индукции на поверхности ленты $\Delta B_{\Pi} \cong \cong 3,5\Delta B_c$, но даже при $t_{и} = = 3\theta_{в}$ величина $\Delta B_{\Pi} \cong 2\Delta B_c$.

Можно показать [42], что неравномерное распределение

индукции по толщине ленты само по себе не вызывает возрастания намагничивающего тока, если только оно не приводит к *магнитному насыщению* поверхностных слоев ленты и связанному с этим уменьшению проницаемости μ_{Δ} из-за нелинейной зависимости $\mu_{\Delta} = = f(\Delta B)$ (см. рис. 7, в). Магнитное насыщение приводит к более равномерному распределению индукции по толщине ленты. Поэтому при $\Delta B_{\Pi} < 2\Delta B_c$ влиянием неравномерности распределения индукции по толщине ленты можно практически пренебречь.

19. Магнитная вязкость. Наблюдаемый в действительности ток намагничивания больше кажущегося тока намагничивания, учитывающего влияние вихревых токов. Это обусловлено инерционными свойствами магнитных материалов — их магнитной вязкостью. Анализ совместного действия магнитной вязкости и вихревых токов, выполненный при условии $\mu_{\Delta} = \text{const}$ [42], показывает что влияние магнитной вязкости может быть учтено либо шунтированием индуктивности намагничивания L_{μ} (рассчитанной при $\mu = \mu_{к}$) сопротивлением потерь R_{μ} или же расчетом индуктивности намагничивания L_{μ} при $\mu = \mu_{и} < \mu_{к}$ ($\mu_{и}$ — импульсная магнитная проницаемость); здесь

$$R_{\mu} \cong \frac{4\pi\omega_1^2 S\mu_{\Delta}}{1000T_{\mu}}, \quad \mu_{и} \cong \frac{\mu_{к}}{1 + \frac{\mu_{к}}{\mu_{\Delta}} \frac{T_{\mu}}{t_{и}}}, \quad (5.17)$$

где T_{μ} — постоянная времени магнитного последовательствия (в микросекундах), зависящая как от свойств магнитного материала, так и от технологии изготовления сердечника. Согласно опытным данным [42], для материалов с округлой петлей гистерезиса (в области, где $\mu_{\Delta} \cong \cos t$) в большинстве случаев величина $T_{\mu} = 0,3 \div 1,5$ мкс. Из второй формулы (17) видно, что если при часто выполняемых соотношениях $\mu_k < 0,5 \mu_{\Delta}$ и $T_{\mu} < t_{и}$ принять просто $\mu_{и} \cong 0,8\mu_k$, то погрешность такого приближения не превысит 20%.

При применении магнитномягких сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса, характеризующимся резкой зависимостью проницаемости μ_{Δ} от приращения индукции ΔB , достаточно строгий анализ совместного действия магнитной вязкости и вихревых токов представляет трудную задачу, решенную в отдельных частных случаях [54—57]. При применении сердечников из вышеуказанных материалов и работе с импульсами длительностью $t_{и} \leq (0,5 \div 1)$ мкс технический расчет намагничивающего тока можно производить по методике, описанной в работе [58] (см. также [59]).

При применении ферритовых сердечников действием вихревых токов можно практически пренебречь; здесь основное влияние на импульсную проницаемость $\mu_{и}$ оказывает магнитная вязкость. Анализ процессов динамического перемагничивания сердечников с учетом магнитной вязкости выполнен в работах К. М. Поливанова, А. И. Пирогова, Ю. М. Шамаева, В. В. Бардижа и др. [44—46, 60].

Технический расчет намагничивающего тока ИТ с ферритовыми сердечниками облегчается тем, что в справочной литературе [50, 61] приводятся значения импульсной проницаемости $\mu_{и}$ ферритов. Согласно данным, приведенным в справочнике [50], феррит марки 1500НМЗ при импульсах длительностью $t_{и} = 3$ мкс обладает импульсной проницаемостью $\mu_{и} = 1500$ Гс/Э, а при укорочении импульса до 0,5 мкс величина $\mu_{и}$ уменьшается на 10%; для феррита марки 1000ННИ ($\mu_{и} = 1000$ Гс/Э) это уменьшение составляет только 5%. Для феррита марки 350ННИ ($\mu_{и} = 350$ Гс/Э) величина импульсной проницаемости остается неизменной вплоть до длительности в 0,1 мкс.

§ 5.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ЦЕПИ

1. Рассмотренная в § 5.2 эквивалентная схема (рис. 5) была построена в пренебрежении активными сопротивлениями обмоток и паразитными параметрами ИТ и нагрузки. С учетом таких параметров эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 13 [3, 42, 51]; в схеме штрихом отмечены приведенные к виткам первичной обмотки параметры вторичной цепи ИТ ($\omega_2/\omega_1 = n$). Схема содержит следующие элементы:

- $R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника импульсов;
- $C_{и}$ — выходная емкость источника импульсов;
- $R_{н}'$ — приведенное сопротивление нагрузки;
- $C_{н}'$ — приведенная емкость нагрузки;

r_1 — активное сопротивление первичной обмотки;
 r_2' — приведенное активное сопротивление вторичной обмотки;

L_μ — эквивалентная индуктивность намагничивания, рассчитываемая по формуле (6) при $\mu = \mu_{и}$; L — индуктивность рассеяния магнитного потока; C_{T1}' и C_{T2}' — приведенные динамические значения распределенных емкостей обмоток ИТ.

Приведенная емкость нагрузки определяется из условия равенства энергий, заключенных в емкости C_H (при напря-

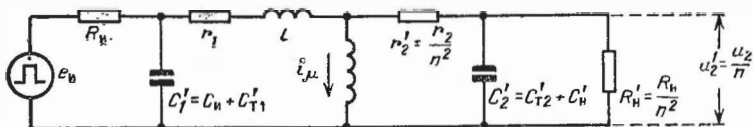


Рис. 13.

жении u_2) и в емкости C_H' (при напряжении $u_2' = u_2/n$); отсюда получаем

$$C_H' = n^2 C_H. \quad (5.18)$$

Формулы для расчета паразитных параметров ИТ приводятся в технической литературе [42, 51, 62, 63].

2. Приведенные динамические значения емкостей обмоток ИТ также находятся из условия равенства энергий, заключенных в распределенных емкостях обмоток и соответствующих им приведенных значениях емкостей C_{T1}' и C_{T2}' . Величины последних быстро возрастают с повышением коэффициента трансформации особенно при противоположной фазировке обмоток ИТ (здесь наибольшее значение имеет междуобмоточная емкость).

Индуктивность рассеяния L учитывает несовершенство связи между обмотками ИТ. Из теории цепей известно [21, 23], что $L = L_1 - L_\mu = (1 - k^2)L_1$, где L_1 — индуктивность первичной обмотки. Хотя коэффициент связи между обмотками ИТ близок к 1 и индуктивность рассеяния $L \ll L_\mu$, тем не менее она (вместе с паразитными емкостями) играет определяющую роль в искажении фронта и среза трансформированного импульса напряжения.

Рассмотрим типичную для ИТ конструкцию цилиндрических однослойных обмоток (рис 14) Междуобмоточная емкость обратно пропорциональна толщине $\delta_{и}$ изоляционного слоя между обмотками. Индуктивность же рассеяния L прямо пропорциональна суммарной толщине $\delta_{и} + 1/3(d_1 + d_2)$, которая определяет величину проводимости среды для магнитного потока рассеяния, проходящего между витками первичной и вторичной обмоток. Как индуктивность L , так и междуобмоточная емкость пропорциональны периметру витка обмотки, но междуобмоточная емкость прямо про-

порциональна высоте h обмотки, а индуктивность L обратно пропорциональна высоте h .

Индуктивность рассеяния L (так же как и индуктивность намагничивания L_μ) пропорциональна квадрату числа витков первичной обмотки. Но индуктивность L почти не зависит от магнитных свойств сердечника, в то время как индуктивность L_μ прямо пропорциональна проницаемости $\mu_{и}$. Поэтому порядок отношения L_μ/L равен $\mu_{и} \gg 1$.

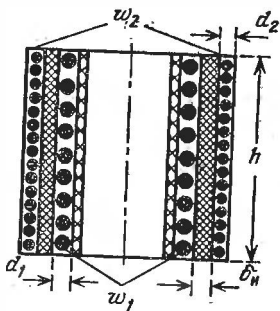


Рис. 14.

3. Переходные процессы в схеме, изображенной на рис. 13, описываются дифференциальным уравнением 4-го порядка. Изучение этих процессов намного упрощается при раздельном анализе *быстрых и медленных* процессов, протекающих в различных стадиях формирования выходного сигнала. Такой характерный для импульсной техники подход позволяет производить надлежащие упрощения эквивалентной схемы.

§ 5.4. ИСКАЖЕНИЕ ФОРМЫ ТРАНСФОРМИРОВАННОГО ИМПУЛЬСА

1. Рассмотрим искажение формы выходного импульса $u_2'(t)$, получаемого при воздействии на ИТ импульсной э. д. с. прямоугольной формы заданной длительности $t_{и}$, начинающей действовать в момент $t = 0$. До момента $t_{и}$ можно полагать, что ИТ подвергается воздействию *перепада напряжения*. Зная выходной сигнал, получаемый в этом случае, можно затем (используя интеграл Дюамеля или другим путем) найти форму выходного импульса $u_2'(t)$ при любой другой форме импульсной э. д. с. Можно также воспользоваться формулой (2.42).

А. ИСКАЖЕНИЕ ФРОНТА ВЫХОДНОГО ИМПУЛЬСА

2. При анализе *быстрых* переходных процессов, возникающих в течение фронтовой части выходного импульса u_2 , можно пренебречь небольшим (еще не успевшим нарасти) намагничивающим током ИТ и положить $L_\mu = \infty$. Учитыв-

вая, что в повышающих ИТ ($n > 1$) обычно выполняется неравенство $C_2' \gg C_1'$, можно все паразитные емкости трансформаторной цепи (см. рис. 13) объединить в одну емкость $C' = C_1' + C_2'$, подключенную к выходу ИТ*). Сделанные допущения позволяют перейти к более простой эквивалентной схеме (рис. 15).

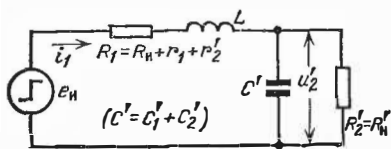


Рис. 15.

не содержит запасов энергии, что определяет начальные условия: $i_1(0) = 0$ и $u_2'(0) = 0$. При этих условиях переходные процессы в цепи (рис. 15) описываются операционными уравнениями

$$\frac{E_n}{p} = R_1 \hat{i}_1 + pL \hat{i}_1 + \hat{u}_2'; \quad \hat{i}_1 = \frac{\hat{u}_2'}{R_2'} + pC' \hat{u}_2'. \quad (5.19)$$

Исключая из этой системы изображение \hat{i}_1 , получим

$$\frac{E_n}{p} = (R_1 + pL) \left(\frac{\hat{u}_2'}{R_2'} + pC' \hat{u}_2' \right) + \hat{u}_2',$$

откуда

$$\hat{u}_2' = \frac{E_n}{p \left[p^2 LC' + p \left(\frac{L}{R_2'} + R_1 C' \right) + \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \right]}. \quad (5.20)$$

Непосредственно из схемы видно, что установившееся значение выходного сигнала (при $t = \infty$)

$$u_2'(\infty) = U_2' = K' E_n, \quad \text{где} \quad K' = \frac{R_2'}{R_1 + R_2'}. \quad (5.21)$$

При анализе переходного процесса полезно осуществлять нормировку величины u_2' относительно установившегося

*) Допустимость этого рассматривается в работе [42]. При понижающем ИТ ($n < 1$), когда $C_1' > C_2'$, объединенную емкость C' следует полагать подключенной со стороны входа ИТ.

значения U_2' . С этой целью разделим все члены уравнения (20) на U_2' и приведем его к виду

$$\frac{\hat{u}_2'}{U_2'} = \frac{1}{\rho [p^2 \theta^2 + 2\xi \rho \theta + 1]} = \frac{1}{\rho N(\rho)}, \quad (5.22)$$

где

$$\theta = \sqrt{K'LC'}; \quad (5.23)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{K'}}{2} \left(\frac{\rho}{R_2'} + \frac{R_1}{\rho} \right); \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C'}}. \quad (5.24)$$

Величина θ имеет размерность времени; она называется *паразитной постоянной времени*.

Корни характеристического уравнения

$$N(\rho) = \rho^2 \theta^2 + 2\xi \rho \theta + 1 = 0$$

можно представить в виде

$$\rho_{1,2} = \frac{-\xi \pm j\nu}{\theta}, \quad \text{где } \nu = \sqrt{1 - \xi^2}. \quad (5.25)$$

Из формулы разложения находим решение уравнения (22):

$$\frac{u_2'}{U_2'} = 1 + \sum_{k=1}^2 \frac{e^{\rho_k t}}{\rho_k (dN/d\rho_k)} = 1 + \sum_{k=1}^2 \frac{e^{\rho_k t}}{\rho_k \cdot 2\theta (\rho_k \theta + \xi)}.$$

Подставляя сюда значение корней ρ_1 и ρ_2 и обозначая безразмерное время, нормированное относительно θ , через

$$\tau = t/\theta, \quad (5.26)$$

получим

$$\frac{u_2'(\tau)}{U_2'} = 1 - \frac{e^{-(\xi - j\nu)\tau}}{2j\nu(\xi - j\nu)} + \frac{e^{-(\xi + j\nu)\tau}}{2j\nu(\xi + j\nu)}.$$

После приведения последних двух слагаемых к общему знаменателю $2j\nu(\xi^2 + \nu^2) = 2j\nu$, где принято во внимание равенство (25), и выполнения обычных преобразований (с применением формул Эйлера), искомое решение приводится к виду

$$\frac{u_2'(\tau)}{U_2'} = 1 - e^{-\xi\tau} \left(\cos \nu\tau + \frac{\xi}{\nu} \sin \nu\tau \right) = F_\Phi(\tau, \xi). \quad (5.27)$$

При оперировании с безразмерным временем τ параметр ξ играет роль *безразмерного коэффициента затухания*, а параметр ν — роль *безразмерной частоты*.

Из формулы (25) следует, что при $\xi < 1$ функция (27) носит колебательный характер. Если же $\xi > 1$, то $v = j\sqrt{\xi^2 - 1} = jv'$; так как при этом $\cos(jv'\tau) = \text{ch } v'\tau$ и $\sin(jv'\tau) = j \text{sh } v'\tau$, то функция (27) становится аperiодической:

$$F_{\Phi}(\tau, \xi) = 1 - e^{-\xi\tau} [\text{ch } v'\tau + (\xi/v') \text{sh } v'\tau]. \quad (5.27a)$$

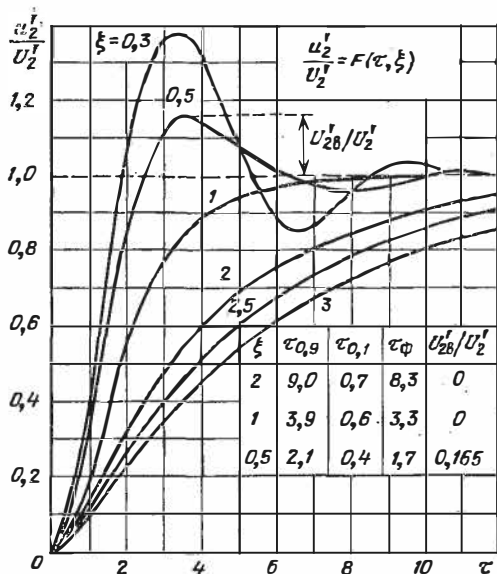


Рис. 16.

4. На рис. 16 функция $F_{\Phi}(\tau, \xi)$ представлена в виде семейства кривых, имеющих своим параметром коэффициент затухания ξ . Эти кривые выражают фронт выходного сигнала u_2' (в долях от установившегося значения U_2') в функции от $\tau = t/\theta$.

Чем меньше величина ξ (при $\xi < 1$), тем сильнее проявляются наложенные колебания на вершине и тем больше выброс U_{2b}' . Зависимость относительной величины выброса от ξ изображена на рис. 17*). Как видно, при $\xi = 0,5$ относительная величина выброса является умеренной ($U_{2b}' = 0,165U_2'$). Следует иметь в виду, что при заданных значе-

*) Эта функция выражается разностью $F_{\Phi}(\tau_m, \xi) - 1$, где τ_m — корень уравнения $dF_{\Phi}/d\tau = 0$.

ниях R_1 и R_2' (см. рис. 15) величина ξ не может быть меньше значения ξ_{\min} , которое можно найти из формулы (24) и условия

$$\frac{d\xi}{d\rho} = \frac{\sqrt{K'}}{2} \left(\frac{1}{R_2'} - \frac{R_1}{\rho^2} \right) = 0, \quad \text{откуда} \quad \rho = \sqrt{R_1 R_2'}; \quad (5.28)$$

подставляя последнее равенство в формулу (24), получим

$$\xi_{\min} = \sqrt{K' \frac{R_1}{R_2'}} = \sqrt{\frac{R_1}{R_1 + R_2'}}. \quad (5.29)$$

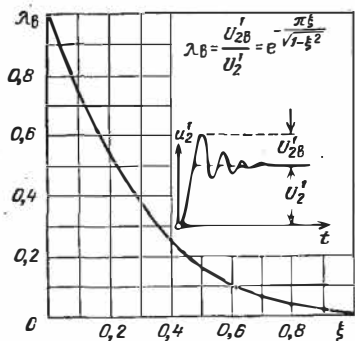


Рис. 17.

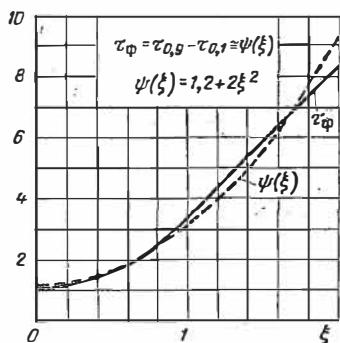


Рис. 18.

5. Активная длительность фронта. Для определения активной длительности фронта выходного сигнала, соответствующего какому-нибудь значению ξ (рис. 16), найдем раньше значения $\tau = \tau_{0,1}$ и $\tau = \tau_{0,9}$, при которых функция $F_\Phi(\tau, \xi)$ равна соответственно 0,1 и 0,9. Примеры определения этих величин указаны в таблице, приведенной на рис. 16. Разность $\tau_{0,9} - \tau_{0,1} = \tau_\Phi = t_\Phi / \theta$ выражает относительную величину активной длительности фронта, откуда

$$t_\Phi = \tau_\Phi \theta = \tau_\Phi \sqrt{K'LC'}. \quad (5.30)$$

Величина τ_Φ является однозначной функцией ξ , график которой изображен на рис. 18 сплошной линией. В представляющей практический интерес области ($\xi < 2$) зависимость τ_Φ от ξ хорошо аппроксимируется простой параболической функцией

$$\tau_\Phi \cong 1,2 + 2\xi^2 = \psi(\xi). \quad (5.31)$$

Хотя с уменьшением ξ величина τ_{ϕ} уменьшается, однако из этого еще нельзя однозначно судить об уменьшении длительности фронта, которая пропорциональна паразитной постоянной времени θ . Существенно, что и величина θ , и выражаемая формулой (24) величина ξ зависят от паразитных параметров L и C' .

6. Выбор паразитных параметров ИТ. Обычно сопротивление R_1 и R_2' задаются. Часто при этом приведенное сопротивление нагрузки устанавливается из условия передачи в нагрузку наибольшей мощности ($R_2' = R_H' = R_1$).

Техническими условиями к форме выходного сигнала $u_2'(t)$ задаются требуемое значение активной длительности t_{ϕ} фронта и допустимая величина выброса $U'_{2в}$. В этом случае из показанного на рис. 17 графика находится коэффициент затухания ξ , при котором получается допустимая величина $U'_{2в}/U_2'$, причем обязательно должно выполняться неравенство $\xi > \xi_{\min}$. Затем, рассматривая равенство (24) как квадратное уравнение относительно ρ , определяют два значения ρ_1 и ρ_2 , удовлетворяющие найденному значению ξ :

$$\rho_{1,2} = \left(\sqrt{\frac{L}{C'}} \right)_{1,2} = \frac{R_2'}{\sqrt{K'}} (\xi \pm \sqrt{\xi^2 - \xi_{\min}^2}). \quad (5.32)$$

Из условия получения заданной длительности фронта имеем

$$t_{\phi} = \tau_{\phi} \theta \cong (1, 2 + 2\xi^2) \sqrt{K'LC'}. \quad (5.33)$$

Решая совместно уравнения (32) и (33) относительно L и C' , получим две пары значений паразитных параметров, соответствующих двум значениям ρ . Для возможности технической реализации конструкции ИТ необходимо выбрать такую пару значений, при которой выполняется неравенство $C' > C_H' + C_H$. С другой стороны, предпочтительнее решение, при котором индуктивность рассеяния L максимальна, так как при этом электрическая прочность обмоток ИТ выше.

В итоге произведенного расчета определяются нужные для конструктивного расчета ИТ его электрические параметры: индуктивность рассеяния L и суммарное приведенное значение емкостей обмоток $C'_{\tau 1} + C'_{\tau 2} = C' - (C_H' + C_H)$.

7. В ряде случаев величина выброса U'_{2B} не существенна, тем более, что часто при заданных значениях R_1 и R_2' величина $\xi \geq \xi_{\min}$ достаточно велика, ввиду чего выброс U'_{2B} получается умеренным. Так, например, при равенстве $R_1 = R_2'$ согласно формуле (29) имеем $\xi_{\min} = 0,7$, откуда (см. рис. 17) $U'_{2B} \leq 0,06 U'_2$. В таких случаях выбор оптимальных значений L и C' зависит от заданной величины суммы емкостей $C_{H'} + C_H$. Общее решение такой задачи, при котором *требуемая длительность фронта получается при наибольшей возможной величине паразитной постоянной времени θ* (в этом случае облегчается конструирование ИТ), приводится в работе [42] (см. также [51]). Здесь же мы рассмотрим один типичный случай.

Пусть сумма емкостей $C_{H'} + C_H$ настолько мала, что емкость C' в основном определяется емкостями C'_{T1} и C'_{T2} обмоток ИТ. Тогда при той или иной конструкции обмоток ИТ, варьируя толщинами изоляционных слоев между обмотками, удастся получить нужное значение паразитной постоянной времени θ при различных значениях коэффициента затухания ξ . Из формулы же (33) видно, что для получения заданной длительности фронта при наибольшей величине θ необходимо иметь $\xi = \xi_{\min}$. Этому согласно формулам (28) и (29) соответствует оптимальная в рассматриваемом смысле величина

$$\rho = \rho_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{L}{C'}} = \sqrt{R_1 R_2'}. \quad (5.34)$$

Из совместного решения уравнений (33) и (34) находим величины параметров, удовлетворяющих поставленным требованиям:

$$L = \frac{t_{\Phi} \sqrt{R_1 (R_1 + R_2')}}{1,2 + 2\xi_{\min}^2}; \quad C' = \frac{t_{\Phi} / R_2'}{1,2 + 2\xi_{\min}^2} \sqrt{\frac{R_1 + R_2'}{R_1}}. \quad (5.35)$$

Б. ИСКАЖЕНИЕ ВЕРШИНЫ ВЫХОДНОГО ИМПУЛЬСА

8. Интересуясь пока только процессом формирования вершины выходного импульса u_2' (до момента $t = t_H$ окончания действия импульсной э. д. с. прямоугольной формы), будем, как и выше, полагать, что входная э. д. с. $e_H = E_H \times I(t)$. В этой стадии работы ИТ напряжения на паразитных емкостях (см. рис. 13) и ток в индуктивности L изменяются столь медленно, что влиянием этих параметров на *медленный* переходный процесс можно пренебречь. Однако здесь нельзя пренебрегать влиянием индуктивности намагничивания L_{μ} . Таким образом, анализ медленных процессов можно производить из рассмотрения схемы, представленной на рис. 19.

Анализируемая схема характеризуется постоянной времени

$$\theta_{\mu} = \frac{L_{\mu}}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{L_{\mu}}{(R_{\text{н}} + r_1) \parallel (R_{\text{н}}' + r_2')} \cong \frac{L_{\mu}}{R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}}'}, \quad (5.36)$$

где учитывается, что $r_1 \ll R_{\text{н}}$ и $r_2' \ll R_{\text{н}}'$; обычно $r_2' \cong r_1$ и $r_1 + r_2' \leq 0,05 R_{\text{н}}'$. Поскольку здесь мы не интересуемся фронтом выходного сигнала, можно принять, что $i_{\mu}(0) =$

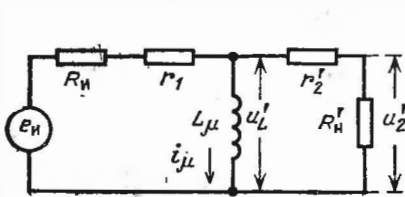


Рис. 19.

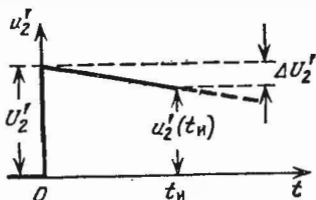


Рис. 20.

$= 0$. Отсюда в соответствии с принятой схемой (рис. 19) получаем

$$u_2'(0) = E_{\text{н}} \frac{R_{\text{н}}'}{(R_{\text{н}} + r_1 + r_2') + R_{\text{н}}'} = K' E_{\text{н}} = U_2'. \quad (5.37)$$

Так как $u_2'(\infty) = 0$, то выходной сигнал должен спадать по закону

$$u_2'(t) = U_2' e^{-t/\theta_{\mu}}. \quad (5.38)$$

Для умеренного искажения вершины выходного сигнала должно выполняться неравенство $\theta_{\mu} \gg t_{\text{н}}$. Следовательно, в области $0 \leq t \leq t_{\text{н}}$ можно полагать

$$e^{-t/\theta_{\mu}} \cong 1 - t/\theta_{\mu},$$

откуда

$$u_2' \cong U_2' \left(1 - \frac{t}{\theta_{\mu}} \right), \quad (5.39)$$

т. е. в пределах длительности импульса выходное напряжение снижается практически по линейному во времени закону (рис. 20). В момент $t = t_{\text{н}}$ спад вершины импульса $\Delta U_2' = U_2' t_{\text{н}}/\theta_{\mu}$; относительная величина этого спада

$$\lambda_U = \frac{\Delta U_2'}{U_2'} \cong \frac{t_{\text{н}}}{\theta_{\mu}}. \quad (5.40)$$

Величина λ_U задается техническими условиями (обычно $\lambda_U \cong 0,01 \div 0,1$). Поэтому, находя из формулы (40) величину θ_μ , можно затем из формулы (36) определить требуемую величину индуктивности L_μ .

9. Намагничивающий ток i_μ определяется площадью импульса напряжения $u_L'(t)$, действующего непосредственно на индуктивности L_μ (см. рис. 19). Замечая, что $r_2' \ll R_H'$ и $\Delta U_2' \ll U_2'$, с небольшой погрешностью (так как погрешности пренебрежения малыми величинами r_2' и $\Delta U_2'$ частично компенсируют друг друга) можно принять, что в области $0 < t \leq t_H$ напряжение $u_L' = U_2' = \text{const}$. Отсюда в соответствии с формулой (5) намагничивающий ток в момент t_H

$$i_\mu(t_H) = \Delta i_\mu(t_H) = I_\mu \cong \frac{1}{L_\mu} \int_0^{t_H} U_2' dt = \frac{U_2'}{L_\mu} t_H. \quad (5.41)$$

В. СРЕЗ И ФОРМА ВЫХОДНОГО ИМПУЛЬСА

10. Припасовывание быстрого и медленного процессов. Из отдельного анализа быстрого и медленного переходных процессов в ИТ была установлена форма фронта и вершины выходного сигнала u_2' , возникающего при воздействии на ИТ перепада э. д. с. $e_H = E_H \cdot 1(t)$. Для установления результирующей формы всего сигнала u_2' необходимо произвести «сшивание» (припасовывание) обоих процессов. Для этого, учитывая медленный характер изменения функции (38) сравнительно с функцией $F_\Phi(\tau, \xi)$, выражаемой формулой (27), достаточно их перемножить при том, однако, условии, что обе функции представлены в одностипно пронормированном виде. С этой целью аналогично принятому при нормировке функции $F_\Phi(\tau, \xi)$ пронормируем функцию (38) по величине — относительно напряжения U_2' , а по времени — относительно паразитной постоянной времени θ :

$$\frac{u_2'(t)}{U_2'} = e^{-\frac{t}{\theta} \cdot \frac{\theta}{\theta_\mu}} = e^{-\tau \frac{\theta}{\theta_\mu}} = F_B\left(\tau, \frac{\theta}{\theta_\mu}\right). \quad (5.42)$$

Перемножая теперь функции (27) и (42), получим результирующую функцию, выражающую выходной сигнал $u_2'(t)$:

$$\frac{u_2'(\tau)}{U_2'} = F_B\left(\tau, \frac{\theta}{\theta_\mu}\right) \cdot F_\Phi(\tau, \xi) = F(\tau). \quad (5.43)$$

Эта операция иллюстрируется изображенными на рис. 21 временными диаграммами. На рис. 21, а изображен график функции $F_{\Phi}(\tau, \xi)$, а на рис. 21, б пунктирной линией изображен график функции $F_{\text{в}}(\tau, \theta/\theta_{\mu})$ и сплошной линией — график результирующей функции $F(\tau)$. В точках, где $F_{\Phi} = 1$, $F = F_{\text{в}}$.

11. Срез импульса. При прямоугольной форме входной э. д. с. $e_{\text{н}}(t)$ в момент $t = t_{\text{н}}$ ($\tau = \tau_{\text{н}}$) происходит срез импульса $e_{\text{н}}$ и начинается срез выходного импульса u_2' . Если трансформаторная цепь линейна, то можно воспользоваться мето-

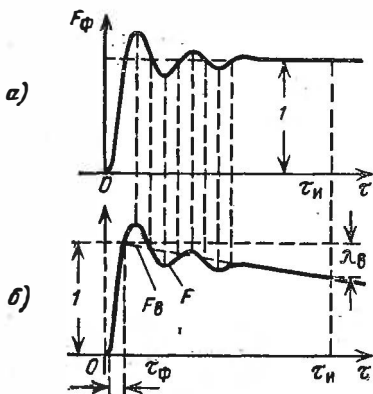


Рис. 21.

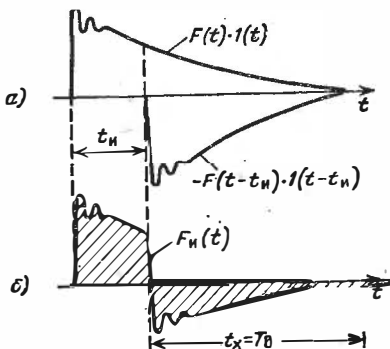


Рис. 22.

дом наложения решений. Действительно, выразим импульсную э. д. с. в виде разности двух перепадов (см. рис. 2.15, а): $e_{\text{н}} = E_{\text{н}} \cdot 1(t) - E_{\text{н}} \cdot 1(t - t_{\text{н}})$. Зная форму выходного сигнала $F(t) \cdot 1(t)$ (рис. 22, а), получаемого при воздействии на ИТ э. д. с. $E_{\text{н}} \cdot 1(t)$, для определения формы выходного импульса $u_2' = F_{\text{н}}(t)$ достаточно алгебраически сложить две функции: $F(t) \cdot 1(t) - F(t - t_{\text{н}}) \cdot 1(t - t_{\text{н}}) = E_{\text{н}}(t)$. Здесь функция $-F(t - t_{\text{н}}) \cdot 1(t - t_{\text{н}})$ запаздывает относительно функции $F(t) \cdot 1(t)$ на время $t_{\text{н}}$ и имеет противоположную полярность. В итоге находим выходной импульс $u_2' = F_{\text{н}}(t)$ (рис. 22, б).

Из изложенного вытекает, что если трансформаторная цепь линейна, то форма среза выходного импульса подобна форме его фронта.

12. Хвост импульса и длительность стадии восстановления. Из рис. 22, б видно, что выходной импульс $u_2' = F_{\text{н}}(t)$ отличается наличием хвостовой части (на полярности, про-

тивноположной рабочей) значительной длительности t_x , определяющей длительность T_B стадии восстановления. В течение этого времени изображающая точка в плоскости (B, H) возвращается в исходную точку (см. рис. 7 и 9). Длительность этой стадии пропорциональна постоянной времени θ_μ ; практически полная длительность стадии восстановления

$$T_B \cong 3\theta_\mu \cong 3 \frac{L_\mu}{R_{II} \parallel R_{II}'} = t_x. \quad (5.44)$$

Следовательно, чем меньше выражаемая формулой (40) относительная величина λ_U снижения вершины импульса, тем больше длительность стадии восстановления.

Полезно обратить внимание на то, что в установившемся режиме работы заштрихованные на рис. 22, б площади равны. Это соответствует свойству трансформатора — *не пропускать постоянную составляющую напряжения*.

13. При нелинейном характере сопротивлений R_{II} и (или) $R_{II'}$ нельзя применять метод наложения решений, и анализ процессов среза выходного импульса и послеимпульсных колебаний усложняется (анализ обычно приходится проводить по более сложной схеме, представленной на рис. 13) Методика такого анализа изложена в работе [42]. Рассмотрим качественно характер послеимпульсных процессов при нелинейных сопротивлениях R_{II} и $R_{II'}$.

В момент $t = t_{II}$ прекращения действия импульса входной э. д. с. (после чего $e_{II} = 0$) выражаемый формулой (41) намагничивающий ток $i_\mu(t_{II}) = I_\mu$, протекающий через индуктивность L_μ , не может мгновенно измениться. При отсутствии паразитных емкостей ток I_μ замыкался бы через сопротивления R_{II}' и через показанный на рис. 19 источник э. д. с., внутреннее сопротивление которого учитывается сопротивлением R_{II} . В результате этого в момент $t = t_{II}$ должен был бы возникнуть выброс напряжения u_2' (рис. 23) величиной $U'_{2B.C} = I_\mu R_{\text{ЭКВ}}$, где $R_{\text{ЭКВ}} = (R_{II} + r_1) \parallel (R_{II}' + r_2')$ (здесь мы пренебрегаем влиянием индуктивности рассеяния L). При $t > t_{II}$ напряжение $u_2'(t)$ должно изменяться по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta_\mu = L_\mu / R_{\text{ЭКВ}}$, как это показано крупным пунктиром на рис. 23. При вентильном характере сопротивлений R_{II} и R_{II}' , когда сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$ велико, выброс $U'_{2B.C}$ может быть весьма значительным ($U'_{2B.C} \gg \Delta U_2'$). Но в этом случае постоянная времени θ_μ сравнительно мала и длительность T_B стадии восстановления невелика. *Несмотря на нелинейный характер цепи, заштрихованные на рис. 23 площади всегда равны, так как отмеченное выше свойство трансформатора — не пропускать постоянную составляющую напряжения — не зависит от характера цепи.* От этого зависит, существует ли постоянная составляющая тока во вторичной цепи: при линейной цепи

отсутствии в напряжении $u'_2(t)$ постоянной составляющей обуславливает отсутствие также и постоянной составляющей тока во вторичной цепи; при нелинейной же нагрузке ток во вторичной цепи может содержать постоянную составляющую, хотя напряжение $u'_2(t)$ ее и не содержит. Это свойство не противоречит известному свойству трансформатора не пропускать во вторичную цепь постоянной составляющей тока (например, тока подмагничивания), протекающего в первичной цепи.

В действительности ток i'_μ замыкается также через паразитные емкости C'_1 и C'_2 (см. рис. 13), что при большой величине сопротивления $R_{\text{экв}}$ ослабляет величину выброса $U'_{2\text{вс}}$. В типичном случае, когда после окончания действия импульсной э. д. с. сопротивление $R_{\text{и}} = \infty$ (возможно также и резкое возрастание сопротивления нагрузки), реальный послеимпульсный процесс имеет вид, показанный сплошной линией на рис. 23. Процесс содержит колебания двух резко различных частот:

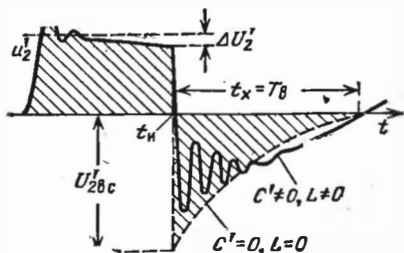


Рис. 23.

твление $R_{\text{и}} = \infty$ (возможно также и резкое возрастание сопротивления нагрузки), реальный послеимпульсный процесс имеет вид, показанный сплошной линией на рис. 23. Процесс содержит колебания двух резко различных частот:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{\mu} C'}} \text{ и } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L C'_{\text{экв}}}}, \text{ где } C'_{\text{экв}} = \frac{C'_1 C'_2}{C'_1 + C'_2}.$$

Эти колебания при слабом их затухании могут создавать послеимпульсное напряжение на рабочей полярности, что иногда нарушает нормальную работу некоторых устройств. Для устранения этого явления параллельно первичной или вторичной обмотке подключают демпфирующий резистор, последовательно с которым иногда включается диод таким образом, что он оказывается проводящим на нерабочей полярности и подавляет возникающие колебания.

§ 5.5. ТРЕБОВАНИЯ К КОНСТРУКЦИИ ТРАНСФОРМАТОРА

1. В радиоэлектронной аппаратуре находят широкое применение как маломощные ИТ с сердечником весом в доли одного грамма, так и мощные ИТ, работающие при напряжениях, измеряемых в десятках киловольт и выше и рассчитанные на импульс-

ные мощности, измеряемые в сотнях киловатт и выше. Расчеты и конструированию различного рода ИТ посвящена обширная литература [42, 51, 58, 59, 64—67].

2. Исходными для расчета и конструирования ИТ являются данные входной цепи и нагрузки, параметры трансформируемых импульсов и условия работы ИТ (температура окружающей среды, механические перегрузки и др.). Методика расчета ИТ подчинена выполнению требований, обуславливающих допустимые искажения формы трансформированных импульсов; иногда предъявляются также требования к длительности стадии восстановления и к характеру послеимпульсных колебаний. Кроме того, ставятся специальные требования, относящиеся к надежности конструкции ИТ (при длительном хранении и в эксплуатации), связанные с его электрической и механической прочностью, с радиационной стойкостью и др.

3. В результате электрического расчета ИТ определяются его основные параметры (см. рис. 13): L_{μ} , L и $C'_{T1} + C'_{T2}$. Задачей конструктивного расчета является определение материала и конструкции сердечника, числа витков и конструкции обмотки и ее электрической изоляции. Здесь основная проблематика заключается в сопряжении достаточно малых размеров ИТ (что нужно для получения требуемых электрических параметров и важно само по себе для авиационной аппаратуры) с тяжелым температурным режимом работы ИТ и его электрической прочностью (особенно при работе в высотных условиях). Обычно ИТ работают в условиях широкого диапазона температур окружающей среды (от -60° до $+60^{\circ}$ С и выше), ввиду чего наивысшая температура обмотки и ее изоляции достигает 100° С и выше. В связи с этим при конструировании ИТ средней и большой мощности важное значение приобретает уменьшение потерь энергии в проводах обмотки и в сердечнике ИТ и создание хорошего теплоотвода.

4. Часто (в частности, при использовании в авиационной и космической аппаратуре) применяется герметизированная конструкция ИТ. При этом ИТ малой и средней мощности (до нескольких десятков ватт) после тщательной изоляционной пропитки запрессовываются в пластиковые или металлические кожухи, заполненные смолистыми компаундами (с присадкой отвердителей, пластификаторов и некоторых других ингредиентов). В результате создается монолитная конструкция, удовлетворяющая требованиям электрической и механической прочности в заданных условиях работы окружающей среды. Изоляция и охлаждение мощных ИТ представляет собой серьезную конструктивную задачу. Обычно применяется герметизированная конструкция таких ИТ с жидкостным заполнением (трансформаторным маслом или кремнеорганической жидкостью). В этом случае металлический кожух ИТ снабжается гибкими диафрагмами, обеспечивающими возможность расширения заполняющей жидкости при ее разогреве. Принимаются также специальные меры для возможности работы ИТ при низких температурах.

ЛИНИИ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ

§ 6.1. НАЗНАЧЕНИЕ ЛИНИИ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ

1. Часто требуется производить задержку на заданное время $T_{\text{зад}}$ произвольной последовательности импульсов без существенного изменения их формы. Так, вместо последовательности импульсов $u_{\text{вх}}$ (рис. 1) требуется получить последовательность задержанных на одно и то же время $T_{\text{зад}}$ импульсов $u_{\text{вых}}$.

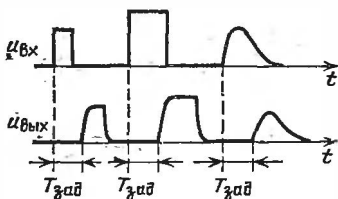


Рис. 1.

Задержка импульсов применяется для запуска одного или нескольких устройств со сдвигом во времени (в частности, для запуска устройства *ждущей временной развертки* электронного луча осциллографа), для фиксации длительности работы импульсных устройств, для выполнения некоторых функциональных преобразований (например, при определении корреляционной или автокорреляционной функции случайного процесса) и для других целей [68, 69].

Задержка импульсов применяется в устройствах *кодирования* и *дешифрирования* импульсных сигналов, в устройствах *селекции* импульсов (часто с целью отделения рабочих импульсов от импульсов помех), в измерительной технике (в схемах точного измерения интервалов времени), в вычислительной технике, при моделировании работы устройств и в ряде других применений.

2. Задержка импульсов (без сохранения их формы), следующих через интервалы, превышающие длительность $T_{\text{зад}}$ задержки, может быть осуществлена посредством электронных устройств (*ждущих генераторов импульсов, фантастронов* и др.), рассматриваемых в последующих главах. Для задержки же произвольной последовательности импульсов (с сохранением их формы) применяются линейные устройства, представляющие собой системы с распределенными параметрами, называемыми *линиями временной задержки* или, короче, *линиями задержки*. При задержках, достигающих десятков, сотен и тысяч

микросекунд, применяются *ультразвуковые линии задержки*, при меньших задержках применяются *электромагнитные линии задержки* (длинные линии различной конструкции) или *искусственные линии задержки* (искусственные длинные линии).

§ 6.2. СВОЙСТВА НЕИСКАЖАЮЩИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ

1. Как известно из курса радиосцепей и сигналов [20—24], неискаженная передача формы сигнала с временной задержкой осуществляется посредством линейного четырёх-

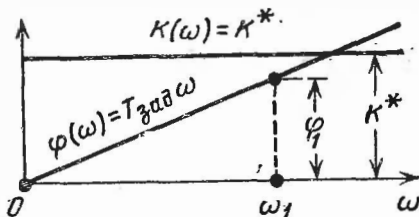


Рис. 2.

рёхполосника, обладающего во всем диапазоне частот ($0 < \omega < \infty$) равномерной амплитудно-частотной и линейной фазо-частотной характеристиками (рис. 2):

$$K(\omega) = K^* = \text{const}, \quad \varphi(\omega) = T_{\text{зад}} \omega, \quad (6.1)$$

где коэффициент пропорциональности $T_{\text{зад}} = \text{const}$ — время задержки входных сигналов, производимой четырёхполосником.

При выполнении равенств (1) переходная характеристика четырёхполосника выражается запаздывающей ступенчатой функцией

$$h(t) = K^* \cdot 1(t - T_{\text{зад}}), \quad (6.2)$$

и при подаче на вход четырёхполосника сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ произвольной формы выходной сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = K^* u_{\text{вх}}(t - T_{\text{зад}}) \cdot 1(t - T_{\text{зад}}). \quad (6.3)$$

2. Для определения задержки, производимой четырехполюсником, по данным его фазо-частотной характеристики $\varphi(\omega)$ (рис. 2), достаточно получаемый при какой-нибудь частоте $\omega = \omega_1$ угол сдвига фаз $\Phi_1 = \varphi(\omega_1)$ между гармоническими колебаниями на входе и выходе четырехполюсника (рис. 3) разделить на частоту $\omega_1 = 2\pi f_1$ этих колебаний, т. е.

$$T_{\text{зад}} = \frac{\Phi_1}{\omega_1} = \frac{\Phi_1}{2\pi f_1}. \quad (6.4)$$

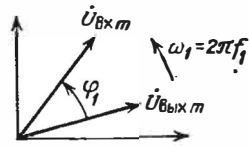


Рис. 3.

3. Реальные четырехполюсники не обладают показанными на рис. 2 характеристиками во всем диапазоне частот ($0 \leq \omega \leq \infty$). Практически приходится ограничиваться выполнением равенств (1) в ограниченной полосе частот, охватывающей активную ширину спектра сигнала $U_{\text{вх}}$.

§ 6.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЛИНИИ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ

А. НЕИСКАЖАЮЩИЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

1. Из теории длинных линий [21, 23, 24] вытекает, что неискаженную задержку сигнала произвольной формы можно осуществить, применяя в качестве задерживающего устройства отрезок *однородной неискажающей (недисперсионной) длинной линии*, погонные параметры которой L_1 , C_1 , R_1 и G_1 не зависят от частоты и удовлетворяют соотношению

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{G_1}{C_1}. \quad (6.5)$$

Напомним свойства отрезка такой линии длиной l .

а) Суммарная индуктивность и суммарная емкость линии

$$L_0 = lL_1; \quad C_0 = lC_1. \quad (6.6)$$

б) Волновое сопротивление линии

$$W = \sqrt{\frac{j\omega L_1 + R_1}{j\omega C_1 + G_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \quad (6.7)$$

т. е. оно не зависит от частоты, является чисто активным и определяется только реактивными параметрами линии.

в) Фазовая скорость v_ϕ распространения волн в линии равна групповой скорости v , причем

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = v. \quad (6.8)$$

г) Коэффициент затухания α и фазовая постоянная β , определяющие постоянную распространения $\gamma = \alpha + j\beta$, выражаются равенствами

$$\alpha = \frac{R_1}{W} = G_1 W; \quad \beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi f}{v}. \quad (6.9)$$

2. Пусть рассматриваемая линия приключена к нагрузке, обладающей чисто активным сопротивлением (рис. 4), согласованным с волновым сопротивлением линии, т. е.

$$R_H = W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (6.10)$$

Тогда линия работает в *режиме бегущей волны*, и ее комплексный коэффициент передачи

$$\dot{K}(j\omega) = e^{-\gamma l} = e^{-(\alpha + j\beta)l} = K^* e^{-j\varphi}, \quad (6.11)$$

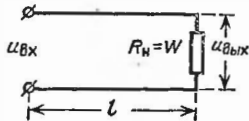


Рис. 4.

где, принимая во внимание равенства (9), можно записать

$$K^* = e^{-\alpha l} = \text{const}; \quad \varphi = \beta l = \frac{l}{v} \omega = \varphi(\omega). \quad (6.12)$$

Из сопоставления этих равенств с характеристиками (1) следует, что отрезок неискажающей линии обладает свойствами неискажающей задерживающей системы (см. рис. 2). Так как коэффициент пропорциональности l/v фазо-частотной характеристики (12) выражает задержку сигнала, производимую системой, то с учетом формулы (8) можно записать:

$$T_{\text{зад}} = \frac{l}{v} = l \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{L_0 C_0}. \quad (6.13)$$

Полученный результат имеет ясное физическое толкование: задержка сигнала, производимая отрезком линии, равна длительности фазового пробега всей длины линии. Переходная характеристика такой линии выражается запаздывающей функцией (2), а выходной сигнал — функцией (3).

Система равенств (10) и (13) позволяет по заданным величинам $T_{\text{зад}}$ и $R_{\text{н}}$ определить суммарные реактивные параметры L_0 и C_0 отрезка линии. Зная скорость распространения волн в линии v , можно найти длину l отрезка линии и ее погонные параметры.

3. Согласование сопротивлений. Для нормальной работы линии задержки ее волновое сопротивление W должно быть согласовано либо с сопротивлением $R_{\text{н}}$ нагрузки (рис. 4), либо же с сопротивлением $R_{\text{и}}$ источника э. д. с. $e_{\text{и}}(t)$ входных импульсов. Иначе на обоих концах линии возникают отраженные волны, которые при длительности входных импульсов $t_{\text{и}0} < 2T_{\text{зад}}$ создают на нагрузке серию постепенно затухающих импульсов, а при $t_{\text{и}0} > 2T_{\text{зад}}$ — образуют растянутый сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ многоступенчатой формы.

При согласовании сопротивлений на нагрузочном конце линии ($W = R_{\text{н}}$) выходной сигнал

$$u_{\text{вых}} = e_{\text{и}} \frac{W}{W + R_{\text{и}}} e^{-\alpha l} = e_{\text{и}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{и}}} e^{-\alpha l}. \quad (6.14)$$

При согласовании сопротивлений на входном конце линии ($W = R_{\text{и}}$) получаем $u_{\text{вх}} = 0,5e_{\text{и}}$, и выходной сигнал

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= u_{\text{вх}} e^{-\alpha l} \left(1 + \frac{R_{\text{н}} - W}{R_{\text{н}} + W} \right) = \\ &= e_{\text{и}} e^{-\alpha l} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{и}}}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Как видно, величина выходного сигнала не зависит от способа согласования, причем она возрастает с уменьшением отношения $R_{\text{и}}/R_{\text{н}}$.

4. Чаше применяется согласование сопротивлений $W = R_{\text{н}}$. Это обусловлено тем, что при $W \neq R_{\text{н}}$ для предотвращения отражений воли от входного конца линии необходимо, чтобы равенство $W = R_{\text{и}}$ выполнялось в течение времени, не меньшего $2T_{\text{зад}} + t_{\text{и}0}$. Но такое условие невыполнимо, если $R_{\text{и}} \neq \text{const}$ (оно иногда меняется после окончания действия э. д. с.) В тех же случаях, когда $R_{\text{н}} \neq \text{const}$, необходимо применять линейный источник входных импульсов ($R_{\text{и}} = \text{const}$) и обеспечить выполнение равенства $W = R_{\text{и}}$.

При $R_{\text{и}} = \text{const}$ и $R_{\text{н}} = \text{const}$ выбор способа согласования сопротивлений производится в зависимости от соотношения заданных (или удобных в конструктивном отношении) величин W , $R_{\text{н}}$ и $R_{\text{и}}$, а также с учетом особенностей работы источника входных импульсов, определяющих нужную величину сопротивлений на-

грузки источника. При этом иногда приходится применять согласующий импульсный трансформатор.

Из-за наличия на входном и выходном концах линии паразитных емкостей нельзя полностью избежать отражения волн от концов линии. Для ослабления возникающих из-за этого паразитных импульсов иногда осуществляют согласование со противлений на обоих концах линии ($W = R_{\text{и}} = R_{\text{н}}$). Тогда, как это видно из формул (14)

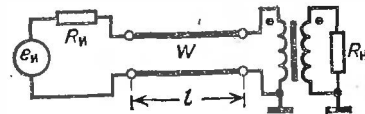


Рис. 5.

и (15), $u_{\text{вых}} = 0,5e_{\text{и}}e^{-\alpha l}$. Если при этом $R_{\text{н}} \gg R_{\text{и}}$, то, осуществляя с помощью импульсного трансформатора согласование $R_{\text{н}}' = R_{\text{н}}/n^2 = R_{\text{и}} = W$ (рис. 5), где коэффициент трансформации $n > 1$, получаем сигнал на выходе линии задержки

$$u_{\text{вых}} = e_{\text{и}} e^{-\alpha l} \frac{R_{\text{н}}'}{R_{\text{н}}' + R_{\text{и}}} = \frac{1}{2} e_{\text{и}} e^{-\alpha l}; \quad (6.16)$$

величина этого сигнала почти вдвое меньше величины сигнала, выражаемого формулой (14) при согласовании $W = R_{\text{н}} \gg R_{\text{и}}$.

Б. КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

5. Экранированные коаксиальные радиотехнические кабели применяются в качестве прецизионных линий задержки. В зависимости от марки кабеля его параметры лежат в пределах [70]

$$v_{\text{ф}} \cong v = (170 \div 220) \text{ м/мкс}; \quad W = (50 \div 100) \text{ Ом}. \quad (6.17)$$

Р е а к т и в н ы е параметры кабеля практически не зависят от частоты f гармонических колебаний в кабеле, но его а к т и в н ы е параметры зависят от f . По этой причине условие (5) неискаженной передачи сигнала через кабель не выполняется, и он представляет собой дисперсионную систему. Дисперсионные свойства кабеля проявляются в том, что затухание волн в кабеле и, следовательно, модуль его коэффициента передачи зависят от частоты:

$$K = e^{-\alpha l} = K(f). \quad (6.18)$$

В справочниках [70] приводятся данные о затухании волн в кабелях (δ_l), подобные указанным в табл. 1.

Произведение $\delta_l l$ выражает затухание (в децибелах) амплитуды гармонических колебаний в отрезке кабеля длиной l (в метрах), т. е.

$$\delta_l l = 20 \lg(U_{\text{вх м}}/U_{\text{вых м}}). \quad (6.19)$$

Затухание на 1 м длины кабеля РК-75-4-11

f , МГц	1	2	10	50	100	500	1000
δ_1 , дБ/м	0,0105	0,0147	0,033	0,074	0,105	0,28	0,46

Согласно формуле (18)

$$\frac{U_{\text{вх } m}}{U_{\text{вых } m}} = \frac{1}{K} = e^{\alpha l} \quad \text{и} \quad \alpha l = \ln \frac{U_{\text{вх } m}}{U_{\text{вых } m}} = \frac{2,3}{20} \delta_1 l. \quad (6.20)$$

Пусть, например, длина кабеля РК-75-4-11 $l = 100$ м. Тогда при $f = 10$ МГц затухание $\delta_1 l = 0,033 \times 100 = 3,3$ дБ, откуда $\alpha l = (2,3/20) \cdot 3,3 = 0,38$ и $K = e^{-0,38} = 0,68$.

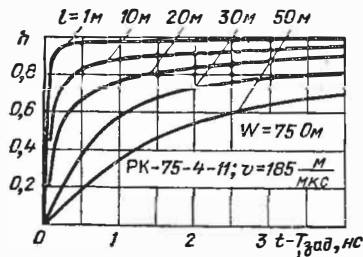


Рис. 6.

Для импульсов формы, близкой к прямоугольной ($t_{\text{ф}} \leq 0,2 t_{\text{н}}$), приближенно можно полагать, что затухание импульса примерно равно затуханию гармонических колебаний с периодом $T = 1/f \cong t_{\text{н}}$.

6. Из-за более сильного затухания высокочастот-

ных составляющих импульса происходит не только уменьшение величины выходного импульса, но также и *искажение его формы*. По этой же причине переходная характеристика кабельной линии задержки выражается не запаздывающей ступенчатой функцией (2), а имеет вид, показанный на рис. 6 [11]. Здесь на оси абсцисс отложена разность $t - T_{\text{зад}}$; поэтому переходные характеристики, соответствующие различным длинам l кабеля (и соответственно различным задержкам), начинаются в начале координат. Переходные характеристики вначале быстро нарастают (особенно при $l < 50$ м), а затем медленно приближаются к значению $h(\infty) \cong 1$. Последнее объясняется тем, что на постоянном токе сопротивление отрезка кабеля $R_0 = lR_1 \ll \ll R_{\text{н}} = W$. Как показывает анализ [11], *длительность достижения переходной характеристикой значения $h = 0,9$ пропорциональна квадрату длины кабеля*

(рис. 6). Поэтому кабельная линия задержки позволяет получить тем лучшую форму задержанного импульса, чем меньше отношение $T_{\text{зад}}/t_{\text{и}}$.

7. Кабельные линии задержки целесообразно применять в аппаратуре наносекундного диапазона длительностей ($t_{\text{и}} < 10$ нс). Они также используются в прецизионной стационарной аппаратуре и при $t_{\text{и}} > 10$ нс, если длина кабеля не превышает некоторого значения $l_{\text{наиб}}$, определяемого из условия

$$\delta_1 l_{\text{наиб}} = 2 \text{ дБ}, \quad (6.21)$$

где δ_1 — затухание на 1 м длины кабеля при частоте $f = 1/t_{\text{и}}$. В этом случае модуль коэффициента передачи $K > 0,8$, и искажение выходного импульса оказывается умеренным. Зависимость $l_{\text{наиб}}$ от $t_{\text{и}}$ (для кабеля РК—75—4—11) приведена на рис. 7. Подобные кривые легко строятся для кабеля любой марки по табличным данным зависимости $\delta_1 = \delta_1(f)$.

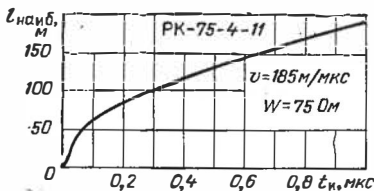


Рис. 7.

8. В последние годы все более широкое использование находят *полосковые линии задержки* [11, 71], особенно удобные для применения в схемах с печатным монтажом. Для наносекундного диапазона длительностей разработаны миниатюрные коаксиальные линии задержки с центральным проводом из сверхпроводящего материала (ниобия) [71].

9. **Спиральные кабели задержки.** Применение коаксиальных кабельных линий задержки ограничивается из-за большой потребной длины кабеля (около 200 м на 1 мкс задержки). С целью уменьшения скорости распространения волн в кабеле и повышения его волнового сопротивления (для чего следует повышать погонную индуктивность кабеля) изготавливают специальные кабели со *спиральной намоткой внутреннего провода* (рис. 8) — *спиральные кабели* [11, 70]. При такой конструкции кабеля существенно снижается скорость распространения волн в кабеле (до 0,5—10 м/мкс) и повышается его волновое сопротивление (до 400—1600 Ом). Однако в спиральном кабеле заметно проявляются дисперсионные свойства: от частоты зависит не только затухание волн в кабеле, но и их скорость распространения (следовательно, и длительность $T_{\text{зад}}$) и волновое сопротивление кабеля. Существенное изменение этих величин наблюдается

при частоте $f > 2 \div 10$ МГц (в зависимости от типа кабеля). Из-за дисперсионных свойств спиральных кабелей получается заметное искажение формы задержанных импульсов, что иллюстрируется представленными на рис. 9 осциллограммами.

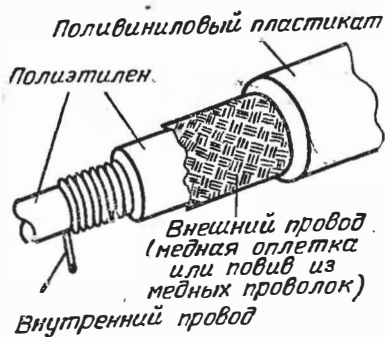


Рис. 8.

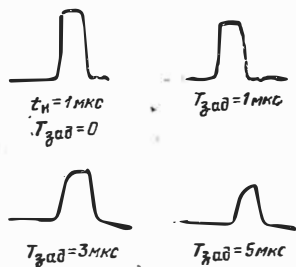


Рис. 9.

10. В технической литературе [11, 70] приводятся данные о затухании волн (δ_T) в спиральных кабелях, подобные указанным в табл. 2.

ТАБЛИЦА 6.2

Затухание воли в спиральном кабеле РС—400—7—11 на 1 мкс задержки ($W=400$ Ом, $v=1,67$ м/мкс)

f , МГц	0,1	0,2	0,5	1	2	10	30
δ_T , дБ/мкс	0,2	0,29	0,47	0,7	1	4	15

Из табл. 2 видно, что при $f < 2$ МГц затухание пропорционально \sqrt{f} , но при $f > 2$ МГц затухание возрастает с частотой значительно быстрее. Произведение $\delta_T T_{\text{зад}}$ (в децибелах) определяет затухание амплитуды U_m гармонических колебаний в отрезке кабеля, создающего задержку $T_{\text{зад}}$ (в микросекундах). Из соотношений, подобных приведенным в п. 5, можно найти, что модуль коэффициента передачи такого кабеля (при частоте f , которой соответствует затухание δ_T)

$$K = e^{-\frac{2,3}{20} \delta_T T_{\text{зад}}} = e^{-0,115 \delta_T T_{\text{зад}}}. \quad (6.22)$$

Формула (22) может служить для приближенного определения коэффициента передачи импульсов формы, близкой к прямоугольной ($t_{\phi} \leq 0,2t_{и}$), если затухание определять на эквивалентной частоте $f \cong 1/t_{и}$. При таком подходе для передачи импульсов с умеренным искажением формы следует, как это было принято в п. 7, потребовать выполнения неравенства $K \leq 0,8$. Для удовлетворения этому усло-

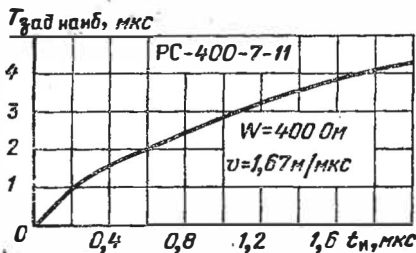


Рис. 10.

вию длительность задержки не должна превышать значение $T_{\text{зад наиб}}$, определяемое из формулы (22), если положить в ней $K = 0,8$. Отсюда

$$\delta_T T_{\text{зад наиб}} = 2 \text{ дБ}, \quad (6.23)$$

где δ_T — затухание на частоте $f = 1/t_{и}$. Зависимость $T_{\text{зад наиб}}$ от $t_{и}$, построенная для кабеля РС-400-7-11, изображена на рис. 10.

11. При $t_{и} > (0,1 \div 0,2)$ мкс предельно допустимая длительность задержки получается у спирального кабеля больше, чем у коаксиального. Так, при $t_{и} = 0,2$ мкс для спирального кабеля РС-400-7-11 имеем (рис. 10) $T_{\text{зад наиб}} = 1$ мкс, а для кабеля РК-75-4-11 (см рис. 6) — $T_{\text{зад наиб}} = 0,46$ мкс. С увеличением $t_{и}$ это различие возрастает.

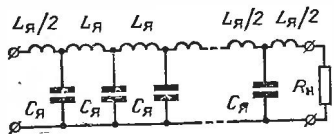
В некоторых случаях могут понадобиться линии задержки наносекундного диапазона длительностей, обладающие небольшим волновым сопротивлением $W = (30 \div 300)$ Ом. Для этой цели разработаны миниатюрные линии задержки с многопроводной спиралью [72].

§ 6.4. ИСКУССТВЕННЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ (ИЛЗ)

1. В малогабаритной аппаратуре основное применение находят ИЛЗ. Простейшая ИЛЗ состоит из некоторого числа k каскадно соединенных фильтров нижних частот (рис. 11).

Однородную длинную линию можно рассматривать как линию, состоящую из бесконечно большого числа элемен-

тарных ячеек, подобных фильтров нижних частот, параметры которых бесконечно малы. Поскольку параметры одной ячейки ИЛЗ имеют конечную величину, ИЛЗ можно рассматривать в качестве грубой модели однородной длинной линии. При таком представлении в качестве эквивалента волнового сопротивления ИЛЗ, согласованного с сопротивлением R_H нагрузки, следует принять величину



$$\rho = \sqrt{\frac{L_{Я}}{C_{Я}}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_H, \quad (6.24)$$

Рис. 11.

где суммарная индуктивность и емкость ИЛЗ

$$L_0 = kL_{Я}; \quad C_0 = kC_{Я}. \quad (6.25)$$

Продолжая аналогию, можно предположить, что в соответствии с формулами (6) и (13) временная задержка, производимая ИЛЗ, определится равенствами

$$T_{зад} = k \sqrt{L_{Я} C_{Я}} = \sqrt{L_0 C_0}. \quad (6.26)$$

Однако написанные равенства не определяют нужного числа k звеньев ИЛЗ. Неясно также, насколько справедлива принятая по аналогии трактовка процессов в ИЛЗ. Для выяснения этих вопросов обратимся к теории фильтров нижних частот [20 ÷ 23].

2. Частотные характеристики фильтра нижних частот. Комплексный коэффициент передачи однозвенного T -фильтра нижних частот (рис. 12), нагруженного на сопротивление $R_H = \rho$,

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ВЫХ\ m}}{\dot{U}_{ВХ\ m}} = K_{\omega} e^{-i\varphi_{\omega}}; \quad (6.27)$$

здесь модуль и аргумент передаточной характеристики выражаются соответственно формулами

$$K_{\omega} = \frac{1}{\sqrt{1 - 4\eta^4 + 4\eta^6}}, \quad \varphi_{\omega} = \arctg \left(2\eta \frac{1 - \eta^2}{1 - 2\eta^2} \right), \quad (6.28)$$

где $\eta = \omega/\omega_B$ и $\omega_B = 2\pi f_B$ — верхняя граничная частота фильтра, определяющая его полосу пропускания

$$(\Delta f)_{Я} = f_B = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{Я} C_{Я}}}. \quad (6.29)$$

Графики амплитудно-частотной $K_\omega = K(\omega)$ и фазо-частотной $\varphi_\omega = \varphi(\omega)$ характеристик фильтра изображены на рис. 12. В пределах полосы пропускания фильтра ($0 \leq \omega \leq \omega_B$) непостоянство амплитудно-частотной характеристики не превышает 37%, а фазо-частотная характеристика близка к линейной зависимости, показанной на рис. 12 пунктиром:

$$\varphi_\omega \cong \varphi_0 = 2 \frac{\omega}{\omega_B} = \omega T_0, \quad \text{где } T_0 = \frac{2}{\omega_B} = \sqrt{L_R C_R}. \quad (6,30)$$

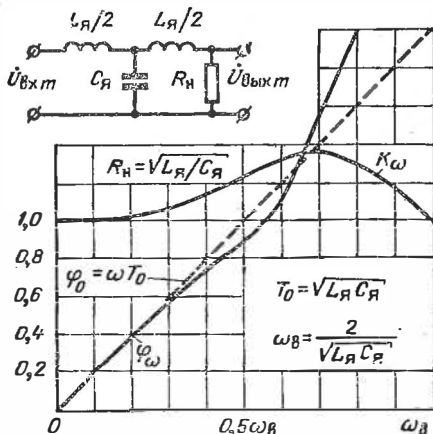


Рис. 12.

В соответствии с формулой (1) следует принять, что коэффициент пропорциональности T_0 в формуле (30) выражает задержку сигнала, производимую однозвенным фильтром. Этот результат согласуется с равенствами (26) при $k = 1$.

3. Как показывает анализ [74], задержка сигнала, производимая многозвенным фильтром (см. рис. 11), почти в точности пропорциональна числу звеньев фильтра, т. е.

$$T_{\text{зад}} \cong k T_0 = k \sqrt{L_R C_R} = \sqrt{L_0 C_0}, \quad (6,31)$$

что также согласуется с равенствами (26). Однако полоса пропускания $(\Delta f)_\Pi$ k -звенного фильтра меньше полосы $(\Delta f)_R$; с увеличением числа звеньев она несколько сужается по закону

$$(\Delta f)_\Pi = \frac{(\Delta f)_R}{\sqrt[3]{k}} = \frac{1}{\sqrt[3]{k} \pi \sqrt{L_R C_R}}. \quad (6,32)$$

Для того чтобы искажение формы задерживаемого импульса было умеренным, необходимо, чтобы активная ширина спектра сигнала $(\Delta f)_c$ не превосходила полосу пропускания фильтра. Обычно принимают $(\Delta f)_c = (\Delta f)_п$. Имея это в виду и перемножая равенства (32) и (31), получим

$$(\Delta f)_c T_{\text{зад}} = \frac{k}{\pi \sqrt[3]{k}} = \frac{1}{\pi} k^{2/3}. \quad (6.33)$$

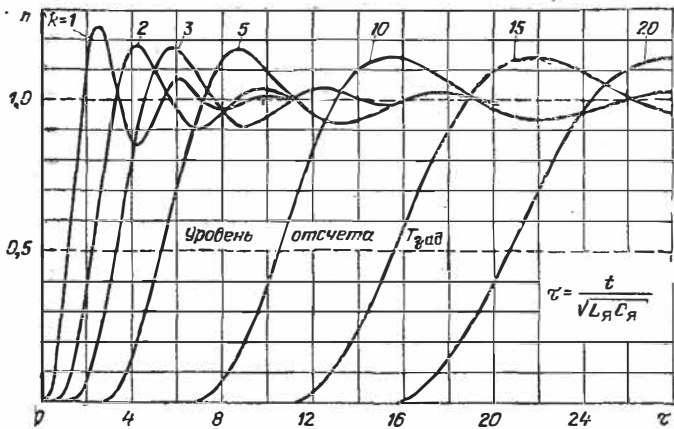


Рис. 13.

Решая уравнение (33) относительно k , найдем нужное число звеньев ИЛЗ:

$$k \cong 5,5 \sqrt{(\Delta f)_c^3 T_{\text{зад}}^3}. \quad (6.34)$$

4. Переходная характеристика ИЛЗ. Анализ переходной характеристики k -звенной ИЛЗ сопряжен с решением сложной задачи. В последние годы советским специалистам удалось получить весьма строгое решение такой задачи [74], выражаемое через сложные специальные функции. Из приближенного решения этой задачи [30] получены представленные на рис. 13 графики переходных характеристик ИЛЗ при различном числе k звеньев. Эти графики весьма точны при $h < 0,7$; в точке $h = 0,9$ относительная временная погрешность достижения уровня 0,9 $(\Delta t/t_{0,9})$ достигает при $k = 10$ около 10%. Относительная погрешность определения выброса наложенных колебаний и скорости их затухания составляет при $k = 10$ также около 10%. Однако частота наложенных колебаний в действительности примерно в $k/3$ раза выше частоты, получаемой из приближенного решения. С уменьшением k погрешность приближенного решения уменьшается.

Из рассмотрения ИЛЗ в виде системы с сосредоточенными параметрами, строго говоря, вытекает, что сигнал на выходе ИЛЗ должен появляться одновременно с началом действия входного сигнала. Однако до некоторого момента времени выходной сигнал микроскопически мал, и задержку выходного сигнала обычно определяют как интервал времени между моментами достижения входным и выходным сигналами их 50%-ного уровня^{*)}. Это значение задержки практически равно моменту $T_{зад}$, в который переходная характеристика $h(T_{зад}) = 0,5$. Представленные на рис. 13 графики позволяют весьма точно определить величину задержки, производимой ИЛЗ. Из рис. 13 видно, что величина $T_{зад}$ незначительно превосходит значение, выражаемое формулой (31); поправку к этому значению учитывают только при прецизионных измерениях (рис. 14).

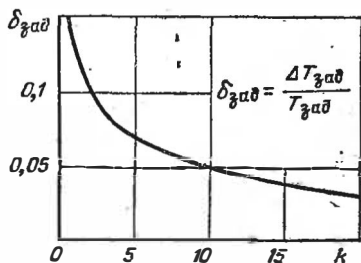


Рис. 14.

5. Активная длительность фронта выходного импульса. Из анализа весьма строгого, но сложного выражения переходной характеристики многозвенной ИЛЗ в работах [74, 215]

удалось обосновать сравнительно простое выражение для активной длительности фронта переходной характеристики ИЛЗ (см. рис. 11):

$$t_{\phi} = 1,13 \sqrt[3]{k} \sqrt{L_{я} C_{я}}; \quad (6.35)$$

такое же соотношение вытекает из экспериментальных данных [16, 75]. Поделив равенство (31) на равенство (35), получим

$$\frac{T_{зад}}{t_{\phi}} = \frac{k}{1,13 \sqrt[3]{k}}, \text{ откуда } k = 1,2 \sqrt{\left(\frac{T_{зад}}{t_{\phi}}\right)^3}. \quad (6.36)$$

Последняя формула служит для определения числа звеньев ИЛЗ при подаче на ее вход прямоугольного импульса. Если же входной импульс имеет фронт $t_{\phi, вх}$, а на выходе ИЛЗ требуется получить импульс с фронтом $t_{\phi, вых}$, то нужное число звеньев ИЛЗ можно найти также из

^{*)} Известны и другие способы определения $T_{зад}$, основанные на минимизации среднего квадрата ошибки между выходным и задержанным на время $T_{зад}$ входным сигналами [73].

формулы (36), в которой согласно правилу квадратур (см. § 2.4, п.2) следует полагать

$$t_{\phi} = \sqrt{(t_{\phi \text{ вых}})^2 - (t_{\phi \text{ вх}})^2}.$$

6. Корректированные ИЛЗ. Для получения хорошей формы выходного импульса должно выполняться соотношение $t_{и} \geq 0,2t_{\phi}$, где $t_{и}$ — длительность задерживаемого импульса. Поэтому, если задержка $T_{\text{зад}} > t_{и}$, ввиду чего $T_{\text{зад}} \gg t_{\phi}$, то число звеньев ИЛЗ получается чрезмерно большим. Пусть, например, $T_{\text{зад}} = 10t_{\phi}$. Тогда из формулы (36) находим: $k = 1,2 \cdot \sqrt{1000} = 38$ звеньев; при $T_{\text{зад}} = 20 t_{\phi}$ получилось бы $k = 108$ звеньев.

Уменьшение числа звеньев ИЛЗ (примерно в два раза) достигается при построении ИЛЗ из корректированных звеньев. Наиболее широкое применение нашли простейшие корректированные звенья типа m [16, 20—23], в которых создается взаимная индукция M между индуктивными элементами звена (рис 15). Конструктивно это осуществляется путем монтирования индуктивных катушек на ферритовых стержнях.

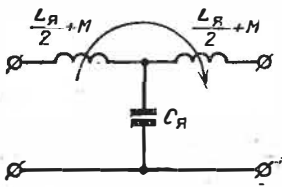


Рис. 15.

Техническому расчету ИЛЗ с звеньями типа m (а также со звеньями других видов коррекции) посвящена обширная литература [5, 9, 12, 20, 76; (см. библиографию в работах [9, 76])].

7. Стандартные малогабаритные ИЛЗ изготавливаются в виде отдельных секций, а также в виде набора отдельных секций, образующих многосекционную линию задержки (блок). Стандартные ИЛЗ обычно имеют отводы, позволяющие получать задержки через определенные интервалы времени $\Delta T_{\text{зад}}$ (часто $\Delta T_{\text{зад}} = 0,1T_{\text{зад}}$). В табл. 3 приводятся технические данные стандартных ИЛЗ некоторых типов.

ТАБЛИЦА 6.3

Тип ИЛЗ*)	ϕ , мкс	$(\Delta f)_{\text{п}}$, МГц	K^{**}	Объем см ³	Вес, г	Отводы через $\Delta T_{\text{зад}}$, мкс
ЛЗМ-0,1-300	0,06	8,5	0,99	3,2	8	0,05
ЛЗМ-0,2-300	0,06	7,1	0,99	4,7	12	0,05
ЛЗМ-0,5-300	0,08	6,0	0,95	10,4	26	0,05
ЛЗМ-1,0-600	0,12	3,5	0,95	10,4	26	0,1
БЛЗМ-5,0-750	0,25	1,5	0,90	47,5	100	1,0
БЛЗМ-10-750	0,32	1,1	0,85	81,0	160	1,0

*) Первое число маркировки выражает величину задержки $T_{\text{зад}}$ в микросекундах, а второе число — сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = \rho$.

**) K — коэффициент передачи импульса длительностью 0,5 мкс.

Данные о ИЛЗ других типов (в том числе и более совершенных) приводятся в технической и справочной литературе.

Изготавливаемые стандартные ИЛЗ рассчитаны на следующие условия работы:

- температура окружающей среды от -60° до $+100^{\circ}$ С (в этом диапазоне температурный уход величины $T_{\text{зад}}$ составляет $\pm 1,5\%$);
- относительная влажность воздуха до 98% при $+40^{\circ}$ С;
- вибрация в диапазоне от 5 до 1500 Гц при ускорении до 10 g;
- ударная нагрузка до 150 g;
- атмосферное давление до 5 мм ртутного столба.

§ 6.5. УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ (УЛЗ)

1. При задержках $T_{\text{зад}} > (30 \div 40)t_{\text{ф}}$ конструирование ИЛЗ становится затруднительным, и для получения таких задержек приходится прибегать к УЛЗ. В УЛЗ используется распространение упругих (акустических) волн в сплошных средах, т. е. физические явления, выходящие за грани-

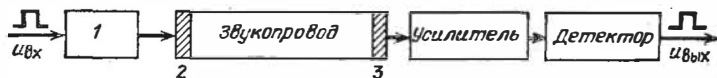


Рис. 16.

цы классической радиотехники и электроники. Но именно благодаря этому УЛЗ дают возможность производить задержку импульсов на время от ~ 10 мкс до нескольких миллисекунд. Наиболее совершенные УЛЗ применимы для задержки импульсов длительностью вплоть до 10 нс.

2. Принцип работы УЛЗ (рис. 16) основан на преобразовании электрических импульсов в импульсы ультразвуковых колебаний на входном конце УЛЗ, распространении возбуждаемой при этом акустической волны в замкнутом объеме (звукопроводе) и обратном преобразовании принятых акустических волн в электрические импульсы на выходном конце УЛЗ. Так как скорость распространения акустических волн в сплошных средах примерно в 10—100 тыс. раз менее скорости света, то, используя УЛЗ, удастся осуществить задержку импульсов на значительное время при умеренных размерах звукопровода.

Преобразование электрических сигналов в ультразвуковые и обратно производится посредством *электромеханических преобразователей*. Принцип их работы основан на использовании электрострикционного (пьезоэлектрического) или магнитострикционного эффекта [77—79]. В частности, в качестве преобразователя может быть использована тон-

кая кварцевая пластинка (в виде небольшого диска), устанавливаемая нормально к направлению распространения акустической волны. Электромеханический преобразователь конструктивно изготавливается таким образом, чтобы он возбуждал в звукопроводе плоскую волну в ближней зоне. В этом случае в звукопроводе создается направленное излучение акустических волн, причем угловой размер диаграммы направленности

$$\beta = \arcsin 1,22 \frac{\lambda}{2R}, \quad (6.37)$$

где λ — длина акустической волны, а R — радиус преобразователя (например, радиус кварцевой пластинки).

Для уменьшения искажения формы задержанных импульсов и их затухания, а также для увеличения относительного диапазона детектирования нужно, чтобы амплитудно-частотная характеристика УЛЗ была согласована с активной шириной спектра входного сигнала, а фазовая характеристика УЛЗ была линейной. В зависимости от соотношения между длительностью $t_{\text{и}}$ задерживаемых импульсов и шириной полосы пропускания $(\Delta f)_{\text{п}}$ УЛЗ применяется один из двух методов возбуждения ультразвуковых колебаний: либо воздействием на электромеханический преобразователь в виде о и м п у л ь с а, либо воздействием на него р а д и о и м п у л ь с а.

Если $t_{\text{и}} \cong 1/(\Delta f)_{\text{п}}$, что имеет место при задержке коротких импульсов, то применяется первый метод, т. е. задерживаемый видеоимпульс (иногда предварительно усиленный) непосредственно воздействует на преобразователь. Если же $t_{\text{и}} \gg 1/(\Delta f)_{\text{п}}$, то целесообразнее применить второй метод, для чего предварительно видеоимпульс преобразуется в радиоимпульс с помощью генератора высокой частоты, модулируемого задерживаемым видеоимпульсом. При этом несущая частота радиоимпульса должна быть примерно равна центральной частоте полосы пропускания УЛЗ. В обоих случаях электрические сигналы, образуемые после обратного преобразования на выходе УЛЗ, усиливаются и детектируются (рис. 16).

В результате всех указанных преобразований выходной видеоимпульс $u_{\text{вых}}(t)$ получается подобным входному видеоимпульсу $u_{\text{вх}}(t)$.

3. Благодаря направленному излучению акустических волн, возбуждаемых электромеханическим преобразователем можно существенно уменьшить размеры УЛЗ. Для этого

применяют звукопроводы, в которых с целью увеличения общей длины распространения акустического луча используют многократные отражения от боковых граней звукопровода (рис. 17). Число таких отражений доходит до нескольких десятков.

На выходе УЛЗ кроме полезных сигналов возникают *ложные сигналы*, которые складываются из трех основных компонентов:

а) из сигналов трехкратного прохода луча по звукопроводу (в прямом, обратном и опять прямом направлении), что обусловлено неполным согласованием волновых сопротивлений звукопровода и электромеханического преобразователя;

б) из сигналов, вызванных переходным процессом в системе, обусловленным ограниченной полосой пропускания УЛЗ и нелинейностью фазовой характеристики УЛЗ;

в) из сигналов, обусловленных излучением в направлении боковых лепестков диаграммы направленности преобразователя на входе УЛЗ, а также принятых на выходе УЛЗ благодаря наличию боковых лепестков в диаграмме направленности выходного преобразователя.

Для уменьшения ложных сигналов принимаются специальные меры. Наиболее трудно подавить ложные сигналы трехкратного прохода звукопровода; они ослабляются путем введения дополнительного затухания. В результате этих и других мер относительный уровень ложных сигналов не превышает 3—5% от уровня полезного сигнала. При особо тщательном изготовлении УЛЗ уровень ложных сигналов может быть снижен до 1% и менее [77, 80].

4. Основными параметрами УЛЗ являются:

— время задержки сигналов $T_{\text{зад}}$ и стабильность этого времени в диапазоне температур и при наличии вибраций, ударов и других подобных воздействий;

— центральная частота f частотной характеристики УЛЗ;

— ширина полосы пропускания УЛЗ (на уровне 3 дБ от максимума частотной характеристики УЛЗ);

— величина ослабления входного сигнала после его задержки.

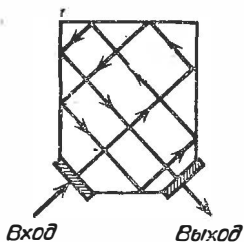


Рис. 17.

Частотный диапазон УЛЗ определяется частотными свойствами преобразователей и звукопровода. Частотные свойства звукопровода зависят от материала звукопровода и его конструктивных размеров. Резонансная частота преобразователя пропорциональна одному из линейных размеров пластинки преобразователя.

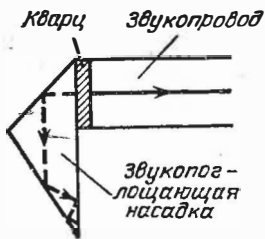


Рис. 18.

Ослабление сигналов на выходе УЛЗ вызывается двукратным преобразованием сигналов и их распространением в звукопроводе.

При использовании объемных акустических волн часто можно полагать, что такие волны распространяются в звукопроводе как в свободном пространстве. Тогда на

ослабление акустических волн в звукопроводе (в дальней зоне) влияют два фактора: расхождение акустического луча и затухание акустических волн в материале звукопровода; затухание подчиняется закону $e^{-\alpha l}$, где l — длина пути волны в звукопроводе, а $\alpha = \alpha(f)$ — коэффициент затухания (на единицу длины), зависящий от частоты f . С учетом этих факторов ослабление сигнала в звукопроводе (в децибелах) выражается формулой

$$p = 10 \lg \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{ВЫХ}}} \cong 20 \left[0,43 \alpha l + \lg \frac{vl}{fR^2} - 0,23 \right], \quad (6.38)$$

где v — фазовая скорость распространения акустических волн; R — радиус пластинки преобразователя.

Ослабление сигналов в УЛЗ на время задержки в 1 мс составляет примерно (40÷60) дБ.

Для устранения отражений от преобразователя (со стороны, противоположной месту стыковки с звукопроводом) применяют специальные насадки, поглощающие и рассеивающие акустические волны (рис. 18).

Ширина полосы пропускания УЛЗ существенно зависит от степени согласования акустических волновых сопротивлений звукопровода и преобразователей. Теоретически при полном двухстороннем согласовании этих сопротивлений (на обоих концах УЛЗ) ширина полосы пропускания УЛЗ составляет около 75% от резонансной частоты преобразователя. Практически же достижимая ширина полосы пропускания не превышает 50% от резонансной частоты преобразователя.

К УЛЗ предъявляются весьма высокие требования по стабильности времени задержки. Допустимая нестабильность иногда не превышает сотых долей процента, чего не просто достигнуть. Действительно, для плавленого кварца величина температурного коэффициента изменения задержки (ТКЗ) составляет около $0,7 \cdot 10^{-4}$. Следовательно, при изменении температуры на 100°C длительность задержки УЛЗ из плавленого кварца меняется примерно на 1%. Для повышения термоустойчивости параметров УЛЗ иногда применяют их термостатирование, но это приводит к существенному увеличению размеров УЛЗ. Из других способов уменьшения температурных изменений задержки УЛЗ известны способ применения в качестве звукопровода специальных термостабильных сплавов или сортов стекол (со специальными присадками), а также способ создания УЛЗ с термокомпенсированным звукопроводом, составленным из двух элементов, материалы которых имеют ТКЗ противоположного знака.

5. Типы звукопроводов. В табл. 4 приведены основные параметры материалов, применяемых в качестве звукопроводящих сред, характеризующихся сравнительно слабым поглощением и рассеиванием акустических волн.

ТАБЛИЦА 6.4

Среда	Удельное акустическое сопротивление. $10^6 \text{ г/см}^2 \cdot \text{с}$	Скорость распространения звука. см/мкс
Плавленый кварц (продольные волны)	0,83	0,59
Плавленый кварц (поперечные волны)	0,83	0,37
Кварц (У-срез)	1,01	0,38
Керамика NaNb_2O_6	1,66	0,37
Сернистый кадмий (продольные волны)	0,87	0,18
Магниевоы сплавы	1,2—1,6	0,56—0,58

Наибольшее распространение получили звукопроводы из магниевых сплавов (для низкочастотных УЛЗ) и из плавленого кварца (для высокочастотных УЛЗ). При очень высоких частотах (а также для широкополосных УЛЗ) используют звукопроводы из монокристаллов кварца, сапфира, сернистого кадмия, а также из солей хлористого натрия и хлористого калия [81, 82]. В последнее время получили распространение (в СВЧ диапазоне) материалы из редкоземельных соединений, в частности железо-иттриевые гранаты (ЖИГ), потери в которых на частоте 1 ГГц на порядок меньше, чем потери в кристаллическом кварце [83].

6. Почти все изложенное выше относится к УЛЗ, в которых используются объемные не диспергирующие акустические волны. В самое последнее время в поле зрения исследователей находятся диспергирующие поверхностные (релеевские) волны [84]. Их применение открывает широкие перспективы микроминиатюризации линий задержки, габариты которых пока еще достаточно велики

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ЛИНЕЙНЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

§ 7.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1. В этой главе рассматриваются некоторые способы и устройства формирования прямоугольных (или близких к ним) импульсов напряжения на нагрузочном элементе, обладающем чисто активным сопротивлением $R = \text{const}$.

Основное внимание уделяется применению для указанных целей линейного формирующего двухполюсника, состоящего из чисто реактивных элементов, способного запасать энергию в электрических и магнитных полях емкостей и индуктивностей двухполюсника. Работа такого формирующего накопителя энергии



Рис. 1.

(рис. 1) подразделяется на две резко различающиеся по своей длительности стадии. В течение длительной стадии T_B осуществляется сравнительно медленное запасание энергии в формирующем накопителе, для чего он посредством коммутирующего прибора $Kл$ подключается к питающему источнику e . Затем коммутирующий прибор переключается из положения 1 в положение 2, и в течение кратковременной рабочей стадии $T_p \ll T_B$ запасенная в накопителе энергия передается нагрузочному элементу R . При этом благодаря формирующим свойствам двухполюсника на нагрузочном элементе возникает прямоугольный (или близкий к нему) импульс напряжения длительностью $t_n = T_p$. С трансформацией времени запасания энергии в накопителе и ее реализации в нагрузочном элементе связана соответствующая трансформация средней

мощности $P_{\text{ср}}$ питающего источника e и импульсной мощности P_R , реализуемой в нагрузке: при отсутствии потерь энергии мощность

$$P_R = P_{\text{ср}} (T_B / T_p) \gg P_{\text{ср}}$$

2. В качестве формирующих двухполюсников применяются отрезки однородных длинных линий или же эквивалентные им цепи; возможно также применение *неоднородных* линий. Достоинством таких двухполюсников является то, что длительность формируемых ими импульсов определяется только параметрами двухполюсников и не зависит от стабильности питающих источников. Поэтому *рассматриваемые устройства в состоянии обеспечить наиболее высокую стабильность длительности формируемых импульсов.*

3. В качестве коммутирующего прибора $Kл$ (рис. 1) применяется нелинейный электронный прибор (чаще всего *тиратрон* или *тиристор*), и, строго говоря, рассматриваемое устройство нельзя полагать линейным. Однако, интересуясь в основном формирующими свойствами линейного двухполюсника (при элементарности функций, выполняемых коммутирующим прибором), допустимо из методических соображений полагать, что данный способ формирования импульсов является, в условном смысле, линейным. Естественно, при техническом расчете устройства формирования импульсов и при его эксплуатации необходимо учитывать реальные свойства коммутирующего прибора. Существенно также принимать во внимание и искажающее действие паразитной емкости нагрузки (а иногда и шунтирующей нагрузку индуктивности). Эти вопросы, а также практические схемы технической реализации формирующего устройства рассматриваются в § 7.5.

§ 7.2. ФОРМИРУЮЩИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЛИНИИ

А. ФОРМИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА ОДНОРОДНОЙ РАЗОМКНУТОЙ ЛИНИИ

1. Рассмотрим формирующий двухполюсник (рис. 2, а) в виде отрезка однородной линии длиной l , обладающей волновым сопротивлением:

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \quad (7.1)$$

где L_1 и C_1 — погонные параметры линии и

$$L_0 = lL_1, \quad C_0 = lC_1. \quad (7.2)$$

Активными параметрами R_1 и G_1 линии ввиду небольшой ее длины ($lR_1 \ll R$, $lG_1 \ll 1/R$) здесь можно пренебречь.

В соответствии со схемой использования формирующего двухполюсника (рис. 1) предварительно подключим линию к источнику напряжения $e = E = \text{const}$ (на рис. 2, а ключ $K\lambda$ в положении 1). Не интересуясь здесь деталями заряд-

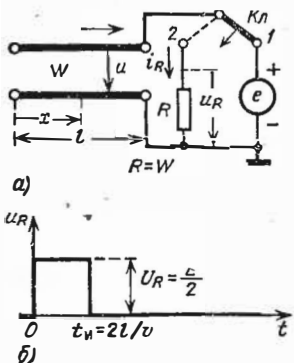


Рис. 2.

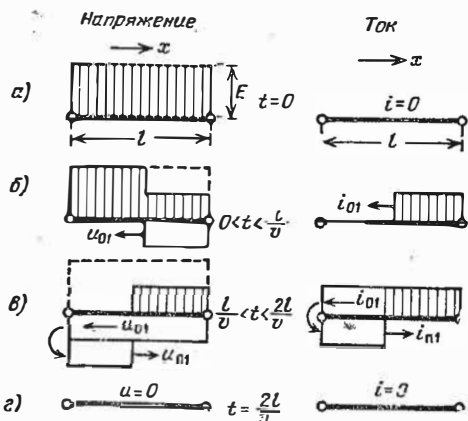


Рис. 3.

ного процесса, отметим лишь, что по истечении некоторого времени ток в разомкнутой на одном конце линии станет равен нулю, и все распределенные емкости линии зарядятся до напряжения E , в результате чего в линии будет запасена энергия

$$A = 0,5 C_0 E^2. \quad (7.3)$$

Пусть теперь к разомкнутой на одном конце линии подключается активная нагрузка R (рис. 2, а ключ $K\lambda$ в положении 2), причем

$$R = W = \sqrt{L_0/C_0}; \quad (7.4)$$

тогда на нагрузке возникнет прямоугольный импульс напряжения высотой $U_R = 0,5E$, показанный на рис. 2, б, где принято, что начальный момент $t = 0$ совпадает с моментом подключения нагрузки к линии.

2. Для уяснения механизма формирования импульса рассмотрим процессы, возникающие в линии при $t > 0$.

Установившиеся направления направления тока i и напряженности u в линии (рис. 2, а) совпадающими с положительными направлениями тока i_R и напряжения u_R в нагрузке; примем также положительное направление пространственной координаты x совпадающим с положительным направлением тока i в верхнем проводе линии. Поскольку в длинной линии токи и напряжения в различных ее сечениях могут оказаться разными в один и тот же момент времени, будем на пространственных диаграммах (рис. 3) фиксировать эпюры распределения напряжения и тока по длине линии в отдельные характерные моменты времени.

Показанные на рис. 3, а диаграммы отображают распределения напряжения и тока в линии в начальный момент времени $t = 0$, т. е. они отображают *начальные условия* (при любом значении x):

$$u(x, 0) = E; \quad i(x, 0) = 0. \quad (7.5)$$

После подключения к линии нагрузки заряженная линия не может оставаться в равновесии, так как прилегающие к нагрузке элементарные емкости линии начинают частично разряжаться (частично, так как их разряду противодействуют распределенные элементарные индуктивности линии). Этот процесс, носящий волновой характер, распространяется от нагрузочного конца линии к ее разомкнутому концу, т. е. в направлении, обратном принятому положительному направлению x . Таким образом, из-за вызванного подключением нагрузки возмущения, возникающего на нагрузочном конце линии, от этого конца начинает распространяться *обратная волна тока* i_{o1} и связанная с ней *обратная волна напряжения* u_{o1} . Как известно из курса радиотехники и сигналов [21, 23, 24], связь между обратными волнами тока и напряжения выражается равенством $u_{o1} = -i_{o1}W$. Так как сразу же после подключения нагрузки других волн в линии быть не может, то ток и напряжение на нагрузочном конце линии ($x = l$) определяются равенствами

$$u = E + u_{o1}, \quad i = i_{o1} = -u_{o1}/W, \quad (a)$$

где учтены начальные условия (5).

Величина u_{o1} находится из *граничного условия* на нагрузочном конце линии ($x = l$), которое определяется законом Ома: $u_R = i_R R$. Так как при $x = l$ напряжение в линии $u = u_R$ и ток в линии $i = i_R$, то $u = iR$. Подставляя сюда

выражения (а), получим уравнение $E + u_{o1} = -u_{o1}R/W$, из которого найдем

$$u_{o1} = -E \frac{W}{R+W}. \quad (7.6)$$

Отсюда, так как $R = W$, получим $u_{o1} = -E/2$. Подставляя это значение в первое равенство (а), найдем, что в сечении $x = l$

$$u_R = u = E + u_{o1} = 0,5E. \quad (7.7)$$

Таким образом, сразу же после подключения нагрузки к линии напряжение на нагрузочном конце линии (на нагрузке) становится равным половине зарядного напряжения линии.

3. Выражаемые равенствами (а) напряжение и ток будут с течением времени возникать и в других сечениях линии по мере распространения со скоростью v первой обратной волны напряжения и связанной с ней волны тока вдоль линии. Распределение напряжения и тока в линии в некоторый момент времени t до достижения обратной волной u_{o1} разомкнутого конца линии ($0 < t < l/v$) показано на рис. 3, б. Так как $u_{o1} < 0$, то в соответствии со вторым равенством (а) ток в линии $i = i_{o1} = E/(2R)$. Таким образом, хотя волна тока распространяется вдоль линии в отрицательном направлении, но сам ток положителен. Это соответствует протеканию тока разряда элементарных емкостей линии от верхнего провода (через нагрузку) к нижнему проводу.

В момент $t = l/v$ волны u_{o1} и i_{o1} достигают разомкнутого конца линии. Здесь происходит отражение волн, в результате чего образуются прямые волны $u_{п1}$ и $i_{п1}$, распространяемые от разомкнутого конца линии к нагрузке, т. е. в прямом направлении, совпадающем с положительным направлением x . Так как коэффициент отражения волны напряжения от разомкнутого конца линии равен -1 , то $u_{п1} = -u_{o1} = -E/2$. Для волн, распространяемых в прямом направлении, справедливо равенство $u_{п1} = i_{п1}W$. Поэтому $i_{п1} = -0,5E/W = -0,5 E/R$.

По мере распространения прямых волн $u_{п1}$ и $i_{п1}$ напряжение и ток в линии становятся равными нулю (рис. 3, в):

$$u = E + u_{o1} + u_{п1} = 0, \quad i = i_{o1} + i_{п1} = 0.$$

В момент $t = 2l/v$, когда прямые волны достигают нагрузочного конца линии, напряжение и ток во всех сечениях

линии равны нулю (рис. 3, а). На этом переходные процессы заканчиваются, так как при набегании прямых волн на нагрузочный конец линии отраженные волны не возникают, ибо здесь $R = W$.

4. Из рассмотрения описанных процессов вытекает, что на нагрузочном элементе с сопротивлением $R = W$ в течение времени двойного пробега волной длины l линии действует прямоугольный импульс напряжения, величина которого U_R равна половине зарядного напряжения линии (см. рис. 2, б). Длительность этого импульса

$$t_n = \frac{2l}{v} = 2l \sqrt{L_1 C_1} = 2 \sqrt{L_0 C_0}. \quad (7.8)$$

Можно убедиться в том, что энергия, реализованная за время t_n в нагрузке, равна накопленной в емкостях линии энергии, выражаемой формулой (3). Действительно,

$$\frac{U_R^2 t_n}{R} = \frac{E^2}{4W} \frac{2l}{v} = \frac{E^2}{2} l \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sqrt{L_1 C_1} = \frac{E^2 C_0}{2}.$$

5. Влияние согласования сопротивлений R и W . Если нагрузка не согласована с линией ($R \neq W$), то возникающая при подключении нагрузки к линии первая обратная волна напряжения $u_{o1} \neq -E/2$; ее величина выражается формулой (6). При отражении этой волны напряжения от разомкнутого конца линии возникает первая прямая волна напряжения $u_{п1} = u_{o1}$. Эта волна, достигая затем нагрузочного конца линии, вызовет появление отраженной волны напряжения $u_{o2} = K_{отр} u_{п1}$, где коэффициент отражения

$$K_{отр} = \frac{R - W}{R + W}; \quad (7.9)$$

затем появится вторая прямая волна напряжения $u_{п2} = u_{o2}$ и т. д. Так как $|K_{отр}| < 1$, то величины последовательно возникающих волн напряжения постепенно уменьшаются, и через время $T_\Sigma \cong (3 \div 10)T_1$, где $T_1 = 2l/v$ — время двойного пробега волной длины линии, процесс практически затухнет.

Суммируя волны напряжения на нагрузочном конце линии, можно найти напряжение на нагрузке, которое имеет вид, показанный на рис. 4. Напряжение $u_R(t)$ изменяется по ступенеобразному закону (при $R < W$ полярность сту-

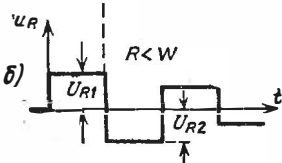
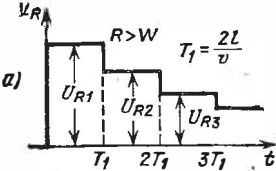


Рис. 4.

пеней чередуется), причем величина s -й ступени напряжения выражается формулой

$$U_{Rs} = E \frac{R}{R+W} \left(\frac{R-W}{R+W} \right)^{s-1}. \quad (7.10)$$

Из формулы (10) видно, что высота 1-й ступени ($s = 1$) напряжения при $R > W$ больше $0,5E$, а при $R < W$ меньше $0,5E$. Для получения разнополярного сигнала, показанного на рис. 4, б, коммутирующий прибор $Kл$ не должен обладать вентильными свойствами

(иначе будет сформирована только первая положительная ступень напряжения). Из-за потерь в линии (которые при $R \neq W$ необходимо учитывать) острота ступеней выходного напряжения постепенно сглаживается (что на рис. 4 не отражено).

Для получения прямоугольного импульса напряжения следует осуществлять согласование волнового сопротивления линии с сопротивлением нагрузки.

Б. ФОРМИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ЛИНИИ

6. Отрезок короткозамкнутой линии также обладает формирующими свойствами. Однако короткозамкнутая линия представляет собой не емкостный, а индуктивный накопитель энергии,

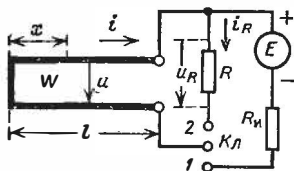


Рис. 5.

запасаемой в линии при ее подключении к источнику питающего тока a (рис. 5). По истечении некоторого времени после подключения линии к источнику тока (ключ $Kл$ в положении 1) в ней устанавливается ток $I = E/R_n = \text{const}$, где R_n — сопротивление питающего источника (активными параметрами линии здесь можно пренебречь). Ток I определяет запасаемую в линии энергию

($A = 0,5lL_1 I^2 = 0,5LoI^2$) и начальные условия: $i(x, 0) = I$, $u(x, 0) = 0$; здесь момент $t = 0$ совпадает с моментом переключения ключа $Kл$ в положение 2. В результате подключения к линии нагрузочного элемента $R = W$ от конца линии начинают распространяться обратные волны i_{01} и u_{01} , определяющие ток и напряжение на нагрузочном конце линии

$$i = I + i_{01}; \quad u = u_{01} = -i_{01} W.$$

При $x=l$ ток в линии $i=i_R$ и напряжение в линии $u=u_R=i_R R$. Из написанных уравнений следует, что

$$u_R = u_{01} = -i_{01} W = (I + i_{01}) R,$$

откуда, полагая $R = W$, найдем

$$i_{01} = -\frac{IR}{R+W} = -\frac{I}{2}; \quad u_R = u_{01} = \frac{IR}{2}.$$

При распространении волн i_{01} и u_{01} от нагрузки к короткозамкнутому концу линии в линии устанавливается ток $i = 0,5I$ и напряжение $u = 0,5IR$. Затем в результате отражения волн i_{01} и u_{01} от короткозамкнутого конца линии возникнут прямые волны:

$$u_{11} = -u_{01} = -0,5IR; \quad i_{11} = i_{01} = -0,5I.$$

По мере распространения этих волн к нагрузочному концу линии ток в линии ($i = I + i_{01} + i_{11}$) и напряжение в линии ($u = u_{01} + u_{11}$) становятся равными нулю. В момент $t = 2l/v$ вся линия окажется свободной от запасов энергии, так как при $R = W$ отраженные волны от нагрузочного конца линии не возникают.

Описанный волновой процесс подобен процессу, возникающему в разомкнутой линии (см. пп. 2—4), но роль волн напряжения в разомкнутой линии здесь выполняют волны тока, и наоборот. Если в представленных на рис. 3 диаграммах заменить напряжения на токи (и наоборот), то эти диаграммы будут изображать распределение напряжения и тока в короткозамкнутой линии.

Из изложенного следует, что при $R = W$ на нагрузке формируется прямоугольный импульс напряжения, высота и длительность которого выражаются равенствами:

$$U_R = \frac{IR}{2} = \frac{E}{2} \frac{R}{R_{\text{н}}}; \quad t_{\text{н}} = \frac{2l}{v} = 2\sqrt{L_0 C_0}. \quad (7.11)$$

Короткозамкнутая формирующая линия имеет то преимущество над разомкнутой линией, что при $R \gg R_{\text{н}}$ она предоставляет возможность получить импульс напряжения значительной высоты $U_R \gg E$. Однако запасание энергии в магнитном поле линии сопряжено с рядом недостатков [3]. Поэтому короткозамкнутые формирующие линии применяются в случае, когда отмеченное достоинство является особо существенным.

В. МНОГОСТУПЕНЧАТЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ЛИНИИ

7. Высота импульса напряжения, формируемого однородной разомкнутой линией, в два раза меньше ее зарядного напряжения. При применении двух идентичных однородных линий (двухступенчатой формирующей линии), предварительно заряженных до напряжения E , можно получить прямоугольный импульс напря-

жения высотой $U_R = E$. Схема формирования двухступенчатой формирующей линии изображена на рис. 6. Здесь две идентичные линии предварительно заряжаются до напряжения E (ключ K_A в положении 1). Нагрузочный элемент сопротивлением $R = 2W$ подключается между точками линии, находящимися при одинаковых зарядных потенциалах. При коротком замыкании одной из линий (для чего ключ K_B , который не должен обладать вентильными свойствами, ставится в положение 2) на нагрузке образуется прямоугольный импульс напряжения высотой $U_R = E$. Подробное описание работы такого формирующего устройства приводится в работах [3, 134].

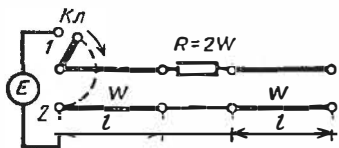


Рис. 6.

родных линий, образующих *многоступенчатую формирующую линию*, можно получить на нагрузочном сопротивлении импульс напряжения еще большей величины ($U_R > E$). Многоступенчатые формирующие линии применяются редко из-за их конструктивной сложности и худшей формы получаемых импульсов.

Г. НЕОДНОРОДНЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ЛИНИИ

9. В качестве формирующих двухполюсников могут быть использованы также и отрезки неоднородных длинных линий. Общая теория неоднородных линий разработана О. Н. Литвиненко и В. И. Сошниковым [40].

Применение неоднородной линии, соединенной последовательно с конденсатором, выполняющим функции емкостного накопителя энергии, позволяет сформировать на активной нагрузке прямоугольный импульс напряжения, высота которого в 2 раза и более превосходит зарядное напряжение линии. Для такой возможности волновое сопротивление линии должно меняться по параболическому закону. Методика расчета таких линий изложена в книгах [15, 41]. Реализация такого способа формирования импульсов встречает некоторые конструктивные трудности [9].

10. В ряде практических случаев нагрузка приключается к формирующей линии через посредство импульсного трансформатора. Влияние трансформатора на формирование вершины импульса может быть учтено на основе эквивалентной схемы, изображенной на рис. 7, а, где R' — приведенное сопротивление нагрузки, а L_{μ} — индуктивность намагничивания трансформатора. При использовании в этом случае однородной формирующей линии из-за протекания намагничивающего тока происходит снижение вершины импульса (рис. 7, б). Как показал О. Н. Литвиненко, для устранения такого искажения формы импульса следует применить вместо однородной неоднородную линию, волновое сопротивление которой меняется по длине линии по гиперболическому закону (рис. 7, в), Методика расчета таких линий (а также соответствующих им неоднородных искусственных линий) изложена в книгах [15, 41].

11. Практическое применение формирующих линий с распределенными параметрами сопряжено с конструктивными трудностями. Поэтому такие линии применяются при формировании импульсов наносекундного диапазона длительностей. При длительностях импульсов до (10—20) нс используются *коаксиальные кабели и полосковые линии*. При большей длительности импульсов, но не превышающей 0,5 мкс, иногда применяют *спиральные кабели* [70, 72]. Применение кабельных линий в качестве формирующих двухполюсников ограничивается также сравнительно невысоким рабочим

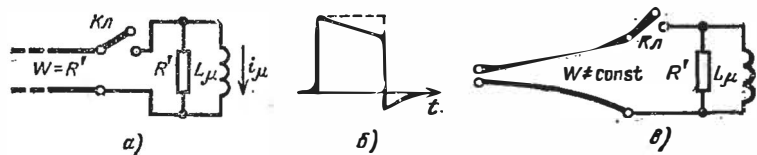


Рис. 7.

напряжением кабельных линий. Устройства же, использующие формирующие двухполюсники, часто служат для получения импульсов высокого напряжения, измеряемого десятками киловольт. К тому же ассортимент кабелей, выпускаемых промышленностью (по номиналам волнового сопротивления), весьма ограничен. По указанным выше причинам наибольшее применение при формировании импульсов длительностью более 0,05 мкс получили *искусственные формирующие линии или формирующие цепи*.

§ 7.3. ИСКУССТВЕННЫЕ ФОРМИРУЮЩИЕ ЛИНИИ

1. В качестве формирующего двухполюсника можно вместо однородной длинной линии воспользоваться *искусственной линией* (рис. 8), составленной из некоторого числа k идентичных Г-образных звеньев (ячеек) с сосредоточенными параметрами L_n и C_n ; суммарная индуктивность и емкость такой линии

$$L_0 = kL_n; \quad C_0 = kC_n. \quad (7.12)$$

Повторяя рассуждения, изложенные при рассмотрении искусственной линии задержки, можно ожидать, что при раз-

ряде заряженной до напряжения E искусственной линии на сопротивление

$$R = \sqrt{\frac{L_{Я}}{C_{Я}}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (7.13)$$

должен получиться импульс $u_R(t)$ формы, близкой к прямоугольной, высотой $E/2$ и длительностью, выражаемой формулой (8).

2. Однако процессы в формирующей линии существенно отличаются от процессов в линии задержки. Во-первых, в формирующей линии разрядная волна u_{01} проходит двоякую длину линии, отражаясь от ее разомкнутого конца.

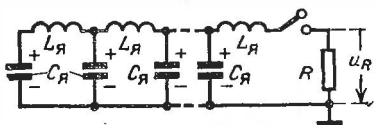


Рис. 8.

Учитывая это, следовало бы при конструировании формирующей линии в виде каскадного соединения Т-образных фильтров низкой частоты (см. рис. 6.11 и 6.12) установить индуктивность первого звена, прилегающего к нагрузке (рис. 8), равной не $L_{Я}$, а $0,5 L_{Я}$. Однако, как будет показано, такое уменьшение индуктивности первого звена оказывается нецелесообразным. Во-вторых, что особенно существенно, при подаче на линию задержки прямоугольного импульса напряжения фронт и срез этого импульса искажаются идентично. К такому выводу легко прийти, представив прямоугольный импульс в виде суммы двух разнополярных ступенчатых сигналов; искажение формы каждого из этих сигналов на выходе линии задержки получается одинаковым. Иное положение имеет место в формирующей линии. При использовании в качестве формирующей линии коаксиального кабеля фронт импульса имел бы практически прямоугольную форму, а срез импульса оказался бы искаженным. Соответственно при использовании искусственной линии фронт формируемого импульса определяется практически параметрами только одного, прилегающего к нагрузке, звена линии; в начальные моменты времени последующие звенья тем слабее затронуты переходным процессом, вызываемым разрядом емкости первого звена на нагрузочное со-

противление, чем дальше от нагрузки это звено расположено. Что же касается с р е з а импульса $u_R(t)$, то он определяется переходным процессом, в котором участвуют (так же, как это имеет место в линии задержки) в с е звенья искусственной линии. Поэтому крутизна среза импульса существенно уступает крутизне его фронта.

3. Форма импульсов. На рис. 9 изображены импульсы напряжения, формируемые искусственной линией (рис. 8), построенные по данным решения дифференциальных уравнений, описывающих процессы в искусственной линии при

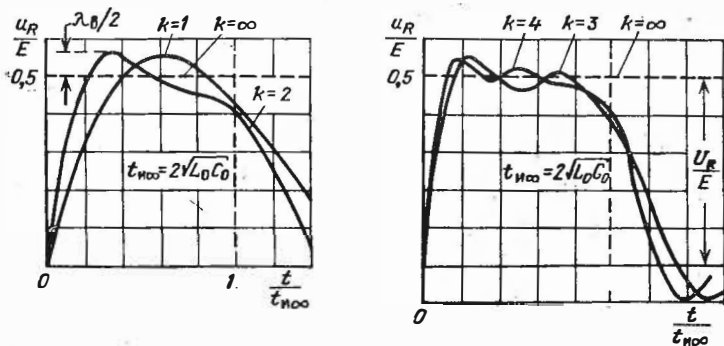


Рис. 9.

числе звеньев $k = 1 \div 4$ [85]. Эти графики нормированы по величине — относительно зарядного напряжения линии, а по времени — относительно длительности t_{∞} формируемого импульса при числе звеньев $k = \infty$.

Из рис. 9 видно, что крутизна среза импульсов приблизительно в 4 раза меньше крутизны их фронта. На вершине импульсов проявляются наложенные колебания. С увеличением числа k звеньев линии возрастает (примерно пропорционально k) число полупериодов колебаний, проявляемых на вершине импульса, а интенсивность колебаний уменьшается. Однако величина первого наибольшего выброса колебаний почти не зависит от числа звеньев искусственной линии, причем относительная величина этого выброса

$$\lambda_B = \frac{U_B}{U_R} \cong 0,12, \quad (7.14)$$

где номинальная величина импульса

$$U_R = 0,5 E. \quad (7.15)$$

Из построенных графиков также следует, что активная длительность формируемого импульса

$$t_{и} \cong 2,2t_{и\infty} = 2,2\sqrt{L_0 C_0}. \quad (7.16)$$

4. При большом числе k звеньев искусственной линии определение формы импульса $u_R(t)$ из решения дифференциального уравнения порядка $2k$ усложняется [85]. Поэтому представляет принципиальный интерес изыскание приближенных методов анализа таких систем, чему в последние годы посвящены работы ряда советских специалистов [19а, 30, 74, 86].

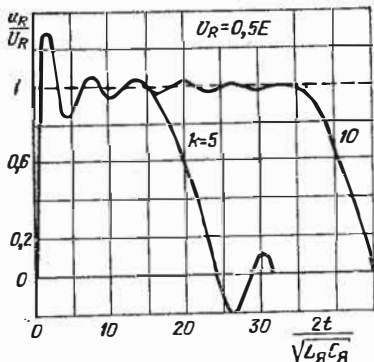


Рис. 10.

$k = 5$ и 10 при одинаковых в обоих случаях параметрах $L_Я$ и $C_Я$ звеньев. Значительно большая, чем это показано на рис. 9, величина выброса этих импульсов ($\lambda_{в} = 0,3$ вместо $0,12$) обусловлена тем, что импульсы сформированы искусственными линиями, выходное звено которых содержит индуктивность $0,5L_Я$ вместо $L_Я$ (с уменьшением индуктивности этого звена до нуля величина $\lambda_{в} \rightarrow 1$). Этим же объясняется чрезмерно высокая крутизна фронта импульса. Выполненный численный эксперимент позволяет выяснить зависимость длительности среза от числа звеньев линии. Из рис. 10 видно, что при заданных параметрах звеньев форма фронта импульса не зависит от числа звеньев линии (см. пп. 2 и 5.)

5. Активная длительность фронта импульса. Найдем приближенное выражение $u_{Rф}(t)$ фронтовой части формируемого импульса в предположении, что функция $u_{Rф}(t)$ определяется только параметрами выходного звена формирующей линии (рис. 11).

При показанном на рис. 11 положительном направлении тока i начальное напряжение на конденсаторе $u(0) = -E$.

На основе метода, аналогичного использованному в работах [74], С. И. Евтяновым и Г. Е. Редькиным получено приближенное выражение импульса $u_R(t)$, формируемого многозвенной искусственной линией [86]; функция $u_R(t)$ выражается через функции Бесселя порядка $4k$, которые при $k > 5$ все же приходится находить численным интегрированием.

На рис. 10 изображены графики импульсов $u_R(t)$, построенные по данным расчетов, выполненных в работе [86] для линий с числом звеньев

Учитывая это, составим операционное уравнение

$$\hat{u}_{R\Phi} + pL_{Я} \left(\frac{\hat{u}_{R\Phi}}{R} \right) - \frac{E}{\rho} + \frac{1}{\rho C} \left(\frac{\hat{u}_{R\Phi}}{R} \right) = 0.$$

Решая это уравнение относительно изображения $\hat{u}_{R\Phi}$ и принимая во внимание равенство (13), получим

$$\hat{u}_{R\Phi} = \frac{E}{\rho} \frac{q}{q^2 + q + 1}, \quad \text{где } q = p\sqrt{L_{Я}C_{Я}}.$$

Определяя корни характеристического уравнения

$$\begin{aligned} q_{1,2} &= p_{1,2} \sqrt{L_{Я}C_{Я}} = \\ &= -0,5(1 \mp j\sqrt{3}), \end{aligned}$$

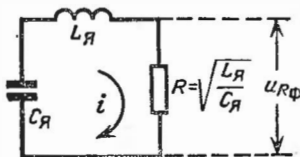


Рис. 11.

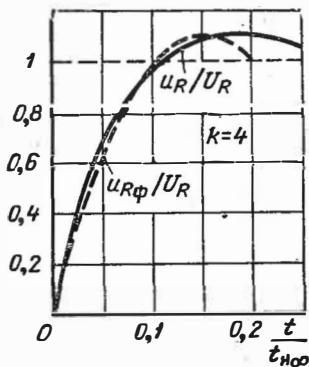


Рис. 12.

находим искомое решение

$$u_{R\Phi} = E \left(\frac{e^{-0,5(1-j\sqrt{3})\tau}}{2q_1 + 1} + \frac{e^{-0,5(1+j\sqrt{3})\tau}}{2q_2 + 1} \right),$$

где

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{L_{Я}C_{Я}}} = \frac{2kt}{t_{н\infty}}; \quad 2q_{1,2} + 1 = \pm j\sqrt{3}.$$

Применяя формулу Эйлера, получим

$$\frac{u_{R\Phi}(t)}{U_R} = \frac{4}{\sqrt{3}} e^{-2kt/t_{н\infty}} \sin \left(2k\sqrt{3} \frac{t}{t_{н\infty}} \right). \quad (7.17)$$

Сравним это приближенное выражение с точным решением (рис. 9), соответствующим $k = 4$. На рис. 12 сплошной линией изображен график относительной величины $u_R(t)/U_R$, перестроенный из рис. 9, а пунктирной линией — график функции (17). Как видно, активные длительности фронтов в обоих случаях получаются практически одинаковыми. Та-

ким образом, приближенное решение (17) достаточно точно выражает фронтную часть формируемого импульса напряжения. Заметим, что для построения графика $u_{R\Phi}(t)$ достаточно в представленном на рис. 9 графике, соответствующем $k = 1$, сжать все абсциссы в k раз, оставив при этом ординаты неизменными.

Определяя из приближенного решения (17) моменты $t_{0,1}$ и $t_{0,9}$, в которые функция $u_{R\Phi}(t)$ равна соответственно $0,1U_R$ и $0,9U_R$, получим выражение для активной длительности фронта:

$$t_{\Phi} \cong 0,61 \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}} \cong 0,27 \frac{t_{\text{я}}}{k}, \quad (7.18)$$

где принято во внимание, что $t_{\text{я}} = 2,2k \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}}$. Таким образом, *активная длительность фронта формируемого импульса обратно пропорциональна числу звеньев k линии.*

6. Пример. Найдем число звеньев искусственной линии, формирующей импульс, активная длительность фронта которого $t_{\Phi} = 0,1t_{\text{я}}$.

Из формулы (18) находим

$$k = 0,27 \cdot 10 = 2,7 \cong 3.$$

Как видно, нужное для получения импульса с крутым фронтом число звеньев формирующей линии оказывается небольшим (значительно меньшим, чем это требуется для линии задержки).

7. Активная длительность среза импульса выражается формулой

$$t_{\text{с}} \cong (2,3 + 0,075k) \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}}, \quad (7.19)$$

полученной из анализа, выполненного в работе [86] (см. п.4). В отличие от активной длительности фронта, которая при заданных параметрах $L_{\text{я}}$ и $C_{\text{я}}$ не зависит от числа звеньев линии, *длительность среза зависит от этого числа* (см. п.2). Из сравнения формул (18) и (19) видно, что *активная длительность среза примерно в 4 раза превосходит активную длительность фронта формируемого импульса.*

8. Корректирование вершины импульса. Часто предъявляются высокие требования к постоянству вершины импульсов. Импульсы же, формируемые искусственными линиями с одинаковыми параметрами звеньев (см. рис. 8), отличаются существенным непостоянством своей вершины (см. рис. 9). Для ослабления наложенных на вершине импульса колебаний приходится прибегать к тем или иным корректирующим средствам. К сожалению, при любом спо-

собе коррекции уменьшается крутизна фронта импульса. Наилучшие результаты коррекции получаются при надлежащем подборе параметров в с е х звеньев линии. Но при нарушении однородности звеньев искусственной линии утрачивается достоинство технологической простоты изготовления таких линий. Поэтому целесообразно применить наиболее простой способ практически полного подавления наложенных на вершине импульса колебаний [85], заключающийся в увеличении индуктивности выходного звена линии до некоторого значения $L_{я} + L_{д}$ (рис. 13).

Роль дополнительной индуктивности $L_{д}$ можно понять, учтя, что она обладает значительными сопротивлением $\omega_{н} L_{д}$ для наложенных колебаний тока, характеризуемых сравнительно высокой частотой $\omega_{н}$. Поэтому индуктивность $L_{д}$ как бы фильтрует высокочастотные колебания: колебательная составляющая напряжения импульса выделяется в основном на индуктивности $L_{д}$, а «постоянная составляющая» импульса — на активном сопротивлении R .

Производя анализ, подобный приведенному в п. 5, можно найти, что введение индуктивности $L_{д}$ приводит к увеличению длительности фронта импульса; таковая длительность фронта выражается равенством

$$t_{\phi} \cong 0,61 \left(1 + \frac{L_{д}}{L_{я}} \right) \sqrt{L_{я} C_{я}} . \quad (7.20)$$

Поэтому целесообразно ввести индуктивность $L_{д}$ наименьшей величины, при которой достигается подавление наложенных колебаний. Из анализа формы импульса вытекает [85], что практически полное подавление колебаний получается при

$$L_{д} = L_{я} . \quad (7.21)$$

Достижимый при этом результат (при $k = 3$) иллюстрируется представленными на рис. 13 кривыми.

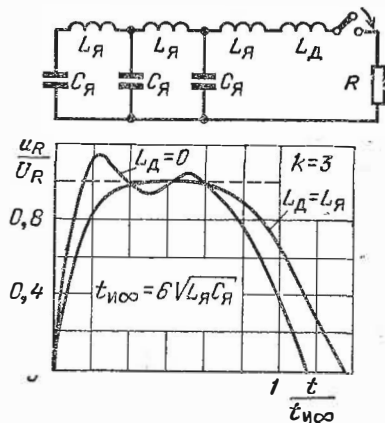


Рис. 13.

Из приведенной на рис. 13 сглаженной кривой видно, что введение дополнительной индуктивности $L_{\text{д}} = L_{\text{г}}$ незначительно удлиняет активную длительность среза, которую практически можно рассчитывать по формуле (19). Что же касается активной длительности сглаженного импульса, то она несколько возрастает при введении дополнительной индуктивности $L_{\text{д}} = L_{\text{г}}$:

$$t_{\text{и}} \cong 2,2 \sqrt{(k+1) L_{\text{г}} k C_{\text{г}}} \cong 2,2 (k+0,5) \sqrt{L_{\text{г}} C_{\text{г}}}. \quad (7.22)$$

9. Так как при введении дополнительной индуктивности $L_{\text{д}} = L_{\text{г}}$ длительность фронта импульса возрастает в 2 раза, то для восстановления нужной длительности фронта

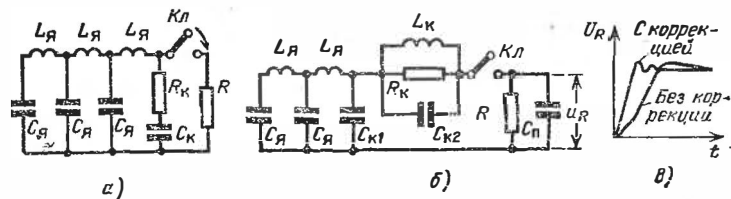


Рис. 14.

та, соответствующей $L_{\text{д}} = 0$, следует число звеньев искусственной линии увеличить вдвое. Но и при этом (см. пример п. б), число звеньев линии получается небольшим: при $t_{\text{ф}} = 0,1 t_{\text{и}}$ нужное число звеньев $k = 6$.

10. Повышение крутизны фронта импульса может быть достигнуто включением параллельно формирующей линии корректирующей емкости $C_{\text{к}}$, соединенной последовательно с корректирующим сопротивлением $R_{\text{к}} = R$. (рис. 14, а)*). В зарядной стадии емкость $C_{\text{к}}$ заряжается вместе с другими конденсаторами $C_{\text{г}}$ до напряжения E . После же замыкания ключа $Кл$ напряжение (в начальный момент $t = 0$ разрядной стадии) на нагрузке $u_{\text{R}}(0) = 0,5E$. Этот вывод не учитывает влияния паразитной емкости $C_{\text{п}}$, шунтирующей нагрузку. Независимо от этого включение емкости $C_{\text{к}}$ приводит к увеличению длительности среза формируемого импульса. Кроме того, при работе по схеме рис. 14, а вершина импульса не корректируется. Отмеченные недостатки в существенной

* Аналогичный метод коррекции, но без сопротивления $R_{\text{к}}$, применяется при формировании импульсов наносекундного диапазона длительностей. Как показано в работе [87], здесь вредную роль играет длительность ионизации тиратрона, используемого в качестве коммутирующего прибора. Это вредное действие в некоторой степени нейтрализуется включением емкости $C_{\text{к}}$. Согласно опытным данным, наилучшие результаты получаются при $C_{\text{к}} = 0,5 C_{\text{п}}$.

степени устранения при использовании схемы коррекции (рис. 14, б), предложенной И. Н. Мигулиным [15]. Здесь корректирующая емкость $C_{к1}$ заряжается вместе с емкостями $C_{н}$ до напряжения E ; перед нагрузочным элементом включается корректирующее звено, параметры которого удовлетворяют соотношениям:

$$RC_{\Pi} = R_{к} C_{к2} \quad R_{к} = \sqrt{\frac{L_{к}}{C_{к1}}}; \quad \frac{1}{C_{\Pi}} = \frac{1}{C_{к1}} + \frac{1}{C_{к2}}. \quad (7.23)$$

Принцип действия корректирующего звена поясняется в книге [41]. При применении такого звена удается с помощью двухзвенной искусственной линии (рис. 14, б) получить импульс напряжения с достаточно крутым фронтом (рис. 14, в). Однако на вершине импульса заметно проявляются наложенные колебания.

В работе Г. А. Месяца [88] предложен оригинальный способ формирования длинного импульса с весьма коротким фронтом. Он заключается в стыковке, через посредство корректирующего звена, искусственной линии с небольшим отрезком коаксиального кабеля, который формирует фронт импульса. Таким путем удается получать импульсы длительностью в 1—3 мкс с фронтом в несколько наносекунд.

§ 7.4. ФОРМИРУЮЩИЕ РЕАКТИВНЫЕ ДВУХПОЛЮСНИКИ

А. КАНОНИЧЕСКИЕ РЕАКТИВНЫЕ ЦЕПИ, ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ОДНОРОДНОЙ ДЛИННОЙ ЛИНИИ БЕЗ ПОТЕРЬ

1. Однородная линия без потерь не единственный вид линейной цепи, обладающей рассмотренными в § 7.2 идеальными формирующими свойствами. Совершенно так-

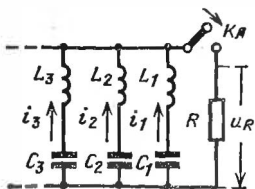


Рис. 15.

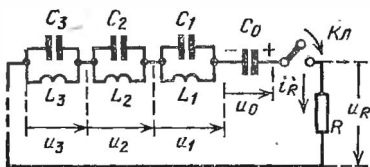


Рис. 16.

ми же формирующими свойствами обладают реактивные цепи двух канонических видов, схемы которых представлены на рис. 15 и 16. При приводимых ниже соотношениях параметров этих цепей они эквивалентны одному и тому же отрезку однородной линии без потерь, обладающей волновым сопротивлением $W = \sqrt{L_0/C_0}$, длиной $l = 0,5vt_{и}$. Здесь

$t_{и}$ — время двойного пробега волны линии длиной l , равное длительности прямоугольного импульса, формируемого линией.

2. Показанная на рис. 15 цепь известна в теории цепей [89—91] под названием *реактивной цепи 1-го канонического вида*; она состоит из бесконечно большого числа параллельно соединенных реактивных ветвей L_k - C_k ($k = 1, 2, \dots, \infty$), называемых резонансными ветвями. Периоды собственных колебаний ветвей и их характеристические сопротивления должны удовлетворять равенствам:

$$T_k = 2\pi \sqrt{L_k C_k} = \frac{2t_{и}}{2k-1}; \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \frac{2k-1}{4} \pi W. \quad (7.24)$$

Умножив и разделив эти равенства друг на друга, получим

$$L_k = \frac{W t_{и}}{4} = \text{const}; \quad C_k = \frac{4t_{и}}{(2k-1)^2 \pi^2 W}. \quad (7.25)$$

Таким образом, *индуктивности всех ветвей одинаковы, а их емкости быстро убывают с увеличением номера k ветви.*

3. Показанная на рис. 16 цепь известна под названием *реактивной цепи 2-го канонического вида*; она состоит из последовательно соединенных конденсатора C_0 и бесконечно большого числа колебательных контуров L_k - C_k ($k = 1, 2, \dots, \infty$), называемых *противорезонансными контурами*. Параметры этой цепи должны удовлетворять равенствам:

$$C_0 = \frac{t_{и}}{2W}; \quad (7.26)$$

$$T_k = 2\pi \sqrt{L_k C_k} = \frac{t_{и}}{k}; \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \frac{2W}{k\pi}. \quad (7.27)$$

Умножив и разделив равенства (27) друг на друга, получим

$$L_k = \frac{W t_{и}}{k^2 \pi^2}; \quad C_k = \frac{t_{и}}{4W} = \frac{C_0}{2} = \text{const}. \quad (7.28)$$

Таким образом, *емкости всех колебательных контуров одинаковы, а их индуктивности быстро уменьшаются с увеличением номера k контура.*

4. Докажем эквивалентность представленной на рис. 15 цепи отрезку однородной линии длиной $l = 0,5vt_{и}$. Для этого достаточно доказать, что их входные проводимости равны при любой частоте $\omega = 2\pi f = 2\pi v/\lambda$ гармонических колебаний.

Из курса радиотехники известно [21, 23, 24], что входная проводимость отрезка однородной разомкнутой линии без потерь выражается формулой

$$\dot{Y} = \frac{j}{W} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda} = \frac{j}{W} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{v} = \frac{j}{W} \operatorname{tg} \frac{\omega t_H}{2}. \quad (a)$$

Проводимость показанной на рис. 15 цепи можно выразить через бесконечную сумму проводимостей всех ветвей. Представим также выражение (a) в виде бесконечной суммы простейших рациональных дробей, для чего разложим фигурирующий в формуле (a) тангенс в ряд:

$$\dot{Y} = \frac{j}{W} \operatorname{tg} \frac{\omega t_H}{2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k}{1 - b_k} = \sum_{k=1}^{\infty} \dot{Y}_k, \quad (б)$$

где

$$a_k = \frac{4j\omega t_H}{(2k-1)^2 \pi^2 W}, \quad b_k = \frac{\omega^2 t_H^2}{(2k-1)^2 \pi^2}. \quad (в)$$

Из формулы (б) следует, что проводимость линии можно рассматривать, как образованную в результате параллельного соединения бесконечно большого числа ветвей, обладающих проводимостями \dot{Y}_k . Покажем, что каждая такая ветвь представляет собой индуктивность L_k , соединенную последовательно с емкостью C_k . Действительно в этом случае проводимость какой-нибудь k -й ветви

$$\dot{Y}_k = \frac{1}{j\omega L_k + 1/(j\omega C_k)} = \frac{j\omega C_k}{1 - \omega^2 L_k C_k}. \quad (г)$$

Приравняем соответственно числители и знаменатели дробей, определяющих \dot{Y}_k в формулах (б) и (г); тогда из равенств

$$\frac{4j\omega t_H}{(2k-1)^2 \pi^2 W} = j\omega C_k \quad \text{и} \quad \frac{\omega^2 t_H^2}{(2k-1)^2 \pi^2} = \omega^2 L_k C_k$$

получим значения L_k и C_k , выражаемые формулами (25).

Аналогично доказывается эквивалентность однородной линии и цепи, показанной на рис. 16. Для этого в данном случае следует рассмотреть не проводимости, а входные сопротивления реактивной цепи и однородной линии, и затем действовать аналогично изложенному выше [5, 9, 15, 20].

Б. ПРОЦЕССЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСА РЕАКТИВНЫМИ ДВУХПОЛЮСНИКАМИ

5. Если предварительно зарядить до напряжения E все конденсаторы C_k реактивного двухполюсника 1-го канонического вида (рис. 15), а затем подключить к двухполюснику нагрузочный элемент $R = W$, то на нем сформируется прямоугольный импульс напряжения $u_R(t)$. Его высота $U_R = 0,5E$, а длительность определяется равенствами (25),

где следует принять $W = R$. Энергетически такой резуль-
 тат находится в соответствии с тем, что согласно формуле
 (25) сумма всех емкостей реактивного двухполюсника

$$\begin{aligned} \Sigma C_k &= \frac{4t_{и}}{\pi^2 W} \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \dots \right) = \\ &= \frac{8l \sqrt{L_I C_I}}{\pi^2 \sqrt{L_I/C_I}} \left(\frac{\pi^2}{8} \right) = C_0, \end{aligned}$$

т. е. она равна полной емкости $C_0 = lC_I$ отрезка однород-
 ной линии. Ранее же (см. § 7.2, п. 4) было показано, что
 энергия, запасенная в емкости C_0 , заряженной до напряже-
 ния E , равна энергии, реализуемой в нагрузке $R =$
 $= W$.

Для уяснения сущности формирующих свойств цепи
 рассматриваемой цепи предположим, что в интер-
 вале времени $0 < t < t_{и}$ на нагрузочном сопротив-
 лении возникает прямоугольный импульс напря-
 жения $U_R = 0,5E$. В этом случае в каждой из ветвей
 $L_k - C_k$ должен проте-
 кать ток (см. рис. 15)

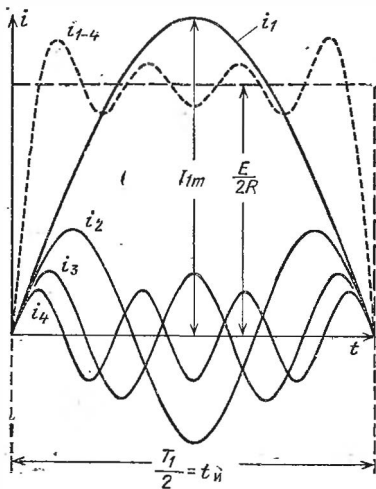


Рис. 17.

$$i_k = I_{km} \sin \frac{2\pi}{T_k} t,$$

где $I_{km} = E/2\rho_k$.

Согласно первому равенству (24) в течение времени $t_{и}$ «ук-
 ладывается» нечетное число $2k - 1$ полупериодов колеба-
 ний тока i_k в k -й ветви (рис. 17). Из второго же равенства
 (24) вытекает, что амплитуда тока I_{km} убывает с ростом
 номера k . Можно показать, что сумма всех токов i_k обра-
 зует прямоугольный импульс тока высотой $i_R = E/(2R)$,
 показанный на рис. 17 крупным пунктиром. Уже показанная
 на рис. 17 мелким пунктиром сумма первых четырех гармо-
 ник тока $i_{1-4} = i_1 + i_2 + i_3 + i_4$ в некоторой степени при-
 ближается к импульсу прямоугольной формы. Существенно
 отметить, что в момент $t = t_{и} = (2k - 1)T_k/2$ как токи
 i_k во всех ветвях, так и напряжения u_k на всех конденса-

рах C_k равны нулю. В последнем можно убедиться из соотношения

$$u_k = u_k(0) + \frac{1}{C_k} \int_0^{t_n} I_{km} \sin \frac{2\pi}{T_k} t dt = -E + \frac{ET_k}{2\pi \sqrt{L_k C_k}} = 0,$$

где учтено первое равенство (24). Следовательно, в момент t_n энергия системы равна нулю. Поэтому в этот момент ток в нагрузке должен резко упасть до нуля.

6. Рассмотрим теперь процесс формирования импульса напряжения в реактивном двухполюснике 2-го канонического вида (рис. 16). В этом двухполюснике только конденсатор C_0 способен запастись энергией в статическом состоянии, так как остальные конденсаторы зашунтированы индуктивностями. Если предварительно зарядить конденсатор C_0 до напряжения E , а затем подключить к двухполюснику нагрузочный элемент $R = W$, то на нем сформируется прямоугольный импульс напряжения $u_R(t)$ длительностью t_n высотой $E/2$.

Для уяснения процесса формирования указанного импульса заметим, что при отсутствии колебательных контуров в данной цепи конденсатор C_0 разряжался бы на сопротивление R по экспоненциальному закону. Следовательно, роль колебательных контуров сводится к «коррекции» формы разрядного тока, который благодаря падению напряжения на колебательных контурах остается в течение всего времени разряда конденсатора C_0 постоянным. Предположим, что колебательные контуры выполняют указанные функции.

Тогда для получения на сопротивлении R прямоугольного импульса напряжения длительностью t_n (рис. 18, а) конденсатор C_0 должен в течение этого времени разряжаться по линейному закону, показанному на рис. 18, б; при этом сила разрядного тока $i_R = I_R = \text{const}$. Здесь в соответствии с принятым положительным направлением разрядного тока i_R (см. рис. 16) полагаем, что начальное напряжение на конденсаторе C_0 $u(0) = -E$. В этом случае в течение времени t_n , определяемом равенством зарядов

$$I_R t_n = C_0 E, \quad (7.29)$$

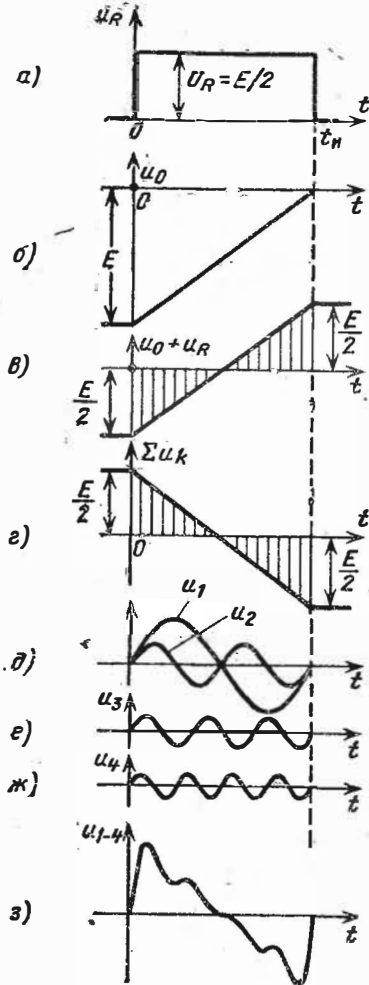


Рис. 18.

на k -м колебательном контуре, возникающее под воздействием прямоугольного импульса тока высотой I_R , выражается (в интервале $0 < t < t_n$) равенством

$$u_k = I_R \rho_k \sin \omega_k t = \frac{E}{k\pi} \sin \left(2k\pi \frac{t}{t_n} \right), \quad (6)$$

где учтены значения I_R , ρ_k и $T_k = 2\pi/\omega_k$ из формул (30) и (27). Форма напряжения, возникающего на первых че-

т. е. пока не истощится заряд емкости C_0 , на сопротивлении R образуется падение напряжения неизменной величины

$$u_R = I_R R = \frac{C_0 E}{t_n} R = \frac{E}{2} = U_R; \quad (7.30)$$

здесь учтено равенство (26), в котором принято $W = R$.

Для того, чтобы в данной цепи был возможен линейный разряд емкости C_0 (рис. 18, б), должны выполняться два условия:

1) должен удовлетворяться закон Кирхгофа:

$$u_0 + u_R + \sum u_k = 0; \quad (a)$$

2) в момент t_n в цепи не должно быть запасов энергии. Покажем, что оба условия действительно выполняются.

На рис. 18, в изображен график суммарного напряжения $u_0 + u_R$. Следовательно, для выполнения условия (а) суммарное падение напряжения на всех контурах должно изменяться по линейному закону, показанному на рис. 18, г. Падение напряжения

тырех колебательных контурах, изображена на рис. 18, *д, е, ж*. Существенно, что в течение длительности t_n образуется целое число (1, 2, ..., k) периодов колебаний напряжения $u_k(T_k = t_n/k)$. Амплитуды же колебаний $U_{km} = I_{R0} R_k$ обратно пропорциональны номерам k контуров. Из теории тригонометрических рядов [18] известно, что сумма падений напряжений на всех контурах изменяется (в интервале $0 < t < t_n$) по показанному на рис. 18, *з* закону; уже сумма первых четырех напряжений $u_1 + u_2 + u_3 + u_4 = u_{1-4}$ приближается к этому закону (рис. 18, *з*). Таким образом, 1-е условие выполняется.

Для выполнения 2-го условия необходимо, чтобы в момент $t = t_n$ напряжения на всех емкостях и токи во всех индуктивностях были равны нулю. Что касается первого требования, то, как это непосредственно видно из графиков (рис. 18, *б, д, е, ж*), оно выполняется. Второе требование также выполняется, так как сила тока, протекающего в момент $t = t_n$ через индуктивность L_k ,

$$i_k = \frac{1}{L_k} \int_0^{t_n} u_k dt = \frac{Et_n}{2k^2 \pi^2 L_k} \left[-\cos 2k\pi \frac{t}{t_n} \right]_0^{t_n} = 0,$$

где использовано выражение u_k из формулы (б).

В. ФОРМИРУЮЩИЕ РЕАКТИВНЫЕ ДВУХПОЛЮСНИКИ С ОГРАНИЧЕННЫМ ЧИСЛОМ ЭЛЕМЕНТОВ

7. Конструирование двухполюсников (см. рис. 15 и 16) с бесконечным числом элементов является невозможным. Простейшее решение этого вопроса состоит в применении таких двухполюсников, но с ограниченным числом звеньев ($k = 1, 2, 3, \dots, s$), параметры которых удовлетворяют формулам (24)—(28). Некоторым основанием к такому подходу могут служить приводимые ниже соображения.

В двухполюснике 1-го канонического вида (см. рис. 15) емкости C_k с возрастанием номера k быстро уменьшаются. Соответственно уменьшается и запасенная в этих емкостях энергия. Если откинуть все звенья двухполюсника, кроме первых s , то относительное уменьшение энергии в оставшейся цепи, как показывают расчеты, составит: 20% при $s = 1$; 11% при $s = 2$; 7,7% при $s = 3$ и т. д. Поэтому с некоторым основанием можно предположить, что отбрасывание звеньев с высокими номерами k не приведет к существенному ухудшению формируемого импульса.

В двухполюснике 2-го канонического вида (см. рис. 16) индуктивности L_k с увеличением номера k быстро уменьшаются. Следовательно, при достаточно большом k индуктивность L_k почти накоротко шунтирует емкость C_k . Это обстоятельство позволяет в первом приближении пренебречь влиянием контуров с высокими номерами k на форму разрядного тока конденсатора C_0 .

8. Форма импульсов при некорректированных параметрах двухполюсников. Теоретический анализ формы импульсов

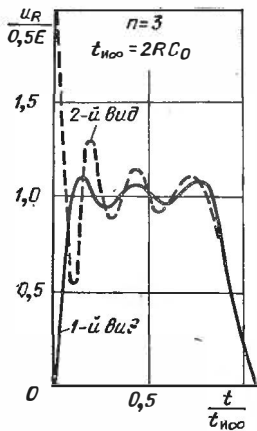


Рис. 19.

сов $u_R(t)$, получаемых на нагрузочном сопротивлении $R = W$, при конечном числе звеньев ($k = 1, 2, 3, \dots, s$) реактивных двухполюсников, в некоторой степени подтверждает сделанные предположения. Однако форма импульсов, получаемых в этом случае при применении двухполюсников 1-го и 2-го видов с одинаковым числом звеньев, оказывается резко различной. Это иллюстрируется представленными на рис. 19 графиками импульсов $u_R(t)$, формируемых двухполюсниками обоих видов (сплошная кривая относится к двухполюснику 1-го вида, а пунктирная — к двухполюснику 2-го вида); графики нормированы по величине относительно напряжения $U_R = 0,5E$, а по времени — относительно длительности $t_{\infty} = 2RC_0$ идеального прямоугольного импульса, формируемого при $s = \infty$.

Столь резкое различие форм импульсов, изображенных на рис. 19, на первый взгляд, представляется неожиданным. В действительности же это объясняется тем, что *двухполюсники 1-го и 2-го вида, параметры которых удовлетворяют соответствующим формулам (24)—(28), эквивалентны друг другу только при бесконечно большом числе звеньев*; при любом конечном s эти двухполюсники не эквивалентны друг другу. К такому выводу можно прийти из рассмотрения входных сопротивлений двухполюсников для гармонических колебаний любой частоты и, в частности, для частоты $\omega \rightarrow \infty$: в случае двухполюсника 1-го вида (см. рис. 15) входное сопротивление при конечном числе звеньев является индуктивным и $Z_{вх} \rightarrow \infty$, а в случае двухполюсника 2-го

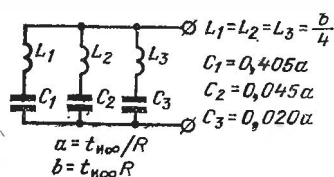
вида (см. рис. 16) — емкостным и $Z_{вх} \rightarrow 0$ (так как все индуктивности шунтируются емкостями). По этой причине при подключении нагрузочного сопротивления к двухполюснику 2-го вида (с конечным числом контуров), конденсатор C_0 которого заряжен до напряжения E , в начальный момент времени ($t = 0$) все напряжение этого конденсатора прикладывается к нагрузке, так как при конечном числе конденсаторов C_k напряжение на них не может мгновенно измениться. При подключении же нагрузки к двухполюснику 1-го вида (с конечным числом звеньев), конденсаторы которого заряжены до напряжения E , в первый момент ($t = 0$) это напряжение прикладывается к индуктивностям L_k , а напряжение $u_R(0) = 0$.

9. Как показывает теоретический анализ, с увеличением числа s звеньев двухполюсников частота колебаний, наложенных на вершине формируемых импульсов, возрастает, но их интенсивность слабо уменьшается с увеличением s ; интенсивность же первого выброса этих колебаний при любом конечном s остается неизменной. Это явление, известное под названием *эффекта Гиббса*, обусловлено тем, что идеальный прямоугольный импульс напряжения, формируемый любым из двухполюсников при бесконечном числе s звеньев, выражается бесконечным рядом, сходящимся к своему пределу *неравномерно*. В этом случае не имеет места постепенного и плавного приближения суммы ряда к своему пределу с увеличением числа s первых членов этого ряда.

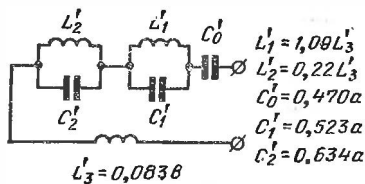
10. **Выбор вида формирующего двухполюсника.** Изложенное в пп. 8 и 9 делает важным правильный выбор вида формирующего двухполюсника. Из сравнения представленных на рис. 19 графиков следует, что в отношении ослабления наложенных колебаний предпочтение должно быть отдано двухполюснику 1-го вида (см. рис. 15). В конструктивном же отношении предпочтительным является двухполюсник 2-го вида. Во-первых, в этом случае устройство содержит только один конденсатор C_0 , заряжаемый до высокого напряжения. Во-вторых, влияние паразитных емкостей катушек индуктивности в двухполюснике 2-го вида (см. рис. 16) может быть в принципе полностью устранено уменьшением рабочих емкостей, так как последние включены параллельно индуктивным катушкам и достаточно велики. В силу последнего ослабляется также влиянием паразитных емкостей катушек по отношению к «земле». В двухполюснике 1-го вида такого результата достигнуть

Невозможно; величины рабочих емкостей при $k > 3$ получаются обычно столь малыми (менее 10 пФ), что они становятся соизмеримыми с паразитными емкостями катушек. Это вообще исключает в ряде случаев возможность технической реализации двухполюсника 1-го вида.

Отмеченное выше противоречие устранимо. Согласно реактансной теореме, доказываемой в общей теории цепей [89—91], любая электрическая цепь, составленная из чисто реактивных элементов, приводится к двум основным каноническим реактивным цепям: вида, подобного показанному на рис. 15 (с конечным числом звеньев), и вида, подобного



а)



б)

Рис. 20.

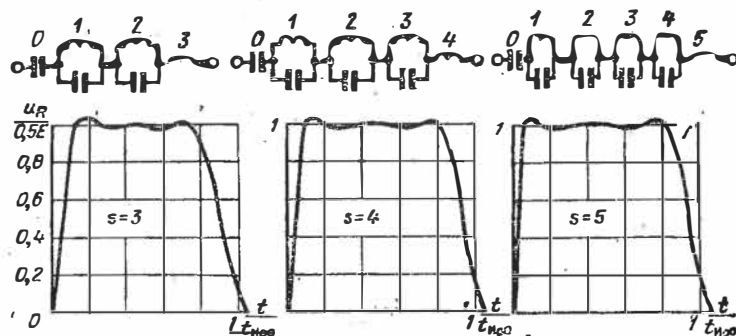
показанному на рис. 16 (с конечным числом контуров). Следовательно, показанный на рис. 15 двухполюсник с любым конечным числом s звеньев ($k = 1, 2, \dots, s$) может быть преобразован в эквивалентный двухполюсник 2-го вида (см. рис. 16), содержащий s индуктивностей L'_k и s емкостей C'_k ($k = 0, 1, 2, \dots, s - 1$); здесь штрихом отмечается то, что эти параметры вычисляются не по формулам (26)—(28), а находятся иным путем. Так, например, показанный на рис. 20, а двухполюсник 1-го вида, параметры которого удовлетворяют равенствам (25), преобразуется в эквивалентный двухполюсник 2-го вида (рис. 20, б), параметры которого уже отличаются от выражаемых формулами (27) и (28). Существенно отметить, что при таком преобразовании двухполюсник 2-го вида обязательно содержит емкость C'_0 и индуктивность L'_s , определяемые равенствами:

$$C'_0 = C_1 + C_2 + \dots + C_s, \quad \frac{1}{L'_s} = \frac{s}{L_1} = \frac{4s}{Rt_{\infty\infty}}, \quad (7.31)$$

где принято во внимание первое равенство (25), а $t_{\infty\infty}$ — длительность импульса при $s = \infty$. Формулы (31) вытекают из равенства входных сопротивлений обоих двухполюсников при частотах $\omega \rightarrow \infty$ и $\omega \rightarrow 0$. Определение остальных

параметров преобразованного двухполюсника сопряжено с решением довольно громоздкой задачи. Удобный для технических расчетов способ ее решения указан в книге [41]. Численные значения пересчитанных параметров двухполюсника 2-го вида приводятся в книгах [9, 15, 41, 53].

11. Форма импульсов при корректированных параметрах двухполюсника. Применение рассмотренных выше формирующих двухполюсников, некорректированные параметры



t_{∞} - длительность импульса при $s=\infty$; $a = t_{\infty}/R$; $b = Rt_{\infty}$

$$C_0^i = 0,402a; L_3^i = 0,135b$$

$$C_1^i = 0,56C_0^i; L_2^i = 0,09L_3^i$$

$$C_2^i = 0,89C_0^i; L_1^i = 0,57L_3^i$$

$$C_0^i = 0,44a; L_4^i = 0,102b$$

$$C_1^i = 0,53C_0^i; L_3^i = 0,04L_4^i$$

$$C_2^i = 0,646C_0^i; L_2^i = 0,171L_4^i$$

$$C_3^i = 1,23C_0^i; L_1^i = 0,832L_4^i$$

$$C_0^i = 0,46a; L_5^i = 0,08b$$

$$C_1^i = 0,51C_0^i; L_4^i = 0,024L_5^i$$

$$C_2^i = 0,56C_0^i; L_3^i = 0,092L_5^i$$

$$C_3^i = 0,675C_0^i; L_2^i = 0,248L_5^i$$

$$C_4^i = 1,43C_0^i; L_1^i = 1,07L_5^i$$

Рис. 21.

которых установлены в соответствии с указанным в п. 10, не дает возможности получить импульсы требуемого для практики качества. Простое увеличение числа элементов двухполюсника позволяет повысить крутизну фронта и среза получаемого импульса, но, как это было указано в п. 9, почти не снижает интенсивности наложенных колебаний на вершине импульса. В связи с этим важной становится задача такой коррекции параметров формирующего двухполюсника с заданным числом элементов, при которой достаточно гладкая вершина импульса достигается при высокой крутизне его фронта и среза. Решению такой задачи синтеза корректированного формирующего двухполюсника посвящены глубокие исследования целого ряда советских специалистов: Л. А. Мееровича [5], Ф. В. Лукина [53],

М. М. Айзинова [20], О. Н. Литвиненко [41], П. Н. Матханова [92] и др., а также интересные работы американского исследователя Е. А. Гиллемина [93]. С результатами указанных исследований можно ознакомиться в книгах [9, 15, 41].

12. Наиболее широко применяется метод синтеза скорректированного двухполюсника, разработанный Ф. В. Лукиным: Форма получаемых при этом импульсов изображена на рис. 21, где указаны также параметры соответствующих формирующих двухполюсников 2-го вида. В зависимости от требуемой длительности фронта следует применить двухполюсник с числом пар реактивных элементов $s = 3$ (при $t_{\phi}/t_n \cong 0,12$), $s = 4$ (при $t_{\phi}/t_n \cong 0,08$) и $s = 5$ (при $t_{\phi}/t_n \cong 0,05$). Двухполюсники с числом реактивных элементов $2s > 10$ — на практике почти не применяются.

§ 7.5. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ФОРМИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

1. Блок-схема. Для технической реализации свойств формирующего двухполюсника следует, вообще говоря, производить двойную коммутацию двухполюсника (рис. 1).

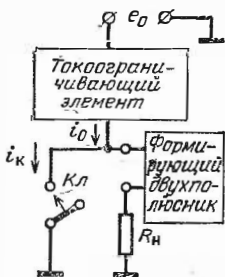


Рис. 22.

Но ее можно упростить при работе по блок-схеме, показанной на рис. 22, которая применима при условии, что длительность T_B стадии запасаения энергии в двухполюснике (называемой зарядной стадией или стадией восстановления) значительно превосходит длительность T_p рабочей (разрядной) стадии. Условие $T_B \gg T_p$ обычно выполняется.

Благодаря применению в схеме токоограничивающего элемента нет нужды производить коммутацию подключения двухполюсника к источнику питания e_0 и можно ограничиться применением только одного коммутирующего прибора K_l для подключения нагрузочного элемента R_n к двухполюснику. В зарядной стадии (при разомкнутом ключе K_l) производится запасаение энергии в двухполюснике, после чего он через посредство ключа приключается к нагрузке, и начинается разрядная стадия работы двухполюсника. Правда, при этом через ключ протекает не только разрядный ток двухполюсника, но также и ток i_0 источника. Однако при наличии токоограничивающего элемента ток i_0

настолько мал, что он не влияет на процессы в разрядной стадии и не приводит к существенному расходу энергии источника питания, так как $T_p \ll T_v$. После окончания разрядной стадии ключ $Kл$ размыкается и начинается зарядная стадия работы двухполюсника.

В качестве токоограничивающего элемента обычно применяется либо резистор достаточно большого сопротивления $R_{зар}$, либо катушка достаточно большой индуктивности $L_{зар}$. В качестве коммутирующего прибора чаще всего используется тиратрон или тиристор [94, 133—134], которые автоматически разрывают разрядную цепь двухполюсника после истощения запасов энергии в нем. В импульсных модуляторных устройствах большой мощности, где также применяются формирующие двухполюсники, роль коммутирующего прибора иногда выполняет *нелинейная индуктивность* в виде катушки с ферромагнитным сердечником, который при протекании через катушку разрядного тока двухполюсника приходит в состояние магнитного насыщения. При насыщенном сердечнике индуктивная катушка почти не препятствует протеканию через нее тока (падение напряжения на ней относительно очень мало), и она как бы выполняет роль короткозамыкающего ключа. Нелинейная индуктивность лежит в основе действия *магнитных генераторов импульсов* [3, 5, 95, 96]. В качестве источника питания чаще всего применяется источник постоянного напряжения $e_0 = \underline{E}_0 = \text{const}$; в импульсных модуляторах используются также источники синусоидального напряжения.

2. Схема с активным токоограничивающим элементом изображена на рис. 23. Здесь роль токоограничивающего элемента выполняет резистор сопротивлением $R_{зар} \gg R_n$, роль коммутирующего прибора — тиратрон, а в качестве формирующего двухполюсника используется трехзвенная искусственная линия с дополнительной индуктивностью L_d (обычно $L_d = L_n$). Питание схемы производится от источника постоянного напряжения E_0 . Процессы в схеме иллюстрируются представленными на рис. 24 временными диаграммами.

В зарядной стадии, когда тиратрон заперт смещающим напряжением — E_c в цепи сетки тиратрона, осуществляется заряд конденсаторов C_n двухполюсника от источника E_0 через резистор $R_{зар}$ и нагрузочный элемент R_n . Процесс заряда конденсаторов протекает относительно столь медленно, что влиянием на него индуктивностей искусственной линии можно пренебречь (все индуктивности можно заме-

нить короткозамкнутым элементом). Это позволяет заменить все конденсаторы одной емкостью $C_0 = sC_{\text{я}}$ (в рассматриваемой схеме $s = 3$). Соответственно можно полагать, что напряжение u на всех конденсаторах $C_{\text{я}}$ (практически равное напряжению $u_{\text{я}}$ на входе искусственной линии) нарастает по экспоненциальному закону $u = E_0(1 - e^{-t/\theta_{\text{в}}})$ (рис. 24 б); здесь принято, что в момент $t = 0$ напряжение на конденсаторах $u(0) = 0$, а постоянная времени $\theta_{\text{в}} = (R_{\text{зар}} + R_{\text{н}})C_0 \cong R_{\text{зар}}C_0$. Как показывает анализ [3], наибольшая стабильность работы схемы и вместе с тем наивысший к. п. д. запаса энергии в двухполюс-

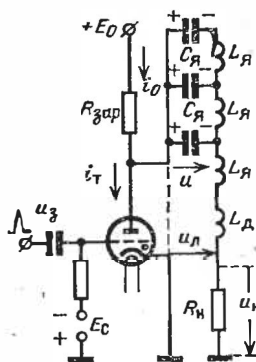


Рис. 23.

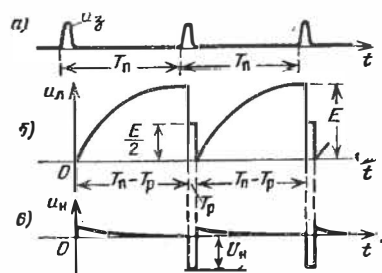


Рис. 24.

нике (он не превышает 50%) достигаются при условии, что к концу зарядной стадии напряжение на конденсаторах линии $u(T_{\text{зар}}) = E \cong E_0$. Для этого должно выполняться соотношение (рис. 24)

$$3\theta_{\text{в}} \cong 3R_{\text{зар}}C_0 \leq T_{\text{п}} - T_{\text{р}} \cong T_{\text{п}}. \quad (7.32)$$

Окончание зарядной стадии фиксируется подачей на сетку тиратрона запускающего импульса $u_{\text{в}}$ (рис. 24, а), вызывающего зажигание тиратрона. В этот момент начинается разрядная (рабочая) стадия формирующего двухполюсника, в течение которой на нагрузочном сопротивлении формируется импульс напряжения $u_{\text{н}}(t)$ отрицательной полярности (рис. 24, в); его длительность $t_{\text{н}} \cong T_{\text{р}}$ выражается формулой (16). Из-за падения напряжения $U_{\text{Т}}$ на тиратроне высота формируемого импульса $U_{\text{н}}$ несколько ниже значения $0,5E = U_{\text{н}} + U_{\text{Т}}$. Обычно $U_{\text{Т}} \ll U_{\text{н}}$, но, поскольку тиратрон все же оказывает некоторое сопротивление протеканию через него тока, то характеристическое

сопротивление двухполюсника должно быть согласовано с суммой сопротивлений $R_B + R_T^+ = R$.

В течение разрядной стадии напряжение на входе двухполюсника $u_{\text{д}} \cong E/2$ (рис. 24, б). В завершающей части разрядной стадии напряжение $u_{\text{д}}$ снижается почти до нуля, что вызывает гашение тиратрона при условии, что ток i_0 , протекающий через сопротивление $R_{\text{зар}}$, не в состоянии поддержать ионизационный процесс в тиратроне [94, 121, 122]. Для этого должно выполняться неравенство $i_0 \cong \cong E_0/R_{\text{зар}} < I_{\text{гаш}}$, где $I_{\text{гаш}}$ — ток гашения тиратрона.

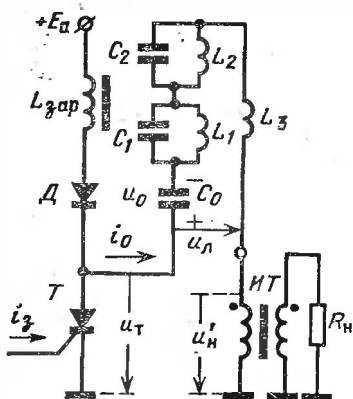


Рис. 25.

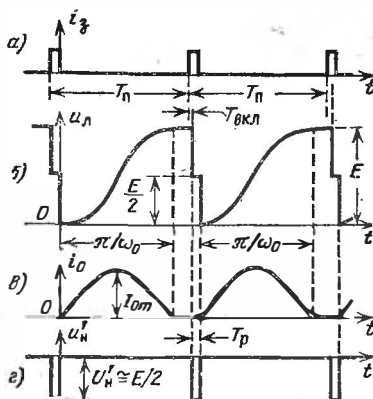


Рис. 26.

Это требование при недостаточно высокой скважности $Q_c = = T_{\text{п}}/T_{\text{р}}$ может сделать невозможным выполнение соотношения (32). В таких случаях (особенно в устройствах большой мощности) целесообразно применять индуктивный токоограничивающий элемент.

3. Схема с индуктивным токоограничивающим элементом изображена на рис. 25. В качестве такого элемента используется катушка с ферромагнитным сердечником, обладающая значительной индуктивностью $L_{\text{зар}}$ порядка 1 Г. Роль коммутирующего прибора в данной схеме выполняет $p-n-p-n$ тиристор T [97, 98, 121, 122, 133—134]. Тиристор способен коммутировать токи большой силы (единицы и десятки ампер), но сравнительно невысокие напряжения (десятки и сотни вольт). Поэтому часто формирующий импульс подается на нагрузочный элемент $R_{\text{н}}$ через повышающий импульсный трансформатор ИТ. В качестве формирующей цепи здесь применен реактивный двухполюсник 2-го вида (C_0 — конденсатор, запасаящий энергию). Питание схемы производится от источника постоянного напряжения E_0 , и в этом случае последовательно с индуктивностью $L_{\text{зар}}$ включается фиксирующий диод D . Данная схема сложнее, чем представленная на рис. 23, но она ра-

ботает более стабильно и обладает повышенной надежностью (из-за использования тиристора вместо тириатрона); кроме того, потери энергии в токоограничивающем элементе и в коммутирующем приборе здесь получаются значительно меньшими [3].

Временные диаграммы процессов в схеме изображены на рис. 26. В зарядной стадии при практически непроводящем тиристоре конденсатор C_0 заряжается от источника E_0 через индуктивность $L_{зар}$, диод D и первичную обмотку ИТ ($L_1 \ll L_{зар}$). В этой

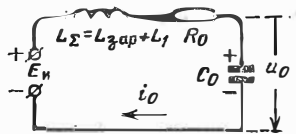


Рис. 27.

сравнительно медленно протекающей стадии работы схемы весьма малые индуктивности L_1 , L_2 и L_3 можно заменить короткозамкнутыми элементами ($u_D \cong u_0$). Эквивалентная схема заряда конденсатора C_0 изображена на рис. 27. Здесь R_0 — эквивалентное активное сопротивление цепи заряда конденсатора; оно определяется в основном омическим сопротивлением обмотки индуктивной катушки и прямым сопротивлением диода D . Собственная частота колебаний зарядной цепи ω_0 и ее добротность Q выражаются соответственно равенствами

и ее добротность Q выражаются соответственно равенствами

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\Sigma} C_0}} \cong \frac{1}{\sqrt{L_{зар} C_0}}; \quad Q \cong \frac{\omega_0 L_{зар}}{R_0}. \quad (7.33)$$

Обычно добротность $Q \gg 1$, и в этом случае заряд конденсатора происходит по колебательному закону

$$u_0 \cong E_0 \left[1 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{2Q} \sin \omega_0 t \right) \right], \quad (7.34)$$

где принято (см. рис. 26, б), что в начальный момент $t = 0$ напряжение $u_0(0) = 0$. Зарядный ток также изменяется по колебательному закону $i_0 \cong I_{0m} e^{-\omega_0 t / (2Q)} \sin \omega_0 t$ (см. рис. 26, в); в момент $t = \pi / \omega_0$ ток $i_0 = 0$, после чего он должен был бы стать отрицательным, что привело бы к уменьшению зарядного напряжения u_0 после достижения значения $(u_0)_{\max}$. Для предотвращения этого установлен диод D , не допускающий протекания тока $i_0 < 0$. Таким образом, напряжение $u_D \cong u_0$ после достижения в момент $t \cong \pi / \omega_0$ максимального значения

$$(u_0)_{\max} \cong E_0 (1 + e^{-\pi / (2Q)}) = E \quad (7.35)$$

сохраняется неизменным до отпирания тиристора T . При $Q > 10$ зарядное напряжение E близко к $2E_0$. Для обеспечения таких благоприятных условий работы зарядной цепи индуктивность $L_{зар}$ выбирается из условия, чтобы полупериод собственных колебаний зарядной цепи удовлетворял с небольшим запасом неравенству

$$\frac{T_0}{2} = \frac{\pi}{\omega_0} \cong \pi \sqrt{L_{зар} C_0} < T_{\Pi}; \quad (7.36)$$

здесь T_{Π} — период повторения запускающих импульсов тока i_2 (см. рис. 26, а), подаваемых на вход тиристора T и вызывающих его отпирание.

После отпирания тиристора его сопротивление $R_T = R_T^+$ резко падает и начинается разрядная (рабочая) стадия формирующего двухполюсника. В течение этой стадии длительностью T_R на первичной обмотке трансформатора возникает импульс напряжения отрицательной полярности (см. рис. 26, з) высотой $U_H' = E/2 - U_T$, где $U_T \ll U_H'$ — падение напряжения на тиристоре в отпертом состоянии. Здесь предполагается, что эквивалентное волновое сопротивление W формирующего двухполюсника согласовано с сопротивлением $R_H' + R_T^+ = R$, где $R_H' = R_H/n^2$ — входное сопротивление трансформатора*).

Включение тиристора происходит с некоторой задержкой $T_{вкл}$ относительно начала действия запускающего импульса тока i_B (см. рис. 26, а, б). Длительность $T_{вкл}$ определяется временем накопления в базовой области тиристора заряда, достаточного для лавинообразного нарастания тока в тиристоре, и временем установления высокой проводимости тиристора [134]. Согласно экспериментальным данным скорость нарастания прямого тока тиристов средней мощности типа Д238, УД63, УД64 составляет около 100 А/мкс [134].

Выключение тиристора также требует определенного времени. Приводимое в паспортных данных время выключения $T_{выкл}$ тиристора состоит из двух интервалов: времени спада $T_{сп}$, в течение которого прямой ток тиристора уменьшается до 10% от рабочего значения, и времени T_T , нужного для восстановления высокого сопротивления тиристора. Для указанных выше тиристов $T_T \cong \cong 1$ мкс. Для обеспечения нормального протекания процесса восстановления высокого сопротивления тиристора после окончания рабочей стадии необходимо ограничить скорость нарастания напряжения на тиристоре на начальном этапе зарядной стадии (в зарядной стадии напряжение на тиристоре $u_T \cong u_H \cong u_0$). При применении индуктивного токоограничивающего элемента такое ограничение обычно обеспечивается, если скважность T_H/T_R более нескольких сотен. В противном случае целесообразно допускать некоторое рассогласование сопротивлений нагрузки и формирующего двухполюсника ($R < W$). Тогда в конце разрядной стадии происходит перезаряд емкости C_0 , и под воздействием небольшого обратного напряжения, возникающего на тиристоре ($u_T \cong u_0 < 0$), его электрическая прочность быстро восстанавливается.

*) Некоторое влияние на процесс формирования импульса оказывает индуктивность намагничивания трансформатора (см. § 7.2, п. 10).

ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И НЕЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Формирование импульсов напряжения иногда производится путем *нелинейного преобразования* синусоидального напряжения. Нелинейное преобразование сигналов применяется также для изменения формы импульсов и их уровня (постоянной составляющей). При таких преобразованиях наряду с нелинейной операцией, лежащей в основе преобразования, часто производятся и линейные операции, играющие определенную роль в получении сигналов нужной формы.

К нелинейным преобразующим устройствам, нашедшим широкое применение, относятся рассматриваемые в данном разделе *амплитудные ограничители, пик-трансформаторы и фиксаторы уровня*. В этих и во многих других импульсных устройствах применяются нелинейные устройства, называемые *электронными ключами*. Они также рассматриваются в настоящем разделе.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

§ 8.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1. Одна из наиболее часто производимых в импульсной технике операций заключается в коммутации (включении и выключении) тех или иных электрических цепей. Эта операция осуществляется бесконтактным способом посредством нелинейных электронных устройств, работающих в *ключевом режиме*, называемых электронными ключами (ЭК). Одно из применений ЭК рассматривалось в § 7.5.

Основу ЭК составляет используемый в нем нелинейный элемент или прибор (диод, триод и др.). ЭК содержит и другие элементы (резисторы, конденсаторы и др.), а также источники напряжений (питающих и смещающих). Но в целом

ЭК можно рассматривать как нелинейный четырехполюсник (рис. 1), на входе которого действует напряжение $u_{вх}$, управляющее работой ЭК*). Это напряжение создается совокупным действием источника смещающего напряжения, входящего в состав ЭК, и внешнего источника *запускающих сигналов*, обладающего э. д. с. $e_2 = e_2(t)$ и внутренним сопротивлением R_2^{**}). Первый из упомянутых источников служит для установки нужного режима работы ЭК, а второй — для управления работой ЭК. Четырехполюсник обладает тем основным свойством, что в зависимости от величины

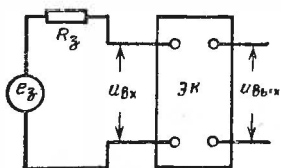


Рис. 1.

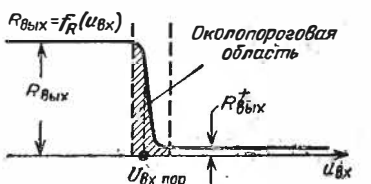


Рис. 2.

$u_{вх}$ относительно некоторого порогового значения $U_{вх\ пор}$ выходное сопротивление $R_{вых}$ четырехполюсника***) имеет резко различную величину (рис. 2): либо $R_{вых} = R_{вых}^+$ очень мало (практически единицы и десятки Ом), либо $R_{вых} = R_{вых}^-$ достаточно велико ($R_{вых}^- \gg R_{вых}^+$). При этом область значений $u_{вх}$ в которой величина $R_{вых}$ резко меняется, называемая *околопороговой областью*, невелика (обычно не более нескольких десятых долей В). Вне этой узкой области указанные значения $R_{вых}$ практически не зависят от $u_{вх}$. Таким образом, выходная цепь четырехполюсника обладает свойствами ключа, который замкнут при $R_{вых} = R_{вых}^+$ и разомкнут при $R_{вых} = R_{вых}^-$. При подключении к выходу ЭК нагрузочного элемента (или устройства) он в зависимости от величины $u_{вх}$ оказывается зашунтированным либо очень малым, либо весьма большим сопротивлением. В этом и заключается коммутация, производимая ЭК.

*) В некоторых случаях удобнее полагать, что управление работой ЭК производится не на п р я ж е н и е м, а током.

***) Реальная схема источника e_2 бывает более сложной, но она может быть сведена к схеме, показанной на рис. 1.

****) Здесь и в дальнейшем (при отсутствии оговорок) имеется в виду сопротивление постоянному току.

2. Быстродействие ЭК. Переключение ЭК, т. е. его перевод из разомкнутого состояния в замкнутое или наоборот, происходит при изменении э. д. с. $e_a(t)$ источника запускающих сигналов, приводящем к надлежащему изменению входного напряжения ЭК (рис. 2)*). Переключение ЭК происходит быстро, но не мгновенно. Это обусловлено инерционными свойствами ЭК и конечной скоростью изменения э. д. с. $e_a(t)$. Длительность переключения ЭК определяет его быстродействие (чем меньше длительность, тем выше быстродействие). При многих применениях требуется, чтобы ЭК обладал высоким быстродействием.

3. Пороговым напряжением ЭК называется такое значение его входного напряжения $u_{вх} = U_{вх пор}$ (рис. 2), в небольшой окрестности которого выходное сопротивление $R_{вых}$ ЭК резко меняется. Величина и полярность порогового напряжения зависят от свойств нелинейного элемента, используемого в ЭК. Конкретное значение порогового напряжения связывается с такой точкой характеристики нелинейного элемента ЭК, которая является переломной в отношении фундаментального свойства этого элемента, важного для его применения в ЭК. Так, например, при использовании в качестве нелинейного элемента ЭК полупроводникового диода за переломную точку его вольтамперной характеристики принимается точка, в которой напряжение на диоде $u_d = 0$, так как при $u_d > 0$ возникает инжекция неосновных носителей тока через pn -переход диода; с этим явлением связано изменение проводимости диода, что и приводит к изменению выходного сопротивления ЭК. При таком подходе к определению порогового напряжения ЭК точка $U_{вх пор}$ на характеристике $R_{вых} = f_R(u_{вх})$ (рис. 2) может оказаться не в центре околопороговой области. Это обстоятельство ввиду узости околопороговой области не имеет особого значения. Более существенно то, что при таком подходе удается наиболее просто и с наибольшей

*1) В данной главе рассматриваются только ЭК двухстороннего управления, которые при воздействии надлежащих запускающих сигналов могут переключаться в любом направлении. Находят применение и ЭК одностороннего управления, которые могут переключаться только в одном направлении — из разомкнутого состояния в замкнутое; восстановление же разомкнутого состояния ЭК происходит в результате завершения процессов в нагрузочном элементе, вызванных замыканием ЭК. Рассмотренный в § 7.5 ЭК (на тиратроне) является типичным представителем ЭК одностороннего управления.

определенностью выразить значение порогового напряжения ЭК.

4. **Чувствительность ЭК.** Будем полагать, что источник e_3 имеет два стационарных уровня, которым соответствуют два стационарных состояния ЭК:

$$e_3 = \left\{ \begin{array}{l} E_3^- \text{ при разомкнутом ЭК } (R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}^-), \\ E_3^+ \text{ при замкнутом ЭК } (R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}^+). \end{array} \right\} \quad (8.1)$$

Предположим, что все параметры ЭК, а также напряжения всех его источников фиксированы и неизменны; неизменна также и характеристика $R_{\text{ВЫХ}} = f_R(u_{\text{ВХ}})$ (рис. 3). Пусть при этих условиях напряжения источников ЭК и стационарные уровни E_3^- и E_3^+ подобраны таким образом, что этим уровням соответствуют два желательных в том или ином смысле уровня входного напряжения (рис. 3):

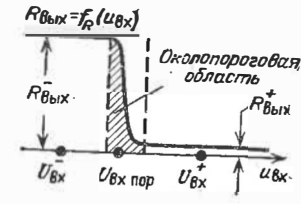


Рис. 3.

$$u_{\text{ВХ}} = \left\{ \begin{array}{l} U_{\text{ВХ}}^- \text{ при } e_3 = E_3^- \quad (R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}^-), \\ U_{\text{ВХ}}^+ \text{ при } e_3 = E_3^+ \quad (R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}^+). \end{array} \right\} \quad (8.2)$$

В рассматриваемых условиях переключение ЭК происходит при перепаде э. д. с. E_3 , равном $|E_3^- - E_3^+|$. Этому соответствует перепад входного напряжения $|U_{\text{ВХ}}^- - U_{\text{ВХ}}^+|$. Зная величины сопротивления R_3 (см. рис. 1) и входного сопротивления ЭК, можно по известному перепаду $u_{\text{ВХ}}$ определить перепад e_3 . Для получения минимального перепада $|E_3^- - E_3^+|$ (что, вообще говоря, было бы желательно), следовало бы выбрать такой режим работы ЭК, при котором стационарные уровни $U_{\text{ВХ}}^-$ и $U_{\text{ВХ}}^+$ расположены на характеристике ЭК (рис. 3) у самых границ околопороговой области. Однако в реальных условиях это недостижимо как по причине нестабильности стационарных уровней $u_{\text{ВХ}}$ и e_3 , так и из-за требования предотвращения срабатывания ЭК под воздействием помеховых импульсов.

Чувствительностью ЭК по запуску или, короче, *чувствительностью ЭК* называется его чувствительность к перепадам э. д. с. источника запускающих сигналов, приводящим к переключению ЭК. Чувствительность ЭК выражается величиной $|E_3^- - E_3^+|$ перепада э. д. с. источника

запускающих сигналов, неходимой для бесперебойного переключения ЭК*). Понятие о *бесперебойном переключении* ЭК — вероятностное понятие. Оно означает, что переключение ЭК должно происходить с заданной достаточно высокой вероятностью (обычно выше 0,999) при каждом перепаде э. д. с. e_3 от одного из своих стационарных уровней к другому.

5. Дестабилизирующие факторы. При эксплуатации аппаратуры следует учитывать влияние на работу электронных устройств дестабилизирующих факторов; важными из них являются:

— изменение температуры окружающей среды;

— непостоянство питающих и смещающих напряжений;

— изменение параметров элементов схем из-за старения;

— разброс параметров относительно их номиналов.

Из-за влияния дестабилизирующих факторов стационарные уровни напряжений оказываются нестабильными. *Нестабильность уровня U определяется тем практически наибольшим изменением ΔU этого уровня, вероятность превышения которого меньше некоторого установленного значения (обычно меньше 0,001).*

Таким образом, в реальных условиях работы ЭК вместо дискретных значений стационарных уровней $U_{\text{вх}}^-$ и $U_{\text{вх}}^+$ (рис. 3) получаются области значений этих уровней шириной $\Delta U_{\text{вх}}^-$ и $\Delta U_{\text{вх}}^+$ (рис. 4). Границы этих областей определяются некоторыми граничными значениями входных напряжений $U_{\text{вх г1}}^\pm$ и $U_{\text{вх г2}}^\pm$. Сама характеристика $R_{\text{вых}} = f_R(u_{\text{вх}})$ оказывается также нестабильной. На рис. 4 крупным пунктиром показаны границы околопороговой области при наибольшей (в некоторых реальных условиях) ее ширине.

Зная параметры и свойства элементов ЭК и статистические данные о влиянии дестабилизирующих факторов на работу ЭК, можно оценить величины $\Delta U_{\text{вх}}^-$ и $\Delta U_{\text{вх}}^+$. Методика получения такой оценки освещена в специальной

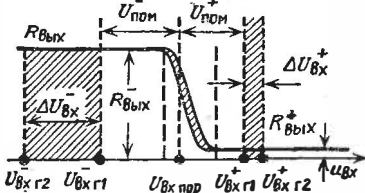


Рис. 4.

*) Известны и другие определения чувствительности ЭК [115]

литературе [115—119]. Применительно к электронным устройствам с полупроводниковыми приборами основное стабилизирующее действие при широком диапазоне рабочих температур оказывает изменение температуры.

6. Помехоустойчивость ЭК. В реальных условиях работы ЭК они подвержены воздействию *помеховых импульсов* значительной высоты, проникающих во входную цепь ЭК из-за наличия паразитных связей входной цепи с цепями других устройств аппаратуры. Помеховые импульсы не должны вызывать качественного изменения состояния ЭК. Это значит, что в результате воздействия помехового импульса на ЭК, находящийся в одном из своих стационарных состояний, выходное сопротивление ЭК не должно существенно изменяться*). Такое качество работы ЭК называется его *помехоустойчивостью*.

Допустимое изменение выходного сопротивления ЭК при воздействии помехового импульса обуславливается требованием нормальной работы нагрузочного элемента ЭК. Иногда недопустимо, например, такое *уменьшение* $R_{\text{вых}}$ (от значения $R_{\text{вых}}^-$), при котором отношение $R_{\text{вых}}/R_{\text{вых}}^+ < 10$, или такое *увеличение* $R_{\text{вых}}$ (от значения $R_{\text{вых}}^+$), при котором $R_{\text{вых}}/R_{\text{вых}}^+ > 2^{**}$). В некоторых же случаях недопустимым является лишь переключение ЭК. Будем называть любое недопустимое изменение состояния ЭК *ложным срабатыванием ЭК*.

Для обеспечения нужной помехоустойчивости ЭК следует установить такие значения стационарных уровней и соответствующих им разностей (рис. 4)

$$|U_{\text{вх пор}} - U_{\text{вх гл}}^-| = U_{\text{пом}}^-, \quad |U_{\text{вх пор}} - U_{\text{вх гл}}^+| = U_{\text{пом}}^+, \quad (8.3)$$

при которых число ложных срабатываний ЭК в 1 с (или их процентное значение относительно числа рабочих переключений) не превышает заданной величины. Последняя обуславливается требованиями нормальной работы нагрузочного элемента ЭК.

Теоретический расчет помехоустойчивости ЭК связан с решением сложной задачи [115]. На практике нужные

*) В зависимости от того, в каком из своих стационарных состояний находится ЭК, вредное действие оказывают помеховые импульсы лишь той полярности, которые вызывают уменьшение абсолютной величины $|u_{\text{вх}} - U_{\text{вх пор}}|$ (рис. 4).

***) Часто удобнее о допустимых изменениях состояния ЭК судить по изменению выходного напряжения ЭК (см. рис. 1).

значения $U_{\text{пом}}^-$ и $U_{\text{п.л.}}^+$ обычно устанавливаются опытным путем*).

7. Надежность работы ЭК. Массовое применение ЭК в аппаратуре делает важным обеспечение возможно более простыми средствами должной надежности работы ЭК [120]. Применительно к ЭК такое свойство заключается в том, что ЭК должен обладать нужной помехоустойчивостью и в реальных условиях эксплуатации он должен бесперебойно переключаться при воздействии запускающих импульсов; при этом ЭК должен удовлетворять требованиям в отношении быстродействия, чувствительности и электрических характеристик ЭК (величин выходных сопротивлений, рабочего перепада напряжения, отдаваемого в нагрузку тока и др.). Часто существенное значение имеют механическая прочность ЭК (его вибростойкость и ударостойкость), радиационная стойкость ЭК, а также вес, габариты и срок службы ЭК.

8. В качестве нелинейного элемента ЭК применяются полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры, туннельные диоды), электронные лампы и газоразрядные приборы (в основном тиратроны). По большинству технических и эксплуатационных показателей (за исключением наибольших допускаемых величин рабочих напряжений и температурной стабильности характеристик ЭК) наилучшими качествами обладают ЭК, построенные на полупроводниковых приборах, — в основном *транзисторные ключи и диодные ключи*, применяемые в импульсной технике наиболее широко.

Теории и практике применения ЭК разных типов посвящена обширная литература [98, 106, 111 и др.).

§ 8.2. ТРАНЗИСТОРНЫЙ КЛЮЧ (ТК)

А. ТРАНЗИСТОРНАЯ КЛЮЧЕВАЯ СХЕМА

1. Транзисторный ключ является основным элементом более сложных импульсных устройств *регенеративного* типа (пара ТК, связанных положительной обратной связью, образуют *мультивибратор* и *триггер*); ТК используются

* Из-за инерционных свойств ЭК действие помехового импульса зависит не только от его высоты, но и от формы и длительности этого импульса.

также и в ряде других импульсных устройств. В зависимости от назначения и особенностей работы ТК его схема несколько видоизменяется. Но в основе построения всех таких схем лежит изображенная на рис. 5 *транзисторная ключевая схема* (схема транзисторного каскада, работающего в *ключевом режиме*).

Сопротивление R_K резистора в коллекторной цепи транзистора ключевой схемы (рис. 5) часто не превышает 1 кОм. Коллекторное напряжение u_K — *выходное напряжение* ТК (см. рис. 1). К выходу ТК приключается нагрузочный элемент; мы пока будем рассматривать процессы в ТК при отключенной нагрузке*).

Базовое напряжение u_B — *входное (управляющее) напряжение* ТК (см. § 8.1, п. 1). Схема цепи базы (входной цепи ТК) в действительности сложнее схемы, показанной на рис. 5: в реальной цепи базы кроме *источника запускающих сигналов* $e_B = e_B(t)$ (см. рис. 1) действует также источник смещающего напряжения (для установки нужного режима работы ТК).

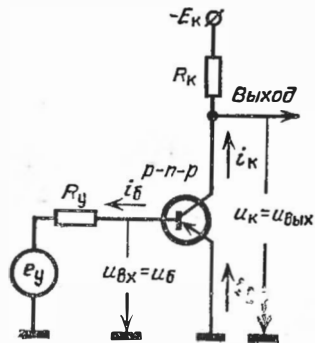


Рис. 5.

Совместное действие этих источников с учетом других элементов входной цепи (внутреннего сопротивления R_B источника e_B , сопротивлений связи, разделительного конденсатора и др.) сводится к действию управляющей э. д. с. $e_y = e_y(t)$, обладающей внутренним сопротивлением R_y (рис. 5).

2. Двум стационарным состояниям ТК соответствуют стационарные уровни э. д. с. e_y и базового напряжения u_B :

$$\left. \begin{array}{l} \text{при разомкнутом ТК } e_y = E_y^- \text{ и } u_B = U_B^-, \\ \text{при замкнутом ТК } e_y = E_y^+ \text{ и } u_B = U_B^+. \end{array} \right\} \quad (8.4)$$

Эти уровни получаются при надлежащих стационарных значениях э. д. с. e_B , определяемых соотношениями (1). При изменении в процессе переключения ТК э. д. с. $e_B(t)$ от од-

* Действие ТК на нагрузочный элемент можно выявить методом эквивалентного генератора (см. § 8.4, пп. 14—16).

ного из своих стационарных уровней к другому соответственно меняются стационарные уровни e_y и u_6 .

3. Ключевые схемы строятся на транзисторах как типа $p-n-p$, так и типа $n-p-n$. Для определенности здесь и в дальнейшем имеются в виду схемы на транзисторах типа $p-n-p$. В соответствии с этим на представленной на рис. 5 схеме обозначено напряжение $-E_k < 0$ и указаны положительные направления токов транзистора, совпадающие с направлением их протекания при отпертом транзисторе. Токи транзистора связаны между собой соотношением $i_э = i_k + i_б$.

Принятые на схеме положительные направления отсчета потенциалов (V) измеряются относительно потенциала эмиттера $V_э = 0$. Базовое и коллекторное напряжение транзистора определяются равенствами;

$$\left. \begin{aligned} u_б &= u_{б-э} = V_б - V_э = -u_{э-б}; \\ u_k &= u_{к-э} = V_k - V_э = -u_{э-к}. \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

4. Транзисторная ключевая схема подобна схеме *транзисторного резистивного усилителя с общим эмиттером* [98, 123, 124]. Однако по функциям, выполняемым обеими схемами, и режимам их работы они существенно различны. Усилительный каскад предназначен для усиления сигналов с минимальным искажением их формы; процессы в усилителе протекают в активной (линейной) области характеристик транзистора. Транзисторный ключевой каскад выполняет функции электронного ключа. Разомкнутому ключу соответствует режим отсечки транзистора, при котором он заперт; замкнутому ключу соответствует режим насыщения отпертого транзистора*). При переходе ключа из одного состояния в другое транзистор «пробегаёт» активную область характеристик, находясь в переходном активном режиме работы. В целом процессы в ключевом каскаде носят резко нелинейный характер.

Б. СТАЦИОНАРНЫЕ СОСТОЯНИЯ КЛЮЧЕВОЙ СХЕМЫ

5. Статические характеристики. Поведение ТК в стационарных состояниях полностью определяется статическими характеристиками транзистора. Обычно используются семейство выходных характеристик $I_k = F_k(U_k)$

*) Достоинства такого режима поясняются в пп. 18 и 20.

(рис. 6, а) и семейство в х о д н ы х характеристик $I_{\text{б}} = F_{\text{б}}(U_{\text{б}})$ (рис. 6, б). Параметром 1-го семейства является ток базы $I_{\text{б}}$, параметром 2-го семейства — коллекторное напряжение $U_{\text{к}}$. В справочной литературе приводятся только две ветви входных характеристик, соответствующие $U_{\text{к}} = 0$ и (обычно) $U_{\text{к}} = -5\text{В}$. Первая ветвь пересекает ось абсцисс при $U_{\text{б}} = 0$, а вторая — при $U_{\text{б}} = U_{\text{б}0} < 0$.

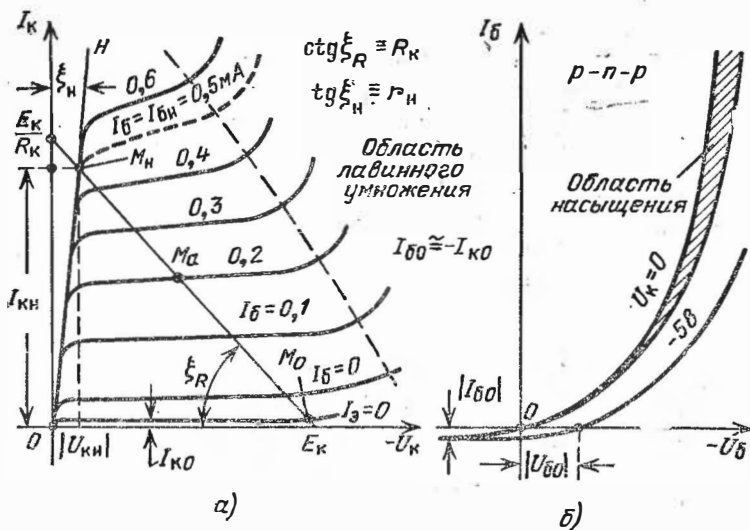


Рис 6.

Вся область статических характеристик (исключая показанную на рис. 6, а область лавинного умножения) подразделяется на три локальные области относительного постоянства параметров транзистора, которым соответствуют три режима работы транзистора: режим отсечки, активный режим и режим насыщения.

При любом стационарном режиме работы схемы, представленной на рис. 5, коллекторное напряжение и ток коллектора транзистора связаны уравнением Кирхгофа

$$U_{\text{к}} = -E_{\text{к}} + I_{\text{к}} R_{\text{к}}; \quad (8.6)$$

это линейное уравнение — уравнение нагрузочной прямой $M_0 M_{\text{н}}$ (рис. 6, а). При задании тока базы $I_{\text{б}} = \text{const}$ на нагрузочной прямой фиксируется рабочая точка (например, точка $M_{\text{н}}$ при $I_{\text{б}} = 0,2 \text{ мА}$ или точка $M_{\text{н}}$ при $I_{\text{б}} \geq 0,5 \text{ мА}$),

определяющая стационарные значения $U_{\text{к}}$ и $I_{\text{к}}$. В стационарных состояниях ключевой схемы транзистор работает либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения.

6. Режим отсечки имеет место при обратном смещении коллекторного и эмиттерного переходов транзистора. На входных характеристиках (рис. 6, б) этому режиму запертого состояния транзистора соответствует область $U_{\text{б}} > 0$; на выходных характеристиках (рис. 6, а) область отсечки практически совпадает с самой нижней характеристикой семейства, называемой *характеристикой отсечки*. Характеристика отсечки снимается при разорванной цепи эмиттера ($I_{\text{э}} = 0$), когда ток коллектора $I_{\text{к}} = -I_{\text{б}}$. В области, не очень близкой к области лавинного умножения, этот ток $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$, называемый *начальным (обратным) током коллекторного перехода*, почти не зависит от $U_{\text{к}}$. Таким образом, если принять $I_{\text{к0}} = \text{const}$, то можно считать, что параметром характеристики отсечки является ток базы $I_{\text{б}} = -I_{\text{к0}}$. Это находится в соответствии с тем, что в режиме отсечки ток эмиттера $I_{\text{э}} \cong 0$ и при неразорванной цепи эмиттера [98, 121, 122], ввиду чего при $U_{\text{б}} > 0$ ток базы $I_{\text{б}} = I_{\text{б0}} \cong -I_{\text{к0}}$.

Режим отсечки соответствует стационарному разомкнутому состоянию ТК, так как в этом режиме выходное сопротивление ТК имеет наибольшую возможную величину. Действительно, в режиме отсечки коллекторное напряжение транзистора (см. рис. 5) $U_{\text{к}} = U_{\text{к}}^-$ определяется точкой M_0 пересечения нагрузочной прямой с характеристикой отсечки (рис. 6, а). Так как $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$, то согласно формуле (6)

$$U_{\text{к}}^- = -E_{\text{к}} + I_{\text{к0}} R_{\text{к}} \cong -E_{\text{к}}, \quad (8.7)$$

и сопротивление транзистора постоянному току

$$r_{\text{т}}^- = \frac{|U_{\text{к}}^-|}{I_{\text{к0}}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{к0}}} \quad (8.8)$$

весьма велико (обычно более 100^2 кОм). Так как $R_{\text{к}} \ll r_{\text{т}}^-$, то выходное сопротивление ТК (см. рис. 5)

$$R_{\text{вых}}^- = R_{\text{к}} \parallel r_{\text{т}}^- \cong R_{\text{к}} \quad (8.9)$$

при заданном значении $R_{\text{к}}$ оказывается максимально возможным. Для его увеличения, что было бы желательно, следует повышать величину $R_{\text{к}}$. Но это, как мы увидим, приводит к понижению быстродействия ТК. Поэтому часто $R_{\text{к}} \leq 1 \text{ кОм}$.

7. Режим насыщения имеет место при прямом смещении обоих переходов транзистора. Область насыщения в плоскости входных характеристик (рис. 6, б) прилегает к ветви с параметром $U_{\kappa} = 0$ (при $U_{\delta} < 0$); в плоскости выходных характеристик (рис. 6, а) она сжата в очень узкую область, в которой характеристики с разными значениями параметра I_{δ} почти сливаются в одну прямую — *линию насыщения* OH ; такая идеализация реальных характеристик применяется при технических расчетах. Каждой точке линии OH (например, точке M_H) соответствуют некоторые значения напряжения $U_{\kappa} = U_{\kappa H}$ и тока $I_{\kappa} = I_{\kappa H}$, называемого *током насыщения*. Эти величины связаны линейным уравнением $|U_{\kappa H}| = I_{\kappa H} r_H$ — уравнением прямой OH . Здесь $r_H = r_T^+$ — *сопротивление насыщенного транзистора*; оно определяется крутизной линии насыщения. Сопротивление r_H весьма мало (например, у германиевого транзистора типа МП40 $r_H \cong 5$ Ом). Каждой точке линии насыщения соответствует также некоторое *граничное* значение тока базы $I_{\delta} = I_{\delta H}$, при котором транзистор в х о д и т в насыщение. Так, в точке M_H (рис. 6, а) ток $I_{\delta H} = 0,5$ мА.

Пусть сопротивление R_{κ} задано и положение нагрузочной прямой $M_0 M_H$ (рис. 6, а) определено. Если постепенно повышать ток базы, то рабочая точка будет перемещаться вверх по нагрузочной прямой; соответственно будет возрастать ток I_{κ} и уменьшаться напряжение $|U_{\kappa}|$. При $I_{\delta} = I_{\delta H}$ рабочая точка достигнет точки M_H , в которой ток $I_{\kappa} = I_{\kappa H}$. При дальнейшем увеличении тока базы ($I_{\delta} > I_{\delta H}$) положение рабочей точки почти не меняется, так как все характеристики с параметром $I_{\delta} > I_{\delta H}$ практически проходят через точку M_H . С *возрастанием тока $I_{\delta} > I_{\delta H}$ повышается лишь степень насыщения транзистора, характеризующая коэффициентом насыщения**:

$$s = \frac{I_{\delta} + I_{\kappa 0}}{I_{\delta H} + I_{\kappa 0}} \cong \frac{I_{\delta}}{I_{\delta H}} \gg 1. \quad (8.10)$$

*) В формуле (10) $I_{\delta} + I_{\kappa 0}$ выражает *п р и р а щ е н и е* тока базы от значения $I_{\delta 0} \cong -I_{\kappa 0}$ до I_{δ} ; аналогично $I_{\delta H} + I_{\kappa 0}$ выражает *п р и р а щ е н и е* тока базы до значения, при котором транзистор входит в насыщение. Приближенной формулой нельзя пользоваться при $I_{\delta H} \cong 0$ (что в некоторых режимах может иметь место), так как в этом случае получается $s \cong \infty$, и это значение отнюдь не выражает соотношение зарядов в базе в насыщенном и ненасыщенном состояниях.

8. До входа транзистора в насыщение его сопротивление $r_T = |U_K|/I_K$ существенно зависит от положения рабочей точки на нагрузочной прямой и от величины R_K , определяющей наклон этой прямой. По мере перемещения рабочей точки по нагрузочной прямой сопротивление r_T быстро уменьшается, так как напряжение $|U_K|$ уменьшается, а ток I_K растет. При входе транзистора в насыщение рабочая точка попадает на линию насыщения и сопротивление r_T становится минимально возможным:

$$(r_T)_{\text{наим}} = r_T^+ = r_H = \frac{|U_{KH}|}{I_{KH}}. \quad (8.11)$$

Это значение уже не зависит от величин I_B и R_K .

Так как $r_H \ll R_K$, то выходное сопротивление ключевой схемы (см. рис. 5) в режиме насыщения

$$R_{\text{вых}}^+ = r_H \parallel R_K \cong r_H \quad (8.12)$$

является минимально возможным; оно и представляет собой *выходное сопротивление ТК в стационарном замкнутом состоянии*.

9. Из рис. 6, а видно, что в режиме насыщения ток коллектора достигает наибольшей возможной (при заданном R_K) величины. Это вытекает также из закона Ома. Действительно, в любой точке нагрузочной прямой ток коллектора

$$I_K = \frac{E_K - |U_K|}{R_K} = \frac{E_K - I_K r_T}{R_K}, \quad \text{откуда} \quad I_K = \frac{E_K}{R_K + r_T}.$$

Но в режиме насыщения сопротивления r_T становится наименьшим ($r_T = r_H \ll R_K$). Следовательно, наибольшая возможная величина тока коллектора

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K + r_H} \cong \frac{E_K}{R_K}. \quad (8.13)$$

Из приведенных выше соотношений следует, что *насыщенный транзистор почти эквивалентен короткозамкнутому элементу*. Следовательно, режим насыщения в наибольшей мере удовлетворяет требованиям к ТК в стационарном замкнутом состоянии.

10. **Активный режим** транзистора имеет место при нормальном смещении его переходов (эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном). Активная область характеристик транзистора расположена между областями отсечки и насыщения. Нор-

маленькое смещение переходов транзистора ключевой схемы получается только в кратковременной переходной стадии работы ТК, когда он переходит из одного стационарного состояния в другое. Хотя статические характеристики транзистора не определяют его поведения в переходной стадии, тем не менее они представляют интерес: они позволяют установить связь между токами базы и коллектора транзистора в стационарном состоянии ТК.

Пусть положение нагрузочной прямой известно (рис. 6, а). При принятой идеализации линии насыщения $ОН$ можно считать, что точка M_H расположена на границе области насыщения и активной области. Поэтому допустимо полагать, что связь между токами I_{KH} и I_{BH} определяется закономерностями, относящимися к стационарному активному режиму работы.

В активной области кривые семейства выходных характеристик транзистора близки к линейным и примерно эквидистантны по параметру I_B . Поэтому при определении тока коллектора при *большом сигнале* (т. е. в активной области, прилегающей к линии насыщения) исходят из соотношения [98, 101, 102, 122]

$$I_K = B(I_B + I_{K0}) + I_{K0} \cong B(I_B + I_{K0}); \quad (8.14)$$

здесь B — статический коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером при *большом сигнале* (в справочной литературе [102] он обозначается символом $h_{21Э}$).

Применительно к точке M_H (рис. 6, а) можно записать

$$I_{KH} \cong B(I_{BH} + I_{K0}) \cong BI_{BH}. \quad (8.15)$$

В последнем приближении предполагается, что $I_{BH} \gg I_{K0}$; это обычно справедливо для кремниевых транзисторов, но нередко приемлемо и для германиевых транзисторов.

Параметр B выражает *интегральное* значение коэффициента усиления тока базы [98]. В практике расчета усилителей [123, 124] оперируют с *дифференциальным* (малосигнальным) значением коэффициента усиления тока базы $\beta_0 = h_{21Э}$. Сравнительно с разбросом значений B и β_0 от одного образца транзистора к другому различие величин B и β_0 настолько мало, что при расчетах допустимо полагать $B \cong \beta_0$ [98].

11. Изменение температуры среды — важнейший фактор дестабилизации работы полупроводниковых импульсных устройств.

Наиболее сильно влияет температура на величину тока $I_{к0}$, который у германиевых транзисторов весьма значителен (при 70°C он достигает $0,1\text{ мА}$). В справочниках приводятся значения тока $I_{к0}$ при некоторых фиксированных температурах.

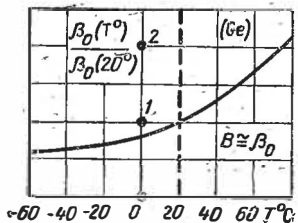


Рис. 7.

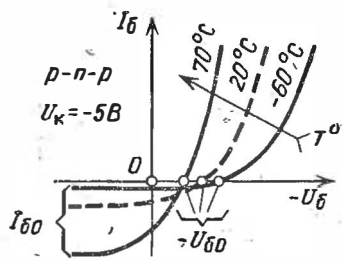


Рис. 8.

Зная ток $I_{к0}(T_1^\circ)$ при температуре T_1° , можно найти ток $I_{к0}(T_2^\circ)$ при температуре T_2° из известного соотношения [97, 98, 121, 122]:

$$I_{к0}(T_2^\circ) = I_{к0}(T_1^\circ) \cdot 2^{\frac{T_2^\circ - T_1^\circ}{\Delta T_*^\circ}}, \quad (8.16)$$

где $\Delta T_*^\circ \cong 7^\circ \div 10^\circ$ — температура удвоения, т. е. интервал температур, при котором величина $I_{к0}$ удваивается.

12. С повышением температуры величины $B \cong \beta_0$ существенно возрастают. В справочниках [102] приводятся зависимости величины β_0 (нормированной относительно значения β_0 при $T^\circ = 20^\circ\text{C}$) от температуры. Типичный вид такой зависимости показан на рис. 7. Для германиевых транзисторов величина β_0 при 70°C возрастает в 1,3 — 2,5 раза, а при -60°C снижается в 1,2—1,5 раза относительно значения β_0 при 20°C . Для кремниевых транзисторов эти изменения составляют: 1,5—2 раза при 100°C и 1,1—1,3 раза при -60°C .

13. Заметное влияние оказывает температура на входные характеристики транзистора (рис. 8). С повышением температуры возрастает начальный ток $|I_{Б0}| \cong I_{к0}$ и характеристики сдвигаются в сторону меньших значений $|U_{Б}|$,

а их крутизна возрастает; меняется и величина $U_{\text{б0}}$: у германиевых транзисторов на $\sim 0,1\text{В}$ при изменении температуры от -60 до $+70^\circ\text{С}$, а у кремниевых транзисторов на $\sim 0,3\text{В}$ при изменении температуры от -60 до $+120^\circ\text{С}$.

Г. ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАЦИОНАРНЫХ СОСТОЯНИЙ ТК.

14. Пороговое напряжение ТК. Согласно определению, данному в § 8.1, п. 1 (см. рис. 2), *околопороговая область* ТК — область значений входного (базового) напряжения $U_{\text{вх}} = U_{\text{б}}$ (см. рис. 5), в которой происходит существенное изменение выходного сопротивления ТК от стационарного значения $R_{\text{вых}}^- \cong R_{\text{к}}$ до стационарного значения $R_{\text{вых}}^+ \cong r_{\text{н}}^*$. Изменение $R_{\text{вых}}$ обусловлено изменением сопротивления $r_{\text{т}} = |U_{\text{к}}|/I_{\text{к}}$ транзистора, которое происходит при изменении тока коллектора от значения $I_{\text{к}}^- = I_{\text{к0}}$ до значения $I_{\text{к}}^+ = I_{\text{кн}}$. Ток же коллектора (при заданных величинах $E_{\text{к}}$ и $R_{\text{к}}$) является функцией базового напряжения. Эта зависимость проявляется еще в области отсечки, начиная с базового напряжения [97, 98]

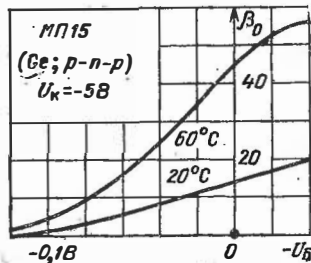


Рис. 9.

$$U_{\text{бп}}^- \cong 4\varphi_{\text{T}} \cong 0,1\text{В}, \text{ где } \varphi_{\text{T}} = \frac{kT}{q_e} \cong 0,026\text{В} \quad (8.17)$$

— *температурный потенциал* (q_e — заряд электрона, k — постоянная Больцмана и принято $T = 300^\circ\text{К}$). В рассматриваемой области коэффициент $\beta_0 > 1$ (особенно при высокой температуре) [15], что иллюстрируется приведенными на рис. 9 кривыми, типичными для германиевых транзисторов. Постоянство тока $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$ (его независимость от базового напряжения) и соответственно значение $\beta_0 \cong 1$ достигаются лишь в режиме глубокой отсечки [97, 98], т.е. при $U_{\text{б}} \geq U_{\text{бп}}^{**}$.

*) В дальнейшем символы величин, относящихся к стационарным состояниям ТК, отмечены индексамн *минус* или *плюс* при соответственно разомкнутом или замкнутом состоянии ТК.

**) Это обстоятельство особо важно при использовании ТК в устройствах регенеративного типа (например, триггерах).

Таким образом, одна из границ околопороговой области ТК (см. рис. 2) определяется базовым напряжением $U_{бн}^-$; это напряжение сравнительно слабо меняется с температурой. Вторая граница околопороговой области соответствует базовому напряжению $U_{бн}^+ = U_{бн}$, при котором транзистор в х о д и т в насыщение.

Согласно изложенному в § 8.1, п. 3 в качестве *порогового напряжения* ТК можно принять базовое напряжение

$$U_{б\text{ пор}} = 0. \quad (8.18)$$

Это значение отличается наибольшей определенностью. Точка $U_{б} = 0$ является переломной в отношении фундаментального свойства транзистора — его способности инжектировать неосновные носители тока через эмиттерный переход. С этим явлением связано резкое уменьшение входного сопротивления транзистора, отпираемого импульсом напряжения с крутым фронтом (см. § 8.3, п. 22).

15. Стационарные состояния ТК должны сохраняться в реальных условиях при действии различных дестабилизирующих факторов, а также помеховых импульсов. В дальнейшем будем учитывать дестабилизирующее действие изменения рабочей температуры, играющее преобладающую роль, а также весьма значительный разброс параметров транзистора. Методика учета на работу ТК других дестабилизирующих факторов рассматривается в специальных пособиях [100, 115—119].

16. Обеспечение разомкнутого состояния ТК. В этом состоянии транзистор должен находиться в *режиме глубокой отсечки*. Пусть из опытных данных или расчета установлено, что для обеспечения нужной помехоустойчивости ТК базовое напряжение $U_{б}^-$ транзистора не должно быть меньше некоторого граничного значения $U_{бг}^- = U_{вхг}^-$ (см. рис. 4)*), т. е.

$$U_{б}^- \geq U_{бг}^-. \quad (8.19)$$

Схема входной (базовой) цепи ТК (см. рис. 5) в данном режиме может быть приведена к виду, показанному на рис. 10. Здесь транзистор заменен генератором тока $I_{к0}$

*1) Согласно опытным данным в зависимости от высоты помеховых импульсов величина $U_{бг}^- \cong (0,1 - 1)В$. Если цепь базы не охвачена положительной обратной связью, то иногда допустимо принять $U_{б\text{ пор}} = U_{б0}$ (см. рис. 6, б) и $U_{бг}^- = U_{б0} + U_{пом}$.

(втекающего в $p-n-p$ базу), а управляющая э. д. с. $e_y = E_y^- = \text{const}$ и сопротивление $R_y = R_y^-$ имеют такие значения, при которых соотношение (19) выполнимо*). Как видно из схемы, напряжение U_b^- зависит от тока $I_{к0}$: $U_b^- = E_y^- - I_{к0} R_y^-$. Пусть $I_{к0 \text{ наиб}}$ — наибольшая величина начального тока транзистора данного типа при наивысшей рабочей температуре. Для удовлетворения соотношению (19) достаточно, чтобы выполнялось равенство

$$E_y^- - I_{к0 \text{ наиб}} R_y^- = U_{бг}^- \quad (8.20)$$

При большой величине падения напряжения $I_{к0 \text{ наиб}} R_y^-$ потребуется большое напряжение E_y^- . Это значит, что чувствительность ТК к запускающим импульсам будет низка. Поэтому следует ограничить величину R_y^- из равенства

$$I_{к0 \text{ наиб}} R_y^- = \varepsilon^- E_y^-, \quad (8.21)$$

где ε^- — некоторая желательна малая величина. Решая уравнения (20) и (21) относительно R_y^- и E_y^- , получим

$$E_y^- = \frac{U_{бг}^-}{1 - \varepsilon^-};$$

$$R_y^- = \frac{\varepsilon^-}{1 - \varepsilon^-} \cdot \frac{U_{бг}^-}{I_{к0 \text{ наиб}}}. \quad (8.22)$$

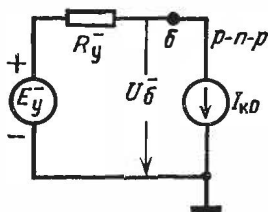


Рис. 10.

Как будет показано, при $\varepsilon^- < 0,5$ сопротивление R_y^- в ряде случаев получается чрезмерно малым (трудно реализуемым). С другой стороны, при $\varepsilon^- = 0,5$ нужная величина E_y^- оказывается только в 2 раза больше значения, получаемого при $\varepsilon^- = 0$, что можно признать приемлемым. Дальнейшее же увеличение $\varepsilon^- > 0,5$ приводит к быстрому возрастанию E_y^- . Отсюда намечается диапазон приемлемых значений ε^- :

$$\varepsilon^- \leq 0,5. \quad (8.23)$$

Формулы (22) определяют допустимые и практически приемлемые значения величин E_y^- и R_y^- , при которых обеспечивается стационарное разомкнутое состояние ТК.

*) Сопротивление R_y может принимать различные значения в разомкнутом, замкнутом и переходном состояниях ТК.

17. Пример. Пусть ТК с транзистором типа П416 работает в диапазоне температур от -60°C до $+70^{\circ}\text{C}$, и из условия обеспечения нужной помехоустойчивости ТК установлено граничное значение базового напряжения $U_{\text{бг}}^- = 0,4$ В. Согласно справочным данным [102] наибольшая величина начального тока транзистора при $+60^{\circ}\text{C}$ равна 0,1 мА. Из формулы (16) находим, что при $+70^{\circ}\text{C}$ ток $I_{\text{к0}}^{\text{наиб}} = 2 \cdot 0,1 = 0,2$ мА. Используя эти данные и полагая $\epsilon^- = 0,2$, из формул (22) находим

$$E_{\text{у}}^- = \frac{0,4}{1-0,2} = 0,5\text{В}; \quad R_{\text{у}}^- = \frac{0,2 \cdot 0,4}{(1-0,2) 0,2 \cdot 10^{-8}} = 500 \text{ Ом.}$$

Сопротивление $R_{\text{у}}^- < 1$ кОм часто не удается реализовать. При $\epsilon^- = 0,5$ получились бы значения $E_{\text{у}}^- = 0,8$ В и $R_{\text{у}}^- = 2$ кОм.

18. Обеспечение замкнутого состояния ТК. В этом состоянии транзистор должен быть насыщен при любой рабочей температуре*). В режиме насыщения ток коллектора, выражаемый формулой (13), практически не зависит от температуры. В активном же режиме при токе базы $I_{\text{б}} = I_{\text{б}}^+ = \text{const}$ ток коллектора $I_{\text{к}} \cong B I_{\text{б}}^+$ менялся бы сильно с температурой — пропорционально изменению коэффициента $B \cong \beta_0$ (см. рис. 7). *Независимость тока коллектора от температуры — существенное достоинство режима насыщения.*

19. Для обеспечения режима насыщения необходимо установить ток базы $I_{\text{б}} = I_{\text{б}}^+ > I_{\text{бн}}$. Сопоставим формулы (10) и (15):

$$I_{\text{б}}^+ + I_{\text{к0}} = s(I_{\text{бн}} + I_{\text{к0}}); \quad I_{\text{кн}} \cong B(I_{\text{бн}} + I_{\text{к0}}). \quad (8.24)$$

Исключив из этих равенств ток $I_{\text{бн}}$, найдем

$$I_{\text{б}}^+ = \frac{s}{B} I_{\text{кн}} - I_{\text{к0}} \cong \frac{s}{B} I_{\text{кн}}. \quad (8.25)$$

Последнее приближение справедливо при $I_{\text{кн}} \gg B I_{\text{к0}}/s$, что для германиевых транзисторов при высокой рабочей температуре не всегда выполняется.

Как мы увидим, устанавливаемый в цепи базы ток $I_{\text{б}}^+$ практически весьма слабо зависит от температуры. Поэтому вытекающее из равенств (25) соотношение токов

$$\frac{I_{\text{б}}^+}{I_{\text{кн}}} = \frac{s}{B} - \frac{I_{\text{к0}}}{I_{\text{кн}}} \quad (8.26)$$

также слабо зависит от температуры.

*) Применяемые в некоторых случаях ненасыщенные режимы работы транзистора рассматриваются в § 8.4

Обозначим через s^* , B^* и $I_{к0}^*$ значения величин при наименьшей рабочей температуре, а через s , B и $I_{к0}$ значения величин при любой более высокой температуре. Тогда на основании соотношений (26) можно записать

$$\frac{s}{B} - \frac{I_{к0}}{I_{кн}} \cong \frac{s^*}{B^*} - \frac{I_{к0}^*}{I_{кн}} \quad (8.27)$$

Эти формулы позволяют определить коэффициент насыщения s , который будет иметь место при заданной температуре, если при наименьшей рабочей температуре установлен режим работы с коэффициентом насыщения s^* ; при этом предполагается, что токи $I_{кн}$ и $I_{б}^{\dagger}$ почти не меняются с температурой.

20. Для обеспечения режима насыщения при любой рабочей температуре в принципе достаточно установить такой ток базы $I_{б}^{\dagger} = \text{const}$, который при наименьшей рабочей температуре создает насыщенный режим работы с любым коэффициентом насыщения $s^* > 1$. Практически же величина s^* не должна быть ниже некоторого значения.

Основное достоинство режима насыщения заключается в том, что в этом режиме наиболее просто достигается нужная помехоустойчивость ТК в замкнутом состоянии. Это обусловлено инерционными свойствами транзистора, в силу которых для вывода транзистора из насыщения управляющий импульс должен действовать не менее некоторого времени, зависящего от высоты импульса и коэффициента насыщения транзистора. Длительность запускающего импульса может быть установлена настолько большой, что даже при наивысшей рабочей температуре, когда коэффициент насыщения $s > s^*$ максимален, этот импульс все же вызывает переключение ТК. Длительности же помеховых импульсов, возникающих (наводимых) благодаря паразитным связям базовой цепи транзистора с цепями других устройств аппаратуры, относительно малы (они примерно равны длительностям фронтов и срезов рабочих импульсов, действующих в системе). Поэтому при надлежаще установленном коэффициенте насыщения $s^* > 1$ они не в состоянии вывести из насыщения транзистор даже при наименьшей рабочей температуре. Однако существенное завышение величины s^* не может быть рекомендовано, так как это приводит к уменьшению быстродействия ТК.

Теоретическое определение нужной величины s^* сопряжено с решением сложной задачи [115]. На основании опыт-

ных данных (в зависимости от интенсивности помеховых импульсов и разброса параметров транзистора) обычно принимают

$$s^* \cong 1,2 \div 2. \quad (8.28)$$

21. Эквивалентная схема цепи базы насыщенного транзистора изображена на рис. 11. Здесь $R_{вх}^+ = U_{б}^+ / I_{б}^+$ — входное сопротивление транзистора. Нужная величина тока базы $I_{б}^+$ устанавливается надлежащим выбором управляющей э. д. с. $e_y = E_y^+ = \text{const}$ и сопротивления R_y^+ . Как видно из схемы,

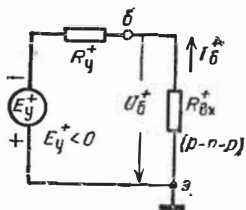


Рис. 11.

$$I_{б}^+ = \frac{|E_y^+|}{R_y^+ + R_{вх}^+}. \quad (8.29)$$

С повышением температуры сопротивление $R_{вх}^+$ понижается, что приводит к излишнему увеличению коэффициента насыщения. Кроме того, разброс значений $R_{вх}^+$ (от одного образца транзистора к другому) значителен. Поэтому желательно, чтобы ток базы слабо зависел от величины $R_{вх}^+$; это выполнимо при неравенстве $R_{вх}^+ \ll R_y^+$. Практически можно ограничиться соотношением

$$R_{вх}^+ = \epsilon^+ R_y^+, \quad \text{где } \epsilon^+ \leq 0,25. \quad (8.30)$$

Действительно, суммарная вариация величины $R_{вх}^+$ обычно не превышает $\pm 50\%$ от ее среднего значения; это при $\epsilon^+ = 0,25$ приводит к изменению тока базы менее чем на 11%.

Сопротивление $R_{вх}^+$ следует определять из входной характеристики транзистора при коллекторном напряжении $U_{кн}$. Но в справочниках такие характеристики не приводятся*). В § 8.3 показывается, что приемлемую оценку входного сопротивления можно получить из простой и удобной фор-

*) Приводимые в справочниках входные характеристики даже не подразделяются по типам транзисторов одной группы. Так, транзисторы типов МП39, МП39А, ..., МП41А представлены в справочнике [102] одной общей входной характеристикой.

мулы, связанной с основными параметрами режима насыщения:

$$R_{\text{вх}}^+ \cong r_{\text{н}} \frac{B}{s} + r_{\text{бн}}; \quad (8.31)$$

здесь $r_{\text{н}}$ — сопротивление насыщенного транзистора (см. п. 8), находящее из его входных характеристик (рис. 6, а), а $r_{\text{бн}}$ — объемное сопротивление базы насыщенного транзистора. Так как $r_{\text{бн}} < r_{\text{б}} \ll R_{\text{вх}}^+$, то приемлема даже приближенная оценка величины $r_{\text{бн}}$; она близка к дифференциальному значению входного сопротивления насыщенного транзистора, определяемого из входной характеристики (при $U_{\text{к}} = 0$) на линейном ее участке [98], т. е. (рис. 12)

$$r_{\text{бн}} \cong k \operatorname{ctg} \xi = \frac{|U_{\text{б}\xi}|}{I_{\text{б}\xi}}. \quad (8.32)$$

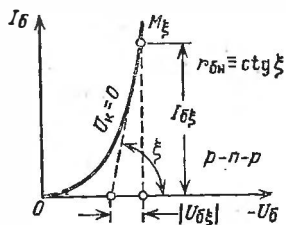


Рис. 12.

22. Пример. Произведем расчет входной цепи ТК (с транзистором типа П416), работающего при температуре от -60 до $+60^\circ \text{C}$. Данные ключевой схемы (см рис. 5): $E_{\text{к}} = 12 \text{ В}$, $R_{\text{к}} = 2 \text{ кОм}$. Параметры транзистора при $+20^\circ \text{C}$ [102]:

$$B_{20} = 40; \quad (I_{\text{к0}})_{20} \leq 7 \text{ мкА} \quad r_{\text{н}} \cong 25 \text{ Ом}; \quad r_{\text{бн}} \cong 70 \text{ Ом}.$$

Из графика (см. рис. 7) оцениваем величину коэффициента усиления тока базы при -60°C и при $+60^\circ \text{C}$:

$$B_{-60} = B^* = 0,6 \cdot 40 = 24; \quad B_{60} = 1,65 \cdot 40 = 66.$$

Определяем ток коллектора

$$I_{\text{кн}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}} = \frac{12}{2} = 6 \text{ мА}.$$

Находим значения начальных токов при -60°C и при $+60^\circ \text{C}$ [102]:

$$(I_{\text{к0}})_{-60} = I_{\text{к0}}^* \leq 3 \text{ мкА}; \quad (I_{\text{к0}})_{60} \leq 0,1 \text{ мА}.$$

Полагая, что при -60°C коэффициент насыщения $s^* = 1,5$, из соотношения (27) находим коэффициенты насыщения при $+60^\circ \text{C}$ и при $+20^\circ \text{C}$:

$$s_{60} = B_{60} \left[\frac{s^*}{B^*} + \frac{(I_{\text{к0}})_{60} - I_{\text{к0}}^*}{I_{\text{кн}}} \right] \cong 66 \left(\frac{1,5}{24} + \frac{0,1 - 0,003}{6} \right) \cong 5,3;$$

$$s_{20} = 40 \left(\frac{1,5}{24} + \frac{0,007 - 0,003}{6} \right) = 2,5 + 0,03 = 2,53.$$

Из формулы (25) находим ток базы (полагая $T^\circ = 20^\circ \text{C}$):

$$I_6^+ = \frac{s_{20}}{B_{20}} I_{\text{кн}} - (I_{\text{к0}})_{20} \cong \frac{2,53}{40} 6 - 0,007 \cong 0,372 \text{ мА.}$$

Согласно формуле (31) входное сопротивление

$$R_{\text{вх}}^+ \cong r_{\text{н}} \frac{B_{20}}{s_{20}} + r_{\text{бн}} = 25 \frac{40}{2,53} + 70 = 395 + 70 = 465 \text{ Ом.}$$

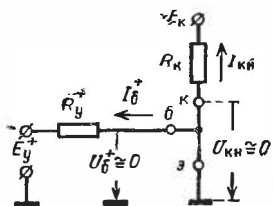
Полагая в соотношении (30) $\epsilon^+ = 0,2$, находим

$$R_y^+ = \frac{R_{\text{вх}}^+}{\epsilon^+} = \frac{465}{0,2} = 2325 \text{ Ом} \cong 2,3 \text{ кОм.}$$

Из формулы (29) определяем

$$E_y^+ = I_6^+ (R_y^+ + R_{\text{вх}}^+) \cong 0,372 (2,3 + 0,46) \cong 10,3 \text{ В.}$$

Рис. 13.



23. Ввиду относительно малой величины сопротивлений $R_{\text{вх}}^+ \ll R_y^+$ и $r_{\text{н}} \ll R_{\text{к}}$ при технических расчетах насыщенный транзистор иногда заменяют короткозамкнутым элементом, как говорят, его «стягивают в точку» (рис. 13). В соответствии с этим принимают $U_б^+ \cong 0$ и $U_{\text{кн}} \cong 0$.

§ 8.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНЗИСТОРНОМ КЛЮЧЕ

1. Поведение транзистора в переходном режиме не определяется его статическими характеристиками. Для анализа таких режимов надо ясно представлять физические процессы в транзисторе. Предварительно же полезно обозреть основные положения электроники транзистора, известные из курса электронных приборов.

А. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ ТРАНЗИСТОРА

2. Структура транзистора. В дальнейшем имеются в виду транзисторы типа $p-n-p$, идеализированная плоскостная структура которых схематически показана на рис. 14. Процессы в базе толщиной w и площадью поперечного сечения $S \gg w^2$ будем полагать одномерными, зависящими от одной пространственной координаты x . Будем также полагать, что объемные сопротивления эмиттера и коллектора практически равны нулю. На рис. 14 указаны положительные направления токов транзистора, внешних напряжений между его выводами и напряжений $u'_{э-б}$ и $u'_{к-б}$, приложенных

предоставственно к переходу на транзистора. Эти напряжения из-за падения напряжении $i_{\text{б}} r_{\text{б}}$ на объемном сопротивлении базы несколько отличаются от внешних напряжений:

$$u_{\text{э-б}} = u'_{\text{э-б}} + i_{\text{б}} r_{\text{б}}; \quad u_{\text{к-б}} = u'_{\text{к-б}} + i_{\text{б}} r_{\text{б}}. \quad (8.33)$$

Из этих равенств вытекает, что независимо от величины $r_{\text{б}}$

$$u_{\text{к}} = u_{\text{к-э}} = u_{\text{к-б}} + u_{\text{б-э}} = u'_{\text{к-б}} + u'_{\text{б-э}}. \quad (8.33a)$$

3. Равновесное состояние. В отличие от бездрейфового транзистора в n -базе дрейфового транзистора концентрация донорной

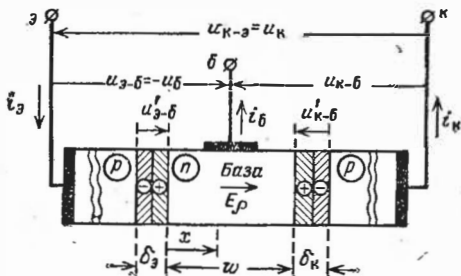


Рис. 14.

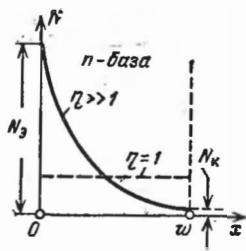


Рис. 15.

примеси N распределена по толщине базы неравномерно (рис. 15), по закону, близкому к экспоненциальному [97—100, 108, 122]:

$$N = N(x) \cong N(0) e^{-x/L_N} = N_{\text{э}} e^{-x/L_N}, \quad (8.34)$$

где $N(0) = N_{\text{э}}$ — концентрация примеси у эмиттерного перехода; L_N — постоянная диффузии примеси в базе.

Концентрация примеси у коллекторного перехода ($x = w$) $N_{\text{к}} = N(w) = N_{\text{э}} e^{-w/L_N}$. Отношение концентраций

$$\frac{N_{\text{э}}}{N_{\text{к}}} = e^{w/L_N} = \eta \quad \text{и} \quad \frac{w}{L_N} = \kappa_N = \ln \eta \quad (8.35)$$

— параметры неравномерности распределения примеси в базе. Для дрейфового транзистора типично значение $\eta \cong 10^3$ ($\kappa_N \cong 7$). При $\eta = 1$ имеет место равномерное распределение примеси, показанное на рис. 15 пунктиром, что типично для бездрейфового транзистора.

4. В равновесном состоянии в базе устанавливаются равновесные концентрации основных ($n_{\text{б}0}$) и неосновных ($p_{\text{б}0}$) носителей тока, причем $n_{\text{б}0}(x) \cong N(x)$. Концентрация же $p_{\text{б}0}(x)$ определяется из условия термодинамического равновесия: $n_{\text{б}0}(x)p_{\text{б}0}(x) = n_{i0}p_{i0}$, где $n_{i0} = p_{i0}$ — равновесные концентрации в чистом полупроводнике. Таким образом,

$$n_{\text{б}0}(x) \cong N_{\text{э}} e^{-x/L_N}, \quad p_{\text{б}0}(x) \cong \frac{n_{i0}^2}{N_{\text{э}}} e^{x/L_N}. \quad (8.36)$$

Графики таких распределений показаны (в логарифмическом масштабе) на рис. 16; пунктиром показано распределение концентраций носителей в бездрейфовом транзисторе.

5. Электрическое поле в базе. При неравномерном распределении примеси в базе возникает электрическое поле, направленное в n -базе от эмиттерного перехода к коллекторному. Напряженность этого поля

$$E_p = \frac{\Phi_T}{L_N} = \frac{\Phi_T}{w} \kappa_N \quad (\Phi_T \cong 0,026 \text{ В}). \quad (8.37)$$

У бездрейфового транзистора $\kappa_N = 0$ и $E_p = 0$.

6. Граничные неравновесные концентрации неосновных носителей. При приложении к переходу внешнего напряжения возникает либо инжекция в базу неосновных носителей через переход (при прямом его смещении), либо экстракция неосновных носителей из базы в переход (при обратном его смещении). В обоих случаях концентрации неосновных носителей (дырок в n -базе) у эмиттерного ($x = 0$) и коллекторного ($x = w$) переходов зависят от приложенных к этим переходам напряжений:

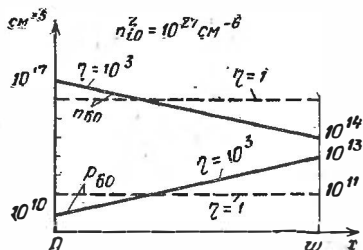


Рис. 16.

$$p_b(0) = p_{b0}(0) e^{u'_{э-б}/\Phi_T};$$

$$p_b(w) = p_{b0}(w) e^{u'_{к-б}/\Phi_T}; \quad (8.38)$$

эти формулы справедливы для дрейфовых и бездрейфовых транзисторов как в стационарных, так и переходных режимах.

7. Распределение концентрации неосновных носителей при стационарном активном режиме транзистора. При нормальном смещении переходов транзистора ($u_{э-б} = -u_b > 0$, $u_{к-б} < 0$) имеет место инжекция дырок в n -базу через эмиттерный переход и их экстракция в коллекторный переход. В результате этого в базе устанавливается неравновесная концентрация дырок $p_b(x)$, и вдоль базы, в направлении к коллектору, протекает ток $i = i(x)$; приближенно можно полагать, что этот ток в основном является дырочным. Дырочный ток содержит в общем случае и диффузионную, и дрейфовую составляющие:

$$i_{p \text{ диф}}(x) = -q_e S D_p \frac{dp_b}{dx}; \quad i_{p \text{ др}}(x) = q_e S \frac{D_p}{\Phi_T} p_b(x) E_p, \quad (8.39)$$

где D_p — коэффициент диффузии дырок в базе. В неоднородной базе $D_p = D_p(x)$, и за значением $D_p = \text{const}$ принимают усредненную по всем сечениям величину $D_p(x)$.

Граничные значения концентрации $p_b(x)$ находятся из формул (38), после чего из решения уравнения непрерывности находится сама функция $p_b(x)$ [98—99]. При стационарном активном

режиме работы и пренебрежимо малом токе базы (ввиду чего при любом x ток $i(x) \cong i_p(x) \cong I_K \cong I_a = \text{const}$) относительная величина концентрации дырок в базе выражается функцией [108]

$$\frac{p_b(x)}{[p_b(0)]_{\text{бездр}}} = \frac{1}{\kappa_N} \left[1 - e^{-\kappa_N(1-x/w)} \right] = \Phi\left(\frac{x}{w}, \kappa_N\right), \quad (8.40)$$

где

$$[p_b(0)]_{\text{бездр}} = \frac{I_K w}{q_e S D_p} \quad (8.40a)$$

— граничная концентрация дырок в базе без дрейфового транзистора, выражаемая функцией $p_b(x)$ при $x=0$ и $\kappa_N=0$.

Графики функции (40) изображены на рис. 17. В точке $x/w=1$ эта функция равна нулю при любом значении κ_N ; согласно формуле (38), это обусловлено экстракцией дырок при $-u_{к-б} \gg \Phi_T$, ввиду чего $p_b(w) \cong 0^*$. Верхний из графиков (рис. 17) относится к бездрейфовому транзистору. В этом случае $E_p=0$, и согласно формулам (39) ток в любом сечении базы является чисто диффузионным (он пропорционален градиенту $|dp_b/dx|$). Так как при $I_b=0$ ток $i_p(x) = \text{const}$, то рассматриваемый график — прямая. Остальные графики относятся к дрейфовым транзисторам.

Чем больше величина κ_N , тем в большей части базы концентрация $p_b(x)$ почти неизменна и соответственно $dp_b/dx \cong 0$. Поэтому согласно формулам (39), в этой части базы $i_{p \text{ диф}}(x) \cong 0$, а $i_{p \text{ др}}(x) \cong I_K = \text{const}$. При этом, так как согласно формуле (37) с увеличением κ_N возрастает E_p , то в соответствии со второй формулой (39) уменьшается концентрация $p_b(x)$. Однако при любом значении κ_N с возрастанием координаты x/w (рис. 17) постепенно уменьшается концентрация $p_b(x)$, а величина $|dp_b/dx|$ возрастает. В соответствии с этим постепенно уменьшается дрейфовая составляющая дырочного тока и возрастает его диффузионная составляющая, но их сумма в любом сечении базы при принятом условии постоянна. У коллекторного перехода концентрация $p_b(w) = 0$ и ток $i_p(w)$ при любом κ_N является чисто диффузионным. Поэтому у коллекторного перехода величина dp_b/dx не зависит от κ_N .

8. Временем пролета τ_T называется среднее время, в течение

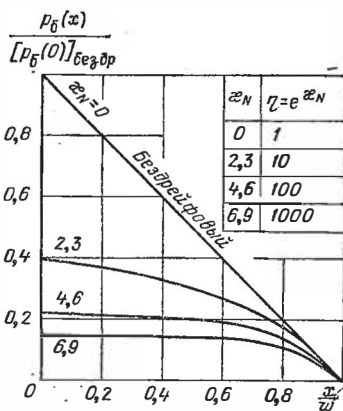


Рис. 17.

* При выводе функции (40) принималось $p_b(w) = 0$.

которого несомненно носители проходят через базу. В бездрейфовом транзисторе время пролета равно времени диффузии

$$\tau_D = \frac{\omega^2}{2D_p} \quad (8.41)$$

В дрейфовом транзисторе время пролета τ_T меньше τ_D ; их отношение является функцией параметра κ_N [98—100, 108]:

$$\frac{\tau_T}{\tau_D} = \frac{2}{\kappa_N^2} \left(\kappa_N - 1 + e^{-\kappa_N} \right) = \Phi_T(\kappa_N) \quad (8.42)$$

График функции (42) изображен на рис. 18. Время пролета связано с приводимым в справочнике [102] значением предельной частоты f_T простым соотношением

$$\tau_T = \frac{1}{2\pi f_T} \quad (8.43)$$

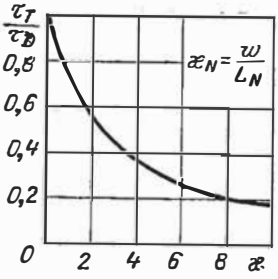


Рис. 18.

9. Условие входа транзистора в насыщение.

Рассмотрим картину распределения концентрации дырок $p_b(x)$ в n -базе транзистора ключевой схемы при заданных значениях E_K и R_K (см. рис. 5), но различных значениях тока базы I_B (рис. 19, а, б). Мелким пунктиром на рис. 19 изображены кривые распределения

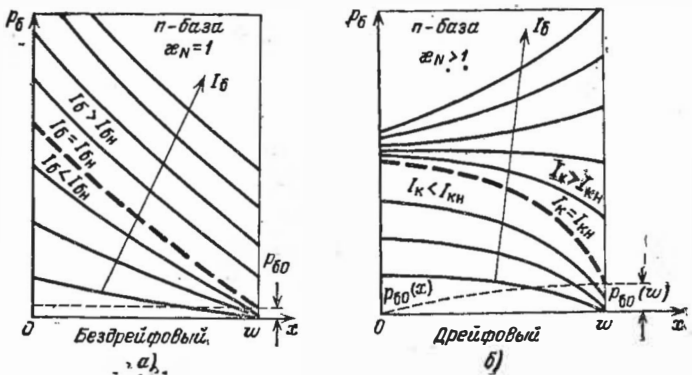


Рис. 19.

равновесной концентрации $p_{b0}(x)$ (для возможности различения ординаты этих кривых показаны в преувеличенном виде). Остальные кривые относятся к различным значениям тока базы. Крупным пунктиром показаны кривые, соответствующие току базы $I_B = I_{Bн}$, при котором транзистор входит в насыщение. При построении кривых не пренебрежено током базы и в соответ-

ствии с формулой (38) принято, что при $U'_{к-б} < 0$ концентрация $p_б(\omega)$ у коллекторного перехода хотя и очень мала, но все же отлична от нуля.

Пока $I_б < I_{бн}$ с увеличением тока базы растет ток коллектора $I_к \cong BI_б$ и происходят описываемые ниже изменения:

а) Почти пропорционально току базы возрастает концентрация $p_б(0)$ у эмиттерного перехода. При этом согласно формуле (38) повышается напряжение $U'_{э-б} = -U'_{б-э}$ на эмиттерном переходе.

б) При любом фиксированном значении x почти пропорционально току базы повышается градиент $|dp_б/dx|$. Это особенно отчетливо проявляется в бездрейфовом транзисторе (рис. 19, а), у которого дырочный ток $i_p(x)$, текущий вдоль базы к коллектору, является чисто диффузионным, ввиду чего он пропорционален градиенту $|dp_б/dx|$. При фиксированном же токе базы $I_б = \text{const}$ этот градиент несколько повышается с уменьшением x ; это обусловлено нарастанием тока $i_p(x)$ от значения $i_p(\omega) = I_к$ до значения $i_p(0) = I_к + I_б = I_э$; по этой причине кривые $p_б(x)$ оказываются несколько вогнутыми.

в) При любом токе $I_б > 0$ напряжение $U'_{б-э} < 0$; также и напряжение $U_к = U_{к-э} = -E_к \nabla I_к R_к < 0$ (рис. 5). Поэтому согласно равенствам (33а) можно записать (см. рис. 14):

$$U'_{к-б} = -(|U_{к-э}| - |U'_{б-э}|). \quad (8.44)$$

С ростом тока $I_к \cong BI_б$ напряжение $|U_{к-э}|$ уменьшается, а напряжение $|U'_{б-э}|$ растет. Но пока $|U_{к-э}| > |U'_{б-э}|$ напряжение $U'_{к-б} < 0$, и на коллекторном переходе действует обратное смещение, абсолютная величина которого уменьшается с ростом тока базы. Поэтому согласно формуле (38) концентрация $p_б(\omega)$ у коллекторного перехода повышается; правда, при $U'_{к-б} < 0$ это повышение микроскопически мало.

10. С ростом тока базы описанные выше изменения нарастают. Но свойственный активному режиму характер процессов не меняется до тех пор, пока смещение коллекторного перехода не станет равно нулю, что и является физическим условием входа транзистора в насыщение. В соответствии с равенствами (44) при входе транзистора в насыщение выполняются равенства:

$$U'_{к-б} = U'_{к-бн} = 0; \quad U'_{б-э} = U'_{б-эн} = U_{кн}; \quad (8.45)$$

при этом согласно формуле (38) $p_б(\omega) = p_{б0}$.

11. Пусть после входа транзистора в насыщение ток базы возрастает. Это возможно при увеличении напряжения на эмиттерном переходе ($U'_{э-б} > |U_{кн}|$), с чем связано дальнейшее повышение концентрации $p_б(0)$. Так как в режиме насыщения коллекторное напряжение $U_{кн} = \text{const}$, то согласно равенству (44) напряжение на коллекторном переходе должно стать положительным, т. е. образуется прямое смещение перехода. Согласно же формуле (38) при $U'_{к-б} > 0$ концентрация $p_б(\omega)$ быстро повышается с ростом напряжения на переходе. В результате кривая $p_б(x)$ располагается

тем выше над пунктирной кривой, соответствующей входу транзистора в насыщение (рис. 19), чем сильнее выполняется неравенство $I_b > I_{бн}$.

Хотя после входа транзистора в насыщение коллекторный переход смещен в прямом направлении, но это не препятствует протеканию тока коллектора (он лишь не может нарастать с ростом тока базы из-за ограничения тока $I_K = I_{кн} \cong E_K/R'_K$ сопротивлением R_K). Это объясняется тем, что напряжение $U_{к.б} > 0$ всегда меньше контактной разности потенциалов на переходе. Поэтому электрическое поле в переходе, ослабляясь с ростом $U'_{к.б}$, не меняет своего направления и остается отсасывающим для попадающих в переход дырок.

После входа в насыщение бездрейфового транзистора (рис. 19, а) градиент $|dp_b/dx|$ в сечении $x = w$ практически не меняется, что соответствует постоянству тока $I_K = I_{кн}$. В остальных сечениях базы этот градиент из-за влияния тока базы возрастает тем значительнее, чем сильнее выполняется неравенство $I_b > I_{бн}$. В дрейфовом транзисторе (рис. 19, б) характер кривых $p_b(x)$ с ростом тока $I_b > I_{бн}$ более сложен. Здесь постоянство тока $I_K = I_{кн}$ связано с такими особенностями кривых $p_b(x)$: в сечении $x = w$ до входа транзистора в насыщение дырочный ток $i_p(w)$ является чисто диффузионным; после же входа в насыщение, из-за появления дрейфовой составляющей тока значительной величины (так как $p_b(w) \gg p_{б0}$), вначале с ростом тока базы уменьшается диффузионная составляющая тока $i_p(w)$, а затем она становится отрицательной (производная dp_b/dx меняет знак); в сечении $x = 0$, где преобладает дрейфовая составляющая дырочного тока, те же особенности проявляются слабее. В результате концентрация дырок у эмиттерного перехода оказывается при $I_b \gg I_{бн}$ меньше концентрации дырок у коллекторного перехода.

Б. СВЯЗЬ СТАЦИОНАРНЫХ ТОКОВ ТРАНЗИСТОРА С ЗАРЯДОМ БАЗЫ

Установление связи токов транзистора с зарядом основных носителей базы важно для анализа переходных процессов в транзисторе *методом заряда базы*. Но раньше полезно установить такую связь в стационарных режимах работы.

12. Связь стационарного тока коллектора в активном режиме с зарядом базы. Для установления такой связи найдем заряд Q_p дырок в базе. Рассмотрим элементарный объем базы Sdx . Заключенный в этом объеме заряд дырок $dQ_p \cong q_e p_b(x) Sdx$. Отсюда

$$Q_p = q_e S \int_0^w p_b(x) dx, \quad (8.46)$$

т. е. заряд дырок в базе пропорционален площади, ограниченной кривой $p_b(x)$ и осью абсцисс (рис. 19) на интервале $(0, w)$.

Точное выражение функции $p_b(x)$ является сложным. Так как в активном режиме ток базы $I_b \ll I_K$, то можно подставить в фор-

мулу (46) приближенное выражение (40) для функции $p_6(x)$. Интегрируя, найдем

$$Q_p \cong \frac{I_K L_N}{D_p} \int_0^w \left(1 - e^{-\frac{x_N x}{w}} - x_N \right) dx = \frac{I_K L_N^2}{D_p} \left(x_N - 1 + e^{-x_N} \right),$$

где принято во внимание, что $x_N = w/L_N$. Сопоставляя результат интегрирования с выражением (42), запишем

$$Q_p \cong \frac{I_K L_N^2}{D_p} \cdot \frac{x_N^2 \tau_T}{2\tau_D} = \frac{I_K w^2}{2D_p} \cdot \frac{\tau_T}{\tau_D}.$$

Подставляя сюда выражение τ_D из формулы (41), получаем

$$Q_p \cong I_K \tau_T. \quad (8.47)$$

Соотношение (47) справедливо для дрейфового и бездрейфового транзистора (в последнем случае $\tau_T = \tau_D$), но только при активном режиме работы. Действительно, из рассмотрения кривых $p_6(x)$ (рис. 19) видно, что с увеличением тока базы при $I_B > I_{Bн}$ площадь, ограниченная кривой $p_6(x)$, возрастает; следовательно, возрастает и заряд Q_p . Ток же коллектора $I_K = I_{Кн}$ остается неизменным.

13. Связь стационарного тока базы с зарядом базы. Как известно, в изолированном полупроводнике скорость уменьшения избыточной концентрации носителей, обусловленная их рекомбинацией, пропорциональна избыточной концентрации неосновных носителей (дырок) и обратно пропорциональна времени их жизни (τ_p), т. е.

$$\frac{dp}{dt} = \frac{p - p_0}{\tau_p}; \quad \frac{dn}{dt} = \frac{p - p_0}{\tau_p}. \quad (a)$$

В базе транзистора непрерывно протекает процесс рекомбинации, подчиняющийся в общем законам (a). Но база — не изолированный полупроводник, и в стационарном режиме несмотря на рекомбинацию концентрация носителей остается неизменной. Это получается благодаря замещению рекомбинированных носителей таким же количеством носителей, поступающих в базу: дырки поступают из эмиттера в количестве, превышающем их уход в коллектор ($I_E > I_K$); электроны же доставляются током базы в количестве, равном их убыли из-за рекомбинации*). Исчезновение из базы рекомбинируемых электронов можно представить в виде эквивалентного тока рекомбинации $I_{рек}$, который по величине равен току базы, но втекает в базу. Принимая это во внимание, представим уравнение (a) в виде

$$q_e \frac{dn_{рек}}{dt} = q_e \frac{p_6 - p_{60}}{\tau_p}, \quad (8.48)$$

* Электронны поступают и уходят из базы также через переходы транзистора. Ввиду малости (сравнительно с током базы) электронных токов через переходы их влиянием обычно пренебрегают.

где для различия производная dn/dt заменена на $dn_{рек}/dt$, ибо она не выражает скорость изменения концентрации электронов в базе (в стационарном режиме $n = n_0 = \text{const}$). Левая часть уравнения (48) выражает скорость исчезновения заряда рекомбинируемых электронов в единице объема базы, т. е. объемную плотность тока рекомбинации $j_{рек}$. Имея это в виду, умножим обе части уравнения на Sdx и проинтегрируем:

$$S \int_0^w j_{рек} dx = \frac{1}{\tau_p} \left[q_e S \left(\int_0^w p_0 dx - \int_0^w p_{00} dx \right) \right]. \quad (*)$$

При интегрировании учтено, что под *временем жизни* $\tau_p = \text{const}$ (в неоднородной базе оно в разных сечениях различно) понимают среднее по толщине базы (*эффективное*) значение, находимое опытным путем.

В уравнении (*) $j_{рек} S dx$ — ток рекомбинации, соответствующий элементарному объему $S dx$; поэтому первый интеграл выражает ток $I_{рек}$. Согласно формуле (46) выражение в квадратных скобках уравнения (*) представляет разность неравновесного и равновесного зарядов дырок в базе. Таким образом, получаем

$$I_{рек} = \frac{Q_p - Q_{p0}}{\tau_p} \cong \frac{Q_p}{\tau_p}, \quad (8.49)$$

где принято, что ввиду $p_{00} \ll p_0$ также и $Q_{p0} \ll Q_p$.

Полагая $I_0 = I_{рек}$, запишем

$$Q_p \cong I_0 \tau_p. \quad (8.50)$$

Это важное соотношение справедливо в любом стационарном режиме — активном и режиме насыщения. Но время жизни несколько меняется с изменением тока базы [98, 106]. Основное значение имеет различие величины τ_p в активном режиме и режиме насыщения. При этом у сплавных транзисторов эффективное время жизни в насыщенной базе обычно уменьшается (иногда примерно в два раза), а у дрейфовых транзисторов, наоборот, оно возрастает (иногда в несколько раз). При технических расчетах удобно оперировать с двумя средними значениями времени жизни:

$$\tau_p \cong \begin{cases} \tau_\beta & \text{— в активном режиме,} \\ \tau_n & \text{— в режиме насыщения.} \end{cases} \quad (8.51)$$

Время жизни τ_n называют *временем накопления носителей в базе*.

Сопоставляя равенства (47) и (50) и учитывая, что в активном режиме $I_K \cong BI_0$, получим

$$\tau_p \cong B \tau_n. \quad (8.52)$$

В дальнейшем нам понадобится значение заряда базы $Q_p = Q_n^-$, при котором транзистор в х о д и т в насыщение ($I_0 = I_{0н}$). Полагая в этом случае в формуле (50) $\tau_p = \tau_\beta$, запишем

$$Q_n^- \cong I_{0н} \tau_\beta. \quad (8.53)$$

14. Инерционность ТК (в схеме с общим эмиттером) обусловлена в основном действием барьерных емкостей переходов и процессами накопления и рассасывания неосновных носителей в базе транзистора (в дрейфовом транзисторе — также и в области коллектора, прилегающей к базе).

15. **Переходный процесс при отпирании транзистора.** Не учитывая пока влияния барьерных емкостей, рассмот-

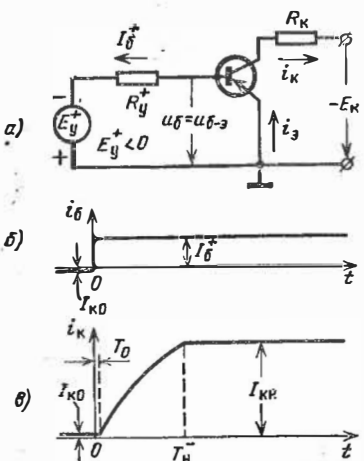


Рис. 20.

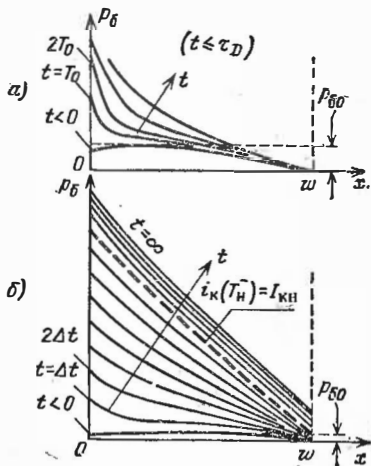


Рис. 21.

рим характер переходного процесса, возникающего при перепаде в момент $t = 0$ тока базы (рис. 20, а, б) от значения $I_B = -I_{K0}$ до значения $I_B^+ > I_{BH}$. Такой режим работы создается при $R_y^+ \gg R_{вх}$ и перепаде управляющей э. д. с. от значения $E_y^- > 0$ до $E_y^+ \cong -I_B^+ R_y^+$. Для конкретности будем иметь в виду бездрейфовый транзистор.

При $t < 0$ характер распределения концентрации дырок в базе отображен на рис. 21, а (в сильно растянутом масштабе) самой нижней кривой. Здесь в сечении $x = 0$ $dp_b/dx \cong 0$ (так как $i_E \cong 0$) и $p_b \cong p_{b0}$ (так как $u_{э-б} \cong 0$); в сечении $x = w$ $dp_b/dx \neq 0$ (так как $i_K = I_{K0}$) и $p_b \cong 0$ (так как $u_{к-б} \cong -E_K$ и $E_K \gg \varphi_T$).

При $t > 0$ в базу поступают электроны; они частично рекомбинируют, а частично увеличивают отрицательный за-

ряд базы, нарушая ее нейтральность. Это обусловливает возникновение электрического поля, направленного в сторону появившегося в базе отрицательного заряда. Поле, действуя на эмиттерный переход, вызывает инжекцию дырок в базу, нейтрализующих отрицательный заряд базы^{*)}. Процесс нейтрализации базы протекает чрезвычайно быстро — практически мгновенно, и можно полагать, что в любой момент времени приращение заряда электронов в базе равно приращению заряда дырок^{**)}.

Инжектированные дырки диффундируют в глубь базы, и через весьма малое время T_0 (в бездрейфовом транзисторе $T_0 \cong \tau_D/6$ [101, 108]) начинает заметно повышаться градиент $|dp_6/dx|$ также и у коллекторного перехода (рис. 21, а). С этого времени практически начинают нарастать токи i_K и $i_a = i_K + I_6^+$ (в момент $t = 0$ ток эмиттера $i_a = I_6^+$ замыкался через цепь базы).

С течением времени заряд дырок в базе растет; кривые распределения концентрации дырок в базе в некоторые моменты времени показаны на рис. 21, б (в более сжатом масштабе). Как видно, с течением времени градиенты $|dp_6/dx|$ у обоих переходов повышаются; соответственно нарастают токи коллектора (см рис. 20, в) и эмиттера. В некоторый момент T_n^- ток коллектора достигает значения $I_{KB} \cong E_K/R_K$. Соответствующая этому моменту кривая $p_6(x)$ показана на рис. 21, б крупным пунктиром. При $t > T_n^-$ транзистор находится в насыщенном состоянии ($i_K = I_{KB} = \text{const}$) и градиент $|dp_6/dx|$ в сечении $x = \omega$ не меняется. Но заряд дырок продолжает нарастать, и кривые $p_6(x)$ сдвигаются в указанном на рис. 21, б направлении, стремясь (строго говоря, при $t = \infty$) к положению, соответствующему стационарному режиму. Этот режим определяется током базы I_6^+ .

При достижении стационарного состояния заряд дырок (а также заряд электронов) возрастает на величину $\Delta Q_p = Q_p - Q_{p0} \cong Q_p \cong I_6^+ \tau_p$ [см. формулу (50)]. При отсутствии рекомбинации длительность переходного процесса

^{*)} Это поле действует и на коллекторный переход, но оно лишь повышает его обратное смещающее напряжение.

^{**)} При описании процесса нейтрализации базы принято, что причиной инжекции дырок является приток в базу электронов, доставляемых током базы. В других случаях в качестве причины инжекции дырок принимают напряжение, подаваемое на переход, а появление тока базы рассматривают как следствие. Однако при принятом рассмотрении процессов невозможно различить и отделить причину от следствия.

была бы равна $Q_p/I_0^+ = \tau_p$; в действительности же она будет несколько больше.

16. Связь между зарядом базы и током коллектора в переходном режиме. До входа транзистора в насыщение каждая из кривых $p_0(x)$ (рис. 21, б) соответствует некоторому току $i_k(t) < I_{кн}$, определяемому градиентом $|dp_0/dx|$ в сечении $x = \omega$. Сравним эти кривые с кривыми $p_0(x)$ стационарного режима (см. рис. 19, а) таким образом, чтобы сравниваемые кривые относились к одному и тому же току коллектора [$i_k(t) = I_k \cong BI_0$]. При этом будем интересоваться не тонкой структурой кривых, а величиной интеграла (46), определяющего заряд базы. Сравнимые кривые различаются по двум причинам.

Во-первых, из-за длительности пролета τ_T в переходном процессе изменения концентрации носителей у коллекторного перехода отстают от таковых изменений у эмиттерного перехода. Но $\tau_T \ll \tau_p$. Поэтому обусловленное этой причиной различие зарядов базы в стационарном и переходном режимах весьма мало.

Во-вторых, кривая $p_0(x)$ стационарного режима, относящаяся к току $I_k \cong BI_0 < I_{кн}$, соответствует току базы $I_0 < I_{0н}$ и току эмиттера $I_э = I_k + I_0 < I_k + I_{0н}$. Аналогичная кривая переходного процесса, относящаяся к току $i_k(t) = I_k$, соответствует току базы $I_0^+ > I_{0н}$ и току эмиттера $i_э = I_k + I_0^+ > I_k + I_{0н}$. Поэтому градиенты концентраций сравниваемых кривых у коллекторного перехода одинаковы, а у эмиттерного — различны. Однако, если вследствие неравенства $B \gg 1$ ток базы $I_0^+ \ll i_k(t)$ (что в переходном режиме справедливо при не очень малой величине i_k), то можно принять, что при одинаковых токах коллектора $i_k(t) = I_k$ соответствующие им заряды в базе приблизительно одинаковы, т. е. $Q_p(t) \cong Q_p$. Такое приближение, применяемое при технических расчетах, существенно их упрощает; оно позволяет распространить простое соотношение (47) и на переходный режим работы:

$$Q_p(t) \cong i_k(t) \tau_T \quad (i_k < I_{кн}). \quad (8.54)$$

Это соотношение справедливо и для дрейфовых транзисторов.

17. Переходный процесс при запираии транзистора. Пусть при $t < 0$ бездрейфовый транзисторв ключевой схемы находился в стационарном насыщенном состоянии, характеризуемом токами $I_{кн}$ и $I_0^+ > I_{0н}$ (рис. 22, а, б). Соответствующее распределение концентрации дырок в базе

отображенею верхней кривой на рис. 22, в. Рассмотрим картину переходного процесса (без учета влияния емкостей схемы), возникающего в двух типичных случаях при внезапном в момент $t = 0$ уменьшении тока базы до значения $I_{bc} \leq 0$.

а) С л у ч а й $I_{bc} = 0$. При токе базы $i_b = 0$ дырочный ток $i_p(x)$ во всех сечениях базы равен току коллектора. По-

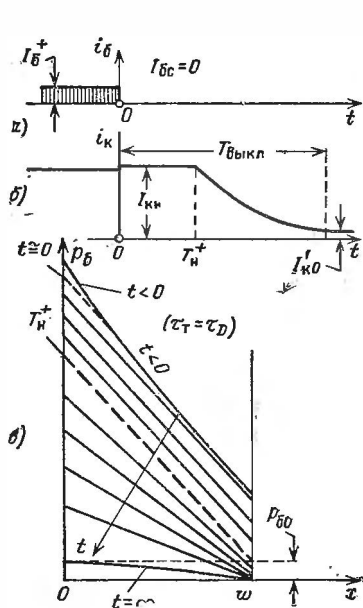


Рис. 22.

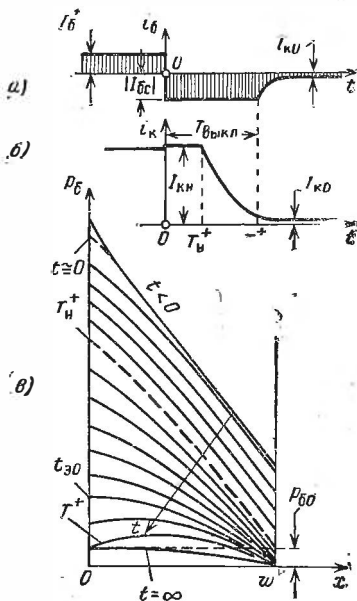


Рис. 23.

этому у бездрейфового транзистора в любой момент времени градиенты $|dp_b/dx|$ во всех сечениях базы одинаковы (рис. 22, в). Следовательно, сразу же после коммутации тока базы графики $p_b(x)$ в течение всего переходного процесса представляют собой прямые*).

При нулевом базовом токе электроны в базу не поступают, и их заряд благодаря рекомбинации с течением времени уменьшается. Одновременно и в том же количестве снижается заряд дырок. Но до выхода транзистора из насыщения ток $i_R = I_{kn} = \text{const}$ и градиенты $|dp_b/dx|$ во всех се-

* При коммутации тока базы несколько уменьшается напряжение на эмиттерном переходе, что вызывает незначительное увеличение тока коллектора.

нениях базы во времени не меняются. В соответствии с этим уменьшение заряда дырок отображается на рис. 22, в параллельным перемещением с течением времени прямых $p_6(x)$. В некоторый момент $t = T_n^+$ прямая $p_6(x)$ (она изображена крупным пунктиром) займет положение, при котором у коллекторного перехода концентрация $p_6(\omega) = p_{60}$ (равновесная концентрация p_{60} показана в преувеличенном виде). Длительность T_n^+ , в течение которой концентрация дырок у коллекторного перехода снижается до равновесного значения, называется *временем рассасывания заряда базы*. Так как при $t > T_n^+$ концентрация $p_6(\omega) \cong 0$, то дальнейшее обусловленное рекомбинацией уменьшение заряда дырок приводит к уменьшению градиента $|dp_6/dx|$ и, следовательно, к уменьшению токов i_k и $i_a = i_k$ до стационарного значения $I'_{k0} = (B + 1)I_{k0}$.

б) С л у ч а й $I_{6c} < 0$ (рис. 23)*). При коммутации тока базы градиент $|dp_6/dx|$ в сечении $x = 0$ резко снижается и становится ниже, чем в сечении $x = \omega$ (так как $i_a = i_k + I_{6c} < i_k$). В данном случае скорость уменьшения заряда электронов в базе выше, чем при $I_{6c} = 0$, так как убыль электронов обусловлена не только рекомбинацией, но и высасыванием электронов из базы током $I_{6c} < 0$. В такой же мере (из-за уменьшения скорости поступления дырок в базу) возрастает и скорость уменьшения заряда дырок в базе, что обеспечивает сохранение электрической нейтральности базы (можно сказать, что поэтому и уменьшился ток эмиттера). В итоге длительность T_n^+ выхода транзистора из насыщения [моменту $t = T_n^+$ на рис. 23, в соответствует пунктирная кривая $p_6(x)$] в данном случае меньше, чем при $I_{6c} = 0$.

После выхода транзистора из насыщения ток коллектора начинает уменьшаться. Соответственно уменьшается и ток эмиттера; в некоторый момент t_{a0} он снижается до нуля, а затем становится отрицательным (рис. 23, в). При этом ток базы $|I_{6c}| = |i_a| + i_k$, т. е. дальнейшее уменьшение заряда базы связано с переносом дырок базы через о б а перехода транзистора. В некоторый момент T^+ концентрация дырок у эмиттерного перехода снижается до равновесного значения, и состояние транзистора становится близким к состоянию в режиме отсечки: заряд базы истощается почти до равновесного значения, а входное сопротивление транзистора резко

* В дальнейшем будет показано, что обратный ток базы насыщенного транзистора может в тысячи раз и более превосходить ток I_{k0} .

повышается. Это приводит к понижению тока $|i_{\text{б}}| \rightarrow I_{\text{кн}}$ (рис. 23, а) практически независимо от величины управляющего напряжения в цепи базы. В целом длительность $T_{\text{выкл}} = T^+$ запираания транзистора (рис. 23, б) получается здесь меньшей, чем при $I_{\text{бс}} = 0$. *Создавая обратный ток базы насыщенного транзистора значительной величины, можно существенно снизить длительность запираания транзистора**.

В дрейфовом транзисторе процесс запираания транзистора протекает сложнее, но общая его направленность остается той же: при насыщенном транзисторе ток $i_{\text{н}} = I_{\text{кн}} = \text{const}$ и происходит рассасывание накопленного в базе (а также в области коллектора, прилегающей к базе) заряда, в результате чего транзистор выходит из насыщения, а затем ток коллектора уменьшается и транзистор запирается.

18. Из сравнения показанных на рис. 21, б и 23, в кривых видно, что при переходе транзистора из режима отсечки в режим насыщения и наоборот процессы изменения заряда базы примерно одинаковы, но они протекают в противоположных направлениях. Некоторое различие кривых $p_{\text{б}}(x)$ при запираании и отпираании транзистора обусловлено влиянием тока базы на величину тока эмиттера. Однако это обстоятельство не приводит к существенному различию в величине заряда $Q_{\text{н}}^-$, при котором транзистор входит в насыщение, и заряда $Q_{\text{н}}^+$, при котором он выходит из насыщения**). В методическом же отношении, имея в виду соотношения (50) и (51), удобно принять***):

$$Q_{\text{н}}^- = I_{\text{бн}} \tau_{\text{б}}; \quad Q_{\text{н}}^+ = I_{\text{бн}} \tau_{\text{н}}. \quad (8.55)$$

*) При $-I_{\text{бс}} > I_{\text{кн}}$ концентрация дырок у эмиттерного перехода снижается быстрее, чем у коллекторного перехода, и создается своеобразный *инверсный режим* работы транзистора [98, 106], при котором коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный переход — в обратном. На практике такие режимы применяются в интегральных схемах.

**) Как показывает анализ, учет этого обстоятельства приводит (применительно к сплавным транзисторам) к соотношению $Q_{\text{н}}^-/Q_{\text{н}}^+ \cong 1 + (s + s_{\text{с}})/(3B)$, где $s_{\text{с}} = -I_{\text{бс}}/I_{\text{бн}}$.

***) При таком подходе упрощается расчет длительностей $T_{\text{н}}^-$ и $T_{\text{н}}^+$ (удобно припасовывать решения дифференциального уравнения заряда базы при кусочно-линейной аппроксимации этого уравнения). В книге Т. М. Агаханяна [106] обосновывается более точное выражение граничного заряда $Q_{\text{н}}^+$.

19. Согласно формуле (54) ток коллектора в переходном активном режиме работы связан с зарядом базы простой линейной зависимостью $i_K(t)\tau_T = Q_p(t)$. Заряд же базы, как мы увидим, связан с током базы $i_B(t)$ линейным дифференциальным уравнением. Следовательно, зная закон $i_B(t)$, можно довольно просто найти переходный процесс $i_K(t)$. К сожалению, строгое определение тока базы сопряжено с решением сложной нелинейной задачи. Однако некоторые особенности ключевых схем позволяют существенно упро-

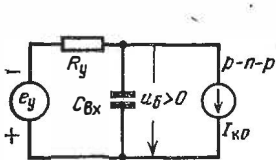


Рис. 24.

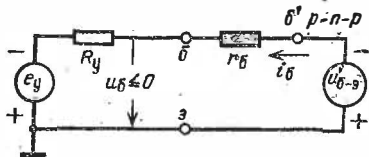


Рис. 25.

стить эту задачу путем линеаризации параметров базовой цепи транзистора применительно к каждой стадии его работы.

20. В стадии, предшествующей отпиранию транзистора ($u_B \geq 0$), рассмотренная применительно к стационарному режиму отсечки схема базовой цепи (см. рис. 10) должна быть дополнена входной емкостью (рис. 24)

$$C_{вх} = C_э + C_м, \quad (8.56)$$

где $C_э$ — емкость эмиттерного перехода и $C_м$ — емкость монтажа. Хотя $C_{вх} < 100$ пФ, но при большой величине сопротивления R_y постоянная $R_y C_{вх}$ может оказаться значительной. Данная схема служит для определения длительности изменения базового напряжения от значения $U_б > > 0$ до значения $u_б = 0$.

21. В стадии, следующей после отпирания транзистора ($u_B \leq 0$), схема базовой цепи имеет вид, показанный на рис. 25. Здесь в соответствии с формулой (33) участок «база—эмиттер» представлен объемным сопротивлением $r_б$, соединенным последовательно с источником напряжения $u'_{б-э} < 0$. Из-за высокой проводимости участка «база — эмиттер» влиянием входной емкости в данной стадии обычно

пренебрегают. Данная цепь является нелинейной, так как величина — u_{6-9} связана нелинейной зависимостью (38) с граничной концентрацией $p_6(0)$, которая изменяется в переходном процессе. Кроме того, объемное сопротивление базы уменьшается от значения $r_6 = r_{60}$ при ненасыщенном транзисторе до значения $r_{6н}$ в режиме насыщения [98, 106]*). Для обоснования способа линеаризации входной цепи рассмотрим динамическую характеристику тока базы в импульсном режиме работы.

22. Динамическая характеристика тока базы. Пусть управляющая э. д. с. $e_y(t)$ (рис. 25) стремится к значению E_y^+ , соответствующему стационарному режиму насыщения, который характеризуется током базы $I_6^+ = sI_{6н}$, током коллектора $I_{кн}$ и коллекторным напряжением $U_{кн}$. В стационарном режиме насыщения положение рабочей точки M^+ в плоскости статических входных характеристик транзистора (рис. 26) определяется током базы I_6^+ и коллекторным напряжением $U_{кн}$. Точка M^+ определяет стационарное базовое напряжение U_6^+ .

Предположим, раньше, что э. д. с. e_y и базовое напряжение u_6 медленно изменяются от своих нулевых значений до стационарных значений E_y^+ и U_6^+ . В этом случае изображающая точка перемещалась бы из точки $u_6 = 0$ в точку M^+ (рис. 26), постепенно пересекая статические характеристики, соответствующие различным коллекторным напряжениям от $U_{кн} \cong -E_{кн}$ (при $i_{кн} \cong 0$) до значения $U_{кн}$. Подобная «медленная» динамическая характеристика изображена на рис. 26 крупным пунктиром.

Качественно иначе выглядит «быстрая» динамическая характеристика $i_6 = F_0(u_6)$, показанная на рис. 26 штрих-пунктирной линией. Она имеет место при действии импульсной э. д. с. e_y , длительность фронта которой существенно меньше длительности накопления заряда в базе. В самом деле, величина $|u'_{6-9}|$ нарастает по мере накопления заряда в базе и достигает стационарного значения $|U'_{6-9}|$ лишь к концу переходного процесса (рис. 27). Поэтому в первые моменты времени, пока заряд базы мал и величина $|u'_{6-9}| \cong 0$, входное сопротивление транзистора $R_{вх} \cong r_6 = r_{60}$, ввиду чего $u_6 \cong -i_6 r_{60}$. Следовательно, начальный участок динамической характеристики (см. рис. 26) почти прилегает к прямой OA (ее угол наклона определяется сопротивлением r_{60}). На этом участке динамической характеристики ток базы достигает максимального значения $i_{6\max}$ (рис. 27). Если нас интересует поведение входной цепи в такие начальные моменты времени, то приближенно можно принять $R_{вх} \cong r_{60}$. В последующие моменты времени, по мере нарастания величины $|u'_{6-9}|$, ток базы понижается, но в несколько

* Соппротивление $r_{6н}$ находится из построения, приведенного на рис. 12. Аналогично находится сопротивление r_{60} , которое близко к дифференциальному значению входного сопротивления ненасыщенного транзистора, определяемого из входной характеристики (рис. 6, б) при $U_{кн} \cong -5В$ на линейном ее участке.

меньшей мере, чем это вызывается возрастанием $|u'_{б-э}|$, так как после входа транзистора в насыщение сопротивление $r_{б}$ стремится к значению $r_{бн} < r_{б0}$, определяемому наклоном прямой OA_H (см. рис. 26). В конечном итоге устанавливается ток $I_{б+}$, соответствующий точке M^+ .

Таким образом, при импульсном режиме работы процессы в цепи базы не определяются статическими входными характеристиками транзистора. Из таких характеристик следует, что при

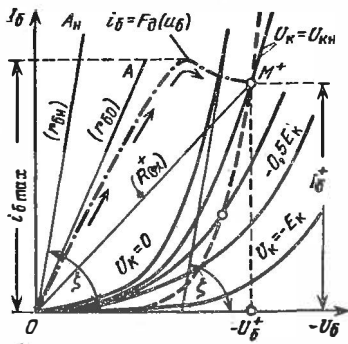


Рис. 26.

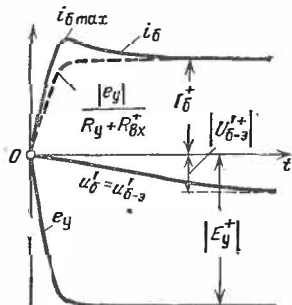


Рис. 27.

малых токах базы входное сопротивление $|u_b|/i_b$ очень велико (тысячи и десятки тысяч Ом), в то время как в действительности входное сопротивление «пустой» базы весьма мало (порядка 100 Ом).

23. Среднее значение входного сопротивления. Из рис. 26 видно, что в импульсном режиме прямая OM^+ выражает зависимость тока базы $i_b \doteq F(u_b)$ точнее, чем «медленная» динамическая характеристика. Прямая OM^+ определяет среднее (по хорде) значение $R_{вх}^+$ входного сопротивления транзистора при изменении базового напряжения от $u_b = 0$ до стационарного значения U_b^+ . Этому сопротивлению соответствует представленная на рис. 11 эквивалентная схема (в ней следует заменить E_y^+ на e_y и I_b^+ на i_b). Ток базы в такой линеаризованной схеме выражается законом Ома:

$$i_b = i_b(t) \cong \frac{-e_y(t)}{R_y + R_{вх}^+} \quad (8.57)$$

Соответствующая формуле (57) кривая изменения тока базы показана на рис. 27 пунктирной линией. Она несколько отличается от кривой, выражающей истинный ток $i_b(t)$,

но обе кривые сходятся к одному и тому же стационарному току I_{δ}^+ . Обычно сопротивление $R_y \gg R_{\text{вх}}^+$ (см. § 8.2, п. 21). В этом случае истинный ток базы лишь незначительно превосходит (в основном в начальные моменты времени) величину тока, выражаемого формулой (57). Следовательно, действительное быстроедействие ключевой схемы несколько выше получаемого из расчета.

Выразим величину $R_{\text{вх}}^+$. В рабочей точке M^+ (см. рис. 26) транзистор находится в стационарном режиме насыщения. Согласно формуле (45) при входе транзистора в насыщение напряжение на эмиттерном переходе $U'_{\text{б-э}} = U_{\text{кн}}$. Вследствие экспоненциального характера зависимости (38) напряжение на эмиттерном переходе после входа транзистора в насыщение почти не меняется. Поэтому с небольшой погрешностью можно принять, что в точке M^+ напряжение на переходе $U'_{\text{б-э}} \cong U_{\text{кн}} = I_{\text{кн}} r_{\text{н}}$, где $r_{\text{н}}$ — сопротивление насыщенного транзистора. Следовательно, базовое напряжение в точке M^+

$$|U_{\delta}^+| \cong I_{\text{кн}} r_{\text{н}} + I_{\delta}^+ r_{\text{бн}}.$$

Разделив обе части этого уравнения на I_{δ}^+ и учитывая при этом приближенное равенство (25), получим

$$R_{\text{вх}}^+ = \frac{|U_{\delta}^+|}{I_{\delta}^+} \cong \frac{B}{s} r_{\text{н}} + r_{\text{бн}}. \quad (8.58)$$

Достоинство такого выражения $R_{\text{вх}}^+$ пояснялось в § 8.2, пп. 21—22.

24. В стадии вывода транзистора из насыщения напряжение на эмиттерном переходе меняется незначительно и оно близко к величине $|U_{\text{кн}}|$. Поэтому схему цепи базы в этой стадии можно представить в виде, показанном на рис. 28. Согласно этой схеме*)

$$i_{\delta} \cong - \frac{e_y - U_{\text{кн}}}{R_y + r_{\text{бн}}} = - \frac{e_y + |U_{\text{кн}}|}{R_y + r_{\text{бн}}}. \quad (8.59)$$

Даже при $e_y < 0$ (т. е. при незапирающей полярности), но $|e_y| < |U_{\text{кн}}|$, ток базы оказывается отрицательным (он утекает в n -базу). Если же $e_y > 0$, а сопротивление $r_{\text{бн}}$ невелико, то обратный ток базы $|i_{\delta}|$ может оказаться весьма

*) При наличии в цепи базы разделительного конденсатора в. д. с. e_y должна учитывать напряжение, действующее на конденсаторе.

значительным. Такая возможность используется для быстрого вывода транзистора из насыщения (см. п. 17).

Протекание обратного тока базы $|i_b| \gg I_{к0}$ в статическом режиме невозможно. В рассматриваемой же стадии это возможно благодаря наличию в базе избыточных зарядов дырок и электронов; положительно смещенный эмиттерный переход как бы играет роль заряженного конденсатора, поддерживающего протекание обратного тока при $e_y > U_{кн}$.

25. В стадии запирания транзистора, выведенного из насыщения, напряжение на эмиттерном переходе по мере

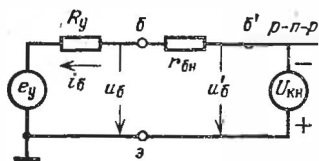


Рис. 28.

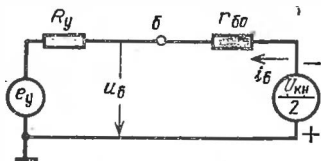


Рис. 29.

уменьшения избыточного заряда базы понижается от значения $|U_{кн}|$ до 0. Объемное сопротивление базы в этой стадии $r_b \cong r_{б0}$.

Всма трудно определить ток базы $i_b < 0$ в данной стадии. При технических расчетах можно исходить из упрощенной схемы (рис. 29), в которой напряжение на эмиттерном переходе принимается постоянным и равным (в среднем) $0,5|U_{кн}|$. Как указывалось в п. 17 (см. рис. 23), протекание обратного тока базы возможно до истощения избыточного заряда базы. После этого независимо от величины e_y ток базы $|i_b|$ спадает до статического значения $I_{к0}$.

Д. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ МЕТОДОМ ЗАРЯДА БАЗЫ *

26. Уравнение заряда базы. Установим связь между током базы и зарядом неосновных носителей в базе в переходном процессе.

В основе *метода заряда базы* лежит принцип электрической нейтральности базы, согласно которому при любом режиме работы выполняется равенство положительного

* Близким к методу заряда базы [98] является метод кажущегося тока, предложенный С. Я. Шацем [101].

и отрицательного зарядов в базе. Применительно к n -базе это равенство имеет вид

$$Q_d + Q_p = Q_n, \quad (a)$$

где Q_d — положительный заряд ионизированных доноров в базе, а Q_p и Q_n — заряды дырок и электронов в базе.

Пусть толщина базы $w = \text{const}$ и, значит, $Q_d = \text{const}^*$. Тогда, дифференцируя равенство (a), получим

$$\frac{dQ_p}{dt} = \frac{dQ_n}{dt}.$$

Скорость изменения заряда электронов в базе определяется в основном скоростью притока электронов через базовый электрод (i_b) и скоростью рекомбинации ($i_{\text{рек}}^{**}$). Следовательно,

$$\frac{dQ_p}{dt} = i_b - i_{\text{рек}}. \quad (б)$$

Согласно формуле (49) ток $i_{\text{рек}} \cong Q_p/\tau_p$. Обозначая для упрощения записи $Q_p = Q$, представим уравнение (б) в виде

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_p} = i_b(t). \quad (8.60)$$

Это дифференциальное уравнение называется *уравнением заряда базы*. Роль постоянной времени уравнения выполняет время жизни τ_p . Хотя $\tau_p \neq \text{const}$, но допустимо полагать, что оно принимает два постоянных значения: τ_b — в активном режиме и τ_n — в режиме насыщения. Тогда уравнение (60) можно рассматривать как *кусочно-линейное*. Для его решения надо знать закон изменения тока $i_b(t)$ и начальное в момент $t = 0$ условие $Q(0)$. Если при $t > 0$ ток $i_b = I_b = \text{const}$, то решение уравнения (60) имеет вид

$$Q = Q(t) = Q(\infty) - [Q(\infty) - Q(0)] e^{-t/\tau_p}, \quad (8.61)$$

* При таком предположении мы пока пренебрегаем влиянием барьерных емкостей транзистора, рассматриваемым в разд. Е.

** Здесь и в дальнейшем приближенно принимается, что электронными токами переходов транзистора можно пренебречь. Кроме того, предполагается, что равновесный заряд базы и начальный ток базы $I_{b0} \cong -I_{k0}$ пренебрежимо малы.

где $Q(\infty)$ — установившееся значение заряда базы, наступающее, строго говоря, при $t = \infty$. В установившемся режиме $dQ/dt = 0$, и из уравнения (60) следует, что

$$Q(\infty) = I_{\text{б}} \tau_p. \quad (8.62)$$

В переходном процессе, как это видно из уравнения (60) часть тока базы идет на прирост заряда базы (так как прирост заряда дырок равен приросту заряда электронов), а другая часть (Q/τ_p) расходуется на покрытие убыли электронов из-за рекомбинации. Пока заряд базы мал, ток рекомбинации также мал, и $dQ/dt \cong I_{\text{б}}$, т. е. почти весь ток базы идет на прирост заряда базы. По мере возрастания Q все большая часть тока базы расходуется на покрытие убыли электронов из-за рекомбинации ($i_{\text{рек}} = Q/\tau_p \rightarrow I_{\text{б}}$), а скорость прироста заряда $dQ/dt \rightarrow 0$.

27. Анализ процесса отпирания транзистора.

Пусть в момент $t = 0$ возникает перепад тока базы от значения $-I_{\text{к0}} \cong 0$ до значения $I_{\text{б}}^+ \cong sI_{\text{бн}}$ (рис. 30, а). Примем, что начальный заряд $Q(0) = Q_{\text{р0}} \cong 0$. До насыщения транзистора $\tau_p = \tau_{\text{б}}$, в соответствии с чем заряд базы нарастает по закону (61), как если бы он стремился к значению $Q(\infty) = I_{\text{б}}^+ \tau_{\text{б}}$, показанному на рис. 30, б крупным пунктиром, т. е.

$$Q(t) = sI_{\text{бн}} \tau_{\text{б}} (1 - e^{-t/\tau_{\text{б}}}) \quad (t \leq T_{\text{н}}^-). \quad (8.63)$$

Закон (63) справедлив до входа транзистора в насыщение, т. е. до момента $T_{\text{н}}^-$, в который согласно формуле (55) заряд базы достигает значения $Q_{\text{н}}^- = I_{\text{бн}} \tau_{\text{б}}$. При $Q > Q_{\text{н}}^-$ следует принять $\tau_p = \tau_{\text{н}}$ и для определения закона $Q(t)$ надо найти новое решение уравнения (60). Будем в этом решении отсчитывать время от момента $T_{\text{н}}^-$, т. е. введем временную координату

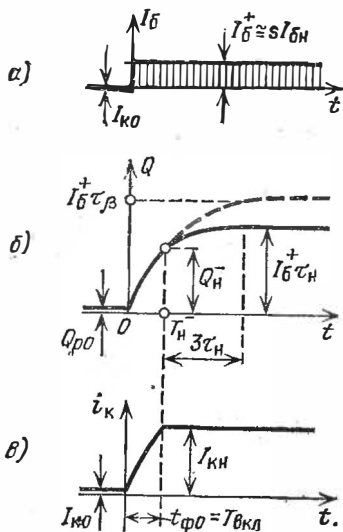


Рис. 30.

нату $t' = t - T_n^-$. При $t' = 0$ начальное условие $Q(0) = I_{\text{бн}}\tau_{\beta}$, $Q(\infty) \cong sI_{\text{бн}}\tau_{\beta}$ (правильнее полагать $Q(\infty) = Q_n^- + (I_{\text{б}}^+ - I_{\text{бн}})\tau_{\beta}$). Подставляя эти значения в формулу (61), получим

$$Q(t') \cong sI_{\text{бн}}\tau_{\beta} - (sI_{\text{бн}}\tau_{\beta} - I_{\text{бн}}\tau_{\beta})e^{-t'/\tau_{\beta}} \quad (t' = t - T_n^- \geq 0). \quad (8.63a)$$

Закон $Q(t)$ показан на рис. 30, б сплошной линией. Практически уже при $t' \cong 3\tau_{\beta}$ можно принять $Q \cong Q(\infty) \cong sI_{\text{бн}}\tau_{\beta}$.

Согласно формуле (54), функция (63) позволяет выразить ток коллектора ненасыщенного транзистора (рис. 30, в) в виде

$$i_{\text{к}}(t) \cong \frac{Q(t)}{\tau_{\text{т}}} \cong BsI_{\text{бн}}(1 - e^{-t/\tau_{\beta}}) \quad (t \leq T_n^-), \quad (8.64)$$

где принято во внимание, что $\tau_{\beta} \cong B\tau_{\text{т}}$.

При $t \geq T_n^-$ ток коллектора $i_{\text{к}} = I_{\text{кв}} \cong BI_{\text{бн}} = \text{const}$.

Длительность фронта тока коллектора $t_{\text{ф0}} = T_n^-$. Для определения T_n^- учтем, что при $t = T_n^-$ ток $i_{\text{к}} \cong BI_{\text{бн}}$. Подставляя эти значения в функцию (64) и решая полученное уравнение, найдем

$$T_n^- = t_{\text{ф0}} = \tau_{\beta} \ln \frac{s}{s-1}. \quad (8.65)$$

При $s = 1$ из формулы (65) получаем $T_n^- = \infty$; в этом случае уместно говорить об активной длительности фронта $t_{\text{ф}} = 2,2\tau_{\beta}$. Уже при $s = 1,5$ длительность T_n^- снижается до $1,1\tau_{\beta}$. При $s \gg 1$ (практически при $s \geq 5$) из разложения функции (65) в ряд находим

$$T_n^- = t_{\text{ф0}} = \tau_{\beta} \ln \left(1 + \frac{1}{s} + \frac{1}{s^2} + \dots \right) \cong \frac{\tau_{\beta}}{s}. \quad (8.66)$$

При входе транзистора в насыщение можно считать ТК замкнутым ($T_{\text{вкл}} = T_n^-$). Из формул (65) и (66) вытекает, что с увеличением коэффициента насыщения длительность включения ТК сокращается. Из этих же формул следует, что при заданном s в отношении уменьшения длительности включения ТК предпочтительнее применять транзисторы с меньшей величиной времени жизни $\tau_{\beta} \cong B\tau_{\text{т}}^*$. При этом требуемая величина тока базы $I_{\text{б}}^+$ тем меньше, чем больше B .

* Этот вывод справедлив, если можно пренебречь влиянием емкостей ключевой схемы; учет такого влияния сводится к замене в формулах (63) и (64)—(66) постоянной времени τ_{β} на постоянную времени $\theta_{\beta} > \tau_{\beta}$ (см. пп. 34—36).

28. Анализ процесса запираания транзистора. Пусть при $t < 0$ транзистор находился в насыщенном состоянии, характеризуемом представленными на рис. 31 диаграммами ($i_b = I_b^+ \cong sI_{бн}$, $Q \cong I_b^+ \tau_n$, $i_k = I_{кн}$)*). Рассмотрим процесс, возникающий при перепаде в момент $t = 0$ тока базы от значения I_b^+ до $I_{бс}$ (на рис. 31 показан типичный случай $I_{бс} < 0$).

Переходный процесс изменения заряда базы также описывается уравнением (60), которое представим в виде

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau_p} + I_{бс}. \quad (8.67)$$

Правая часть уравнения (67) отрицательна. Отрицательная производная dQ/dt означает, что заряд базы уменьшается. Если $I_{бс} = 0$, то это уменьшение обусловлено только рекомбинацией (см. рис. 22); если же $I_{бс} < 0$, то уменьшение заряда обязательно также и высасыванию из базы электронов.

Решение уравнения (67) выражается функцией (61), в которой согласно исходным данным $Q(0) = sI_{бн}\tau_n$, а согласно равенству (62), $Q(\infty) = I_{бс}\tau_n$; здесь учтено, что до выхода транзистора из насыщения ($t < T_n^+$) $\tau_p = \tau_n$. Таким образом,

$$Q(t) = I_{бс}\tau_n - (I_{бс}\tau_n - sI_{бн}\tau_n)e^{-t/\tau_n} \quad (0 \leq t \leq T_n^+). \quad (8.68)$$

Хотя при $I_{бс} < 0$ заряд базы стремится к физически невозможному значению $Q(\infty) < 0$ (рис. 31, б), но это несущественно, так как функция (68) описывает процесс только до момента T_n^+ выхода транзистора из насыщения. В этот момент согласно формуле (55) заряд базы $Q_n^+ = I_{бн}\tau_n$. При $t \leq T_n^+$ ток коллектора $i_k = I_{кн} = \text{const}$ (рис. 31, в).

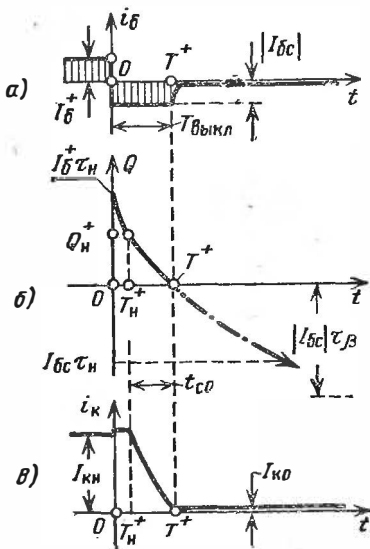


Рис. 31.

*). Правильнее полагать $Q = Q(0) = I_{бн}\tau_n + (I_b^+ - I_{бн})\tau_n$.

29. Найдем длительность T_n^+ расхода заряда базы до значения $Q_n^+ = I_{bc} \tau_n$ (рис. 31, б). Подставляя это значение в функцию (68) и решая полученное уравнение, найдем

$$T_n^+ = \tau_n \ln \frac{sI_{bc} - I_{bc}}{I_{bc} - I_{bc}} = \tau_n \ln \frac{s + s_c}{1 + s_c}, \quad (8.69)$$

где обозначено

$$s_c = -I_{bc}/I_{bn}. \quad (8.70)$$

Длительность T_n^+ определяет задержку в срезе тока коллектора, т. е. задержку в выключении ТК; из формулы (69) видно, что эта задержка пропорциональна постоянной τ_n , причем коэффициент пропорциональности зависит от соотношения величин s и s_c :

$$\frac{T_n^+}{\tau_n} = \left\{ \begin{array}{l} \ln s \text{ при } s_c = 0, \\ \ln \frac{2s}{1+s} \text{ при } s_c = s, \\ \ln \left(1 + \frac{s-1}{s_c+1} \right) \cong \frac{s-1}{s_c+1} \text{ при } s_c + 1 \gg s - 1. \end{array} \right\} \quad (8.71)$$

Из формул (71) видно, что при $s_c = 0$ длительность T_n^+ наиболее сильно зависит от коэффициента насыщения s , но и в этом случае при $s > 1,5$ эта зависимость из-за логарифмического характера ее не очень сильна. В типичном случае, когда $s_c = s$, длительность $T_n^+ \leq 0,7\tau_n$. В случае же $s_c + 1 \gg s - 1$ (практически при $s_c > 4s - 5$), длительность $T_n^+ \ll \tau_n$. Таким образом, при $s_c \geq s$ задержка в срезе тока коллектора, обусловленная насыщением транзистора, сравнительно невелика.

30. После выхода транзистора из насыщения закон $Q(t)$ изменения заряда базы также подчиняется уравнению (67), но в нем следует принять $\tau_p = \tau_b$. Из решения этого уравнения вытекает, что заряд базы при $t > T_n^+$ уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_b , стремясь к значению $Q(\infty) = I_{bc}\tau_b$. График функции $Q(t)$ изображен на рис. 31, б до момента T_n^+ сплошной линией, а при $t > T_n^+$ — штрих-пунктирной линией. Закон $Q(t)$ имеет смысл только до момента T_n^+ , в который заряд базы истощается до значения $Q(T_n^+) \cong Q_{p0} \cong 0$.

В соответствии с изменением заряда базы ток коллектора начиная с момента T_n^+ спадает от значения $I_{кн}$ по экспо-

ненциальному закону с постоянной времени τ_β (рис. 31, в). Для выражения этого закона отнесем начало отсчета времени к моменту T_H^+ (т. е. положим $t'' = t - T_H^+$) и учтем, что при $t'' = 0$ и $t'' = \infty$ ток коллектора принимает значения*):

$$i_K(0) = I_{KH} \cong BI_{\text{бн}}; \quad i_K(\infty) \cong \frac{Q(\infty)}{\tau_T} = \frac{I_{\text{бс}} \tau_\beta}{\tau_T} \cong -s_c BI_{\text{бн}};$$

отсюда, полагая $BI_{\text{бн}} \cong I_{KH}$, получим

$$i_K(t'') \cong -s_c I_{KH} + (s_c I_{KH} + I_{KH}) e^{-t''/\tau_\beta}. \quad (8.72)$$

Этот закон справедлив до момента $t'' = T^+ - T_H^+$, в который ток коллектора падает до нуля. Подставляя это значение в функцию (72) и решая полученное уравнение относительно $t'' = t_{\text{с0}} = T^+ - T_H^+$, найдем *длительность среза тока коллектора**)*:

$$t_{\text{с0}} \cong \tau_\beta \ln \frac{s_c I_{KH} + I_{KH}}{s_c I_{KH}} = \tau_\beta \ln \left(1 + \frac{1}{s_c} \right). \quad (8.73)$$

Из формулы (73) видно, что при $s_c = 0$ длительность $t_{\text{с0}} = \infty$; в этом случае уместно говорить об *активной длительности среза* $t_c \cong 2,2\tau_\beta$. При $s_c > 4$ практически можно принять

$$t_{\text{с0}} \cong \frac{\tau_\beta}{s_c}. \quad (8.73a)$$

При $s_c > 4$ длительность среза тока коллектора мала. *Длительность выключения ТК* (рис. 31) $T_{\text{выкл}} = T^+ = T_H^+ + t_{\text{с0}}$.

Е. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТК

31. Упрощенная схема (без барьерных емкостей). При анализе более сложных переходных процессов полезно располагать эквивалентной схемой ТК. Для обоснования такой схемы составим ее раньше без учета барьерных емкостей

*) Принимая два значения для τ_p ($\tau_p = \tau_\beta$ и $\tau_p = \tau_H$), следует соответственно принять два значения $\tau_T = \tau_p/B$.

***) Формулы (73) и (73a) справедливы, если можно пренебречь влиянием емкостей ключевой схемы; учет такого влияния сводится к замене τ_β на постоянную времени $\theta_\beta > \tau_\beta$ (см. пп. 34—36).

транзистора, отправляясь непосредственно от соотношений (54) и (60):

$$i_K(t) \cong \frac{Q(t)}{\tau_T}; \quad \frac{dQ}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_B} = i_B(t);$$

здесь применительно к активному режиму работы принято $\tau_p = \tau_B \cong B\tau_T$. Дифференцируя первое из написанных равенств и исключая из всех этих равенств функцию $Q(t)$, получим

$$\tau_B \frac{di_K}{dt} + i_K \cong B i_B(t). \quad (8.74)$$

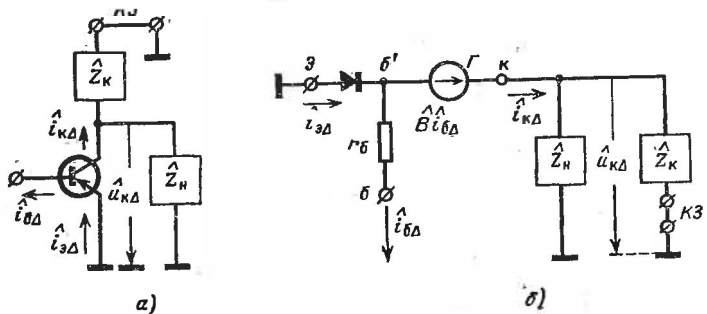


Рис. 32.

Перейдем от уравнения (74) к операционному уравнению. При этом, чтобы не учитывать начальные условия, будем оперировать с приращениями токов:

$$i_K - i_K(0) = i_{\kappa\Delta} \leftarrow \hat{i}_{\kappa\Delta}; \quad i_B - i_B(0) = i_{\beta\Delta} \leftarrow \hat{i}_{\beta\Delta}. \quad (8.74a)$$

Применительно к приращениям токов составим, исходя из уравнения (74), операционное уравнение $p\tau_B \hat{i}_{\kappa\Delta} + \hat{i}_{\kappa\Delta} \cong B \hat{i}_{\beta\Delta}$. Отсюда

$$\hat{i}_{\kappa\Delta} \cong \hat{B} \hat{i}_{\beta\Delta}, \quad (8.75)$$

где операционный коэффициент передачи

$$\hat{B} \equiv \hat{B}(p) = \frac{B}{1 + p\tau_B}. \quad (8.76)$$

На рис. 32, а изображена схема ТК, в которой через \hat{Z}_K и \hat{Z}_H обозначены операционные импедансы комплексных в общем случае элементов. Применительно к задаче анализа приращений токов и напряжений следует по-

лагать, что эти элементы не содержат значительных запасов энергии. По этой же причине источник питания заменяется короткозамкнутым элементом (КЗ). Данную схему на основании уравнения (75) можно заменить эквивалентной схемой (рис. 32, б). Основным ее элементом является генератор тока Γ , определяющий приращение тока коллектора в соответствии с равенством (75). Поскольку в схеме фигурируют только операционные изображения величин, ее можно назвать *операционной схемой ТК*.

32. Полная операционная схема ТК (с учетом барьерной емкости коллекторного перехода^{*)}. Рассмотрим показанную схематически на рис. 33

структуру транзистора. Здесь широкими стрелами обозначены токи i'_z , i'_k , i'_b , обусловленные перемещением дырок и электронов (без учета емкостных токов). Кроме этих токов (отмеченных для различия штрихом), широким пунктиром показано направление протекания тока i_c

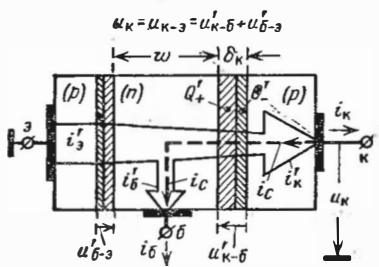


Рис. 33.

барьерной емкости C_k , замыкаемого через цепи коллектора и базы. Протекание этого тока связано с изменением толщины δ_k коллекторного перехода; при возрастании (в алгебраическом смысле) напряжения $u'_{k-б}$ на переходе толщина перехода уменьшается; это приводит к уменьшению положительного заряда $Q'_+ = Q'_d$ ионизированных доноров и отрицательного заряда $Q'_- = Q'_a$ ионизированных акцепторов в соответствующих частях перехода (рис. 33). С этим и связано протекание тока i_c барьерной емкости C_k ^{**)}.

Вредное влияние тока i_c проявляется в двух отношениях: во-первых, он уменьшает ток коллектора; во-вторых, что

^{*)} Барьерная емкость эмиттерного перехода играет некоторую роль только в ТК наносекундного диапазона.

^{**)} Нелинейная зависимость барьерной емкости от напряжения учитывается путем замены приводимого в справочниках дифференциального значения \tilde{C}_k (при обратном напряжении U_k) средним (интегральным) по рабочему диапазону напряжений значением

$C_k = m \tilde{C}_k \sqrt[n]{|U_k|/E_k}$, где для ступенчатого перехода (типичного для сплавных транзисторов) $m = 2$ и $n = 2$, а для плавного перехода (типичного для диффузионных транзисторов) $m = 1,5$ и $n = 3$ [98, 126, 157].

более существенно, емкостный ток, совпадая по направлению с током базы i_b , уменьшает ту его часть, которая определяет заряд базы и, следовательно, обуславливает усиительные свойства транзистора (по току). Поэтому можно ожидать, что влияние емкости C_k должно умножиться в $B + 1$ раз.

33. При протекании емкостного тока i_c операционное уравнение (75) справедливо только для токов i'_k и i'_b , и уравнение (75) следует заменить на уравнение

$$\hat{i}'_{k\Delta} \cong \hat{B} \hat{i}'_{b\Delta}. \quad (8.77)$$

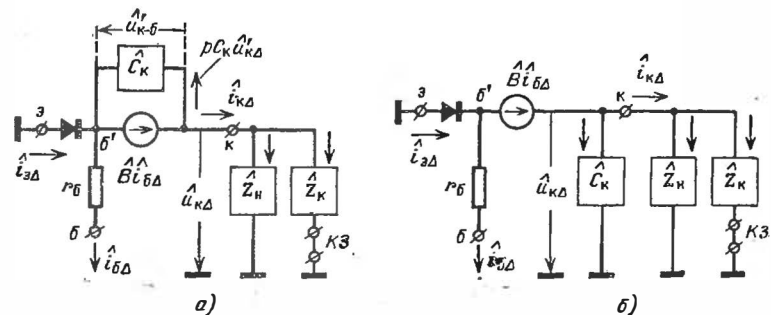


Рис. 34.

Из рис. 33 видно, что $i'_k = i_k + i_c$ и $i'_b = i_b - i_c$, откуда

$$\hat{i}'_{k\Delta} = \hat{i}_{k\Delta} + \hat{i}_c; \quad \hat{i}'_{b\Delta} = \hat{i}_{b\Delta} - \hat{i}_c; \quad (8.78)$$

здесь принято во внимание, что в стационарном режиме ток $i_c = 0$. Подставляя равенства (78) в уравнение (77), получим

$$\hat{i}_{k\Delta} \cong \hat{B} \hat{i}_{b\Delta} - (\hat{B} + 1) \hat{i}_c = \hat{B} \hat{i}_{b\Delta} - (\hat{B} + 1) p C_k \hat{u}'_{k-b\Delta},$$

где $\hat{u}'_{k-b\Delta} \rightarrow u'_{k-b\Delta} = u'_{k-b} - u'_{k-b}(0)$, или, записывая компактнее,

$$\hat{i}_{k\Delta} = \hat{B} \hat{i}_{b\Delta} - p \hat{C}_k \hat{u}'_{k-b\Delta}, \quad (8.79)$$

где

$$\hat{C}_k = (\hat{B} + 1) C_k. \quad (8.79a)$$

Так как $p \hat{C}_k \hat{u}'_{k-b\Delta}$ выражает изображение некоторого тока, то \hat{C}_k можно формально назвать *операционной емкостью*.

Напряжения на коллекторном переходе $u_{к-б} \cong u_{к-б} - u_{б-э}$. В активном режиме $|u_{б-э}| \ll |u_{к-б}|$, причем изменения напряжения $|u_{б-э}|$ малы сравнительно с изменениями напряжения $|u_{к-б}|$ (*). Поэтому практически можно принять $u_{к-б} \cong u_{к}$ ($u_{к-б\Delta} \cong u_{к\Delta}$). Это позволяет перейти от показанной на рис. 34, а схемы к более удобной упрощенной схеме, приведенной на рис. 34, б.

Ж. ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТК В АКТИВНОМ РЕЖИМЕ

34. Операционное уравнение. Рассмотрим ключевую схему с подключенной к ней нагрузочной емкостью C_H (рис. 35, а). Пусть в момент $t = 0$ транзистор отпирается

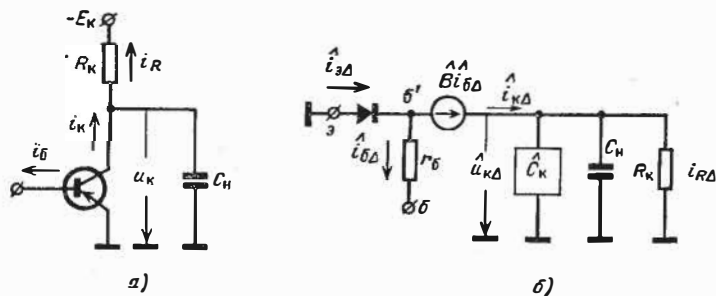


Рис. 35.

и под воздействием приложенного тока базы $i_B = i_B(0) + i_{B\Delta}(t)$ работает в активном режиме. Составим операционное уравнение для приращения коллекторного напряжения $u_{к\Delta}$. Для этого обратимся к операционной схеме (рис. 35, б), построенной в соответствии со схемой, приведенной на рис. 34, б. Согласно схеме (рис. 35, б).

$$\hat{B} \hat{i}_{B\Delta} = \hat{u}_{к\Delta} \left(\frac{1}{R_K} + pC_H + p\hat{C}_K \right).$$

Подставляя сюда выражение \hat{C}_K из формулы (79а), получим

$$\hat{B} \hat{i}_{B\Delta} R_K = \hat{u}_{к\Delta} [1 + pR_K C_H + pR_K C_R (B + 1)].$$

* По этой причине влиянием барьерной емкости эмиттерного перехода (шунтируемой к тому же небольшим эквивалентным сопротивлением перехода) обычно пренебрегают.

Заменяя изображение \hat{V} его выражением из формулы (76) и решая полученное уравнение относительно $u_{к\Delta}$, найдем

$$\hat{u}_{к\Delta} = \frac{B \hat{i}_{б\Delta} R_{к}}{1 + \rho \theta_{\beta} + \rho^2 \tau_{\beta} R_{к} (C_{к} + C_{н})}; \quad (8.80)$$

здесь постоянная времени

$$\theta_{\beta} = \tau_{\beta} + R_{к} C_{\Sigma}, \quad (8.81)$$

где

$$C_{\Sigma} = (B + 1) C_{к} + C_{н}. \quad (8.81a)$$

35. Переходная характеристика. Для ее определения положим, что в момент $t = 0$ транзистор ключевой схемы (рис. 35, а) отпирается перепадом тока базы от значения $-I_{к0}$ до значения $I_{б}^+$. Пренебрегая током $|I_{к0}|$, примем $i_{б}(0) = 0$, в соответствии с чем изображение $\hat{i}_{б\Delta} = \hat{i}_{б} = I_{б}^+ / p$. Подставляя это изображение в уравнение (80), найдем изображение переходной характеристики для приращения коллекторного напряжения:

$$\hat{h}_{\Delta} = \frac{\hat{u}_{к\Delta}}{I_{б}^+} = \frac{BR_{к}}{p(1 + a_1 p + a_2 p^2)}, \quad (8.82)$$

где

$$a_1 = \theta_{\beta} = \tau_{\beta} + R_{к} C_{\Sigma}; \quad a_2 = \tau_{\beta} R_{к} (C_{к} + C_{н}). \quad (8.82a)$$

Решение уравнения (82) выражается сравнительно громоздкой функцией, изображенной графически на рис. 2.16, з сплошной линией (где надо принять $K_{\infty} U_{вх} = BR_{к}$). На практике обычно $a_2 < 0,2a_1^2$, и можно показать [30, 108], что в этом случае допустимо воспользоваться приближенным решением уравнения (82); это решение выражается запаздывающей на время $t_{зап}$ экспоненциальной функцией (ее график изображен на рис. 2.16, з пунктирной линией). Используя прием, описанный в § 2.4, п. 2, найдем:

$$h_{\Delta}(t) = \frac{u_{к\Delta}(t)}{I_{б}^+} \cong BR_{к} \left(1 - e^{-\frac{t-t_{зап}}{\theta}} \right) \cdot 1(t-t_{зап}), \quad (8.83)$$

где время запаздывания

$$t_{зап} = a_1 - \sqrt{a_1^2 - 2a_2} \cong \frac{a_2}{a_1} = \frac{\tau_{\beta} R_{к} (C_{к} + C_{н})}{\tau_{\beta} + R_{к} C_{\Sigma}}. \quad (8.83a)$$

$$\tilde{\theta} = a_1 - t_{\text{зап}} = \theta_{\beta} - t_{\text{зап}} \cong \theta_{\beta}. \quad (8.83б)$$

Так, например, для транзистора типа МП41 имеем: $\tau_{\beta} = 4$ мкс, $B = 40$ и $C_{\kappa} = 60$ пФ. Тогда при $R_{\kappa} = 1$ кОм и $C_{\text{н}} = 100$ пФ найдем: $C_{\Sigma} = 2560$ пФ, $R_{\kappa}C_{\Sigma} = 2,6$ мкс, $\theta_{\beta} = 6,6$ мкс. Отсюда $a_1 = 6,6$; $a_2 = 0,64$, $t_{\text{зап}} = 0,1$ мкс и $\tilde{\theta} = 6,5$ мкс.

Величина запаздывания $t_{\text{зап}}$ в большинстве случаев весьма мала и можно принять $t_{\text{зап}} \cong 0$. Тогда приближенное выражение переходной характеристики имеет вид

$$h_{\Delta}(t) = \frac{u_{\kappa\Delta}(t)}{I_{\sigma}^{+}} \cong BR_{\kappa}(1 - e^{-t/\theta_{\beta}}). \quad (8.84)$$

36. Влияние емкостей ТК на длительность переключения. При отпирании транзистора ключевой схемы (рис. 35, а) перепадом тока базы (от $-I_{\kappa 0}$ до I_{σ}^{+}) ток i_R , протекающий через резистор R_{κ} , определяется переходной характеристикой (84):

$$i_R = \frac{u_{\kappa\Delta}}{R_{\kappa}} = \frac{I_{\sigma}^{+}}{R_{\kappa}} h_{\Delta}(t) \cong BI_{\sigma}^{+}(1 - e^{-t/\theta_{\beta}}), \quad (8.85)$$

где пренебрежено током $I_{\kappa 0}$. До входа транзистора в насыщение из-за протекания емкостного тока ток $i_R < i_{\kappa}$, и вход транзистора в насыщение (при $I_{\sigma}^{+} > I_{\text{бн}}$) происходит, строго говоря, при токе i_R , несколько меньшем значения $I_{\kappa\text{н}} \cong E_{\text{н}}/R_{\kappa}$. После входа транзистора в насыщение емкостные токи быстро (с постоянной времени $\sim r_{\text{н}}C_{\text{н}}$) спадают до нуля, а токи i_R и i_{κ} уравниваются и становятся равными значению $I_{\kappa\text{н}}$. Практически можно полагать, что вход транзистора в насыщение происходит в момент $T_{\text{н}}^{-}$, в который ток $i_R(T_{\text{н}}^{-}) = I_{\kappa\text{н}}$. Из сравнения же функций (85) и (64) видно, что *влияние емкостей ключевой схемы проявляется в увеличении постоянной времени переходного процесса в активном режиме от значения τ_{β} до значения θ_{β} , выражаемого формулой (81)*. Поэтому при определении момента $T_{\text{н}}^{-}$ следует в формулах (65) и (66) просто заменить τ_{β} на θ_{β} . В некоторых случаях инерционность ТК, определяемая постоянной $R_{\kappa}C_{\Sigma}$, превосходит инерционность, определяемую временем жизни τ_{β} . Так как в режиме насыщения влияние емкостей ТК не проявляется, то формулы

(69) и (71) сохраняют свое значение и при наличии емкостей в схеме. После же выхода транзистора из насыщения, при определении длительности среза токов i_R и i_K (см. рис. 31, в), следует в формулах (73) и (73а) опять заменить τ_β на θ_β .

§ 8.4. ВАРИАНТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕВЫХ СХЕМ

А. СХЕМА С ОБРАТНЫМ СМЕЩАЮЩИМ НАПРЯЖЕНИЕМ В ЦЕПИ БАЗЫ

1. Принципиальная схема. На рис. 36 изображена схема ТК, управляемого сигналами отрицательной полярности (рис. 37, а), которые поступают от источника

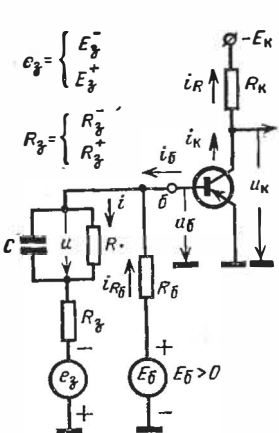


Рис. 36.

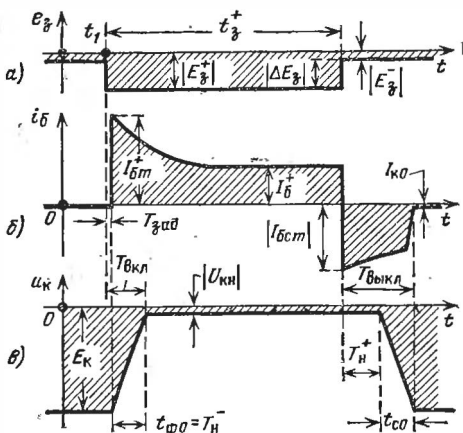


Рис. 37.

$e_3 < 0$ с внутренним сопротивлением R_3 . Для обеспечения закрытого состояния транзистора в цепь базы через посредство резистора R_6 вводится смещающее напряжение $E_6 > 0$. В цепь базы включен конденсатор C , шунтируемый резистором R (обычно $R > R_3$, но $R < R_6$). Стационарные режимы транзистора не зависят от емкости C (в стационарных режимах ток через C не протекает). При быстрых же переходных процессах резистор R как бы шунтируется короткозамкнутым элементом в виде емкости C достаточно большой величины. Это позволяет при включении транзистора создать кратковременно прямой ток базы, значительно превышающий стационарный ток базы открытого транзис-

тора. Тем самым ускоряется ввод транзистора в насыщение, но предотвращается чрезмерное его насыщение. Благодаря конденсатору (*ускоряющей емкости*) C создается также большой обратный ток базы для быстрого запираания транзистора.

2. Временные диаграммы процессов в ТК представлены на рис. 37. При перепаде э. д. с. e_3 от значения $E_3^- < 0$ до $E_3^+ < E_3^-$ транзистор в течение некоторого времени $T_{\text{зад}}$ остается запертым до достижения базовым напряжением значения $u_6 = 0$; задержка включения обусловлена действием входной емкости транзистора. По достижении значения $u_6 = 0$ ток базы быстро нарастает от значения $-I_{\text{к0}}$ до $I_{\text{бm}}^+$ (рис. 37, б), а затем, по мере заряда конденсатора C , он снижается до стационарного значения $I_6^+ \cong sI_{\text{бн}}$, где s — требуемый коэффициент насыщения. При отпирании транзистора коллекторное напряжение повышается (рис. 37, в), и через время $T_{\text{н}}^-$, при входе транзистора в насыщение, оно достигает значения $U_{\text{кн}} = -E_{\text{к}} + I_{\text{кн}}R_{\text{к}}$, где $I_{\text{кн}} \cong BI_{\text{бн}}$.

При обратном перепаде э. д. с. e_3 ток базы быстро снижается до значения $I_{\text{бсм}} < 0$. Этому способствуют не только э. д. с. e_3 и источник $E_6 > 0$, но также и напряжение $U^+ = I_6^+R$, установившееся на конденсаторе C при протекании через резистор R стационарного тока I_6^+ . В течение времени $T_{\text{н}}^+$ после обратного перепада тока базы транзистор выходит из насыщения (рис. 37, в), а затем начинается срез тока коллектора и коллекторного напряжения, который завершается через время $t_{\text{с0}}$. К этому времени ток базы срезается до значения $-I_{\text{к0}}$ (рис. 37, б).

3. Обеспечение стационарного разомкнутого состояния ТК. В этом состоянии можно полагать $C = 0$ (см. рис. 36). Применяя в отношении базовой цепи (левее точки б) теорему об эквивалентном генераторе, придем к показанной на рис. 10 схеме управляющей цепи базы, где э. д. с. эквивалентного генератора и его сопротивление определяются из равенств:

$$E_{\text{г}}^- = E_6 - \frac{(E_6 - E_3^-) R_6}{R_6 + R + R_3^-} = \frac{E_6(R + R_3^-) + E_3^- R_6}{R_6 + R + R_3^-}; \quad (8.86)$$

$$R_{\text{г}}^- = R_6 \parallel (R + R_3^-). \quad (8.86a)$$

Для обеспечения помехоустойчивости ТК в условиях действия дестабилизирующих факторов (см. § 8.2, п. 16)

запирающее базовое напряжение $U_{б}^-$ не должно быть ниже граничного значения $U_{бг}^- \cong (0,1 \div 1)В$. Для этого должны удовлетворяться равенства (22):

$$E_y^- = \frac{U_{бг}^-}{1 - \varepsilon^-}; \quad R_y^- = \frac{\varepsilon^-}{1 - \varepsilon^-} \frac{U_{бг}^-}{I_{к0 \text{ наиб}}}; \quad (8.87)$$

целесообразная величина $\varepsilon^- \leq 0,5$ определяется в п. 5.

4. Обеспечение стационарного замкнутого состояния ТК. В этом состоянии транзистор должен находиться в стационарном режиме насыщения, при котором ток коллектора $I_{кн} \cong E_{к}/R_{к}$. Нужный коэффициент насыщения s находится из равенства (27), после чего из формулы (25) находится ток базы $I_{б}^+$. Этот ток устанавливается надлежащим выбором параметров управляющей цепи базы, эквивалентная схема которой приведена на рис. 11; э. д. с. эквивалентного генератора и его сопротивление находятся аналогично указанному в п. 3:

$$E_y^+ = \frac{E_{б}(R + R_3^+) + E_3^+ R_{б}}{R_{б} + R + R_3^+}; \quad R_y^+ = R_{б} \parallel (R + R_3^+). \quad (8.88)$$

Фигурирующее в схеме рис. 11 входное сопротивление транзистора выражается формулой (31). Для обеспечения стабильной работы ТК в условиях непостоянства и разброса параметров транзистора (см. § 8.2, п. 21) должны выполняться соотношения (30):

$$R_{вх}^+ = \varepsilon^+ R_y^+ \quad (\varepsilon^+ \leq 0,25). \quad (8.89)$$

Следовательно, как это вытекает из схемы (см. рис. 11), должны выполняться равенства:

$$E_y^+ = -I_{б}^+ (R_y^+ + R_{вх}^+) = -I_{б}^+ R_y^+ (1 + \varepsilon^+). \quad (8.89a)$$

5. Выбор параметров схемы. Рассмотрим этот вопрос при не в е н т и л ь н о м источнике e_3 (см. рис. 36), когда

$$R_3^+ = R_3^- = R_3^* \quad \text{и} \quad R_y^+ = R_y^- = R_y^* = R_{б} \parallel (R + R_3^*). \quad (8.90)$$

Из формул (87) и (89) вытекает, что

$$\frac{\varepsilon^+ \varepsilon^-}{1 - \varepsilon^-} = \gamma, \quad \text{где} \quad \gamma = \frac{R_{вх}^+ I_{к0 \text{ наиб}}}{U_{бг}^-}. \quad (8.91)$$

При выбранном типе транзистора и установленных значениях U_{6r}^- и с параметр γ известен. Следовательно, величины ϵ^- и ϵ^+ взаимно связаны: при задании величины одного из этих коэффициентов определяется величина второго. Полагая $\epsilon^- = \lambda \epsilon^+$, подставим это равенство в первую формулу (91) и решим полученное уравнение относительно ϵ^+ :

$$\epsilon^+ = -\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma}{\lambda} + \frac{\gamma^2}{4}}. \quad (8.92)$$

Находимая отсюда величина ϵ^+ зависит от коэффициента γ и от величины λ . Как показывают расчеты приемлемое значение λ равно отношению принятых предельных значений коэффициентов ϵ^- и ϵ^+ , т. е.

$$\lambda \cong \frac{\epsilon_{\text{пред}}^-}{\epsilon_{\text{пред}}^+} = \frac{0,5}{0,25} = 2. \quad (8.92a)$$

После выбора значений ϵ^- и ϵ^+ из формулы (89) определяется значение сопротивления $R_y^+ = R_y^- = R_y^*$.

Нужная величина перепада управляющей э. д. с. определяется из формул (87) и (89a):

$$|\Delta E_y| = E_y^- - E_y^+ = I_6^+ R_{\text{вх}}^+ \left(1 + \frac{1}{\epsilon^+}\right) + \frac{U_{6r}^-}{1 - \epsilon^-}. \quad (8.93)$$

Выразив теперь перепад $|\Delta E_y|$ из формул (86) и (88), найдем

$$|\Delta E_3| = E_3^- - E_3^+ = |\Delta E_y| \left(1 + \frac{R + R_3^*}{R_6}\right). \quad (8.94)$$

Эта формула при заданных значениях сопротивлений позволяет найти нужную величину перепада $|\Delta E_3|$, а при заданном перепаде она позволяет найти параметры схемы:

$$R + R_3^* = R_y^* \frac{|\Delta E_3|}{|\Delta E_y|}; \quad R_6 = \frac{|\Delta E_3|}{|\Delta E_3| - |\Delta E_y|} R_y^*. \quad (8.95)$$

Нужная величина напряжения E_6 находится из формулы (88) или (86); учитывая при этом равенство (8.89a), найдем:

$$E_6 = -I_6^+ (R_y^* + R_{\text{вх}}^+) \left(1 + \frac{R_6}{R + R_3^*}\right) - \frac{R_6}{R + R_3^*} E_3^+. \quad (8.96)$$

При известной величине $R_3^+ = R_3^*$ из формулы (95) находится также и величина R . Если окажется, что $R < R_3^* + R_{вх}^+$, то применение ускоряющей емкости C получается малоэффективным.

Пример расчета ТК приводится в п. 11.

6. Задержка включения транзистора, получающаяся после перепада в момент t_1 э. д. с. e_3 (рис. 37, а, б) находится из эквивалентной схемы, приведенной на рис. 24. При определении параметров этой схемы резистор R , зашунтированный емкостью $C \gg C_{вх}$, заменяется короткозамкнутым элементом. Учитывая также, что сопротивление $R_6 \gg R_3^+$, можно принять $R_y = R_3^+ \parallel R_6 \cong R_3^+$. До отпирания транзистора его входное сопротивление $R_{вх} = \infty$.

Рассматривая базовое напряжение в данном линейном режиме в виде $u_6 = U_6^- + \Delta u_6$, найдем приращение напряжения Δu_6 как реакцию «пустой цепи» на перепад э. д. с. e_3 . Относя начало изменения u_6 к моменту $t' = t - t_1 = 0$, запишем

$$u_6(t') = U_6^- - |\Delta E_3| \left(1 - e^{-t'/R_3^+ C_{вх}}\right) \quad (t' \geq 0). \quad (8.97)$$

Задержка включения определяется промежутком времени $t' = T_{ззд}$, в течение которого базовое напряжение достигнет значения $u_6(t') = 0$. Подставляя эти значения в функцию (97) и решая полученное уравнение относительно $t' = T_{ззд}$, найдем

$$T_{ззд} = R_3^+ C_{вх} \ln \frac{|\Delta E_3|}{|\Delta E_3| - U_6^-}. \quad (8.97a)$$

7. Длительность входа транзистора в насыщение T_n^- , равная длительности фронта $t_{ф0}$ коллекторного напряжения u_k (рис. 37, в), составляет основную часть *длительности включения* ТК:

$$T_{вкл} = T_n^- + T_{ззд} \cong T_n^-.$$

Для определения T_n^- надо раньше найти ток базы, возникающий при $u_6 < 0$. Но здесь из-за изменения входного сопротивления транзистора уже нельзя воспользоваться методом, примененным в п. 6, а приходится учитывать имеющиеся в цепи запасы энергии.

Найдем ток базы I_{6m}^+ , возникающий при $u_6 = 0$ (рис. 37, б). В этот момент конденсатор C можно заменить

источником напряжения $u = U^-$ (рис. 38), величина которого практически равна напряжению на конденсаторе при $t < t_1$ (рис. 37, а): $U^- \cong (U_6^- - E_3^-)R/(R + R_3^-)$. Принимая во внимание, что $R_{\text{вх}}^+ \ll R_6$, запишем

$$I_{6m}^+ \cong \frac{|E_3^+ + U^-|}{R_3^+ + R_{\text{вх}}^+}. \quad (8.98)$$

При $t > t_1$ ток базы спадает по закону (рис. 37, б)

$$i_6(t') = I_6^+ - (I_6^+ - I_{6m}^+)e^{-t'/\theta_C} \quad (t' = t - t_1). \quad (8.98a)$$

Здесь момент $t' = 0$ принят за начальный, $I_6^+ = i_6(\infty)$ — установившееся значение тока базы, определяемое согласно указанному в п. 4, и постоянная времени цепи (рис. 36)

$$\begin{aligned} \theta_C &= C [R \parallel (R_3^+ + R_{\text{вх}}^+ \parallel R_6)] \cong \\ &\cong C [R \parallel (R_3^+ + R_{\text{вх}}^+)]. \end{aligned} \quad (8.98б)$$

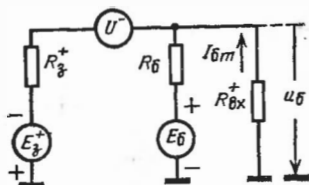


Рис. 38.

Заметим, что обычно достаточно сильно выполняется неравенство $t_1^+ > 3\theta_C$ (рис. 37, а).

Эффект включения ускоряющей емкости определяется величиной коэффициента ускорения схемы

$$K_{\text{уск}} = I_{6m}^+/I_6^+, \quad (8.98в)$$

который тем больше, чем сильнее выполняется неравенство $R > R_3^+ + R_{\text{вх}}^+$.

Найдем закон изменения коллекторного напряжения $u_K(t') = -E_K + u_{K\Delta}(t')$, для чего обратимся к операционному уравнению $\hat{u}_{K\Delta} = \hat{i}_6 \hat{h}_\Delta$. Здесь \hat{h}_Δ — изображение переходной характеристики для приращения коллекторного напряжения $u_{K\Delta}$, которое, согласно формуле (84), имеет вид

$$\hat{h}_\Delta = \frac{BR_K}{p(1+p\theta_\beta)} \rightarrow BR_K(1 - e^{-t'/\theta_\beta}) \quad (t' = t - t_1 > 0), \quad (8.98г)$$

где θ_B — постоянная времени, выражаемая формулой (81). Изображение же тока базы, выражаемого функцией (98а), имеет вид

$$\hat{i}_6 = \frac{I_6^+}{\rho(1+\rho\theta_C)} + \frac{I_{6m}^+ \rho\theta_C}{\rho(1+\rho\theta_C)} = \frac{I_6^+ (1+\rho K_{\text{уск}} \theta_C)}{\rho(1+\rho\theta_C)},$$

где учтено равенство (98в). Таким образом,

$$\hat{u}_{\kappa\Delta} = \hat{i}_6 \hat{h}_\Delta = \frac{BR_K I_6^+ (1+\rho K_{\text{уск}} \theta_C)}{\rho(1+\rho\theta_B)(1+\rho\theta_C)}. \quad (8.98\text{д})$$

Пусть сопротивления R , R_3^+ и $R_{\text{вх}}^+$ определены. Тем самым определяются значения токов I_6^+ и I_{6m}^+ , а также величина коэффициента ускорения $K_{\text{уск}}$. Из физических соображений ясно, что чем больше величина ускоряющей емкости C (чем больше θ_C), тем в течение большего времени выполняется неравенство $\hat{i}_6 > I_6^+$. Следовательно, с увеличением емкости C длительность входа транзистора в насыщение сокращается. Однако, как показывает анализ, если произведение $sK_{\text{уск}} > 3$, то уже при выполнении равенства

$$K_{\text{уск}} \theta_C \cong K_{\text{уск}} C [R \parallel (R_3^+ + R_{\text{вх}}^+)] = \theta_B \quad (8.99)$$

дальнейшее увеличение емкости C оказывается малоэффективным: оно не приводит к сколько-нибудь существенному сокращению длительности $T_{\text{н}}^-$. Поэтому, принимая равенство (99) и подставляя его в изображение (98д), получим:

$$\hat{u}_{\kappa\Delta} = \frac{BR_K I_6^+}{\rho(1+\rho\theta_C)} \rightarrow BR_K I_6^+ (1 - e^{-t'/\theta_C}) \quad (t' > 0). \quad (8.99\text{а})$$

При входе в момент $t' = T_{\text{н}}^-$ транзистора в насыщение приращение коллекторного напряжения $u_{\kappa\Delta} \cong I_{\text{кв}} R_{\text{к}}$. Подставляя эти равенства в функцию (99а) и решая полученное уравнение относительно $T_{\text{н}}^-$, найдем длительность входа транзистора в насыщение:

$$T_{\text{н}}^- = \theta_C \ln \frac{BR_K I_6^+}{BR_K I_6^+ - R_K I_{\text{кв}}} \cong \frac{\theta_B}{K_{\text{уск}}} \ln \frac{s}{s-1}, \quad (8.100)$$

где приняты во внимание равенства (99) и равенства

$$I_{\text{кв}} = B(I_{6\text{н}} + I_{\text{к0}}) \cong BI_6^+ / s.$$

Из сравнения формулы (100) с формулой (65), в которой следует заменить время жизни τ_B на θ_B , видно, что эффект включения ускоряющей емкости, удовлетворяющей соотношению (99), проявляется в уменьшении длительности T_H^- в $K_{уск}$ раз.

8. Длительность вывода транзистора из насыщения после обратного перепада э. д. с. e_s (рис. 37, а) определяется из схемы, приведенной на рис. 28. Часто при насыщенном состоянии транзистора довольно сильно выполняется неравенство $\tau_H < \theta_B$. Тогда, упрощая, можно приближенно заменить конденсатор C источником напряжения $u \cong U^+ = \text{const}^*$). Это напряжение определяется током $i = I_6^+ + I_{R_6}^+$ (см. рис. 36), протекавшим через R в режиме насыщения: $U^+ \cong R(I_6^+ + E_6/R_6)$, где пренебрежено небольшим напряжением $|U_6^+| \ll E_6$. Согласно принятой схеме (см. рис. 28) обратный ток базы (но без учета влияния цепи смещения, которое затем будет принято во внимание) определяется действием управляющей э. д. с. $e_y = E_s^- + U^+$, внутреннее сопротивление которой $R_y = R_s^-$. Отсюда (см. рис. 37, б) в соответствии с формулой (59)

$$I_6 = I_{бсм} \cong - \frac{I_6^+ R + E_6 R/R_6 + E_s^- + |U_{кн}|}{R_s^- + r_{бн}} - \frac{E_6}{R_6}, \quad (8.101)$$

где последний член выражает приближенно действие цепи смещения с учетом неравенств $r_{бн} \ll R_s^-$ и $|U_6^+| \ll E_6$.

Длительность T_H^+ вывода транзистора из насыщения (рис. 37, в) находится из формулы (69) или (71), где следует полагать $s_c = -I_{бсм}/I_{бн}$. С усилением неравенства $R > R_s^- + r_{бн}$ усиливается неравенство $s_c > s$, и длительность T_H^+ уменьшается.

9. Длительность среза коллекторного напряжения (рис. 37, в) находится по приведенной на рис. 29 схеме, где, как и в п. 8, $R_y = R_s^-$. Однако из-за увеличения объемного сопротивления базы ($r_{б0} > r_{бн}$) и уменьшения напряжения на коллекторном переходе, а также из-за частичного разряда

*) Если неравенство $\tau_H < \theta_B$, не выполняется, то равенство (99) может оказаться неприемлемым; расчет длительностей T_H^- и T_H^+ в этом случае усложняется.

конденсатора за время T_H^+ на величину $\Delta U_C \cong |I_{бсm} T_H^+| / C$, обратный ток базы уменьшается до значения

$$I_{бс} \cong - \frac{I_6^+ R + E_6 R / R_6 - \Delta U_C + E_s^- + 0,5 |U_{кн}|}{R_s^- + r_{б0}} - \frac{E_6}{R_6}. \quad (8.101a)$$

Из анализа, подобного приведенному в п. 7 (этот анализ оказывается в данном случае более сложным), можно найти достаточно точное выражение длительности $t_{с0}$ среза, которое оказывается весьма громоздким. Приближенное значение $t_{с0}$, находимое в предположении, что в стадии среза ток базы $i_b \cong I_{бс} = \text{const}$, выражается формулой (73), в которой следует заменить τ_b на θ_b :

$$t_{с0} \cong \theta_b \ln \left(1 + \frac{1}{s_c} \right), \quad (8.102)$$

где $s_c = -I_{бс} / I_{бн}$. При $s_c > 1$ приближенное значение $t_{с0}$ близко к точному значению.

Б. СХЕМА С ПРЯМЫМ СМЕЩАЮЩИМ НАПРЯЖЕНИЕМ В ЦЕПИ БАЗЫ

10. На рис. 39 изображена схема ТК, управляемого сигналами положительной полярности $e_3 > 0$. Прямое смещающее напряжение подводится к базе через посредство делителя напряжения $R_1 - R_2$ от источника питания $-E_K$ (не нужен отдельный источник смещающего напряжения). Применяя в отношении делителя напряжения теорему об эквивалентном генераторе, придем к показанной на рис. 40 схеме, где

$$R_6 = R_1 \parallel R_2; \quad E_6 = - \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_K = - \frac{R_6}{R_1} E_K. \quad (8.103)$$

Данная схема отличается от показанной на рис. 36 только полярностью напряжений E_s^- , E_s^+ и E_6 . С учетом этого приведенные в разд. А формулы и выводы справедливы и для данной схемы (см. п. 11). Аналогично изложенному в разд. А, с усилением неравенства $R > R_3 + R_{вх}^+$ повышается эффективность применения ускоряющей емкости C ; также из формулы (94) вытекает, что с усилением неравенства $R_6 > R + R_3$ уменьшается требуемая величина перепада э. д. с. e_3 . Однако при данной схеме через резистор R_6 в режиме насыщения протекает ток $I_{R6}^+ \cong I_6^+$, а величина

$|E_6| \leq E_K$ ограничена. Поэтому выполнение неравенства $R_6 \gg R + R_3^+$ может встретить затруднения. Действительно, если в предельном случае положить $E_6 = -E_K$ и учесть, что в режиме насыщения величина E_3^+ мала, то, полагая $I_6^+ \cong \cong sI_{6H} \cong E_K/R_6$ и $I_{KH} \cong BI_{6H} \cong E_K/R_K$, получим простое выражение для наибольшей величины R_6 :

$$R_6 \cong \frac{B}{s} R_K \quad (|E_6| = E_K). \quad (8.103a)$$

Пусть, например, $B = 30$, $s = 3$ и $R_K = 500$ Ом; тогда наибольшая величина $R_6 \cong 5$ кОм.

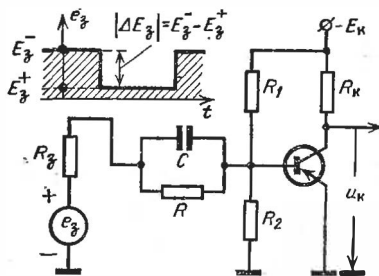


Рис. 39.

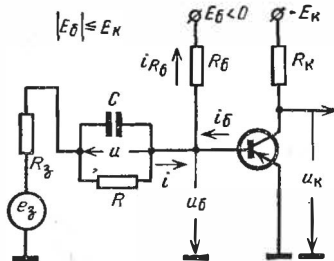


Рис. 40.

Приведенные на рис. 37 временные диаграммы отображают характер переходных процессов и в схеме рис. 39 (следует лишь опустить на рис. 37, а ось абсцисс ниже). При одинаковых стационарных режимах работы длительность в х о д а в насыщение в данной схеме получается несколько меньшей, а длительность в ы х о д а из насыщения — несколько большей, чем в схеме, приведенной на рис. 36.

11. Примерный расчет ТК. Произведем расчет ключевой схемы, приведенной на рис. 39, при следующих исходных данных:

- $E_K = 12$ В; $I_{K0 \text{ наиб}} = 0,1$ мА;
- $R_K = 600$ Ом; $E_3^+ = 0,2$ В;
- $B/s = 20$; $E_3^- = 3,0$ В;
- $U_{6г}^- = 0,3$ В $|\Delta E_3| = 2,8$ В;
- $R_{вх}^+ = 300$ Ом; $R_3^- = R_3^+ = R_3^* = 200$ Ом.

Эти данные соответствуют достаточно напряженным условиям работы ТК (ток I_{K0} велик, а сопротивление R_K мало).

Расчет производим применительно к температуре 20° С.

Из приближенной формулы (25) находим ток базы в стационарном режиме насыщения:

$$I_6^+ \cong \frac{s}{B} \frac{E_K}{R_K} = 0,05 \frac{12}{600} = 10^{-3} \text{ А} = 1 \text{ мА.}$$

Полагая коэффициент $\lambda = 2$, из формул (91) и (92) находим

$$\gamma = \frac{I_{\text{к0 наиб}} R_{\text{вх}}^+}{U_{\text{бг}}^-} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 300}{0,3} = 0,1;$$

$$v^+ = -\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma}{\lambda} + \frac{\gamma^2}{4}} = -0,05 + \sqrt{0,05 + 0,0025} = 0,225.$$

Отсюда $\epsilon^- = \lambda \epsilon^+ = 0,45$, и согласно формуле (89) сопротивление

$$R_y^+ = R_y^- = R_y^* = \frac{R_{\text{вх}}^+}{\epsilon^+} = \frac{300}{0,225} = 1330 \text{ Ом.}$$

Из формулы (93) находим перепад управляющей э. д. с.

$$|\Delta E_y| = I_6^+ (R_y^* + R_{\text{вх}}^+) + \frac{U_{\text{бг}}^-}{1 - \epsilon^-} = 1 \cdot (1,33 + 0,3) \div \frac{0,3}{0,55} = 2,18 \text{ В.}$$

Из формул (95) определяем величины сопротивлений

$$R \div R_3^* = R_y^* \frac{|\Delta E_3|}{|\Delta E_y|} = 1,33 \frac{2,8}{2,18} = 1,7 \text{ кОм;}$$

$$R_6 = R_y^* \frac{|\Delta E_3|}{|\Delta E_3| - |\Delta E_y|} = 1,33 \frac{2,8}{2,8 - 2,18} = 6 \text{ кОм.}$$

Учитывая заданное значение $R_3^* = 200 \text{ Ом}$, находим $R = 1,5 \text{ кОм}$. Поскольку достаточно сильно выполняется неравенство $R > R_3^+ + R_{\text{вх}}^+$, применение ускоряющей емкости должно быть эффективным.

Из формулы (96) находим нужное смещающее напряжение

$$E_6 = -1 \cdot (1,33 + 0,3) \left(1 \div \frac{6}{1,7} \right) - 0,2 \frac{6}{1,7} \cong -8,2 \text{ В.}$$

Так как $|E_6|$ существенно меньше E_K , то следует применить делитель напряжения $R_1 - R_2$. Из формул (103) находим:

$$R_1 = \frac{R_6 E_K}{|E_6|} = \frac{6 \cdot 12}{8,2} = 8,8 \text{ кОм; } R_2 = \frac{R_1 |E_6|}{E_K - |E_6|} = \frac{8,8 \cdot 8,2}{12 - 8,2} = 19 \text{ кОм.}$$

Если бы в исходных данных была задана величина E_6 , то, используя формулы (86)–(96), можно было бы найти нужные значения E_3^+ , E_3^- и э. д. с. e_3 .

При вентильном источнике e_3 ($R_3 \neq \text{const}$) расчет несколько усложняется, но общая схема расчета остается той же.

12. Применение насыщенного режима транзистора имеет один недостаток: образуется задержка в выключении транзистора, обусловленная выводом его из насыщения. От этого недостатка свободна ключевая схема с нелинейной отрицательной обратной связью, работающая при ненасыщенном транзисторе.

На рис. 41 представлен один из вариантов такой схемы с отрицательным смещающим напряжением ($E_6 < 0$) в цепи базы*). Сопротивление R_Σ включает в себя сопротивление R_6 источника e_3 . Отрицательная обратная связь создается посредством диода D и резистора R_{6H} .

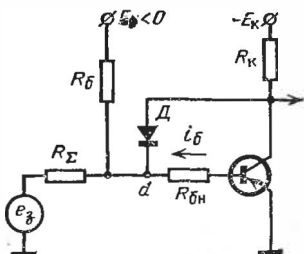


Рис. 41.

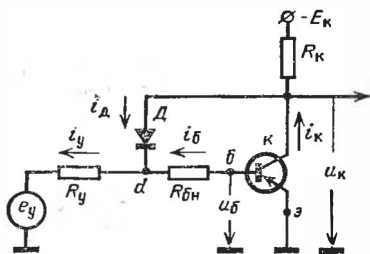


Рис. 42.

Для уяснения принципа работы схемы преобразуем ее к виду, показанному на рис. 42, где $R_y = R_\Sigma \parallel R_6$ и $e_y = e_3 + (E_6 - e_3)R_\Sigma / (R_\Sigma + R_6)$. Предположим раньше, что $R_{6H} = 0$. Пусть под воздействием управляющей э. д. с. $e_y = E_y^+$ транзистор отпирается, причем ток базы $I_6^+ > I_{6H}$. Пока коллекторное напряжение $|u_K|$ велико, диод D заперт, и базовая цепь работает в обычном режиме, в результате чего ток коллектора нарастает, а напряжение $|u_K|$ уменьшается. Согласно равенствам (45), при входе транзистора в насыщение напряжение на переходе $U'_{кб} = 0$. Следовательно, в этот момент напряжение на диоде $U_D = U_{кб} = U'_{кб} + I_6^+ r_6 = I_6^+ r_6 > 0$. Значит, диод отпирается несколько раньше входа транзистора в насыщение. Небольшое сопротивление R_{6H} служит как бы для увеличения слишком малого объемного сопротивления базы.

Пусть благодаря достаточно большой величине сопротивления R_Σ (рис. 41) эквивалентное сопротивление $R_y \gg R_{6H} + R_{вх}^+$ (рис. 42). Тогда при фиксированной величине $e_y = E_y^+ = \text{const}$ управляющий ток $i_y \cong I_y^+ = \text{const}$. В этом случае при отпирании диода ток базы $i_B = I_y^+ - i_D$ должен уменьшаться на величину приращения тока диода. Это равносильно резкому уменьшению коэффициента усиления транзистора. Таким образом, в данной схеме создается нелинейная отрицательная обратная связь, благодаря

*) В схеме с положительным смещающим напряжением $E_6 > 0$ резистор R_6 подключается между базой и резистором R_{6H}

которой осуществляется ограничение тока коллектора на уровне, несколько меньшем тока насыщения.

Анализ работы данной схемы и описание других подобных схем приводятся в ряде работ ([125, 157, 98, 111] и др.).

13. Наряду с указанным достоинством ненасыщенного ТК ему присущи серьезные недостатки. Применение ограничительного сопротивления $R_{\Sigma} > R_{\text{в}}$ и включение резистора $R_{\text{бн}}$ приводят к понижению чувствительности ТК к запускающим сигналам. Из-за включения диода возрастает зависящий от температуры обратный ток, протекающий через значительное сопротивление $R_{\text{у}}$; это повышает неустойчивость («плавание») базового напряжения $U_{\text{б}}$ в режиме отсечки. При ненасыщенном режиме работы существенно понижается помехоустойчивость ТК; это обстоятельство часто является определяющим. Наконец, применение ненасыщенных ТК усложняет импульсное устройство. По указанным причинам ненасыщенные ТК применяются сравнительно редко (особенно в малогабаритной авиационной аппаратуре), в основном при использовании дрейфовых транзисторов, работающих с предельным быстрым действием.

Г. ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ НА РАБОТУ ТК

14. На рис. 43—45 изображены три распространенные схемы подключения нагрузочного сопротивления к ТК.

Подключение нагрузки по схеме рис. 43, а равносильно уменьшению сопротивления в цепи коллектора (рис. 43, б) до значения $R_{\text{кэ}} = R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}$.

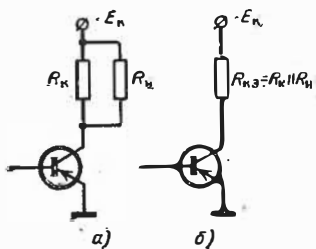


Рис. 43.

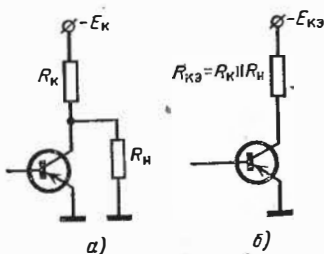


Рис. 44.

Подключение нагрузки по схеме рис. 44, а эквивалентно уменьшению как сопротивления в цепи коллектора (рис. 44, б), так и напряжения питания:

$$R_{\text{кэ}} = R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}; \quad E_{\text{кэ}} = E_{\text{к}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{к}}} \quad (8.104)$$

Если $R_{\text{кэ}} \gg r_{\text{н}}$, то при таком включении ток насыщения $I_{\text{кн}} \cong E_{\text{кэ}}/R_{\text{кэ}} \cong E_{\text{к}}/R_{\text{к}}$ и коллекторное напряжение $|U_{\text{кн}}| = I_{\text{кн}} r_{\text{н}}$ почти не зависят от величины $R_{\text{н}}$. Но рабочий перепад напряжения $|\Delta U_{\text{к}}| \cong E_{\text{кэ}} - |U_{\text{кн}}|$, передаваемый в нагрузку, существенно снижается с уменьшением отношения $R_{\text{н}}/R_{\text{к}}$.

15. Часто нагрузочное сопротивление подключается через посредство разделительного конденсатора (рис 45, а) достаточно большой емкости C_p , при которой напряжение на конденсаторе $u_p \cong U_{p0} = \text{const}$, где U_{p0} — постоянная составляющая напряжения. Рассматривая конденсатор в качестве источника постоянного напряжения и применяя теорему об эквивалентном генераторе, придем к эквивалентной схеме (рис. 45, б), где $R_{кэ} = R_K \parallel R_H$ и

$$E_{кэ} = U_{p0} + \frac{E_K - U_{p0}}{R_H + R_K} R_H = \frac{E_K R_H + U_{p0} R_K}{R_H + R_K}. \quad (a)$$

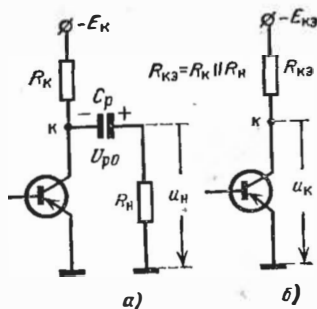


Рис. 45.

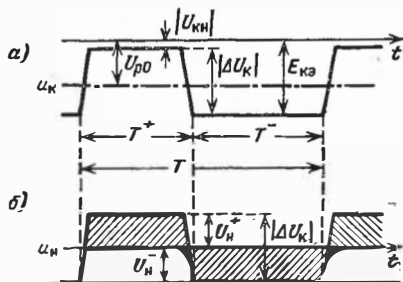


Рис. 46.

Для определения U_{p0} обратимся к временным диаграммам напряжений u_H и u_K (рис. 46). Напряжение u_H не содержит постоянной составляющей (заштрихованные на рис. 46, б площади равны, и только этим отличается от напряжения u_K . Как видно из рис. 46)

$$U_H^+ + U_H^- = |\Delta U_K| = E_{кэ} - |U_{кн}|. \quad (6)$$

Если не принимать во внимание тонкую структуру процессов, то из условия равенства указанных площадей ($U_H^+ T^+ = U_H^- T^-$) с учетом равенств (6) найдем

$$U_H^+ = \frac{T^-}{T} |\Delta U_K| = \frac{T^-}{T} (E_{кэ} - |U_{кн}|).$$

Отсюда постоянная составляющая напряжения

$$U_{p0} = U_H^+ + |U_{кн}| = \frac{T^-}{T} E_{кэ} + \frac{T^+}{T} |U_{кн}|. \quad (8.105)$$

Подставляя последнее выражение в равенство (а) и решая полученное уравнение относительно $E_{кэ}$, найдем

$$E_{кэ} = E_K \frac{1 + \epsilon \xi}{1 + \xi} \cong \frac{E_K}{1 + \xi}, \quad (8.105a)$$

где

$$\xi = \frac{R_K T^+}{R_H T} \quad \epsilon = \frac{|U_{кн}|}{E_K}.$$

В формулах (105) и (105а) пренебрежено небольшим падением напряжения $I_{кз} R_k \ll E_k$. В большинстве случаев можно полагать $\varepsilon \cong 0^*$). При $R_H \gg R_k$ (если при этом отношение T^+/T^- не очень мало) допустимо также принять $\xi \cong 0$, откуда $E_{кз} \cong E_k$.

16. Изменение напряжения на конденсаторе относительно его среднего значения обусловлено протеканием через него тока $(U_{p0} - |U_{кн}|)/R_H$ при открытом транзисторе или тока $(E_k - -U_{p0})/(R_k + R_H)$ при закрытом транзисторе. Отсюда наибольшее изменение напряжения на конденсаторе за период

$$|\Delta U_{p0}| \cong \frac{U_{p0} - |U_{кн}|}{R_H C_p} T^+ \cong \frac{E_k - U_{p0}}{(R_H + R_k) C_p} T^-.$$

Из условия, чтобы величина $|\Delta U_{p0}|$ не превышала заданного значения $\varepsilon_0 U_{p0}$ [где $\varepsilon_0 \leq (0,05 \div 0,1)$], определяется требуемая величина емкости разделительного конденсатора:

$$C_p = \frac{T^+}{R_H \varepsilon_0} \left(1 - \frac{|U_{кн}|}{U_{p0}} \right) = \frac{T^-}{(R_H + R_k) \varepsilon_0} \left(\frac{E_k}{U_{p0}} - 1 \right). \quad (8.105б)$$

§ 8.5. ДИОДНЫЙ КЛЮЧ

1. **Типовые импульсные диоды.** В импульсной технике преимущественное применение находят полупроводниковые диоды трех типов: точечные, плоскостные сплавные и плоскостные диффузионные (меза) диоды.

Точечные диоды (например, германиевые типа Д18 и кремниевые типа Д101) обладают малой барьерной емкостью ($C_b \cong 1 \div 2$ пФ) и соответственно большим сопротивлением. Допустимая величина обратного напряжения диода невелика ($U_d^- \cong -20$ В). Такие диоды целесообразно применять в случаях, когда полезные функции диода проявляются и при закрытом, и при открытом состоянии диода.

Плоскостные сплавные диоды (например, кремниевые типа Д219) обладают большой барьерной емкостью ($C_b \cong 10 \div 20$ пФ) и соответственно небольшим сопротивлением. Они допускают работу при значительных обратных напряжениях ($U_d^- \cong -70$ В). Существенным их достоинством является меньший, чем у точечных диодов, разброс параметров.

Плоскостные диффузионные диоды (например, германиевые меза-диоды типа Д311) сочетают в себе лучшие качества точечных и плоскостных диодов. Их барьерная емкость $C_b \cong 1 \div 3$ пФ, и по своим характеристикам они могут найти наиболее универсальное применение.

*) Формулы (105) и (105а) приложимы и к ламповым ключевым схемам, если в этих формулах заменить: E_k на E_a , R_k на R_a и $|U_{кн}|$ на $E_a - I_a R_a$. Но в этом случае нельзя полагать $\varepsilon \cong 0$.

На рис. 47, а изображены статические характеристики германиевого диода типа ДЗ11Б при различных температурах окружающей среды. Аналогичные характеристики кремниевого диода типа Д219А изображены на рис. 47, б. Эти характеристики иллюстрируют существенную зависимость сопротивления диода от температуры. Менее сильно ме-

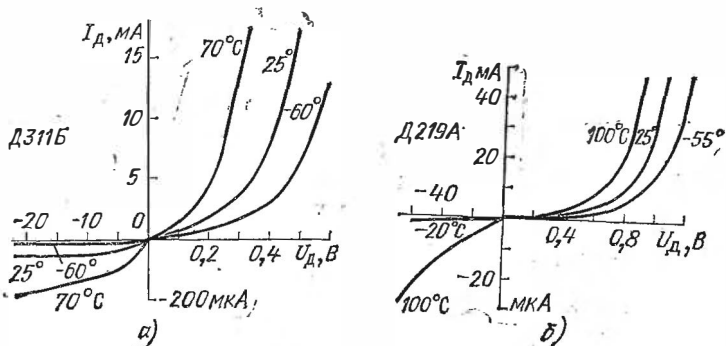


Рис. 47.

няется с температурой отношение обратного сопротивления диода к его прямому сопротивлению. Хотя обратные токи кремниевых диодов значительно меньше, чем у гер-

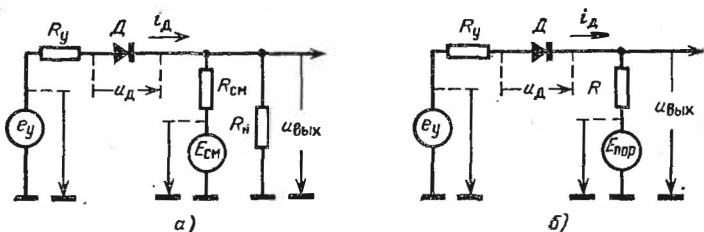


Рис. 48.

маниевых диодов, но отношение обратного сопротивления диода к его прямому сопротивлению у кремниевых и германиевых диодов различается менее сильно.

2. Диодная ключевая схема изображена на рис. 48, а. Управляющая цепь ключа содержит источник входных управляющих сигналов $e_3 = e_y$ и сопротивление R_y (оно учитывает также сопротивление R_3 источника). Источник смещающего напряжения $E_{см} = \text{const}$, включаемый через посредство резистора $R_{см}$, служит для установки нужного порогового напряжения диодного ключа. R_n — сопротивление

нагрузочного элемента. В зависимости от назначения схемы и полярности входных сигналов диод D включается в том или ином направлении.

Применяя теорему об эквивалентном генераторе, преобразуем данную схему к виду, представленному на рис. 49, б, где

$$R = \frac{R_{см} R_H}{R_{см} + R_H}; \quad E_{пор} = \frac{R_H E_{см}}{R_{см} + R_H} = \frac{R}{R_{см}} E_{см}. \quad (8.106)$$

В зависимости от знака неравенства $e_y \geq E_{пор}$ напряжение на диоде $u_d \geq 0$. При переходе через точку $u_d = 0$ свойства диода резко меняются. Поэтому точка $u_d = 0$ определяет пороговое напряжение диода, а величина $E_{пор}$ выражает *пороговое напряжение* диодного ключа. Из формулы (106) вытекает, что

$$\frac{1}{R_{см}} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R_H}; \quad E_{см} = \frac{E_{пор}}{1 - R/R_H}. \quad (8.107)$$

Следовательно, при заданной величине $R_H \neq \infty$ для получения требуемого значения $E_{пор}$ приходится применять тем большую величину $E_{см}$ (и тем большую величину $R_{см}$), чем больше желательная величина R ; при $R_H = \infty$ имеем $E_{пор} = E_{см}$ независимо от величины $R = R_{см}$.

3. Параметры диода. В стационарных состояниях диодного ключа диод либо отперт ($U_d > 0$), либо заперт ($U_d < 0$). Примем такие обозначения напряжений в этих состояниях (рис. 48, б):

$$\left. \begin{aligned} e_y &= E_y^+ > E_{пор} && \text{при } U_d = U_d^+ > 0, \\ e_y &= E_y^- < E_{пор} && \text{при } U_d = U_d^- < 0. \end{aligned} \right\} \quad (8.108)$$

Параметры R и R_y выбираются из условия достаточно сильного выполнения неравенства $E_y^+ - E_{пор} \gg U_d^+$, ввиду чего прямой ток диода

$$I_d = I_d^+ = \frac{(E_y^+ - E_{пор}) - U_d^+}{R + R_y} \simeq \frac{E_y^+ - E_{пор}}{R + R_y}; \quad (8.109)$$

это значение тока достаточно точно определяет положение рабочей точки M^+ на статической характеристике диода (рис. 49).

При запертом диоде его обратный ток $I_d^- < 0$ почти не зависит от сопротивлений R и R_y , ввиду чего он опреде-

ляется точкой M^- (рис. 49); положение этой точки легко находится из хорошо выполняемого приближенного равенства

$$U_{д}^- \cong E_{у}^- - E_{пор} < 0.$$

Вследствие указанных особенностей параметров диодного ключа практически приемлема приближенная оценка параметров самого диода; более точная оценка при значительном разбросе характеристик диода и их сильной зависимости от температуры малоцелесообразна. В частности, в большинстве случаев нецелесообразно применять показанную

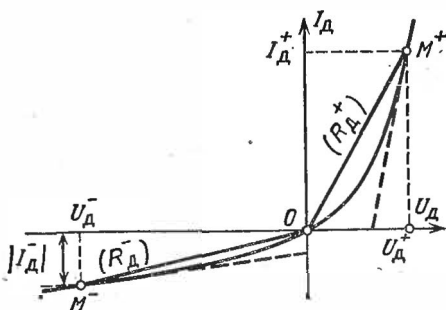


Рис. 49.

на рис. 49 крупным пунктиром аппроксимацию характеристик, которая существенно усложняет расчеты и, как мы увидим, не отображает поведения диода в быстром переходном процессе*). Наиболее удобна кусочно-линейная аппроксимация характеристики диода ломаной M^-OM^+ ; она определяет средние значения сопротивления диода (по постоянному току):

$$R_{д} = \begin{cases} R_{д}^- & \text{при } u_{д} < 0, \\ R_{д}^+ & \text{при } u_{д} > 0. \end{cases} \quad (8.110)$$

4. Переходные процессы в полупроводниковом диоде. Инерционность запертого диода обусловлена только его барьерной емкостью C_b , которая весьма мала. Гораздо более существенна инерционность диода, проявляемая при его переключении, обусловленная накапливанием или рассасыванием заряда в базе диода. Некоторое влияние на характер переходного процесса оказывает модуляция объем-

*) Такая аппроксимация целесообразна при достаточно медленных изменениях напряжения $u_{д}(t)$.

ного сопротивления r_b базы, в результате чего оно меняется от значения r_{b0} при «пустой» базе до значения $r_{bн} < r_{b0}$ при значительном избыточном заряде неосновных носителей в базе [98].

Приложенное к диоду напряжение $u_d = u'_d + i_d r_b$, где $i_d r_b$ — падение напряжения на объемном сопротивлении базы, а u'_d — напряжение на pn -переходе. Так же как и в базе транзистора, напряжение u'_d связано с граничной (со стороны эмиттера) концентрацией неосновных носителей в базе нелинейным соотношением (38), в котором следует заменить $u'_{э-б}$ на u'_d ; с повышением заряда базы увеличивается (но не линейно) и напряжение u'_d .

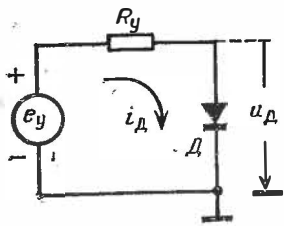


Рис. 50.

5. Рассмотрим характер переходных процессов, возникающих в показанной на рис. 50 цепи ($R_y \gg R_d^+$) при быстром изменении управляющего напряжения e_y от значения $e_y = 0$ до $e_y = E_y^+$. Качественная картина этих процессов иллюстрируется представленными на рис. 51 временными диаграммами и динамической характеристикой $i_d = F_d(u_d)$ (рис. 52), выражающей зависимость тока диода от напряжения на нем в переходном процессе. На рис. 52 изображена также статическая характеристика диода $I_d = F(U_d)$ с рабочей точкой M^+ , соответствующей стационарному отпертому состоянию диода. На рис. 52, кроме того, показаны прямые OA_0 и $OA_{н}$, наклон которых определяется сопротивлениями r_{b0} и $r_{бн}$. Абсциссы этих прямых выражают падения напряжений $i_d r_{b0}$ и $i_d r_{бн}$, а пунктирная кривая выражает падение напряжения $i_d r_b$ в переходном процессе (при изменении r_b от начального значения r_{b0} до установившегося значения $r_{бн}$).

Вследствие большой величины сопротивления R_y ток диода почти пропорционален управляющей э. д. с. e_y (рис. 51, а). По мере нарастания заряда базы увеличивается и напряжение u'_d на переходе (рис. 51, в). Но в начальные моменты переходного процесса $u'_d \cong 0$ и $u_d \cong i_d r_b$. Поэтому вначале изображающая точка перемещается по динамической характеристике, почти примыкающей к пунктирной кривой (рис. 52), отклоняясь от нее вправо по мере нарастания напряжения u'_d .

Вследствие большой величины сопротивления R_y ток диода почти пропорционален управляющей э. д. с. e_y (рис. 51, а). По мере нарастания заряда базы увеличивается и напряжение u'_d на переходе (рис. 51, в). Но в начальные моменты переходного процесса $u'_d \cong 0$ и $u_d \cong i_d r_b$. Поэтому вначале изображающая точка перемещается по динамической характеристике, почти примыкающей к пунктирной кривой (рис. 52), отклоняясь от нее вправо по мере нарастания напряжения u'_d .

Из рис. 52 видно, что статическая характеристика отнюдь не отображает поведения диода в переходном процессе; гораздо ближе такому процессу соответствует хорда OM^+ , которая определяет среднее значение сопротивления R_D^+ . Существенно при этом подчеркнуть, что сопротивление R_D^+ не завышает, а уменьшает величину тока диода в переходном процессе при отпирании диода.

6. Рассмотрим теперь процесс, возникающий в той же цепи (см. рис. 50) при внезапном в момент $t = 0$ перепаде

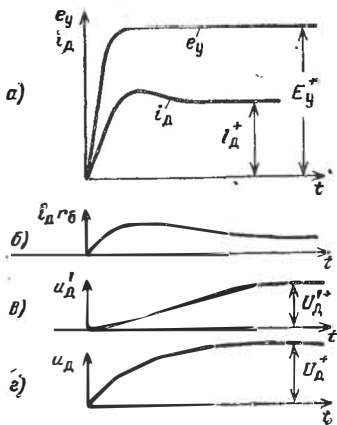


Рис. 51.

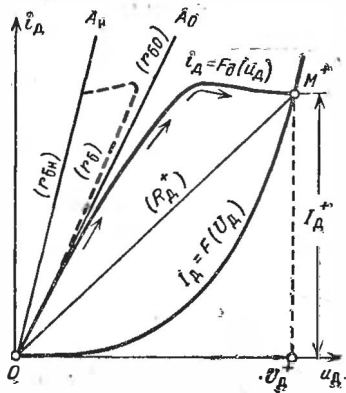


Рис. 52.

управляющей э. д. с. от значения $e_y = E_y^+ > 0$ до $E_y^- < 0$. Качественная картина этого процесса иллюстрируется представленными на рис. 53 временными диаграммами. Весь переходный процесс можно подразделить на две стадии.

Процесс первой стадии подобен процессу выхода из насыщения базы транзистора. В момент коммутации управляющей э. д. с. происходит коммутация тока диода от значения $I_D^+ > 0$, до значения $I_{DC} < 0$ (рис. 53). Это вызывает изменение падения напряжения $i_D r_b$ на объемном сопротивлении диода, в результате чего в момент коммутации образуется небольшой перепад напряжения u_d на диоде. Благодаря рекомбинации и протеканию тока $i_d < 0$ происходит *рассасывание заряда базы диода*, с чем связано снижение граничной (со стороны эмиттера) концентрации p_b неосновных носителей в базе до равновесного значения p_{b0} . В соответствии с этим напряжение u_d' на переходе постепенно снижается до нуля. Но в начальной части данной стадии

напряжение u_d и соответственно i_d почти не меняются, что обусловлено нелинейной зависимостью $p_b = p_{b0} e^{u_d / \varphi_T}$. Эти особенности процесса позволяют рассматривать диод в данной стадии в виде емкости C весьма большой величины ($C \cong \infty$).

Если $|e_y| \gg u_d'$, то обратный ток диода в данной стадии

$$i_d = \frac{e_y - u_d'}{R_y + r_b} \cong \frac{e_y}{R_y} = \frac{E_y^-}{R_y} = I_{дс} < 0, \quad (8.111)$$

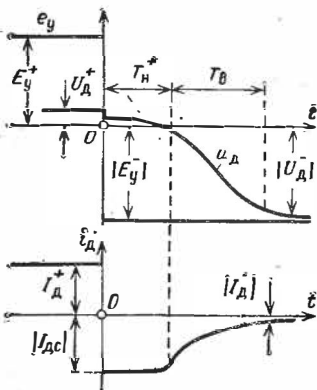


Рис. 53.

т. е. он практически определяется величинами e_y и R_y ; при $e_y = E_y^- = \text{const}$ ток i_d почти не меняется. Как показывает анализ [98], длительность этой стадии

$$T_n^+ \cong -\tau_n \ln \left[1 - \left(\frac{I_{дс}^+}{I_{дс}^+ + |I_{дс}^-|} \right)^2 \right], \quad (8.112)$$

где τ_n — время жизни неосновных носителей в насыщенной базе. Пусть, например, $|I_{дс}^-| = 0,5 I_{дс}^+$; тогда $T_n^+ \cong \cong \tau_n (-\ln 0,55) \cong 0,6 \tau_n$.

В течение второй стадии, называемой *стадией восстановления обратного сопротивления диода*, происходит исчезновение избыточного заряда во всей базе. При этом напряжение на диоде и его ток стремятся к своим стационарным значениям, соответствующим запертому диоду ($u_d \rightarrow U_d^- \cong \cong E_y^-, i_d \rightarrow I_d^-$). Длительность T_b этой стадии до момента, в который обратный ток диода достигает значения $i_d = = n I_d^- < 0$ (обычно принимают $n = 3$), приближенно оценивается из соотношения [98]

$$T_b \cong \frac{\tau_p}{2} \ln \frac{|I_{дс}^-|}{2(n-1)|I_d^-|}, \quad (8.113)$$

где $\tau_p \cong 1,5 \tau_n$. Пусть, например, $I_{дс} = -5$ мА, $I_d^- = = -20$ мкА и отсчет производится на уровне $i_d = n I_d^- = = 3 I_d^- = -60$ мкА. Тогда из формулы (113) найдем: $T_b \cong \cong 0,5 \tau_p \ln 62 = 2 \tau_p$.

7. Время жизни τ_n импульсных диодов мало. Так, у серийно выпускаемого диода типа Д18 $\tau_n \cong 50$ нс. При изготовлении быстродействующих импульсных диодов удается снизить τ_n до нескольких наносекунд. Так, у диода типа КД503 $\tau_n \cong 5$ нс, у диода типа КД508А ~ 2 нс, а у диода типа КД512А ~ 1 нс.

У специальных импульсных диодов с тормозящим полем [105] длительность T_B стадии восстановления очень мала ($T_B \cong 0$), но длительность T_n^+ возрастает; после стадии длительностью T_n^+ ток диода почти мгновенно падает до значения, близкого к I_d^- . Диоды с тормозящим полем открывают ряд возможностей новых применений [105].

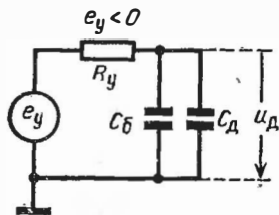


Рис. 54.

8. При анализе переходных процессов в более сложных схемах приходится иногда прибегать к приближенному полуэмпирическому способу оценки длительности запирающего диода, основанному на замене диода эквивалентной емкостью $C_d + C_b$, (рис. 54), где диффузионная емкость определяется из соотношения

$$C_d \cong \frac{Q}{\lambda_p U_{d^+}} \cong \frac{I_{d^+} \tau_n}{\lambda_p U_{d^+}} = \frac{\tau_n}{\lambda_p R_{d^+}}. \quad (8.114)$$

Здесь коэффициент $\lambda_p \cong 2$ весьма приближенно учитывает влияние рекомбинации носителей на процесс рассасывания заряда базы. Так как емкость $C_d \gg C_b$, то в большинстве случаев можно пренебречь барьерной емкостью. Длительность выключения диода (при анализе по рассматриваемой схеме) может быть весьма приближенно оценена из соотношения

$$T_{\text{выкл}} \cong R_y (C_d + C_b) \cong R_y C_d \cong \frac{R_y \tau_n}{\lambda_p R_{d^+}}. \quad (8.115)$$

НЕЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

§ 9.1. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

А. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1. Амплитудным ограничителем (короче, ограничителем) называется нелинейный четырехполюсник, используемый для ограничения величины сигналов. На рис. 1, а

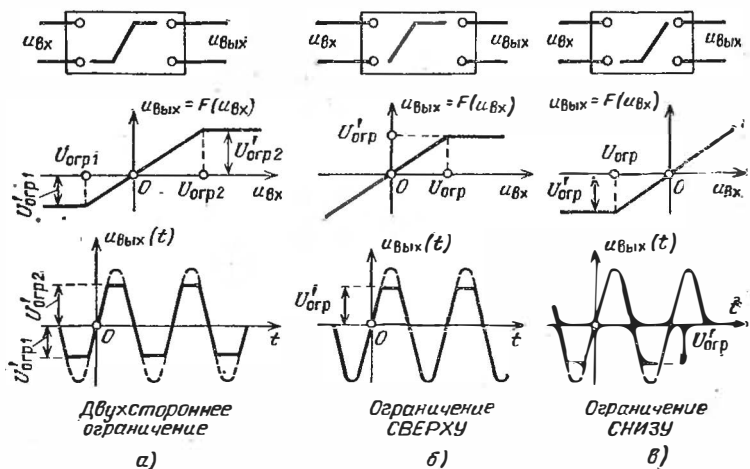


Рис. 1.

изображена амплитудная характеристика $u_{\text{ВЫХ}} = F(u_{\text{ВХ}})$ идеального двухстороннего ограничителя и форма выходного сигнала $u_{\text{ВЫХ}}(t)$, получаемого при входном сигнале $u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}m} \sin \omega t$ (дополненный пунктиром график соответствует линейному режиму работы четырехполюсника). На амплитудной характеристике фиксируются два уровня, определяющие нижний уровень ограничения $U_{\text{огр}1}$ и верхний уровень ограничения $U_{\text{огр}2}$; между этими уровнями характеристика линейна. При идеальной работе ограничителя его

выходное напряжение пропорционально входному напряжению, если оно не выходит за пределы уровней ограничения, т. е.

$$u_{\text{ВЫХ}} = K^* u_{\text{ВХ}} \text{ при } U_{\text{огр}1} \leq u_{\text{ВХ}} \leq U_{\text{огр}2}, \quad (9.1)$$

где $K^* = \text{const}$ — коэффициент передачи ограничителя; вне этих пределов выходное напряжение ограничителя должно оставаться постоянным:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K^* U_{\text{огр}2} = U'_{\text{огр}2} \text{ при } u_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{огр}2}; \quad (9.2)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = K^* U_{\text{огр}1} = U'_{\text{огр}1} \text{ при } u_{\text{ВХ}} \leq U_{\text{огр}1}. \quad (9.2a)$$

Напряжения $U'_{\text{огр}2}$ и $U'_{\text{огр}1}$ определяют соответственно верхний и нижний уровни ограничения по выходу ограничителя, которые в общем случае не равны уровням $U_{\text{огр}2}$ и $U_{\text{огр}1}$ по входу ограничителя.

2. Часто верхний (или нижний) уровень ограничения настолько велик, что в пределах величин действующих сигналов он не оказывает влияния на работу ограничителя. Такой ограничитель называется *односторонним*. На рис. 1, б, в изображены амплитудные характеристики и сигналы на выходе односторонних ограничителей (при $u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}m} \sin \omega t$). Соответствующий рис. 1, б ограничитель называется *ограничителем СВЕРХУ*, а соответствующий рис. 1, в — *ограничителем СНИЗУ*. В первом случае можно полагать $U_{\text{огр}1} = -\infty$ и $U_{\text{огр}2} = U_{\text{огр}}$, а во втором случае, наоборот, $U_{\text{огр}2} = \infty$ и $U_{\text{огр}1} = U_{\text{огр}}$. Вследствие большей простоты устройства односторонних ограничителей они применяются также при осуществлении двухстороннего ограничения сигналов; в этом случае применяется комбинация из двух односторонних ограничителей (СВЕРХУ и СНИЗУ).

3. Реальные характеристики ограничителей отличаются от указанных на рис. 1: при работе в режиме ограничения величина выходного сигнала не вполне постоянна и несколько отличается от уровня ограничения; в линейном режиме работы коэффициент передачи K^* не вполне постоянен. Техническими требованиями к ограничителю определяются уровни ограничения и нужное качество (четкость) ограничения, т. е. допустимое отклонение реальных характеристик ограничителя от идеальных. Часто желательно иметь возможно больший коэффициент передачи K^* .

4. Наиболее широкое применение нашли ограничители, использующие в качестве нелинейных элементов полу-

проводниковые диоды (диодные ограничители). Такие ограничители наиболее просты, надежны в работе и обеспечивают хорошее качество ограничения. Однако у диодных ограничителей коэффициент передачи $K^* < 1$.

Ограничители с нелинейным элементом в виде транзистора позволяют осуществлять двухстороннее ограничение и одновременно производить усиление сигналов; поэтому они называются *усилителями-ограничителями*. При применении в таких устройствах обратных связей удастся повысить качество ограничения [106]. Однако транзисторные ограничители более сложны и менее надежны в работе. Поэтому они применяются в основном в схемах двухстороннего ограничения, если диодные ограничители не позволяют получить нужное качество ограничения.

В качестве нелинейных элементов ограничителей иногда используются индуктивные катушки или трансформаторы с ферритовыми сердечниками, работающими в режиме насыщения (см. § 9.3).

Б. ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ДИОДА

5. Принцип построения таких схем основан на ключевых свойствах диода: в открытом состоянии он осуществляет *приключение* нагрузочного элемента к источнику входных сигналов, а в закрытом состоянии — *отключает* нагрузку от источника. Схема ограничителя совпадает со схемой

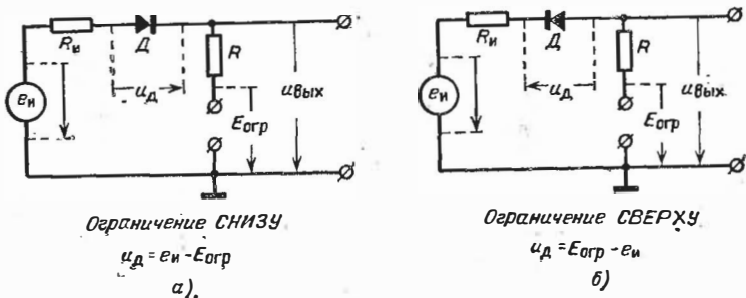


Рис. 2.

диодного ключа (см. рис. 8.48, а), где $e_y = e_{и}$ — источник входных сигналов, а $R_y = R_{и}$ — его внутреннее сопротивление. Согласно изложенному в § 8.5, п. 2, эта схема преобразуется к виду, показанному на рис. 2, а (см. рис. 8.48, б),

где сопротивление R учитывает сопротивление R_n нагрузки, а постоянное напряжение $E_{огр}$ служит для установки нужного уровня ограничения. Связь между параметрами исходной схемы и преобразованной схемы выражается формулами (8.106) и (8.107).

Режим работы данной схемы меняется, когда напряжение на диоде переходит через точку $u_d = 0$ (где ток диода $i_d = 0$). Поэтому *уровень ограничения* в данной схеме (одинаковый по входу и выходу)

$$U_{огр} = U_{огр}' = E_{огр}. \quad (9.3)$$

Действительно, если $e_n > E_{огр}$ (рис. 2, а), то $u_d > 0$. Пренебрегая в этом случае небольшими падениями напряжения на диоде и на сопротивлении R_n , получим $u_{вых} \cong e_n$, что соответствует линейному режиму работы схемы. Если же $e_n < E_{огр}$, то $u_d < 0$, и диод заперт; пренебрегая током запертого диода, получим $u_{вых} \cong E_{огр}$. Следовательно, данная схема служит для ограничения сигналов СНИЗУ (см. рис. 1, в). Для ограничения СВЕРХУ следует изменить направление включения диода (независимо от полярности $E_{огр}$). Этому соответствует приведенная на рис. 2, б схема. Здесь также справедливы равенства (3), и также режим ограничения получается при запертом диоде, но в отличие от схемы рис. 2, а здесь $u_d = E_{огр} - e_n$.

6. Амплитудная характеристика ограничителя. Будем исходить из кусочно-линейной аппроксимации характеристики диода (см. рис. 8.49). В соответствии с этим сопротивление диода $R_d = R_d^+$ при $u_d > 0$ и $R_d = R_d^-$ при $u_d < 0$. Учитывая положительные направления отсчета напряжений (рис. 2, а, б), можно записать (для любой из схем)

$$u_{вых} = E_{огр} + \frac{R(e_n - E_{огр})}{R + R_n + R_d} = \frac{Re_n + (R_n + R_d)E_{огр}}{R + R_n + R_d}. \quad (9.4)$$

Для сокращения записи обозначим:

$$R^+ = R_d^+ + R_n; \quad R^- = R_d^- + R_n \gg R^+. \quad (9.5)$$

Используя выражения (4) и (5), представим выходное напряжение в *режиме ограничения* ($R_d = R_d^-$) в виде

$$u_{вых} = \frac{E_{огр}}{1 + R/R^-} + \frac{e_n}{1 + R^-/R} \cong E_{огр} \left(1 - \frac{R}{R^-} \right) + \frac{R}{R^-} e_n, \quad (9.6)$$

где принято во внимание, что $R/R^- \ll 1$.

Из формулы (6) видно, что *выходной сигнал в режиме ограничения не постоянен: он зависит от входного сигнала*. Хотя эта зависимость и слаба, но иногда (при малой величине $|E_{огр}|$) она может оказаться существенной. Поэтому техническими требованиями задается предельно допустимое непостоянство выходного сигнала $(R/R^-) |e_{и}|_{\max} \leq U_{доп}$. Отсюда определяется допустимое значение отношения сопротивлений:

$$\frac{R}{R^-} \cong \frac{R}{R_d^-} \leq \frac{U_{доп}}{|e_{и}|_{\max}} = \delta^- \quad (9.7)$$

Полагая теперь в формуле (4) $R_d = R_d^+$ и используя обозначение (5), представим выходное напряжение в *линейном режиме* в виде

$$u_{вых} = K^* e_{и} + K_{п} E_{огр}, \quad (9.8)$$

где

$$K^* = \frac{1}{1 + R^+/R}; \quad K_{п} = \frac{1}{1 + R^+/R} = 1 - K^*. \quad (9.9)$$

Из этих формул видно, что в линейном режиме амплитудная характеристика (8) при $E_{огр} \neq 0$ не проходит через начало координат, а смещается на величину $K_{п} E_{огр}$; этим она отличается от идеальной амплитудной характеристики (см. рис.1). Смещение характеристики может быть нежелательным; для его уменьшения следует уменьшать отношение R^+/R , что одновременно приводит к повышению коэффициента передачи K^* .

7. Выбор параметров ограничителя. Из формул (6) — (9), видно, что качество работы ограничителя зависит от величины параметров δ^- и $K_{п}$, определяющих **ЧЕТКОСТЬ** ограничения, и от величины K^* , характеризующего э ф ф е к т и в н о с т ь ограничителя в амплитудном отношении. Формулы (7) и (9) указывают на противоречивость требований к четкости ограничения (возрастающей с уменьшением R) и к высокому значению коэффициента передачи (возрастающего с увеличением R). Поэтому реализуемое качество работы ограничителя зависит от того, насколько сильно выполняются неравенства

$$R^- \cong R_d^- \gg R \gg R^+ = R_{и} + R_d^+. \quad (9.10)$$

При сильном выполнении этих неравенств отмеченное противоречие практически не будет проявляться, но для этого

надо, чтобы сопротивления $R_{д}^-$ и R^+ отличались примерно на 4 порядка, чего трудно добиться при большой величине сопротивления $R_{и}$.

Умножив второе равенство (9) на неравенство (7), получим

$$K_{п} \delta^- \geq \frac{R R^+}{(R + R^+) R^-} \cong \frac{R^+}{R^-} \cong \frac{R_{и} + R_{д}^+}{R_{д}^-}. \quad (9.11)$$

Чем меньше произведение $K_{п} \delta^-$, тем, вообще говоря, выше четкость ограничения. Из соотношения (11) видно, что для получения наименьшего значения $K_{п} \delta^-$ следует применять диоды с возможно меньшей величиной отношения $R_{д}^+ / R_{д}^-$. Однако такой подход к выбору типа диода практически достаточен лишь в случае, если имеется возможность варьировать величиной R , так как кроме желательного минимума произведения параметров $K_{п} \delta^-$ имеются определенные требования к каждому из этих параметров в отдельности. При заданной же величине сопротивления $R_{и}$ нагрузки (см. рис. 8.48, а) сопротивление R , как это следует из формулы (8.106), может только уменьшаться ($R < R_{и}$).

При известной величине R выбор типа диода следует производить из соотношения (7), которое должно выполняться при *наивысшей рабочей температуре, но без существенного запаса*. Дело в том, что для диодов характерна некоторая связь между их обратными и прямыми сопротивлениями: чем больше $R_{д}^-$, тем больше также и $R_{д}^+$. Увеличение же прямого сопротивления диода при малой величине $R_{и}$ приводит к существенному понижению коэффициента передачи K^* и к возрастанию паразитного коэффициента $K_{п}$.

8. Пример. Пусть входной сигнал $e_{и}$ изменяется в пределах ± 20 В, а внутреннее сопротивление источника сигналов $R_{и} = 75$ Ом. Пусть заданная величина сопротивления $R = 1$ кОм и требуемая четкость ограничения (при работе до $+70^\circ$ С) характеризуется параметром $\delta^- = 0,01$.

Из формулы (7) находим желательную величину $R_{д}^- \cong 100$ кОм. При напряжении на запертом диоде $U_{д}^- = -20$ В и $T^\circ = 70^\circ$ С германиевый диод типа ДЗ11Б (см. рис. 8.47, а) обладает сопротивлением $R_{д}^- \cong 100$ кОм, а кремниевый диод типа Д219А (см. рис. 8.47, б) имеет сопротивление $R_{д}^- > 3$ мОм. Предпочтение должно быть отдано диоду ДЗ11Б, так как он, удовлетворяя требованию четкости ограничения, обладает меньшим прямым сопротивлением: при 25° С и токе в 20 мА, получающемся при $e_{и} = 20$ В и $R = 1$ кОм, его сопротивление $R_{д}^+ \cong 25$ Ом (вместо 50 Ом у

диода Д219А). В этом случае $|R^+ = R_{и} + R_{д}^+| \approx 100 \text{ Ом}$, и из формул (9) находим

$$K^* = \frac{1}{1+0,1} \approx 0,9, \quad K_{п} = 1 - K^* \approx 0,1,$$

что является удовлетворительным.

9. Переходные процессы. Рассмотрим процессы, возникающие в ограничителе (рис. 2, а) при быстрых изменениях входного сигнала. При этом, ради упрощения, примем $E_{огр} = 0$.

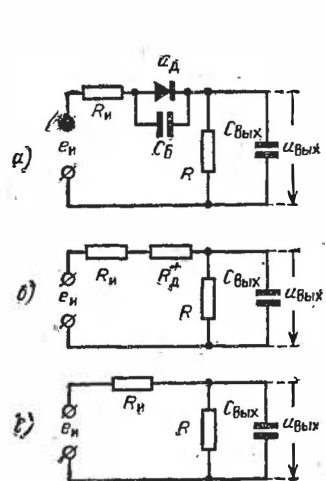


Рис. 3.

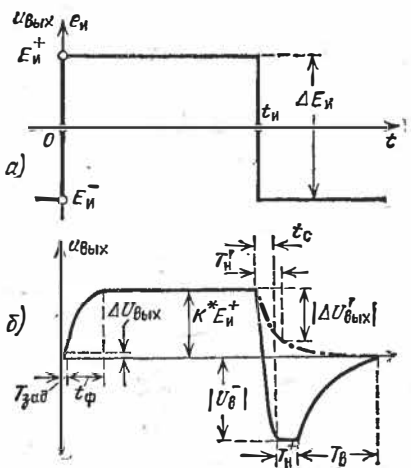


Рис. 4.

На рис. 3, а приведена схема ограничителя с показанными на ней паразитными емкостями; барьерная емкость $C_{б} \approx 0,5 \div 20 \text{ пФ}$, а емкость $C_{вых} = C_{п} + C_{м}$ обычно больше емкости $C_{б}$, но не превышает 100 пФ . Переходный процесс в данной нелинейной схеме приходится подразделять на несколько стадий.

Пусть до момента $t = 0$ ограничитель работал в режиме ограничения ($e_{и} = E_{и}^- < 0$, $u_{вых} \approx 0$, $u_{д} \approx E_{и}^-$). При внезапном в момент $t = 0$ перепаде входного сигнала на величину $\Delta E_{и} = E_{и}^+ - E_{и}^- > 0$ (рис. 4, а) диод в течение небольшого времени $T_{зад}$ остается закрытым; это время определяет задержку включения диода. До его отпираания (пока $u_{д} < 0$) выходное напряжение при $C_{вых} > C_{б}$ нарастает хотя и с большой скоростью, но на небольшую величину $\Delta U_{вых}$

(рис. 4, б). В этой стадии можно пренебречь влиянием большими сопротивлений R_d^- и $R \gg R_{и}$ ($R_d^- \cong \infty$, $R \cong \infty$) и полагать, что напряжения на емкостях нарастают по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\theta_{п} = R_{и} \frac{C_{вых} C_{б}}{C_{вых} + C_{б}} < R_{и} C_{б}. \quad (9.12)$$

Так как приращения напряжений на емкостях обратно пропорциональны емкостям, то

$$\Delta u_{д} = \Delta u_{ввых} \frac{C_{вых}}{C_{б}} = \Delta E_{и} \frac{C_{вых}}{C_{вых} + C_{б}} (1 - e^{-t/\theta_{п}}). \quad (9.13)$$

Отпирание диода произойдет в момент $t = T_{зад}$, когда приращение напряжения на диоде $\Delta u_{д} = -E_{и}^-$ (т. е. когда $u_{д} = 0$). Подставляя эти значения в функцию (13) и решая полученное уравнение относительно $T_{зад}$, найдем

$$T_{зад} = \theta_{п} \ln \frac{\Delta E_{и}}{\Delta E_{и} - |E_{и}^-| (1 + C_{б}/C_{вых})}. \quad (9.14)$$

Согласно соотношению (13) в момент $t = T_{зад}$ приращение выходного напряжения $\Delta U_{ввых} = (C_{б}/C_{вых}) |E_{и}^-|$.

После отпирания диода его сопротивление падает до небольшой величины R_d^+ , что позволяет пренебречь весьма малой емкостью $C_{б}$. Этому соответствует эквивалентная схема (см. рис. 3, б), постоянная времени которой

$$\theta_{п}^{\prime} = [R \parallel (R_{и} + R_d^+)] C_{ввых} \cong (R_{и} + R_d^+) C_{ввых}. \quad (9.15)$$

В данной стадии выходное напряжение нарастает по экспоненциальному закону с постоянной $\theta_{п}^{\prime}$ до значения $u_{ввых} = K^* E_{и}^+$ (рис. 4, б); активная длительность этого процесса

$$t_{\phi} \cong 2,2 \theta_{п}^{\prime} \quad (9.15a)$$

обычно не превышает нескольких десятков наносекунд.

10. При обратном в момент $t_{и}$ перепаде входного сигнала (рис. 4, а) происходит рассасывание заряда базы диода (см. § 8.5, п. б). В этой стадии диод эквивалентен весьма большой диффузионной емкости, небольшое напряжение на которой почти не меняется; следовательно, диод можно заменить практически короткозамкнутым элементом, чему соответствует эквивалентная схема (рис. 3, в), постоянная времени которой

$$\theta_{с} \cong (R_{и} \parallel R) C_{ввых} \cong R_{и} C_{ввых}. \quad (9.16)$$

В зависимости от соотношения времени жизни носителей τ_n в базе диода и постоянной времени $(R + R_n + R_d^+)C_{\text{вых}}$ процесс может развиваться двояко.

Пусть емкость $C_{\text{вых}}$ настолько мала, что накопленный в ней (до среза e_n) заряд много меньше заряда $I_d^+ \tau_n$ в базе диода, т. е.

$$C_{\text{вых}} E_n^+ \ll \frac{E_n^+ \tau_n}{R + R_n + R_d^+}, \text{ откуда } (R + R_n + R_d^+)C_{\text{вых}} \ll \tau_n. \quad (9.16a)$$

Тогда в течение короткого времени $t_c = 2,2\theta_c$ емкость $C_{\text{вых}}$ перезаряжается, т. е. происходит срез выходного напряжения, в результате которого образуется обратный выброс выходного напряжения (рис. 4, б)

$$u_{\text{вых}} = U_v^- = -\frac{R}{R + R_n} |E_n^-|. \quad (9.16б)$$

После этого в течение времени T_n^+ рассасывания заряда базы диода напряжение $u_{\text{вых}} \cong \text{const}$. Если пренебречь в этой стадии как влиянием небольшой емкости $C_{\text{вых}}$, так и уменьшением заряда базы за время среза, то приближенно можно оценить длительность T_n^+ из формулы (8.112), в которой следует принять $I_{\text{дс}} = -|E_n^-|/(R + R_n)$. Затем следует стадия восстановления обратного сопротивления диода (рис. 4, б); ее длительность T_v выражается формулой (8.113). Как видно, при большой длительности τ_n получается сильное искажение выходного сигнала.

Пусть теперь, наоборот, $(R + R_n + R_d^+)C_{\text{вых}} > \tau_n$. В этом случае обратный выброс не образуется; выходное напряжение спадает по некоторому закону (он отображен штрих-пунктирной кривой на рис. 4, б), причем за время T_n' рассасывания заряда базы оно снижается на некоторую величину $|\Delta U'_{\text{вых}}|$. После этого происходит восстановление обратного сопротивления диода ($R_d \rightarrow R_d^- \gg R$) и более медленное (с постоянной времени $\sim RC_{\text{вых}}$) снижение выходного напряжения до нуля.

Строгий анализ процессов в рассматриваемом случае провести трудно. При приближенных технических расчетах иногда заменяют диод диффузионной емкостью (см. § 8.5, п. 8). Другой приближенный способ основан на предположении, что за время T_n' рассасывания заряда базы, когда диод можно представить короткозамкнутым элементом (рис. 3, в), во внешней цепи диода рассеивается, грубо го-

вора, половина накопленного заряда базы, т. е. заряд $0,5I_{д}^+ \tau_{н}$. Если при этом пренебречь влиянием большого сопротивления $R \gg R_{и}$ ($R \cong \infty$), то можно принять:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K^* E_{и}^+ - |\Delta u'_{\text{ВЫХ}}|, \quad |\Delta u'_{\text{ВЫХ}}| \cong \Delta E_{и} (1 - e^{-t'/R_{и} C_{\text{ВЫХ}}}), \quad (9.17)$$

где начало отсчета времени отнесено к моменту $t_{и}(t' = t - t_{и})$. Величину снижения напряжения $|\Delta U'_{\text{ВЫХ}}|$ за время $T'_{н}$ при сделанном предположении можно приближенно оценить из условия баланса зарядов:

$$|\Delta U'_{\text{ВЫХ}}| C_{\text{ВЫХ}} \cong \frac{I_{д}^+ \tau_{н}}{2} = \frac{E_{и}^+ \tau_{н}}{2(R + R_{и} + R_{д}^+)}. \quad (9.17a)$$

Найдя из этой формулы величину $|\Delta U'_{\text{ВЫХ}}|$ и подставив это значение в формулу (17), находим длительность

$$T'_{н} \cong R_{и} C_{\text{ВЫХ}} \ln \frac{\Delta E_{и}}{\Delta E_{и} - |\Delta U'_{\text{ВЫХ}}|}. \quad (9.17б)$$

Если $|\Delta U'_{\text{ВЫХ}}| \geq 0,5 \Delta E_{и}$, то формула (17б) достаточно точна.

Из формулы (17a) следует, что если

$$2(R + R_{и} + R_{д}^+) C_{\text{ВЫХ}} \cong \tau_{н}, \quad (9.17в)$$

то $|\Delta U'_{\text{ВЫХ}}| \cong E_{и}^+$, т. е. к моменту окончания рассасывания заряда базы выходное напряжение спадает почти до нуля. Следовательно, при выборе величины $\tau_{н}$ в соответствии с равенством (17в) инерционность диода, обусловленная рассасыванием заряда базы, может быть использована для ускорения разряда паразитной емкости.

В. ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ДИОДА

11. Источник входных сигналов, подводимых к ограничителю с последовательным включением диода, должен иметь *открытый выход* (недопустима установка разделительного конденсатора перед диодом); иначе цепь постоянной составляющей тока диода окажется разорванной. От этого недостаток свободны ограничители с параллельным включением диода. Принцип их построения основан на ключевых свойствах диода: *шунтируя в проводящем состоянии нагрузочный элемент, диод как бы отключает его от источника сигналов.*

На рис. 5 изображены схемы ограничения СВЕРХУ и СНИЗУ. Здесь источник напряжения $E_{огр} = \text{const}$ служит для установки уровня ограничения. R_H — сопротивление нагрузки. Сопротивление $R_{огр}$ значительной величины (учитывающее внутреннее сопротивление источника входных сигналов) играет принципиальную роль в данной схеме. Действительно, при $R_{огр} = 0$ выполняется равенство $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}}$, т. е. входные сигналы проходят к выходу без ограничения. Согласно принципу работы данных схем режим ограничения имеет место при открытом диоде ($u_D > 0$), а линейный режим — при закрытом диоде ($u_D < 0$). В схеме,

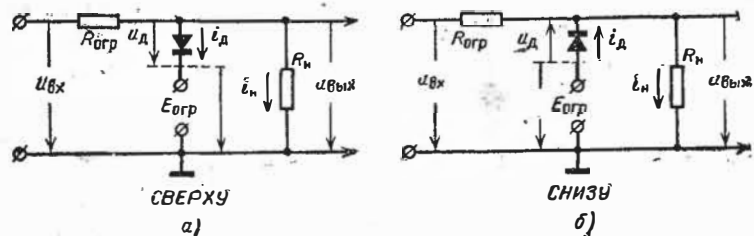


Рис. 5.

приведенной на рис. 5, а, неравенство $u_D > 0$ выполняется при $u_{\text{ВЫХ}} > E_{огр}$; следовательно, эта схема служит для ограничения СВЕРХУ. В другой схеме (рис. 5, б) осуществляется ограничение СНИЗУ, так как здесь неравенство $u_D > 0$ выполняется при $u_{\text{ВЫХ}} < E_{огр}$.

В рассматриваемом типе ограничителя уровень ограничения по выходу ($U'_{огр}$) не равен уровню ограничения по входу ($U_{огр}$). Действительно, из изложенного выше следует, что $U'_{огр} = E_{огр}$. Пусть выполняется равенство $u_{\text{ВЫХ}} = U'_{огр}$. Тогда ток диода $i_D = 0$, но через сопротивление R_H протекает ток $i_H = U'_{огр}/R_H$. Этот же ток протекает через сопротивление $R_{огр}$, создавая на нем падение напряжения $i_H R_{огр}$. Следовательно, $U_{огр} = U'_{огр} + i_H R_{огр}$, откуда

$$U'_{огр} = E_{огр}; \quad U_{огр} = E_{огр} \left(1 + \frac{R_{огр}}{R_H} \right). \quad (9.18)$$

12. Основные соотношения. В режиме ограничения (рис. 5, а)*)

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВЫХ}}^+ = E_{огр} + u_D^+, \quad (9.19)$$

*) Формулы в пп. 12—14 относятся к ограничителю СВЕРХУ.

где индексом «плюс» отмечается, что напряжения и токи относятся к отпертому диоду. Если пренебречь небольшим напряжением $u_{\text{д}}^+$, то можно принять $u_{\text{вх}}^+ \cong E_{\text{огр}}$.

Разность напряжений $u_{\text{вх}}^+ - u_{\text{вх}}^+ \cong u_{\text{вх}}^+ - E_{\text{огр}}$ падает на сопротивлении $R_{\text{огр}}$, через которое протекает ток $i_{\text{д}}^+$ и небольшой ток нагрузки. Следовательно,

$$u_{\text{вх}}^+ - E_{\text{огр}} \cong R_{\text{огр}} \left(i_{\text{д}}^+ + \frac{E_{\text{огр}}}{R_{\text{н}}} \right), \quad (9.20)$$

Отсюда видно, что с увеличением сопротивления $R_{\text{огр}}$ уменьшается ток диода; соответственно уменьшается и напряжение на диоде и, как это следует из формулы (19), уменьшается искажающее влияние напряжения $u_{\text{д}}^+$ на четкость ограничения.

В линейном режиме работы диод заперт, и коэффициент передачи

$$K^* = \frac{u_{\text{вх}}^-}{u_{\text{вх}}^-} \cong \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{огр}} + R_{\text{н}}}, \quad (9.21)$$

где индексом «минус» отмечается, что токи и напряжения относятся к режиму запертого диода. Формула (21) справедлива, если обратный ток диода мал сравнительно с током, протекающим через $R_{\text{н}}$, т. е. при

$$|i_{\text{д}}^-| \ll \frac{K^* |u_{\text{вх}}^-|}{R_{\text{н}}} \cong \frac{|u_{\text{вх}}^-|}{R_{\text{н}} + R_{\text{огр}}}, \quad (9.22)$$

Из формулы (21) видно, что для повышения коэффициента передачи желательно выполнение неравенства $R_{\text{огр}} \ll R_{\text{н}}$.

Таким образом, эффективность работы ограничителя в амплитудном отношении (для чего $R_{\text{огр}}$ должно быть мало) находится в противоречии с четкостью ограничения (для чего $R_{\text{огр}}$ должно быть велико).

13. Выбор параметров ограничителя часто производится при заданных величинах $E_{\text{огр}}$, $R_{\text{н}}$ и наибольшего допустимого напряжения $U_{\text{д}}^+$ на диоде в режиме ограничения (оно согласно формуле (19) определяет нечеткость ограничения). Напряжение $U_{\text{д}}^+$ получается при наибольшем входном сигнале $u_{\text{вх}}^+_{\text{макс}}$. Определив из характеристики диода (для низшей рабочей температуры) ток диода $I_{\text{д}}^+$ при напряжении $U_{\text{д}}^+$, из формулы (20) находим сопротивление

$$R_{\text{огр}} = \frac{u_{\text{вх}}^+_{\text{макс}} - E_{\text{огр}}}{I_{\text{д}}^+ + E_{\text{огр}}/R_{\text{н}}}. \quad (9.23)$$

Из этой формулы видно, что предпочтение должно быть отдано диоду, обладающему высокой проводимостью; в этом случае получается меньшая величина сопротивления $R_{огр}$ и, следовательно, более высокий коэффициент передачи в линейном режиме работы. Что же касается неравенства (22), то оно обычно выполняется достаточно сильно даже при наивысшей рабочей температуре и входном сигнале $|u_{вх}^-|_{\max}$.

14. Пример. Пусть ограничитель (рис. 5, а) должен работать в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$. Пусть известны значения: $R_{н} = 5$ кОм и $E_{огр} = 2$ В, и при заданных наибольших значениях входного сигнала $|u_{вх}^\pm|_{\max} = 18$ В наибольшее допустимое напряжение на диоде в режиме ограничения $U_{д}^+ = 0,3$ В.

Так как высшая рабочая температура не превышает 60°C , то целесообразно использовать в ограничителе диод типа Д18, который обладает высокой проводимостью [103]. При -60°C и напряжении на диоде $U_{д}^+ = 0,3$ В ток диода $I_{д}^+ = 5$ мА. При $+60^\circ\text{C}$ и обратном напряжении на диоде, величина которого $|u_{д}^-| < 20$ В, обратный ток диода $|i_{д}^-| < |I_{д}^-| = 25$ мкА. Из формулы (23) находим

$$R_{огр} = \frac{18 - 2}{5 + 2/5} \cong 3 \text{ кОм.}$$

Убеждаемся в выполнении неравенства (22):

$$\frac{|u_{вх}^-|_{\max}}{R_{огр} + R_{н}} = \frac{18}{3 + 5} = 2,25 \text{ мА} \gg |I_{д}^-| = 25 \text{ мкА.}$$

Согласно формуле (21), коэффициент передачи

$$K^* \cong \frac{R_{н}}{R_{огр} + R_{н}} = \frac{5}{3 + 5} = 0,625.$$

15. Если на выходе источника входных сигналов установлен разделительный конденсатор C_0 , то на нем образуется постоянная составляющая напряжения $U_0 = E_{и0} - U_{н0}$; здесь $U_{н0}$ — постоянная составляющая напряжения на нагрузке, а $E_{и0}$ — постоянная составляющая напряжения источника. Емкость C_0 должна быть настолько велика, чтобы за время T^+ работы в режиме ограничения ($0 \leq t \leq T^+$) приращение напряжения на емкости не превышало заданного значения ΔU_0 , т. е.

$$\frac{1}{C_0} \int_0^{T^+} i_{д}^+ dt \leq \Delta U_0. \quad (9.24)$$

При большой длительности T^+ емкость C_0 оказывается весьма значительной. Так, для рассмотренного в п. 14 при

мера ($i_{д}^+ = I_{д}^+ = 5 \text{ мА} = \text{const}$) при $T^+ = 100 \text{ мкс}$ и $\Delta U_0 = 0,1 \text{ В}$ получим

$$C_0 \geq \frac{I_{д}^+ T^+}{\Delta U_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{0,1} = 5 \text{ мкФ.}$$

16. Переходные процессы. Рассмотрим процессы в ограничителе СВЕРХУ (см. рис. 5, а), возникающие при быстрых изменениях входного сигнала (рис. 6, а). При этом примем $E_{огр} = 0$.

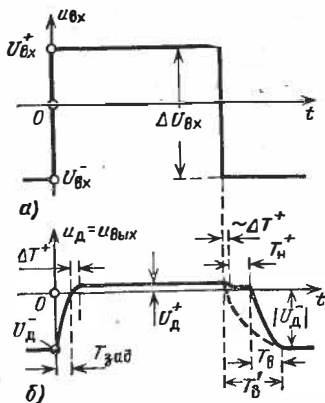


Рис. 6.

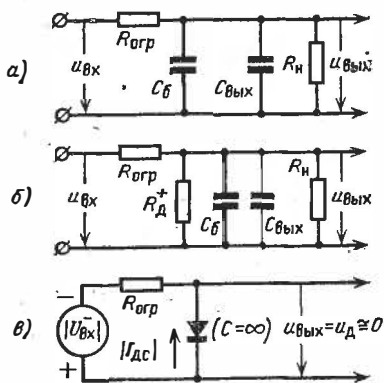


Рис. 7.

Пусть при $t < 0$ ограничитель работал в линейном режиме ($u_{вх} = U_{вх}^- < 0$, $u_{вых} = U_{д}^- < 0$). Эквивалентная схема ограничителя в этой стадии показана на рис. 7, а, где диод представлен его барьерной емкостью $C_{б}$. При перепаде в момент $t = 0$ входного сигнала на величину $\Delta U_{вх} = U_{вх}^+ - U_{вх}^-$ диод в течение времени $T_{зад}$ остается закрытым, и напряжение на нем нарастает по закону (рис. 6, б)

$$u_{д}(t) = u_{вых}(t) = U_{д}^- + K^* \Delta U_{вх} (1 - e^{-t/\theta_{п}}), \quad (9.25)$$

где $U_{д}^- = K^* U_{вх}^-$ и

$$\theta_{п} = (R_{н} \parallel R_{огр}) (C_{вых} + C_{б}). \quad (9.25a)$$

Задержка включения диода находится из условия $u_{д}(T_{зад}) = 0$. Решая при этом условии уравнение (25), найдем

$$T_{зад} = \theta_{п} \ln \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}^+} = \theta_{п} \ln \left(1 + \frac{|U_{вх}^-|}{U_{вх}^+} \right). \quad (9.26)$$

Задержка включения диода в данной схеме значительно больше, чем в схеме с последовательным включением диода.

При $u_d > 0$ эквивалентная схема ограничителя имеет вид, показанный на рис. 7, б, где диод представлен сопротивлением $R_d^+ = U_d^+ / I_d^+$. Из-за малой величины постоянной времени этой цепи длительность установления режима ограничения весьма мала (рис. 6, б):

$$\Delta T^+ \cong 2R_d^+ (C_{\text{вых}} + C_6). \quad (9.27)$$

При обратном в момент t_n перепаде входного сигнала диод в течение небольшого времени ($\sim \Delta T^+$) остается открытым (рис. 6, б). Затем в течение стадии рассасывания заряда базы диода (T_n^+) напряжение $u_d \cong 0$ почти не меняется. В этой стадии диод может быть представлен емкостью бесконечно большой величины (рис. 7, в), находящейся под напряжением $u_d \cong 0$. Поэтому здесь можно пренебречь влиянием как емкости $C_{\text{вых}}$, так и сопротивления R_n (ток $i_n \cong 0$). В соответствии с принятой схемой (см. § 8.5, п. 6) длительность T_n^+ выражается формулой (8.112), в которой следует принять ток $|I_{\text{дс}}| \cong |U_{\text{вх}}^-| / R_{\text{огр}}$. В следующей затем стадии восстановления обратного сопротивления диода (T_v) можно пренебречь влиянием сопротивления диода ($R_d \cong \infty$) и производить расчет опять по схеме рис. 7, а, в соответствии с чем

$$T_v \cong 2\theta_n \cong 2(R_n \parallel R_{\text{огр}})(C_{\text{вых}} + C_6). \quad (9.27a)$$

При технических расчетах иногда исходят из приближенных соотношений, основанных на представлении диода диффузионной емкостью C_d , выражаемой формулой (8.114). При такой схеме напряжение должно изменяться по закону, показанному на рис. 6, б пунктирной линией, а активная длительность достижения выходным напряжением уровня $K^*U_{\text{вх}}^-$ весьма грубо оценивается из соотношения

$$T_v^* \cong 2(R_n \parallel R_{\text{огр}})(C_d + C_{\text{вых}}). \quad (9.28)$$

17. Из сравнения амплитудных соотношений в ограничителях с последовательным и параллельным включением диода вытекает, что *большая величина коэффициента передачи и лучшая четкость ограничения достигаются в схеме с последовательным включением диода*. Вредное влияние паразитных емкостей также слабее проявляется в этой схеме.

18. Существенное повышение эффективности работы ограничителя с параллельным включением диода (особенно при $E_{огр} \cong 0$) достигается при замене резистора $R_{огр}$ диодом D_2 (рис. 8) [127]. В режиме ограничения, когда основной диод D_1 отперт, вспомогательный диод D_2 заперт, что обеспечивает высокую четкость ограничения. В линейном же режиме работы, когда диод D_1 заперт, диод D_2 оказывается отпертым, что позволяет получить коэффициент передачи $K^* \cong 1$. В этой схеме сокращаются также длительности переходных процессов и вносимые ими искажения [127].

19. Двухсторонние диодные ограничители. При двухстороннем ограничении сигналов предпочтительнее применять ограничители с параллельным включением диодов D_1 и D_2 (рис. 9). При применении для этой цели схем с по-

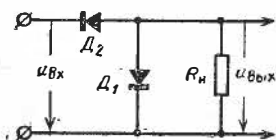


Рис. 8.

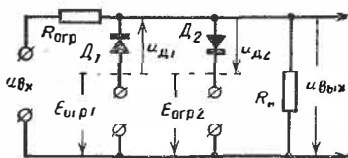


Рис. 9.

следовательным включением диодов возникают схемные трудности (приходится устанавливать развязывающие элементы между каскадами ограничения [106]).

В двухстороннем ограничителе (рис. 9) уровни ограничения (по выходу) СНИЗУ и СВЕРХУ определяются соответственно источниками $E_{огр1} = U'_{огр1}$ и $E_{огр2} = U'_{огр2}$, где (см. рис. 1, а) $U'_{огр1} < U'_{огр2}$.

Если $E_{огр1} < u_{вых} < E_{огр2}$, то оба диода заперты, и ограничитель работает в линейном режиме с коэффициентом передачи K^* , выражаемым формулой (21).

Если $u_{вых} < E_{огр1}$, то на диоде D_1 напряженне $u_{д1} > 0$ (в это время диод D_2 заперт) и осуществляется ограничение СНИЗУ, причем выходной сигнал $u_{вых} = E_{огр1} - u_{д1}^+ \cong E_{огр1}$.

Если $u_{вых} > E_{огр2}$, то $u_{д2} > 0$ (в это время диод D_1 заперт) и осуществляется ограничение СВЕРХУ, причем $u_{вых} = E_{огр2} + u_{д2}^+ \cong E_{огр2}$.

Детальный анализ двухсторонних ограничителей изложен в книге Т. М. Агаханяна [106].

§ 9.2. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ ПУТЕМ ОГРАНИЧЕНИЯ И ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1. Для получения импульсов почти прямоугольной формы, повторяющихся с умеренной скважностью, иногда применяют метод формирования, основанный на преобразовании синусоидального напряжения путем его ограничения и дифференцирования. Блок-схема и принципиальная схема такого устройства представлены на рис. 10. На рис. 11 изображены временные диаграммы процесса формирования.

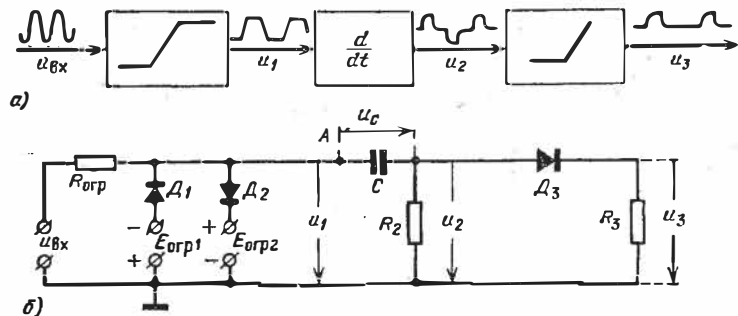


Рис. 10.

В результате симметричного двухстороннего ограничения входное напряжение $u_{вх}$ преобразуется в напряжение u_1 трапецеидальной формы; это напряжение подобно напряжению e_1 (рис. 11, б), которое образуется на выходе ограничителя при отключенной от него нагрузочной цепи, расположенной на схеме рис. 10, б правее точки А. При дифференцировании напряжения u_1 возникают двухполярные импульсы напряжения u_2 (рис. 11, в). Эти импульсы, если это требуется, преобразуются в однополярные импульсы u_3 (рис. 11, г) посредством одностороннего ограничителя (с уровнем ограничения, равным нулю).

2. Положительным свойством описанного метода является то, что период $T_{п} = T$ повторения формируемых импульсов и их временное положение (фазировка) жестко связаны с преобразуемым синусоидальным напряжением. Это позволяет, во-первых, добиться *высокой стабильности частоты повторения импульсов*. Во-вторых, при установке в цепи синусоидального напряжения фазовращателя, позволяющего изменять фазу колебаний этого напряжения,

можно с высокой степенью точности производить плавную регулировку временного положения импульсов.

3. Найдем высоту U_2 и форму импульса $u_2(t)$, образуемого при открытом диоде D_3 (в этом случае $u_2 \cong u_3$). Интересуясь небольшой длительностью $t'_н = 2t_1$ выходных импульсов, можно принять, что на интервале $(-t_1, t_1)$ входное напряжение (рис. 11, а) изменяется почти по линейному закону:

$$u_{вх} = U_{вх m} \sin \frac{2\pi}{T} t \cong U_{вх m} 2\pi \frac{t}{T}. \quad (9.29)$$

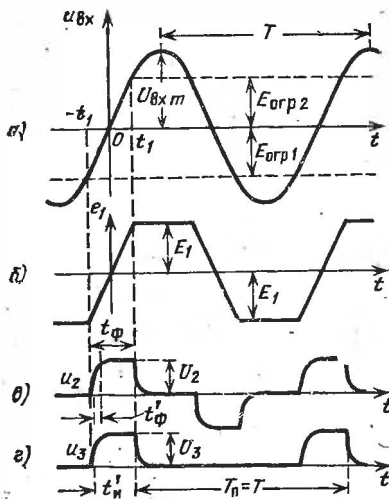


Рис. 11.

Для нахождения импульса $u_2(t)$ обратимся к эквивалентной схеме дифференцирующей цепи (рис. 12). Здесь e_1 — э. д. с. эквивалентного генератора, равная напряжению на выходе двухстороннего ограничителя при отключенной нагрузке; $R_1 = R_{огр}$ —

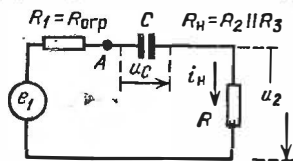


Рис. 12.

внутреннее сопротивление генератора; $R_H \cong R_2 \parallel R_3$ — нагрузка дифференцирующей цепи.

На рассматриваемом интервале э. д. с. меняется по закону (рис. 11, б)

$$e_1(t) = e_1(-t_1) + \Delta e_1 = -E_1 + E_1 \frac{t}{t_1}, \quad (9.30)$$

где

$$E_1 = e_1(t_1) = u_{вх}(t_1) \cong U_{вх m} 2\pi \frac{t_1}{T}. \quad (9.31)$$

До момента $-t_1$ данная цепь находилась в равновесии ($e_1 = u_C = -E_1$, $i_H = 0$, $u_2 = 0$). Поэтому для нахождения функции $u_2(t)$ на интервале $(-t_1, t_1)$ достаточно найти реак-

цию «пустой» цепи на протяжении напряжения Δe_1 . Такая задача рассматривалась в § 4.1, п. 5, где было показано, что сигнал $u_2(t)$ нарастает по экспоненциальному закону (см. рис. 4.5) с постоянной времени $(R_{огр} + R_H)C$; длительность фронта этого сигнала (рис. 11, в)

$$t_{\phi}' = 2,2(R_{огр} + R_H)C. \quad (9.32)$$

В соответствии с формулой (4.18) высота сигнала

$$U_2 = \frac{R_H}{R_H + R_{огр}} \left[(R_H + R_{огр}) C \frac{de_1}{dt} \right] = R_H C \frac{de_1}{dt}$$

Подставляя сюда выражение производной от функции (30) и учитывая при этом равенство (31), найдем

$$U_2 = 2\pi \frac{R_H C}{T} U_{вх м}. \quad (9.33)$$

В момент t_1 происходит срез сигнала $u_2(t)$ (рис. 11, в), в результате чего образуется импульс длительностью $t_{и}' = 2t_1$. Обозначим фронт этого импульса через $t_{\phi}' = \lambda_{\phi} t_{и}'$, где $\lambda_{\phi} < 0,5$. Используя равенство (32), приведем выражение (33) к виду

$$U_2 = \frac{\lambda_{\phi} t_{и}'}{t_{\phi}'} U_2 = \frac{2\pi \lambda_{\phi} t_{и}' R_H U_{вх м}}{2,2(R_H + R_{огр}) T} \cong \frac{3\lambda_{\phi} K^*}{Q_c} U_{вх м}, \quad (9.34)$$

где

$$K^* = \frac{R_H}{R_H + R_{огр}}, \quad Q_c = \frac{T_{п}}{t_{и}'} = \frac{T}{t_{и}'}. \quad (9.35)$$

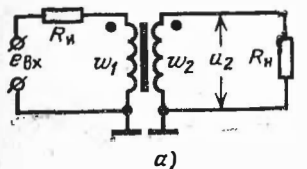
Из формулы (34) видно, что высота выходных импульсов обратно пропорциональна скважности Q_c ; так как обычно $3\lambda_{\phi} K^* < 1$, то $U_2 < U_{вх м}/Q_c$. Низкая в амплитудном отношении эффективность данного способа формирования импульсов составляет основной его недостаток. Более эффективным является способ, рассматриваемый в § 9.3.

§ 9.3. ПИК-ТРАНСФОРМАТОР

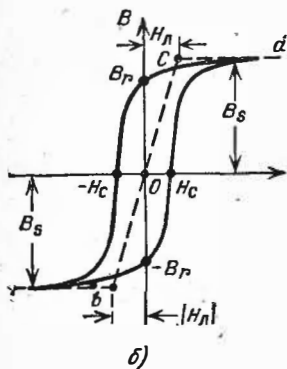
1. Один из наиболее простых и продуктивных способов преобразования синусоидального напряжения в кратковременные импульсы основан на использовании эффекта глубокого насыщения ферритового сердечника, характеризуемого *прямоугольной петлей гистерезиса*. Такой способ, не требующий применения электронных приборов, весьма на-

дежен в эксплуатации. Преобразующее устройство оказывается предельно простым, компактным, имеющим малый вес и размеры.

2. Преобразующее устройство, известное под названием пик-трансформатора, представляет собой импульсный трансформатор, работающий в режиме, при котором сердечник быстро насыщается. Принципиальная схема устройства формирования импульсов изображена на рис. 13, а. Основ-



а)



б)

Рис 13.

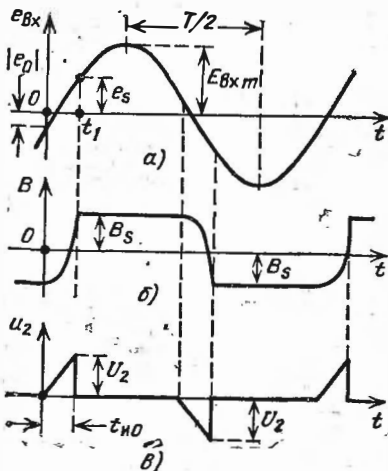


Рис. 14.

ным элементом схемы является пик-трансформатор; $R_{н}$ — внутреннее сопротивление источника синусоидальной э.д.с. $e_{вх}$; $R_{н}$ — сопротивление нагрузки. С целью получения более высокого выходного напряжения устанавливают коэффициент трансформации $n = w_2/w_1 = 5 \div 10$.

При технических расчетах характеристику намагничивания сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 13, б) аппроксимируют ломаной $abcd$. Здесь B_s — индукция насыщения; при напряженности магнитного поля $|H| > H_{л}$ принимают $|B| = B_s = \text{const}$; при $|H| < H_{л}$ принимают $B = \mu_{л}H$, где проницаемость $\mu_{л} = \text{const}$.

3. Процесс формирования импульсов иллюстрируется представленными на рис. 14 временными диаграммами. Ус-

танавливающей такой режим работы пик-трансформатора, чтобы в значительной части периода T сердечник находился в насыщенном состоянии. Так как при этом $|B| \cong B_s = \text{const}$, то выходное напряжение $u_2 \cong 0$. Ненасыщенный режим работы сердечника имеет место в областях времени, в которых входная э. д. с. изменяется наиболее быстро.

Пусть (рис. 14, б) перед моментом $t = 0$ сердечник был насыщен ($B = -B_s$). В момент $t = 0$ сердечник начинает выходить из насыщения. Под воздействием нарастающей входной э. д. с. индукция в сердечнике повышается (в алгебраическом смысле) до момента t_1 , в который сердечник вновь насыщается ($B = B_s$). Можно показать [9], что моменты выхода и входа сердечника в насыщение (рис. 14, а, б) расположены несимметрично относительно точки, в которой $e_{\text{вх}} = 0$ (т. е. $e_s > |e_0|$). На интервале $(0, t_1)$ приращение э. д. с. $\Delta e_{\text{вх}}(t)$ нарастает почти по линейному закону. Поэтому согласно формуле (5.2 а) приращение индукции в сердечнике на этом интервале нарастает во времени по квадратичному закону: $\Delta B = kt^2$. Следовательно, до входа сердечника в насыщение выходное напряжение $u_2 = k_1 dB/dt \cong \cong 2k_1 kt$ изменяется во времени по линейному закону, пропорционально изменению $\Delta e_{\text{вх}}(t)$.

Как показывает анализ [9], высота выходного импульса

$$U_2 \cong \frac{2\pi n R_H'}{Q_c (R_1 + R_H')} \left(1 - \frac{1}{2\eta}\right) E_{\text{вх} m}, \quad (9.36)$$

где скважность следования импульсов $Q_c = T/t_{\text{ио}}$ (рис. 14) и

$$R_1 = R_H + r_1 + \frac{r_2}{n^2}; \quad R_H' = \frac{R_H}{n^2}; \quad \eta = \frac{L_\mu}{(R_H' \parallel R_1) t_{\text{ио}}}; \quad (9.37)$$

здесь r_1 и r_2 — сопротивления обмоток; L_μ — индуктивность намагничивания трансформатора, выражаемая формулой (5.6) при $\mu = \mu_{\text{д}}$; приемлемое значение параметра $\eta = 2$. Расчет конструктивных параметров трансформатора приводится в работе [9].

Из формулы (36) видно, что *высота выходного импульса обратно пропорциональна скважности следования импульсов*. Хотя здесь при коэффициенте трансформации $n > 1$ отношение $U_2/E_{\text{вх} m}$ получается более благоприятным, чем это было найдено в § 9.2, тем не менее при $Q_c \gg 1$ величина $U_2 \ll E_{\text{вх} m}$. Однако рассматриваемый метод формирования импульсов обладает существенным преимуществом перед другими подобными методами благодаря одному обстоятель-

ству. Дело в том, что *выходной импульс пик-трансформатора отличается резким срезом напряжения* (рис. 14, в). При отсутствии паразитных параметров и высокой прямоугольности петли гистерезиса сердечника ($B_r/B_s > 0,9$) длительность среза $t_c \rightarrow 0$. Поэтому при подаче выходного импульса на укорачивающую цепь можно получить более короткий импульс длительностью $t'_{и}$, *непосредственно не связанной с длительностью $t_{и0}$ импульса на выходе пик-трансформатора*. Высота же импульса на выходе укорачивающей цепи близка к величине U_2 , выражаемой формулой (36). Это обстоятельство делает ненужным получение короткого временного импульса на выходе пик-трансформатора: можно принять $t_{и0} \simeq 0,1T$, что позволяет значительно повысить высоту U_2 и, следовательно, высоту импульса на выходе укорачивающей цепи. Естественно, возможность получения таким путем коротких импульсов практически ограничивается паразитными емкостями преобразующего устройства.

§ 9.4. ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ

1. Фиксация сигналов относительно заданного уровня.

Пусть периодическая последовательность прямоугольных импульсов напряжения, вырабатываемых генератором $e_{и}$ (рис. 15, а), подается на сопротивление R через разделительный конденсатор C . В общем случае э. д. с. $e_{и}$ может кроме импульсов высотой $E_{и}$ содержать также составляющую $E_{и0} = \text{const}$ (рис. 15, б). В зависимости от относительной величины постоянной времени цепи ($RC/T_{п}$) форма выходного сигнала $u_{вых}$ имеет вид, показанный для трех типичных случаев на рис. 15, в, г, д. Несмотря на различие этих сигналов все они отличаются одним общим свойством: *постоянная составляющая выходного напряжения $U_{вых0} = 0$* (заштрихованные на рис. 15 площади равны). В частности, при $RC \gg T_{п}$ (рис. 15, д) выходной сигнал отличается от входного практически лишь тем, что он смещается на величину, при которой $U_{вых0} = 0$. При этом $U_1 t_{и} = U_2 (T_{п} - t_{и})$; при изменении скважности следования импульсов меняется лишь соотношение U_1/U_2 (при $T_{п} \gg t_{и}$, $U_1 \cong E_{и}$).

Рассмотренное на конкретном примере свойство вытекает из более общего положения: *так как протекающий через конденсатор ток не содержит постоянной составляющей, то такой ток не может создать постоянной составляющей падения напряжения на линейных элементах цепи*.

2. Отметим по входной сигнале $e_{\text{вх}}$ (рис. 15, б), рассматриваемом в виде колебаний сложной формы, основаные этих колебаний aa и их вершину bb . Иногда требуется получить выходной сигнал, представляющий собой по форме такие же колебания, что и входной сигнал, но их основаные aa должно быть зафиксировано на некотором заданном уровне $U_{\phi} = U'_{\phi}$, как это показано на рис. 16, а. В этом случае говорят, что сигнал фиксируется НАД заданным уровнем. Иногда требуется, чтобы вершина колебаний bb фиксировалась на некотором заданном уровне $U_{\phi} = U''_{\phi}$ (рис. 16, б). В этом случае говорят, что сигнал фиксируется ПОД заданным уровнем. При этом существенно, чтобы при заданном уровне U_{ϕ} выходной сигнал не менялся при изменении скважности следования импульсов или величины $E_{\text{ио}}$ (рис. 15, б).

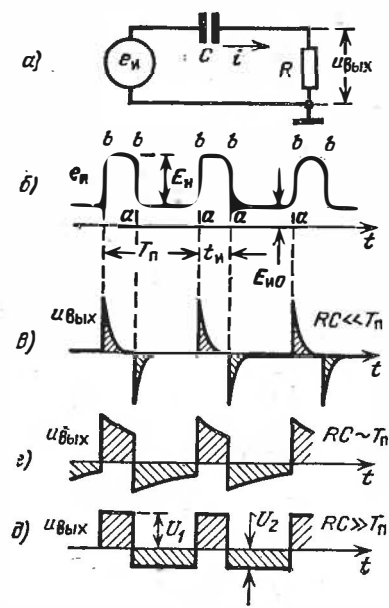


Рис. 15.

3. Электронные устройства, которые служат для фиксации выходного сигнала относительно заданного уровня, называются фиксаторами уровня. Фиксаторы уровня позволяют, в частности, восстановить постоянную составляющую входного сигнала, передаваемого в нагрузку через разделительный конденсатор; в соответствии с этим назначением фиксаторы уровня иногда называются восстановителями исходного уровня. Фиксаторы уровня применяются при осциллографировании импульсов с изменяющейся высотой или с переменной скважностью их следования. Особенно широко применяются фиксаторы уровня в телевидении [128] и в усилителях развертывающих напряжений электроннолучевых индикаторов при изменении масштаба развертки изображения [12]. В этом случае меняется величина постоянной составляющей напряжения на разделительном конденсаторе усилителя (создается переменное

сигнал, который служит для фиксации выходного сигнала относительно заданного уровня, называются фиксаторами уровня. Фиксаторы уровня позволяют, в частности, восстановить постоянную составляющую входного сигнала, передаваемого в нагрузку через разделительный конденсатор; в соответствии с этим назначением фиксаторы уровня иногда называются восстановителями исходного уровня. Фиксаторы уровня применяются при осциллографировании импульсов с изменяющейся высотой или с переменной скважностью их следования. Особенно широко применяются фиксаторы уровня в телевидении [128] и в усилителях развертывающих напряжений электроннолучевых индикаторов при изменении масштаба развертки изображения [12]. В этом случае меняется величина постоянной составляющей напряжения на разделительном конденсаторе усилителя (создается переменное

динамическое смещение). Вследствие этого изображение на экране индикатора смещается вправо или влево и получается размытым. При применении фиксатора уровня этот недостаток устраняется.

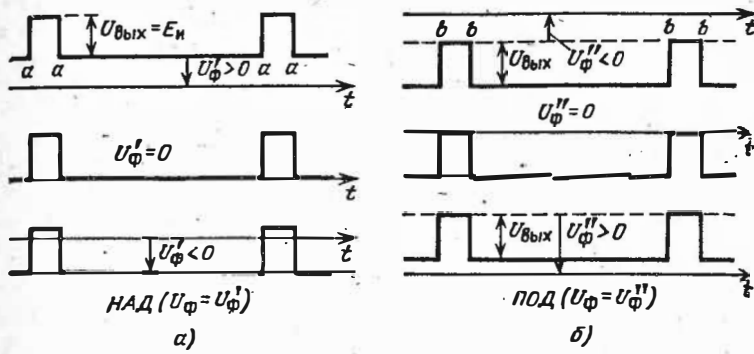


Рис. 16

4. Схемы фиксаторов уровня. Для фиксации выходного сигнала относительно заданного уровня необходимо использовать нелинейный элемент. Для этой цели обычно применяют полупроводниковые диоды.

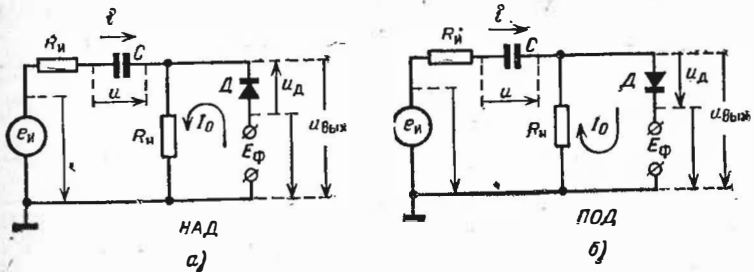


Рис. 17.

На рис. 17 изображены две типовые схемы фиксатора уровня*). Здесь $e_{\text{н}}$ — э. д. с. источника входных сигналов, $R_{\text{н}}$ — его внутреннее сопротивление, Δ — диод, используемый в качестве нелинейного элемента, C — разделительный конденсатор, $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки и E_{ϕ} — напряжение, определяющее уровень фиксации ($U_{\phi} \cong E_{\phi}$).

*) Другие варианты схем фиксаторов уровня рассматриваются в книге В. Т. Фролкина [12].

Представленные на рис. 17 схемы внешне не отличаются от схем диодных ограничителей (см. рис. 5), если они подключаются к источнику через посредство разделительного конденсатора. Но по своим функциям эти схемы различны: в ограничителе видоизменяется форма ограничиваемых сигналов, а в фиксаторе уровня форма входных сигналов должна сохраняться, но меняется их постоянная составляющая. Такое различие функций схем достигается благодаря различию величин сопротивлений $R_{огр}$ и $R_{и}$. В ограничителе достаточно большое сопротивление $R_{огр}$ принципиально необходимо; в фиксаторе же уровня желательно иметь $R_{и} = 0$. Разделительный конденсатор принципиально необходим для работы фиксатора уровня; в ограничителе же конденсатор не играет принципиальной роли в процессе ограничения сигналов.

5. Принцип работы фиксатора уровня. Из представленных на рис. 17 схем видно, что постоянная составляющая тока I_0 диода замыкается через сопротивление $R_{н}$ (ток конденсатора не содержит постоянной составляющей). В зависимости от направления протекания тока I_0 выходной сигнал приподнимается или опускается, обуславливая тем фиксацию сигнала НАД заданным уровнем (в схеме рис. 17, а) или ПОД заданным уровнем (в схеме рис. 17, б). От величины и полярности напряжения $E_{ф}$ характер схемы не меняется, но, как мы увидим, на величину $E_{ф}$ накладываются определенные ограничения.

Рассмотрим принцип работы схемы НАД. Пусть входной сигнал за период своего изменения принимает значения в пределах от $e_{и\min}$ до $e_{и\max}$. Для упрощения рассуждений предположим, что сопротивление $R_{н} \cong \infty$, а прямое сопротивление диода и сопротивление $R_{и}$ источника равны нулю. Тогда, если в схеме НАД выполняется равенство

$$E_{ф} > e_{и\min} \quad (9.38)$$

(в этом и заключается упомянутое выше ограничение), то конденсатор зарядится через открытый диод до наибольшего отрицательного напряжения

$$u_{\min} \cong -(E_{ф} - e_{и\min}), \quad (9.39)$$

где учтены принятые на схеме (рис. 17, а) положительные направления отсчета напряжений. После завершения заряда конденсатора диод (при любом значении $e_{и} > e_{и\min}$) запирается. Пренебрегая обратным током запертого диода, можно принять $u_{\text{вых}} \cong e_{и} - u$. Пусть емкость C настолько ве-

лика, что ее заряд почти не меняется за период изменения входного сигнала. Тогда, полагая $u \cong u_{\min} = \text{const}$ и учитывая выражение (39), получим

$$u_{\text{ВЫХ}} = e_{\text{И}} - u_{\min} = (e_{\text{И}} - e_{\text{И min}}) + E_{\phi}. \quad (9.40)$$

Если в этой формуле $E_{\phi} = 0$, то $u_{\text{ВЫХ}}$ меняется в пределах

$$0 \leq u_{\text{ВЫХ}} \leq e_{\text{И max}} - e_{\text{И min}};$$

это значит, что сигнал фиксируется НАД уровнем $U_{\phi} = 0$. Если $E_{\phi} \neq 0$, то

$$E_{\phi} \leq u_{\text{ВЫХ}} \leq E_{\phi} + (e_{\text{И max}} - e_{\text{И min}}),$$

т. е. выходной сигнал фиксируется НАД уровнем $U_{\phi} = E_{\phi}$.

Так как все же $R_{\text{И}} \neq \infty$, то в действительности заряд конденсатора несколько уменьшается. Но когда в процессе изменения входного сигнала начнет выполняться неравенство $e_{\text{И}} - u < E_{\phi}$, диод отперется и заряд конденсатора быстро восстановится. При отпертом диоде, как это видно из схемы, выходной сигнал $u_{\text{ВЫХ}} = E_{\phi} - u_{\text{Д}}^+ \cong E_{\phi}$, ибо напряжение на отпертом диоде весьма мало.

Аналогично поясняется принцип работы схемы ПОД (рис. 17, б). Если

$$E_{\phi} < e_{\text{И max}} \quad (9.41)$$

(в этом и заключается отмеченное выше ограничение), то конденсатор заряжается до напряжения $u_{\text{max}} = e_{\text{И max}} - E_{\phi}$, после чего диод запирается. При запертом диоде

$$u_{\text{ВЫХ}} \cong e_{\text{И}} - u \cong e_{\text{И}} - u_{\text{max}} = E_{\phi} - (e_{\text{И max}} - e_{\text{И}}).$$

Следовательно, $E_{\phi} \geq u_{\text{ВЫХ}} \geq E_{\phi} - (e_{\text{И max}} - e_{\text{И min}})$, т. е. выходной сигнал фиксируется ПОД уровнем $U_{\phi} = E_{\phi}$. При отпертом диоде в (интервалах времени, когда происходит подзаряд конденсатора) $u_{\text{ВЫХ}} \cong E_{\phi}$.

6. Анализ работы фиксатора уровня. Для конкретности рассмотрим схему НАД (рис. 17, а) при $E_{\phi} > 0$ и при подаче на ее вход сигнала $e_{\text{И}}$, представленного на рис. 18, а.

Состояние схемы в момент $t_0 = 0$, предшествующий перепаду э. д. с. $e_{\text{И}}$, будем называть *исходным*. При нормальной работе фиксатора уровня к моменту t_0 переходные процессы, вызванные предшествующим перепадом $e_{\text{И}}$, должны быть практически закончены, ввиду чего ток разделительного конденсатора $i = 0$. В этом случае диод слегка приот-

крыт (его ток ограничен большим сопротивлением R_H), и выходное напряжение (рис. 18, в)

$$u_{\text{ВЫХ}} \equiv \frac{R_H E_{\phi}}{R_H + R_D^+} = K^+ E_{\phi} = U_{\phi}; \quad (9.42)$$

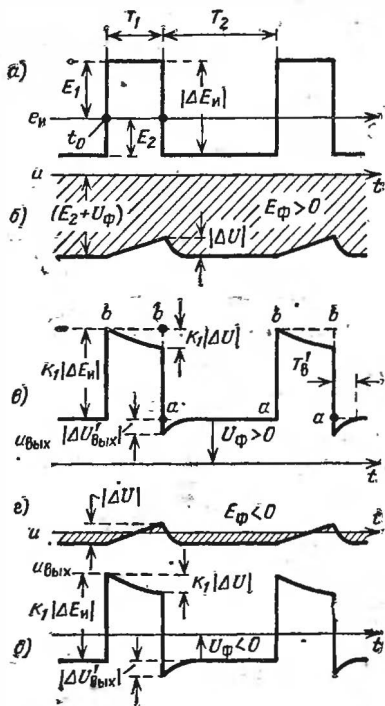


Рис. 18.

при малой величине прямого сопротивления диода ($R_D^+ \ll R_H$)

$$K^+ \equiv \frac{R_H}{R_H + R_D^+} \cong 1 - \frac{R_D^+}{R_H} \cong 1. \quad (9.43)$$

Из этих формул видно, что уровень фиксации $U_{\phi} \cong E_{\phi}$. В окрестности момента t_0 , когда $e_H = e_{H \text{ min}} = -E_2$ и $u_{\text{ВЫХ}} \equiv U_{\phi}$, напряжение на конденсаторе (рис. 18, б)

$$u = u_{\text{min}} \equiv e_{H \text{ min}} - u_{\text{ВЫХ}} \cong -(E_2 + U_{\phi}). \quad (9.44)$$

При большой емкости конденсатора его напряжение в процессе работы меняется незначительно. Если пренебречь этим изменением, то выходной сигнал, выражаемый формулой (40), должен был бы иметь вид, показанный на рис. 18, в ломаной *abbaabba*; такой результат соответствует неискаженной фиксации сигнала НАД уровнем U_{ϕ} . Рассмотрим теперь влияние непостоянства напряжения u .

В момент t_0 возникает перепад входного сигнала на величину $|\Delta E_{\text{вх}}| > 0$. Так как напряжение на емкости не может мгновенно измениться, то перепад $|\Delta E_{\text{вх}}|$ передается на активные элементы схемы (см. рис. 17, а): на сопротивление $R_{\text{н}}$ и цепь диода, параллельно которой включено сопротивление $R_{\text{д}}$. В результате перепада $|\Delta E_{\text{вх}}|$ диод почти мгновенно запирается и возникает перепад выходного напряжения $K_1 |\Delta E_{\text{вх}}|$ (рис. 18, в), где

$$K_1 = \frac{R_{\text{д}} R_{\text{д}}^-}{(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{д}}^-) + R_{\text{н}}} \cong \frac{R_{\text{д}}^-}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}^-} \cong 1 - \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{д}}^-} \cong 1, \quad (9.45)$$

так как обратное сопротивление диода $R_{\text{д}}^- \gg R_{\text{н}} \gg R_{\text{н}}^*$.

После запираания диода происходит медленный разряд (в абсолютном смысле) конденсатора C (рис. 18, б) с постоянной времени

$$\theta_1 \cong (R_{\text{н}} + R_{\text{д}}) C \cong R_{\text{н}} C; \quad (9.46)$$

за время T_1 напряжение на конденсаторе меняется на величину $|\Delta U|$. Так как в этой стадии диод заперт и $u_{\text{вых}} = K_1 (e_{\text{вх}} - u)$, то наибольшее искажение выходного сигнала (рис. 18, в)

$$|\Delta U_{\text{вых}}| = K_1 |\Delta U| \cong |\Delta U|. \quad (9.47)$$

Для уменьшения этого искажения добиваются, чтобы постоянная времени $\theta_1 \gg T_1$. При этом условии конденсатор разряжается почти неизменным током

$$i \cong I = \frac{E_1 - u(t_0)}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}} = \frac{E_1 + E_2 + U_{\phi}}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}}, \quad (9.48)$$

откуда

$$|\Delta U| \cong \frac{IT_1}{C} = \frac{(|\Delta E_{\text{вх}}| + U_{\phi}) T_1}{(R_{\text{н}} + R_{\text{д}}) C}, \quad (9.49)$$

* До перепада входного сигнала диод находился в слегка открытом состоянии. Поэтому инерционностью диода при его переключении можно пренебречь. Обычно допустимо пренебречь также влиянием паразитной емкости $C_{\text{вых}} \ll C$, так как паразитная постоянная времени $R_{\text{н}} C_{\text{вых}}$ мала сравнительно с длительностями T_1 и T_2 .

В момент $t_0 + T_1$ возникает обратный перепад входного сигнала. Это приводит к отпирианию диода. Ток диода, протекающий в основном через конденсатор, восстанавливает напряжение конденсатора до исходного значения u_{min} . Протекание тока диода $i_d \cong -i$ обусловлено тем, что существовавшее в исходном состоянии равновесие схемы нарушилось изменением напряжения на конденсаторе на величину $|\Delta U|$. Поэтому наибольшая абсолютная величина тока i (в момент $t_0 + T_1$) $|i|_{\text{max}} \cong |\Delta U| / (R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+)$, где пренебрежено током, протекающим через сопротивление $R_{\text{н}} \gg R_{\text{д}}^+$. Затем, по мере восстановления напряжения на конденсаторе, ток i затухает почти по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta_2 \cong (R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+)C$. В течение этого времени сигнал $u_{\text{вых}} = E_{\phi} - u_{\text{д}}$ отличается от значения $E_{\phi} \cong U_{\phi}$ на меньшую величину $u_{\text{д}} = |i|R_{\text{д}}^+$. Обусловленный этим выброс выходного сигнала (рис. 18, в)

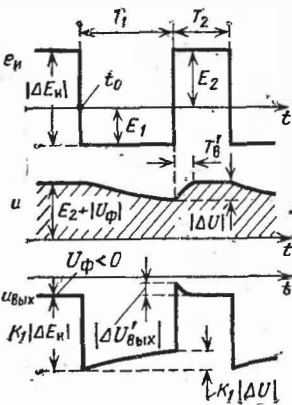


Рис. 19.

а активная длительность восстановления напряжения на конденсаторе

$$T_{\text{в}}^t = 2,2\theta_2 \cong 2,2(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+)C. \quad (9.51)$$

Таким образом, с уменьшением $|\Delta U|$ уменьшается также и величина выброса $|\Delta U'_{\text{вых}}|$, но длительность $T'_{\text{в}}$ от $|\Delta U|$ не зависит.

7. На рис. 18, а, г, д изображены диаграммы процессов в схеме НАД, но при $E_{\phi} < 0$. При соблюдении неравенства (38) изменение полярности E_{ϕ} не меняет существа процессов в схеме, и все полученные выше формулы сохраняют свое значение.

8. На рис. 19 изображены диаграммы процессов в схеме ПОД (см. рис. 17, б) при $E_{\phi} < 0$. Здесь в исходном состоянии ($t = t_0 - 0$), когда ток конденсатора

$$\begin{aligned} |\Delta U'_{\text{вых}}| &\cong |i|_{\text{max}} R_{\text{д}}^+ \cong \\ &\cong \frac{R_{\text{д}}^+}{R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+} |\Delta U| < |\Delta U|, \quad (9.50) \end{aligned}$$

$t = 0$ и диод приоткрыт, сигнал $u_{\text{вых}} = U_{\phi} \cong E_{\phi}$, а напряжение на конденсаторе $u = u_{\text{max}} = E_2 + |U_{\phi}|$. При перепаде в момент t_0 сигнала e_i диод запирается, и конденсатор начинает медленно разряжаться. За время T_1 его напряжение снижается на величину $|\Delta U|$, что обуславливает искажение выходного сигнала ($|\Delta U_{\text{вых}}| = K_1 |\Delta U|$). В момент $t_0 + T_1$ диод отпирается, после чего в течение времени $T'_в$ напряжение на конденсаторе восстанавливается до исходного значения. При отпирании диода образуется выброс выходного сигнала $|\Delta U'_{\text{вых}}|$. Приведенные формулы справедливы и для схемы ПОД, но в формулах (48) и (49) следует перед U_{ϕ} изменить знак «плюс» на «минус».

9. Выбор параметров фиксатора уровня. Условие работоспособности фиксатора уровня заключается в выполнении неравенства (38) (для схемы НАД) или (41) (для схемы ПОД). Кроме того, необходимо, чтобы за наибольшее возможное время T_2 отпертого состояния диода (рис. 18 и 19) произошло достаточно полное восстановление исходного напряжения (u_{min} или u_{max}) на конденсаторе, для чего должно выполняться соотношение

$$3(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+) C \leq T_2, \quad (9.52)$$

где $R_{\text{д}}^+$ — прямое сопротивление диода при **н и з ш е й** рабочей температуре.

Пусть $|\Delta U|_{\text{доп}}$ — заданное допустимое снижение напряжения на конденсаторе (рис. 18, б или 18, г), которое согласно формуле (47) определяет искажение выходного сигнала (рис. 18, в или 18, д). Тогда из формулы (49) имеем

$$\frac{(|\Delta E_{\text{и}}| \pm U_{\phi}) T_1}{(R_{\text{н}} + R_{\text{и}}) C} \leq |\Delta U|_{\text{доп}} \quad (U_{\phi} \geq 0), \quad (9.53)$$

где знак «плюс» относится к схеме НАД, а знак «минус» — к схеме ПОД. Решая неравенства (52) и (53) относительно C , получим

$$\frac{(|\Delta E_{\text{и}}| \pm U_{\phi}) T_1}{(R_{\text{н}} + R_{\text{и}}) |\Delta U|_{\text{доп}}} \leq C \leq \frac{T_2}{3(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+)}, \quad (9.54)$$

откуда

$$R_{\text{н}} \geq 3(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+) \frac{T_1}{T_2} \frac{|\Delta E_{\text{и}}| \pm U_{\phi}}{|\Delta U|_{\text{доп}}} - R_{\text{и}}. \quad (9.55)$$

Формула (55) определяет наименьшее допустимое сопротивление $R_{\text{н}}$, но оно должно также удовлетворять неравенству $R_{\text{н}} \leq \leq (0,1 \div 0,2) R_{\text{д}}^-$, где $R_{\text{д}}^-$ — обратное сопротивление диода при **в ы с ш е й** рабочей температуре и напряжении на диоде $U_{\text{д}}^- = = -(|\Delta E_{\text{и}}| \pm U_{\phi})$. После выбора сопротивления $R_{\text{н}}$ величина емкости C находится из формулы (53).

При выборе типа диода основное значение имеет не его инерционность, а соотношение сопротивлений $R_{\text{д}}^-/R_{\text{д}}^+$. Величина $R_{\text{д}}^+$ находится из статической характеристики диода путем построения нагрузочной прямой, соответствующей сопротивлению $R_{\text{и}}$ при $U_{\text{д}}^+ = |\Delta U|_{\text{доп}}$.

РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ
УСТРОЙСТВА

Устройства этого типа применяются для разных целей, но все они представляют собой нелинейные системы, в которых при определенных условиях возникает *регенеративный процесс*, приводящий к образованию в системе крутых перепадов тока и напряжения

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ОБЩИЕ СВОЙСТВА РЕГЕНЕРАТИВНЫХ
ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ§ 10.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РЕГЕНЕРАТИВНЫХ
УСТРОЙСТВ

1. Регенеративные импульсные устройства служат для образования крутых перепадов напряжения ΔU , вырабатываемых в нужные моменты времени t_1, t_2, \dots (рис. 1, а),

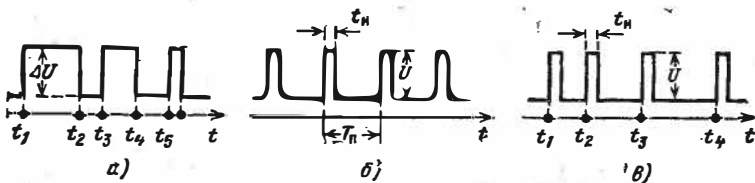


Рис. 1.

а также для получения импульсов напряжения требуемой высоты U и длительности $t_{п}$, появляющихся периодически (рис. 1, б) или же в нужные моменты времени t_1, t_2, \dots (рис. 1, в); при этом обычно желательно, чтобы форма импульсов была близка к прямоугольной. Показанные на рис. 1 колебания напряжения известны под названием *колебаний разрывного типа*. Устройства, вырабатывающие такие колебания, должны обладать способностью создавать скачкообразные изменения напряжения или тока. Это свойство устройства является определяющим.

2. Наибольшее распространение получили устройства, вырабатывающие колебания разрывного типа, основанные на использовании *усилителей с положительной обратной связью*. Еще в 1918 г. М. А. Бонч-Бруевич показал [129], что в таких системах при определенных режимах работы возникают скачкообразные изменения напряжения и тока. Для выяснения таких возможностей обратимся к известным из радиотехники условиям самовозбуждения автоколебательных систем [20—25].

Рассмотрим усилительный каскад (рис. 2), характеризуемый комплексным коэффициентом усиления $\dot{K} = K e^{-i\varphi_K}$. Пусть благодаря устройству обратной связи с комплексным коэффициентом обратной связи

$\dot{\beta} = \beta e^{i\varphi_\beta}$ выход усилителя связан с его входом. Такое устройство представляет собой типичную *самовозбуждающуюся систему*. Для возможности образования в ней скачков напряжения или тока, обладающих *неограниченным спектром*,

условие самовозбуждения системы должно выполняться не на одной или нескольких дискретных частотах, а при *любой частоте* (от 0 до ∞). Для этого достаточно, чтобы *независимо от частоты* выполнялись два условия:

1) модуль общего коэффициента передачи системы должен превышать 1 (*условие положительного баланса амплитуд*), т. е.

$$K\beta > 1; \quad (10.1)$$

2) суммарный сдвиг фаз колебаний, производимых усилителем и устройством обратной связи, должен быть кратен 2π (*условие баланса фаз*), т. е.

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2m\pi \quad (m = 1, 2, \dots). \quad (10.2)$$

При выполнении этих условий можно записать:

$$\dot{K}\dot{\beta} = K\beta e^{-i(\varphi_K + \varphi_\beta)} = K\beta e^{-i2m\pi} = K\beta > 1. \quad (10.3)$$

3. Для уяснения механизма образования скачков напряжения в системе (рис. 2) обратимся к наглядному описанию этого процесса. Пусть в результате внутренних процессов, протекающих в усилителе (или благодаря действию управляющего напряжения, подаваемого на вход усилителя), он

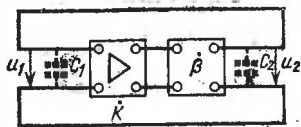


Рис. 2.

находится в состоянии, при котором условия (1) и (2) выполняются. Пусть по случайной причине напряжение u_1 на входе усилителя возросло на малую величину Δu_1 . Так как $K\beta > 1$, то это немедленно (мы полагаем нашу систему безынерционной) вызовет появление на выходе системы приращения напряжения $\Delta u_2 = K\beta \Delta u_1 > \Delta u_1$, которое передается на вход, причем в силу баланса фаз оно совпадает по полярности с исходным приращением напряжения Δu_1 . В результате приращение напряжения на входе возрастает, и вследствие действия обратной связи это приводит к еще большему изменению входного напряжения и т. д. Это значит, что напряжения в рассматриваемой идеальной системе должны изменяться с бесконечно большой скоростью, т. е. скачком. Однако суммарный прирост напряжений ограничен, так как из-за нелинейных свойств усилителя, начиная с некоторых значений входного напряжения величина $K\beta$ начинает уменьшаться и затем падает до значений $K\beta < 1$. Это приводит к подавлению процесса регенерации и ограничению изменений напряжений в системе.

4. Реальные системы рассматриваемого типа не безынерционны. Это обусловлено как инерционностью электронного прибора усилителя, так и влиянием паразитных реактивных элементов системы — в первую очередь влиянием паразитных емкостей C_1 и C_2 , показанных на рис. 2 пунктиром. Из-за влияния этих факторов аргументы φ_K и φ_β зависят от частоты, но лишь при достаточно высокой частоте эти зависимости проявляются настолько сильно, что они приводят к заметному нарушению условия баланса фаз. По этой причине напряжения в реальной системе изменяются с конечной скоростью, пропорциональной той наивысшей частоте, при которой фазовые рассогласования еще практически неощутимы. Как показывает опыт, при выполнении условия регенерации без учета указанных выше факторов напряжения в системе изменяются хотя и не скачком, но с возрастающей вначале скоростью (лавинообразно), достигающей высоких значений порядка $(10^8 \div 10^{10})$ В/с.

5. Рассмотрим в общих чертах основные принципы построения регенеративных импульсных устройств.

Резистивный усилитель создает (без учета влияния реактивных элементов) сдвиг фаз выходного напряжения относительно входного на 180° . Поэтому, применяя в качестве устройства обратной связи трансформатор, который также сдвигает на 180° входные колебания, получаем регенеративное импульсное устройство, блок-схема которого изобра-

жена на рис. 3, а. Здесь условие регенерации принимает вид

$$K\beta = Kn = K\omega_2/\omega_1 > 1. \quad (10.4)$$

По показанной на рис. 3, а схеме строятся генераторы импульсов, известные под названием *блокинг-генераторов*. Применяя в усилителе лампу со вторичной эмиссией, можно осуществить положительную обратную связь и без использования трансформатора [9, 132а].

В качестве устройства обратной связи можно применить еще один усилитель (рис. 3, б). Для этого выход одного

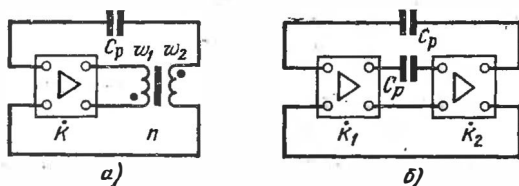


Рис. 3.

усилителя надо замкнуть на вход второго усилителя, а его выход — на вход первого усилителя. Здесь условие регенерации выражается неравенством

$$K\beta = K_1 K_2 > 1. \quad (10.5)$$

Подобная схема широко используется при конструировании *триггеров и мультивибраторов**). В некоторых вариантах схем таких устройств (в мультивибраторах и триггерах с катодной или эмиттерной связью) нужные условия регенерации создаются путем применения положительной обратной связи по току.

6. Как указывалось в п. 3, процесс регенераций ограничивается нелинейными свойствами активных элементов

*) Термином *триггер* (англ. — спусковой крючок, курок) обозначают спусковые устройства, которые срабатывают под воздействием внешнего сигнала. Термин *мультивибратор* присвоен генератору разрывных колебаний Ван дер Полем [1, 25], чтобы подчеркнуть *многоволнистость* (широкий спектр) этих колебаний; в этом смысле генератор монохроматических колебаний можно назвать *моновибратором*, а блокинг-генератор — также *мультивибратором*.

устройства. В генераторах импульсов после прекращения регенеративного процесса, в течение которого формируется фронт импульса, наступает стадия формирования рабочей части импульса. В этой стадии во времязадающей цепи (часто в виде RC -цепи), входящей в состав цепи обратной связи, протекает релаксационный процесс, который приводит к восстановлению условий регенерации. В течение вновь возникающего после этого регенеративного процесса, который протекает в противоположном направлении, происходит срез генерируемого импульса. Затем начинает протекать другой релаксационный процесс, определяющий длительность интервала времени между генерируемыми импульсами. Таким образом, длительности релаксационных процессов во времязадающих цепях генератора импульсов обуславливают временные параметры формируемых импульсов. По этой причине генераторы импульсов рассматриваемого типа называются *релаксационными генераторами* или короче, *релаксаторами* [1, 2а, 25].

Восстановление условий регенерации (в стадии формирования рабочего импульса) обуславливается одним из двух явлений: либо *напряжением* на входе активного элемента (например, входное напряжение запертой лампы или запертого транзистора) в процессе релаксации достигает некоторого порогового значения, либо соотношение *токов* в активном элементе (обычно соотношение токов базы и коллектора насыщенного транзистора) достигает некоторого критического значения. По этому признаку релаксационные генераторы импульсов подразделяются на релаксаторы, которые в стадии формирования рабочего импульса управляются *напряжением*, и на релаксаторы, управляемые *током*.

7. Усилительные каскады регенеративных импульсных устройств строятся в основном на транзисторах [108а]. Ламповые усилители применяются при необходимости обеспечения высокой стабильности работы устройств в широком температурном диапазоне, а также при генерировании мощных (обычно выше 10 Вт) импульсов сравнительно высокого напряжения (выше нескольких десятков вольт). Кроме того, ламповые усилители используются в устройствах, подверженных сильным радиационным воздействиям.

8. Скачкообразные изменения тока или напряжения можно получить, используя системы, содержащие нелинейные элементы с S -образной (рис. 4, а) или N -образной (рис. 4, б) вольтамперной характеристикой. На участках 1—2

таких характеристик дифференциальное сопротивление элемента отрицательно. Как известно из радиотехники [21—23, 25], на падающем участке характеристики состояние равновесия системы, содержащей нелинейный элемент, может быть неустойчивым, что позволяет при определенных условиях получать скачкообразные изменения тока или напряжения в системе. Изучение физических свойств нелинейных элементов, обладающих приведенными на рис. 4 характеристиками, показывает, что такой вид характеристик обязан «внутренней» положительной обратной связью между процессами, протекающими в элементе. В этом смысле импульсные устройства, использующие свойства элементов с падающей характеристикой, можно также отнести к устройствам регенеративного типа. С другой стороны, можно показать, что усилитель с положительной обратной связью обладает нелинейной S - или N -образной характеристикой. На этой основе советскими специалистами С. Н. Кокуриным [130], С. А. Дробовым [131], Л. А. Мееровичем и Л. Г. Зеличенко [5], В. В. Григорин-Рябовым [132] и др. развита теория регенеративных импульсных устройств, базирующаяся на нелинейной теории разрывных колебаний, созданной большими коллективами советских радиофизиков, возглавляемыми академиками Л. И. Мандельштамом, Н. Д. Папалекси, А. А. Андроновым [1], Н. Н. Боголюбовым и Н. М. Крыловым [2].

9. N -образной характеристикой обладают туннельные диоды, на основе которых строятся импульсные устройства разрывных колебаний (см. гл. 15). S -образной характеристикой обладают газоразрядные приборы, тиристоры, а также транзисторы, работающие в лавинном режиме (см. гл. 15). Газоразрядные приборы (преимущественно тиратроны) и тиристоры применяются в основном в мощных генераторах импульсов, где используются также нелинейные свойства магнитных материалов (см. § 7.5). Принцип работы и свойства регенеративных импульсных устройств, построенных на тиристорах, описаны в работах [133, 134, 111].

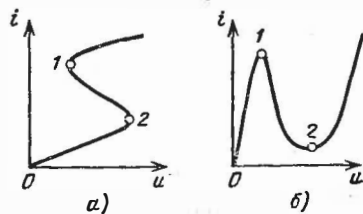


Рис. 4.

1. По своему построению и назначению регенеративные импульсные устройства подразделяются на две группы: 1) устройства, имеющие два устойчивых состояния равновесия; 2) устройства, не имеющие ни одного или имеющие только одно состояние устойчивого равновесия.

Устройства 1-й группы, называемые *триггерами*, вырабатывают крутые перепады напряжения (рис. 1, а) при воздействии на них *управляющих сигналов (импульсов запуска)*. К триггерам предъявляются два основных требования: стабильность состояний равновесия триггера в реальных условиях эксплуатации и бесперебойное срабатывание триггера при каждом воздействии импульса запуска (см. § 8.1, пп. 5—7).

Устройства 2-й группы — генераторы, вырабатывающие импульсы напряжения требуемой длительности и высоты (см. рис. 1, б, в), форма которых близка к прямоугольной. В схемном отношении они отличаются от триггеров наличием *времязадающих элементов* (обычно в виде конденсатора и резистора), время релаксации которых определяет длительность генерируемых импульсов или (и) частоту их повторения. Такие устройства называются *релаксационными генераторами (релаксаторами)*.

Генератор импульсов может быть приспособлен для работы в любом из таких режимов: *в режиме автоколебаний, в режиме синхронизации (деления частоты) и в ждущем (заторможенном) режиме работы*.

2. При работе в режиме автоколебаний вырабатываются периодически повторяющиеся импульсы (см. рис. 1, б). Частота генерируемых импульсов (частота автоколебаний) определяется свойствами релаксатора и режимом его питания; некоторое влияние на частоту автоколебаний оказывает подключаемая нагрузка.

Генераторы импульсов, работающие в режиме автоколебаний, обычно используются в качестве *задающих генераторов*; они служат для управления работой других устройств. Основное требование к таким генераторам — стабильность частоты колебаний. К сожалению, стабильность частоты автоколебаний релаксационных генераторов (без применения специальных средств стабилизации) невысока, особенно при их построении на транзисторах. Поэтому часто прибегают к работе в режиме синхронизации.

3. При работе в режиме синхронизации (деления частоты) частота повторения генерируемых импульсов равна частоте (в целое число раз меньше частоты) внешнего синхронизирующего напряжения, воздействующего на генератор импульсов. При прекращении внешнего воздействия генератор импульсов продолжает работать в режиме автоколебаний. В качестве источника синхронизирующего напряжения часто используют кварцованные автогенераторы синусоидального напряжения.

4. Ждущий режим работы генератора импульсов применяется наиболее широко. В этом режиме генератор при отсутствии внешнего импульса запуска находится в состоянии устойчивого равновесия (покоя). Лишь при воздействии внешнего импульса запуска генератор вырабатывает один рабочий импульс, после чего генератор возвращается к своему единственному состоянию равновесия (покоя). Основные требования к ждущему генератору импульсов совпадают с изложенными выше требованиями к триггеру.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

§ 11.1. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ С АНОДНО-СЕТОЧНЫМИ СВЯЗЯМИ

1 Схема. Мультивибратор — релаксационный генератор, регенеративный процесс в котором осуществляется путем применения двух усилителей с взаимной междукаскадной положительной обратной связью. На рис. 1 изображена схема лампового мультивибратора, построенного на основе двухкаскадного резистивного усилителя. Выход одного усилителя (L_1) через разделительный конденсатор C_1 связан со входом другого усилителя (L_2), а выход последнего через конденсатор C_2 связан со входом первого усилителя. Эта схема известна под названием *мультивибратора Абрагама и Блоха*, исследовавших такую систему в 1919 г. [129, а]. Она близка к системе «*катодного реле*», исследованной М. А. Бонч-Бруевичем в 1918 г. [129].

Мультивибратор, собранный по представленной на рис. 1 схеме, предназначен для работы в режиме автоколебаний.

В дальнейшем применяются обозначения:

S_1, S_2 — крутизны характеристик ламп Λ_1 и Λ_2 ,

$R_{в1}, R_{в2}$ — дифференциальные сопротивления ламп,

R_{01}, R_{02} — сопротивления ламп постоянному току,

$U_{пор1}, U_{пор2}$ — пороговые напряжения ламп ($U_{пор} < 0$),

$r_{с-к1}, r_{с-к2}$ — сопротивления участков «сетка—катод» ламп (при $u_c < 0$ сопротивление $r_{с-к} = r_{с-к}^- \cong \infty$).

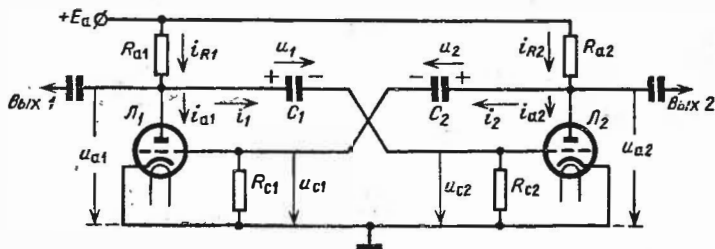


Рис. 1.

Параметры схемы обычно удовлетворяют неравенствам:

$$\begin{aligned} R_{с1} &\gg R_{а2} > R_{02} \gg r_{с-к2}^+; \\ R_{с2} &\gg R_{а1} > R_{01} \gg r_{с-к1}^+. \end{aligned} \quad (11.1)$$

Входное сопротивление каждого из усилителей

$$R_{вх} = R_c \parallel r_{с-к} \cong \begin{cases} R_c & \text{при } u_c < 0, \\ r_{с-к}^+ & \text{при } u_c > 0. \end{cases} \quad (11.2)$$

При одинаковых параметрах обоих каскадов мультивибратор называется *симметричным*, а в противном случае — *несимметричным*.

2. Условие регенерации. В принципе мыслимо равновесное состояние мультивибратора, при котором все токи и напряжения в системе постоянны. В состоянии равновесия токи через конденсаторы (рис. 1) не протекают ($i_1 = i_2 = 0$); поэтому сеточные напряжения $u_{с1} = u_{с2} = 0$. Однако при выполнении условия регенерации состояние равновесия неустойчиво: при возникновении случайной

флюктуации ток одной из ламп нарастает, а другой — падает, в результате чего в системе устанавливается колебательный процесс.

Согласно формуле (10.5) условие регенерации выражается неравенством $K_1 K_2 > 1$ (K_1 и K_2 — коэффициенты усиления каскадов), которое имеет вид:

$$K_1 K_2 = (S_1 R_{a1}) (S_2 R_{a2}) > 1; \quad (11.3)$$

здесь эквивалентные сопротивления нагрузок усилителей*)

$$R_{a1} = R_{a1} \parallel R_{B1} \parallel R_{BX2}; \\ R_{a2} = R_{a2} \parallel R_{B2} \parallel R_{BX1}. \quad (11.4)$$

При подстановке в эти формулы выражений (2) должно быть учтено, что при отклонении системы от равновесия сеточное напряжение одной лампы повышается ($u_c > 0$), а другой — понижается ($u_c < 0$)**.)

3. Временные диаграммы процессов в мультивибраторе изображены на рис. 2. Рассмотрим качественно эти процессы.

Левее вертикали AA отображено состояние системы перед опрокидыванием. Здесь лампа L_1 открыта, и ее анодное напряжение $u_{a1} < E_a$, а сеточное напряжение $u_{c1} = 0$. В это же время лампа L_2 заперта, ввиду чего напряжение $u_{a2} = E_a$. Запертое состояние лампы поддерживается сеточным напряжением $u_{c2} < U_{пор2} < 0$, которое, как мы

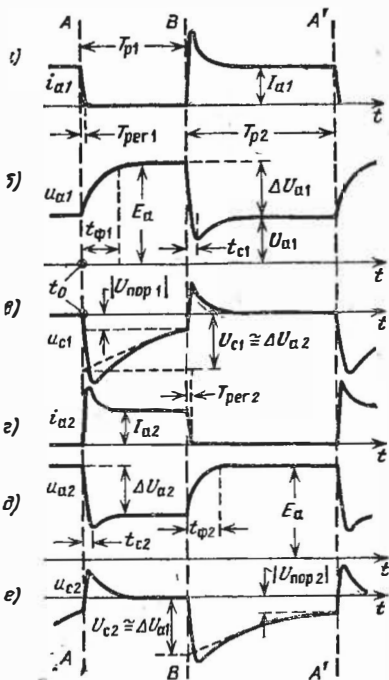


Рис. 2.

*) Будем полагать, что сопротивления R_{a1} и R_{a2} учитывают влияние нагрузочных элементов, подключаемых к выходам мультивибратора (см. § 8.4 пп. 14—15).

**) Уточнению теории работы мультивибратора с учетом влияния паразитных емкостей и токов сетки посвящена работа [135].

увидим, не остается постоянным, а повышается. Поэтому в момент t_0 , когда u_{c2} достигает значения $U_{пор2}$, лампа L_2 отпирается. Нарастающий анодный ток этой лампы вызывает снижение ее анодного напряжения, каковое изменение через конденсатор C_2 передается на сетку лампы L_1 , в результате чего ток i_{a1} быстро падает до нуля. С этим связано повышение напряжения u_{a1} , которое через конденсатор C_1 передается на сетку лампы L_2 , что вызывает быстрое нарастание тока i_{a2} . Развивающийся регенеративный процесс приводит к опрокидыванию системы, в результате чего лампа L_2 отпирается, а лампа L_1 запирается.

Через некоторое время после опрокидывания напряжение u_{a1} достигает значения E_a , а сеточное напряжение лампы L_2 становится равным нулю; таким образом, состояние отпертой лампы стабилизируется. Однако состояние всей системы не остается стабильным. Действительно, до отпирания лампы L_2 конденсатор C_2 был заряжен до напряжения $u_2 = u_{a2} - u_{c1} = E_a$ (полярность этого напряжения указана на рис. 1). Так как при отпирании лампы L_2 ее анодное напряжение резко снижается, то конденсатор C_2 начинает разряжаться через резистор R_{c1} и лампу L_2 (ток конденсатора составляет часть анодного тока лампы). Разрядный ток конденсатора ($i_2 < 0$) создает на резисторе R_{c1} падение напряжения $u_{c1} = -|i_2| R_{c1} < U_{пор1}$, которое и поддерживает запертое состояние лампы L_1 . Но по мере разряда конденсатора величина разрядного тока уменьшается и напряжение u_{c1} повышается, пока оно не достигнет значения $U_{пор1}$ (см. вертикаль BB). Тогда лампа L_1 отпирается и происходит повторное опрокидывание системы, в результате чего лампы меняются ролями. Теперь уже конденсатор C_1 разряжается через отпертую лампу и резистор R_{c2} , и разрядный ток $i_1 < 0$ создает падение напряжения u_{c2} , запирающее лампу L_2 , пока в результате ослабления этого тока не будет достигнуто равенство $u_{c2} = U_{пор2}$. Это приведет к новому опрокидыванию системы и т. д. Таким образом, в мультивибраторе устанавливаются колебания, частота и форма которых определяется параметрами системы.

4. Полный цикл (*период*) автоколебательного процесса в мультивибраторе (рис. 2) состоит из двух *тактов*. В течение основной части одного такта длительностью T_{p1} лампа L_1 заперта; в течение основной части другого такта длительностью T_{p2} лампа L_2 заперта. Длительности T_{p1} и T_{p2} определяют длительности *рабочих перепадов напряжения*, передаваемого к нагрузке.

В каждом из тактов работы мультивибратора протекают четыре характерных процесса, начинающихся почти одновременно, но имеющих обычно резко различную длительность:

- процесс регенерации,
- процесс среза напряжений,
- процесс установления режима отпертой лампы,
- процесс релаксации, в результате которого восстанавливается условие регенерации.

5. Процесс регенерации. Пусть запертая до момента t_0 лампа \mathcal{L}_2 начинает отпираться (рис. 1 и 2). При отпертом состоянии обеих ламп замыкается цепь положительной обратной связи и возникает регенеративный процесс: приращение тока i_{a2} вызывает понижение напряжения u_{a2} , которое через конденсатор C_2 передается на сетку лампы \mathcal{L}_1 ; понижение напряжения u_{c1} вызывает уменьшение тока i_{a1} и повышение напряжения u_{a1} , которое через конденсатор C_1 передается на сетку \mathcal{L}_2 , что вызывает более интенсивное нарастание тока i_{a2} , и т. д. Эти явления, образующие замкнутую цепь событий, совершаются одновременно при тесной взаимосвязи причин и следствий. Процесс развивается лавинообразно и приводит к опрокидыванию системы.

В процессе регенерации сеточное напряжение запираемой лампы \mathcal{L}_1 снижается на величину $\Delta u_{c1} = |U_{пор1}|$ и ее анодный ток падает до нуля. За это же время сеточное напряжение лампы \mathcal{L}_2 нарастает на величину Δu_{c2} , близкую к $|\Delta u_{c1}|$. Это вызывает появление анодного тока i_{a2} значительной величины, который замыкается через паразитные емкости схемы (ток, протекающий через резистор R_{a2} , пока очень мал). Анодные же напряжения ламп за время регенерации изменяются незначительно: $\Delta u_{a2} \cong \Delta u_{c1}$ и $\Delta u_{a1} \cong \Delta u_{c2}$.

Процесс регенерации протекает быстро, но из-за действия паразитных емкостей не мгновенно. Анализ этого процесса выполнен в работах [5, 11, 20]. Длительность процесса регенерации ориентировочно оценивается из формулы

$$T_{\text{рег 1}} \cong \frac{C_d}{S} \ln \left(\frac{S}{C_d} R_{c2} C_1 \right); \quad (11.5)$$

аналогично выражается длительность $T_{\text{рег 2}}$ (R_{c2} заменяется на R_{c1} , C_1 на C_2). В формуле (5) обозначено: $S = \sqrt{S_1 S_2}$ и $C_d = \sqrt{C_{д1} C_{д2}}$, где $C_{д1}$ и $C_{д2}$ — динамические значения входных емкостей усилительных каскадов [123, 124], причем

$$C_{д2} \cong C_{a-k2} + C_{c-k2} + C_{c-a2} (K + 1) + C_{н2} + C_{м2}/2, \quad (11.6)$$

где $K = \sqrt{K_1 K_2}$, C_{a-k2} и т. д. — междуэлектродные емкости лампы L_2 ; $C_{н2}$ — емкость нагрузочного элемента, подключаемого к аноду этой лампы, и C_m — суммарная емкость монтажа обоих каскадов; аналогично выражается динамическая емкость $C_{д1}$. Стоящая в формуле (5) под знаком логарифма величина лежит в пределах 5—10. Поэтому, если, например, $C_{д1} = 30$ пФ и $S = 10$ мА/В, то $T_{пер} \cong (15 \div \div 30)$ нс. При малой величине емкостей нагрузок и монтажа замена триодов на пентоды приводит к существенному снижению емкости $C_{д1}$; пентоды к тому же обладают высокой

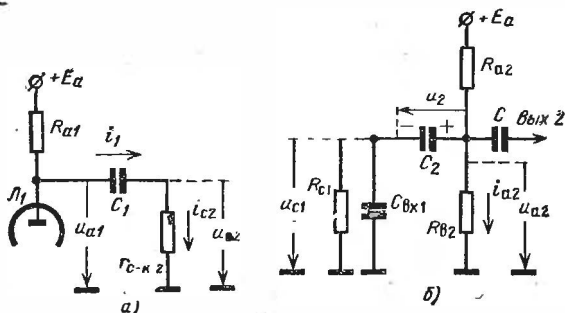


Рис. 3.

крутизной характеристики (например, у пентода типа 6Ж22П $S \cong 30$ мА/В). Длительность процесса регенерации удается снизить до нескольких наносекунд.

6. Процесс установления режима отпираемой лампы. Несмотря на то, что в процессе регенерации анодный ток лампы L_1 снижается до нуля, протекающий через резистор R_{a1} ток в течение этого процесса почти не меняется (он замыкается через конденсатор C_1 и сеточную цепь отпираемой лампы L_2). Это обусловлено тем, что к началу процесса регенерации конденсатор C_1 оказывается в существенной степени разряженным, и анодное напряжение u_{a1} повышается лишь в той мере, в какой восстанавливается напряжение на конденсаторе ($u_{a1} = u_1 + u_{c2}$). Поэтому с уменьшением тока i_{a1} возникает зарядный ток конденсатора $i_1 \cong -\Delta i_{a1}$ (рис. 1), и в конце процесса регенерации $i_1 \cong I_{a1}$. Схема зарядной цепи конденсатора (после запираания лампы L_1) изображена на рис. 3, а, где участок «сетка — катод» лампы L_2 представлен сопротивлением $r_{с-к2}^+$ (влиянием сопротивления $R_{с2} \gg \gg r_{с-к2}^+$ можно пренебречь). Постоянная времени заряда

конденсатора $\theta_{a1} = (R_{a1} + r_{c-k 2}^+) C_1$. Пока течет зарядный ток конденсатора сеточное напряжение лампы L_2 оказывается положительным (см. рис. 2, е). Поэтому работа лампы в данной стадии протекает в форсированном режиме; этим объясняются выбросы анодного тока и анодного напряжения отпираемой лампы L_2 (см. рис. 2, з, д). Таким образом, процесс установления режима отпертой лампы определяется процессом восстановления напряжения на конденсаторе C_1 , после чего устанавливаются напряжения: $u_{c2} = 0$ и $u_{a1} = E_a$.

7. Длительность фронта нарастания анодного напряжения запираемой лампы (см. рис. 2, б) оценивается примерно двумя постоянными времени зарядной цепи конденсатора (рис. 3, а), т. е.

$$t_{\phi 1} \cong 2(R_{a1} + r_{c-k 2}^+) C_1. \quad (11.7)$$

Аналогично выражается длительность $t_{\phi 2}$ (см. рис. 2, д), для чего следует в формуле (7) заменить индекс 1 на 2 и наоборот. При большой величине емкостей C_1 и C_2 длительности фронтов оказываются значительными. Для получения лучшей формы выходного напряжения и стабилизации работы мультивибратора желательно, чтобы выполнялись неравенства

$$t_{\phi 1} < 0,2T_{p1}; \quad t_{\phi 2} < 0,2T_{p2}. \quad (11.8)$$

8. Процесс среза напряжений. Как указывалось, в течение кратковременного процесса регенерации анодное напряжение отпираемой лампы L_2 успевает снизиться на небольшую величину, примерно равную пороговому напряжению другой лампы. Однако за время регенерации анодный ток i_{a2} достигает значительной величины (см. рис. 2, з), а благодаря форсированному режиму работы этой лампы после регенерации в течение некоторого времени ток $i_{a2} > I_{a2}$. Это обуславливает дальнейшее быстрое снижение анодного напряжения u_{a2} (см. рис. 2, д), которое через конденсатор C_2 передается на сетку запертой лампы L_1 (см. рис. 2, в). Скорость среза этих напряжений определяется скоростью разряда на анодную цепь отпертой лампы паразитной выходной емкости $C_{вых2}$ этой лампы и паразитной входной емкости $C_{вх1}$ запертой лампы, соединенной последовательно с конденсатором C_2 . Соответствующая этому процессу схема изображена на рис. 3, б, где отпертая лампа представлена сопротивлением $R_{вз2}$. В рассматриваемом быст-

речечном процессе изменение анодного напряжения Δu_{a2} распределяется между емкостями C_2 и $C_{вх1}$ (большое сопротивление R_{c1} почти не влияет на этот процесс). Но так как $C_2 \gg C_{вх1}$, то практически $\Delta u_{a2} \cong \Delta u_{c1}$, а $u_2 \cong \text{const}$. Длительность среза напряжений u_{a2} и u_{c1} примерно равна постоянной времени цепи (рис. 3, б). Полагая $C_2 \cong \infty$, можно записать:

$$t_{c2} \cong (R_{a2} \parallel R_{в2} \parallel R_{c1})(C_{вх1} + C_{вых2}), \quad (11.9)$$

где

$$C_{вх1} \cong C_{с-к1} + C_{а-с1} + C_M/4; \quad (11.10)$$

$$C_{вых2} \cong C_{а-к2} + C_{н2} + C_M/4.$$

Аналогично находится длительность t_{c1} , для чего надо в формулах (9) и (10) заменить индекс 1 на 2 и наоборот.

9. Рабочий перепад напряжения. После установления режима отпертой лампы ее сеточное напряжение $u_c = 0$ и через лампу протекает почти постоянный ток

$$I_{ak} \cong \frac{E_a}{R_{ak} + R_{0k}} \quad (k = 1 \text{ или } 2). \quad (11.11)$$

В формуле (11) пренебрежено влиянием тока i , протекающего через конденсатор, присоединенный к аноду отпертой лампы (см. рис. 1), так как этот ток, ограничиваемый большим сопротивлением $R_c \gg R_a$, весьма мал; к этому неравенству следует стремиться для стабилизации работы мультивибратора. *Полезно также ослабить зависимость анодного тока от сопротивления R_0 лампы*, величина которого зависит от режима питания и меняется при смене лампы. Указанным требованиям удовлетворяют соотношения (1), но их выполнение затрудняется при частоте автоколебаний более 10 кГц.

Рабочий перепад анодного напряжения, передаваемого в нагрузку (см. рис. 2, б, д),

$$\Delta U_{a1} \cong I_{a1} R_{a1}; \quad \Delta U_{a2} \cong I_{a2} R_{a2}. \quad (11.12)$$

Из формул (11) и (12) видно, что с усилением неравенства $R_a > R_0$ величина рабочего перепада напряжения возрастает. Практически достижимо значение $\Delta U_a \cong (0,7 \div 0,8)E_a$.

10. Процесс релаксации составляет преобладающую часть такта работы мультивибратора. В течение этого процесса происходит сравнительно медленный разряд конденсатора, подключенного к аноду отпертой лампы, через ее

анодную цепь и резистор R_c , приключенный к сетке закрытой лампы. Соответствующая этому процессу схема (лампа L_2 отперта) изображена на рис. 4, а. Здесь сопротивление R_{02} представляет отпертую лампу (ее сеточное напряжение в течение основной части данного процесса равно нулю). Паразитные емкости, ввиду медленного протекания процесса, на схеме не представлены.

Разряд конденсатора C_2 , который до опрокидывания был заряжен до напряжения E_a , начинается еще в процессе регенерации. Но ввиду кратковременности этого процесса

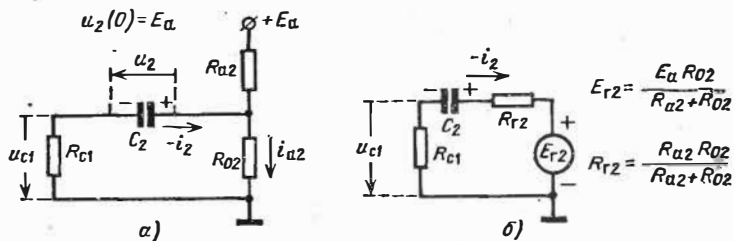


Рис. 4.

практически можно считать, что процесс релаксации начинается в момент t_0 начала процесса регенерации (см. рис. 2, в). Следовательно, длительность процесса релаксации практически равна длительности T_{p1} рассматриваемого такта работы.

Используя теорему об эквивалентном генераторе, заменим представленную на рис. 4, а схему эквивалентной схемой (рис. 4, б), где в силу соотношений (11) и (12) $E_{r2} = E_a - \Delta U_{a2}$. Принимая момент $t_0 = 0$ за начальный и учитывая, что $u_2(0) = E_a$, запишем закон изменения тока в данной цепи в виде

$$-i_2 = \frac{u_2(0) - E_{r2}}{R_{c1} + R_{r2}} e^{-t/\theta_1} = \frac{\Delta U_{a2}}{R_{c1} + R_{r2}} e^{-t/\theta_1}, \quad (11.13)$$

где постоянная времени

$$\theta_1 = (R_{c1} + R_{r2}) C_2 = (R_{c1} + R_{a2} \parallel R_{02}) C_2 \cong R_{c1} C_2. \quad (11.14)$$

Строго говоря, внутреннее сопротивление лампы не остается постоянным в течение всего такта работы (оно в основном меняется в течение времени $t_{\phi 1} \ll T_{p1}$). Но так как сопротивление $R_{c1} \gg R_{a2} \parallel R_{02}$, то это обстоятельство не имеет существенного значения.

Сеточное напряжение запертой лампы $u_{c1} = i_2 R_{c1}$, откуда

$$u_{c1} = -U_{c1} e^{-t/\theta_1}, \text{ где } U_{c1} = \frac{R_{c1} \Delta U_{a2}}{R_{c1} + R_{r2}} \cong \Delta U_{a2}. \quad (11.15)$$

В момент $t = T_{p1}$ сеточное напряжение $u_{c1} = U_{пор1}$. Подставляя эти значения в функцию (15) и решая полученное уравнение относительно T_{p1} , найдем

$$T_{p1} = \theta_1 \ln \left(\frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{r2}} \frac{\Delta U_{a2}}{|U_{пор1}|} \right) \cong \theta_1 \ln \frac{I_{a2} R_{a2}}{|U_{пор1}|}. \quad (11.16)$$

Аналогично выражается длительность другого такта работы (индекс 1 заменяется на 2 и наоборот).

11. Частота автоколебаний. Полный цикл работы мультивибратора (см. рис. 2) определяет *период автоколебаний* $T_a = T_{p1} + T_{p2}$, и частота автоколебаний $F_a = 1/T_a$.

Из формулы (16) видно, что частота автоколебаний в основном определяется постоянными времени $\theta_1 \cong R_{c1} C_2$ и $\theta_2 \cong R_{c2} C_1$ (стоящая под знаком логарифма величина меняется в ограниченных пределах). По этой причине конденсаторы C_1 и C_2 и резисторы R_{c1} и R_{c2} называются *времязадающими элементами мультивибратора*. Подбирая параметры этих элементов, можно настроить мультивибратор на нужную частоту автоколебаний. Можно также сконструировать мультивибратор, *перестраиваемый по частоте* в широких пределах. При этом весь диапазон частот разбивают на несколько поддиапазонов. Переход с одного поддиапазона на другой осуществляется переключением времязадающих конденсаторов, а плавная регулировка частоты на каждом поддиапазоне производится с помощью переменных сопротивлений в сеточных цепях. Известны и другие способы регулировки частоты [7, 15].

12. Основное требование к мультивибратору, работающему в режиме автоколебаний, заключается в обеспечении *стабильности частоты автоколебаний*. Для этого следует обеспечить стабильность длительностей тактов работы T_{p1} и T_{p2} . Опуская индексы 1 и 2, на основании формулы (16) запишем

$$T_p = \theta \ln x = \Phi(x), \text{ где } x = \frac{R_c}{R_c + R_r} \frac{\Delta U_a}{|U_{пор}|} \cong \frac{I_a R_a}{|U_{пор}|}. \quad (11.17)$$

Величина x зависит от характеристик ламп и режима их питания. Поэтому при смене ламп или изменении режима питания меняется частота автоколебаний. Это изменение существенно превышает температурный уход частоты автоколебаний (без учета начального ухода частоты, вызываемого разогревом ламп). Как по-

казывает опыт, при изменении напряжения питания на $\pm 10\%$ частота автоколебаний меняется на $\sim (1 \div 3)\%$. Эти данные относятся к случаю умеренной асимметрии мультивибратора, когда соотношение длительностей тактов работы мультивибратора не более $1 : 10$; с увеличением асимметрии уход частоты возрастает.

Дифференцируя функцию (17) по x (при условии $\theta = \text{const}$) найдем, что относительное изменение рабочего такта

$$\frac{\Delta T_p}{T_p} = \frac{1}{T_p} \frac{d\Phi}{dx} \Delta x = \frac{1}{\ln x} \left(\frac{\Delta x}{x} \right) \quad (11.18)$$

При неизменном образце лампы отношение $\Delta x/x$ оказывается функцией относительного изменения напряжения $\Delta E_a/E_a$, причем эта функция слабо зависит от x . Из выражения же (18) видно, что при одной и той же величине $\Delta x/x$ нестабильность длительности рабочего такта уменьшается с ростом x . Поэтому, как это следует из выражения (17), увеличение перепада напряжения $\Delta U_a = I_a R_a$ путем увеличения R_a понижает уход частоты автоколебаний. В этом смысле подключаемая к мультивибратору нагрузка R_H оказывает неблагоприятное действие, так как она приводит к понижению эквивалентного сопротивления $R_{a\text{э}} = R_a \parallel R_H$ (см. § 8.4, пп. 14—15).

Для ослабления вредного влияния нагрузки на работу мультивибратора иногда применяют специальные схемы мультивибраторов, построенных на пентодах, в которых создается электронная обратная связь через посредство экранных сеток пентодов [9]. Другие варианты схем мультивибраторов приводятся в книгах [7, 15].

Вопросам стабилизации частоты автоколебаний мультивибраторов посвящена обширная литература (библиография этих работ приводится в книгах [9, 15, 130]). Существенный эффект в повышении стабильности частоты автоколебаний дает применение *отрицательной обратной связи* [136]; таким путем удается снизить относительную нестабильность частоты автоколебаний, вызываемую изменением напряжения питания на $\pm 10\%$, до $\pm 0,2\%$. Близкий к этому результат получается при применении *мостовых времязадающих цепей* (см. § 11.6). Радикальное повышение стабильности частоты автоколебаний ($\Delta F_a/F_a < 10^{-4}$) достигается путем кварцевой стабилизации [15]. Этот способ оказывается наиболее эффективным при симметричной (или не сильно отличающейся от симметричной) схеме мультивибратора и частоте $F_a > 5$ кГц.

13. Наиболее сильно меняется частота автоколебаний мультивибратора при смене ламп. Так, при симметричной схеме мультивибратора уход частоты при смене ламп типа 6Н15П составляет $\sim 5\%$; при смене ламп некоторых других типов уход частоты оказывается еще большим. Для выяснения причины столь значительного ухода частоты обратимся к представленному на рис. 5 графику. Он изображает закон изменения сеточного напряжения запертой лампы мультивибратора, собранного по схеме рис. 1; этот закон

выражается функцией (15). Пусть при смене лампы ее пороговое напряжение меняется от значения $U_{пор}$ до значения $U'_{пор}$ (рис. 5), а благодаря сильному выполнению неравенства $R_a > R_0$ ток I_a и перепад напряжения $\Delta U_a \cong U_c$, возникающий после опрокидывания, остается почти неизменным. Так как постоянная времени $\theta \cong R_c C$ почти не меняется при смене лампы, то закон изменения напряжения $u_c(t)$ при указанных условиях сохранится неизменным. Из рис. 5 видно, что в этом случае даже небольшое изменение порогового напряжения вызовет существенное изменение

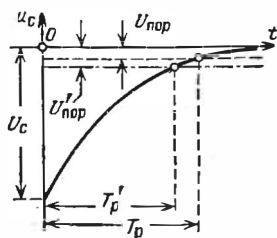


Рис. 5.

длительности запертого состояния лампы (T'_p вместо T_p). Это обусловлено тем, что скорость изменения сеточного напряжения вблизи порога отпирания не велика.

Для повышения указанной скорости изменения сеточного напряжения применяют специальные схемы построения мультивибраторов [3, 7, 15]. В некоторых из них последовательно с времязадающим конденсатором включают колебательный контур (см. § 12.3, п. 2) или заменяют конденсатор либо искусственной линией задержки (см. § 12.3, п. 3), либо времязадающей мостовой цепью (см. § 11.6). Наиболее просто повышение скорости сеточного напряжения достигается указанным ниже путем.

14. Мультивибратор с положительным смещающим напряжением в сеточных цепях. Схема такого мультивибратора представлена на рис. 6. Здесь в качестве источника положительного смещающего напряжения используется напряжение анодного питания.

Введение смещающего напряжения практически не отражается на работе отпертой лампы. Различие лишь в том, что при отсутствии смещающего напряжения сеточное напряжение отпертой лампы приходит к значению $u_c = 0$. В данной же схеме отпертая лампа работает при очень слабом сеточном токе, ограничиваемом резистором большого сопротивления $R_c \gg r_{c-к}^+$. Вследствие этого сеточное напряжение отпертой лампы

$$u_c = \frac{r_{c-к}^+}{R_c \oplus r_{c-к}^+} E_a \cong \frac{r_{c-к}^+}{R_0} E_a \cong 0, \quad (11.19)$$

т. е. оно почти такое же, как в схеме без смещения.

Основное различие получается в цепи сетки за пер-той лампы. При запираании, например, лампы L_1 конденсатор C_2 , который до опрокидывания был заряжен до напряжения E_a , стремится не просто разрядиться (как это имеет место в схеме рис. 1), а перезарядиться. Действительно, после отпирания лампы L_2 потенциал правой обкладки конденсатора C_2 становится равен потенциалу анода лампы L_2 ($u_{a2} = U_{a2} = E_a - I_{a2}R_{a2} < E_a$). Левая же обкладка конденсатора через резистор R_{c1} присоединена к источнику питания. Следовательно, если бы процесс перезаряда кон-

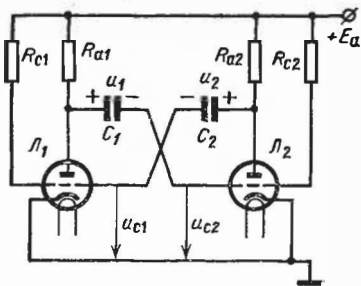


Рис. 6.

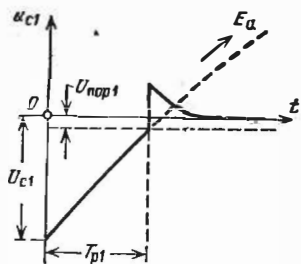


Рис. 7.

денсатора не прерывался отпиранием лампы L_1 , то напряжение u_2 стремилось бы к значению $u_2(\infty) = -(E_a - U_{a2})$. Соответственно сеточное напряжение запертой лампы должно было бы изменяться (рис. 7) от определяемого формулой (15) значения до E_a , т. е.

$$u_{c1}(0) = -U_{c1} \cong -\Delta U_{a2}; \quad u_{c1}(\infty) = E_a. \quad (11.20)$$

Здесь принято во внимание, что сеточное напряжение запираемой лампы перед опрокидыванием практически равнялось нулю. Поэтому величина U_{c1} определяется перепадом напряжения ΔU_{a2} , который получается таким же, как и при отсутствии смещающего напряжения в сеточных цепях. Не меняется также и выражаемая формулой (14) постоянная времени $\theta_1 \cong R_{c1}C_2$.

Учитывая значения (20), запишем закон изменения сеточного напряжения запертой лампы в виде

$$u_{c1}(t) = E_a - (E_a + U_{c1}) e^{-t/\theta_1}. \quad (11.21)$$

Этот закон прерывается в момент $t = T_{р1}$, когда $u_{c1} = U_{нопр1}$. Подставляя эти значения в равенство (21) и ре-

шая полученное уравнение относительно T_{p1} , найдем:

$$T_{p1} = \theta_1 \ln \frac{E_a + U_{c1}}{E_a - U_{пор1}} \cong R_{c1} C_2 \ln \frac{E_a + \Delta U_{a2}}{E_a + |U_{пор1}|}. \quad (11.22)$$

Обычно $\Delta U_{a2} \cong U_{c1} \leq 0,8E_a$; поэтому согласно формуле (22) $T_{p1} \leq \theta_1 \ln 1,8 \cong 0,6\theta_1$. При нулевом же смещении в цепи сетки согласно формуле (16), где $\Delta U_{a2} > 10 |U_{пор1}|$, $T_{p1} > 2,3\theta_1$. Следовательно, при одной и той же длительности рабочего такта и одинаковых времязадающих емкостях нужная величина сопротивления R_c в схеме с положительным смещающим напряжением значительно выше, чем в схеме без смещения.

15. В формуле (21) время $t \leq T_{p1} < \theta_1$, причем обычно $T_{p1} < 0,5\theta_1$. Поэтому допустимо, разложив экспоненциальный множитель в ряд, воспользоваться только двумя первыми членами ряда, откуда

$$u_{c1}(t) \cong -U_{c1} + \frac{E_a + U_{c1}}{\theta_1} t. \quad (11.23)$$

Таким образом, в схеме с положительным смещением сеточное напряжение запертой лампы изменяется во времени по закону, близкому к линейному. Это обстоятельство обуславливает большую крутизну нарастания сеточного напряжения вблизи порога отпирания лампы (см. рис. 5 и 7).

Применение рассматриваемой схемы (см. рис. 6) приводит к существенному понижению ухода частоты автоколебаний, вызываемого сменой ламп мультивибратора (чаще всего уход частоты не превышает 2%). Однако при этом не достигается существенное повышение стабильности частоты автоколебаний при изменении режима питания [137], а в некоторых случаях получается даже отрицательный результат [9].

16. Выбор режима работы и параметров мультивибратора подчинен требованию обеспечения стабильной частоты колебаний.

Выбор напряжения питания определяется имеющимися источниками и требуемым перепадом анодного напряжения. Независимо от этого для повышения стабильности частоты колебаний желательнее выполнение неравенств

$$\Delta U_{a1} > 10 |U_{пор2}|; \quad \Delta U_{a2} > 10 |U_{пор1}|. \quad (11.24)$$

Для этого сопротивления резисторов должны удовлетворять неравенствам $R_{a1} > R_{o1}$ и $R_{a2} > R_{o2}$, что также приводит к уменьшению мощности, рассеиваемой на анодах ламп. Наибольшие допустимые сопротивления R_{a1} и R_{a2} ограничиваются нужными значениями длительностей фронтов $t_{ф1}$ и $t_{ф2}$, выражаемых формулами (7). Поскольку и длительности фронтов, и длительности ра-

бочих тактов определяются времязадающими емкостями, следует стремиться к возможно более сильному выполнению неравенств (1). Это достижимо при применении возможно меньших емкостей C_1 и C_2 . Однако должны выполняться соотношения

$$C_1 > 3C_{д}, \quad C_2 > 3C_{д}, \quad (11.25)$$

где $C_{д}$ выражается формулой (6). Для лучшего удовлетворения соотношениям (25) и (24) предпочтительнее лампы с меньшей величиной междуэлектродной емкости C_{a-c} и большей величиной крутизны S .

Для повышения стабильности частоты автоколебаний предпочтительнее симметричная схема мультивибратора.

Приключаемая к мультивибратору нагрузка не должна обладать большой емкостью, и желательно выполнение неравенства $R_{н} > 10R_{a}$. Более мощную нагрузку следует подключать через посредство развязывающего усилителя (катодного повторителя). Способы подключения нагрузки к выходному каскаду мультивибратора описаны в § 8.4, пп. 14—15.

§ 11.2. МУЛЬТИВИБРАТОР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ

1. Принципиальная схема и ее отличительные особенности. Данный тип мультивибратора (рис. 8) является транзисторным аналогом лампового мультивибратора с анодно-

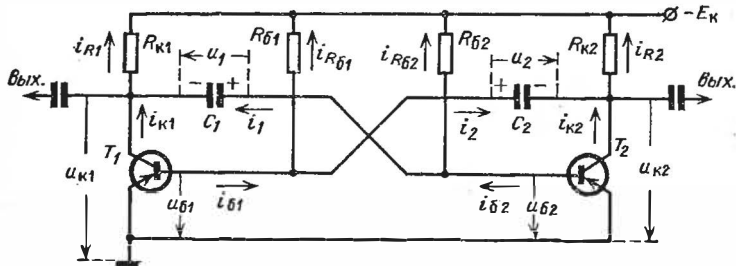


Рис. 8.

сеточными связями (рис. 6); схема предназначена для работы в режиме автоколебаний^{*)}. Принцип построения транзисторного мультивибратора и характер процессов в нем в основных чертах аналогичны принципу построения и характеру процессов в ламповом мультивибраторе. Здесь также используются два усилительных каскада, в которых междукаскадная положительная обратная связь осуществляется

^{*)} Известны и другие варианты схем мультивибратора, работающего в режиме автоколебаний [15, 109—113, 138].

через посредство конденсаторов; в базовые цепи вводится смещающее напряжение (но не положительной, а отрицательной полярности), для чего также используется источник питания схемы. Аналогия была бы еще более полной при применении транзисторов типа $n-p-n$. В схеме же, построенной на транзисторах типа $p-n-p$ (рис. 8), полярность источника питания ($-E_k < 0$) и токи в элементах схемы направлены противоположно тому, что имеет место в ламповой схеме.

2. Однако имеются и существенные различия в построении и работе аналогичных ламповых и транзисторных устройств любого типа.

а) В отличие от порогового напряжения лампы у транзисторов $U_{б\ пор} = 0$. Поэтому транзисторные схемы регенеративного типа строятся таким образом, чтобы базовое напряжение, поддерживающее запертое состояние транзистора, при своем изменении стремилось к перемене полярности (в транзисторе типа $p-n-p$ от положительной к отрицательной), а не к нулю. Иначе момент отпирания транзистора будет фиксироваться значительно хуже, чем в ламповых схемах (см. рис. 5). По этой причине в базовые цепи (рис. 8) подано отрицательное смещающее напряжение.

б) Длительности быстрых переходных процессов ламповых схем определяются только паразитными емкостями схемы (при их отсутствии эти длительности практически были бы равны нулю). В транзисторных же схемах длительности быстрых переходных процессов зависят также и от инерционных свойств транзисторов; но зато из-за меньшей величины сопротивлений используемых резисторов и лучших ключевых свойств транзисторов существенно уменьшается влияние паразитных емкостей.

в) В большинстве случаев транзисторы регенеративных устройств работают в режиме насыщения. В этом режиме они обладают превосходными ключевыми свойствами (в этом смысле транзисторный мультивибратор можно рассматривать как два взаимосвязанных ключевых каскада). Но при отпирании насыщенного транзистора более сильно проявляются его инерционные свойства. Это обстоятельство в некоторых случаях имеет принципиальное значение^{*1}. Далее, как это вытекает из формулы (8.103а), при работе в режиме насыщения с заданным коэффициентом насыщения s по

^{*1} При коэффициенте насыщения $s > 2$ мягкий режим самовозбуждения мультивибратора практически невозможен [138].

представленной на рис. 8 схеме существует жесткое соотношение между сопротивлениями резисторов в цепях базы и коллектора одного и того же транзистора: $R_b \cong BR_{к/s}$. В ламповых же схемах такое жесткое соотношение величин аналогичных сопротивлений R_c и R_a не обязательно, что предоставляет большую гибкость в компоновке схем.

г) Сеточный ток запертой лампы практически отсутствует. В запертом же транзисторе (особенно германиевом) сильно зависящий от температуры обратный ток базы при большой величине сопротивления R_b в цепи базы (рис. 8) может существенно влиять на работу времязадающих цепей схемы, что нарушает стабильность длительностей рабочих тактов мультивибратора.

3. Временные диаграммы. Рассмотрим качественно процессы в мультивибраторе, отпертые транзисторы которого насыщены.

Аналогично процессам в ламповом мультивибраторе, после запираания, например, транзистора T_2 (рис. 8), конденсатор C_2 , приключенный к коллектору этого транзистора, заряжается от источника $-E_k$ через резистор $R_{к2}$ и базу отпертого транзистора T_1 до напряжения (его полярность указана на рис. 8)

$$u_2 = U_{2m} = u_{б1} - u_{к2} \cong U_{б1}^+ - (-E_k) \cong E_k, \quad (11.26)$$

где пренебрежено небольшой величиной базового напряжения отпертого транзистора. Поэтому сразу же после опрокидывания мультивибратора и отпирания транзистора T_2 , когда величина коллекторного напряжения снижается почти до нуля ($|u_{к2}| = |U_{кн2}| \cong 0$), базовое напряжение транзистора T_2 становится практически равным напряжению на конденсаторе C_2 , т. е. оно повышается почти до напряжения E_k . Это напряжение и поддерживает запертое состояние транзистора T_1 , но по мере разряда конденсатора запирающее напряжение уменьшается. Разряд конденсатора обусловлен тем, что его правая обкладка присоединена к коллектору отпертого транзистора T_2 , потенциал которого близок к нулю, а левая обкладка через резистор $R_{б1}$ подключена к источнику $-E_k$. Поэтому часть тока коллектора $i_{к2}$ ответвляется в конденсатор; если бы этот процесс не прервался очередным опрокидыванием, то конденсатор перезарядился бы почти до напряжения $-E_k$.

4. Состояние мультивибратора непосредственно перед отпиранием в момент t_0 транзистора T_1 отображено временными диаграммами, расположенными левее вертикали

АА (рис. 9). Здесь все напряжения и токи, кроме базового напряжения $u_{б1}$, постоянны: в открытом транзисторе T_2 (рис. 9, з, д, е, ж) $i_{к2} = I_{кн2}$, $u_{к2} = U_{кн2} < 0$, $u_{б2} = U_{б2}^+ < 0$ и $i_{б2} = I_{б2}^+$; в закрытом транзисторе (рис. 9, а, б, в) $i_{к1} = I_{к01}$, $u_{к1} \cong -E_k$, а базовое напряжение $u_{б1} < 0$ по мере разряда конденсатора C_2 уменьшается.

Напряжение u_2 на конденсаторе C_2 (см. рис. 8) является управляющим напряжением в цепи базы транзистора T_1 . В момент t_0 , когда u_2 снижается до величины $|U_{кн2}|$, базовое напряжение $u_{б1} = u_2 + u_{к2}$ достигает нулевого значения. В этот момент транзистор T_1 отпирается. Появившийся ток базы $i_{б1} > 0$ вначале уменьшает ток $|i_2|$ разряда конденсатора. Это объясняется тем, что ток $|i_2| = i_{рб1} - i_{б1}$, а величина тока $i_{рб1} = (E_k - |u_{б1}|)/R_{б1} \cong E_k/R_{б1}$ почти не меняется. Следовательно, после отпирания транзистора T_1 скорость снижения напряжений u_2 и $u_{б1}$ вначале уменьшается (рис. 9, в). При большой величине емкости C_2 может выполняться неравенство $R_{вх1}^+ C_2 > \tau_\beta$, где $R_{вх1}^+$ выражается формулой (8.58), а τ_β — время жизни дырок в базе. В этом случае управляющее напряжение в цепи базы изменяется достаточно медленно, и динамическая характеристика тока базы $i_{б1} = F_d(u_{б1})$ оказывается отличной от приведенной на рис. 8.26: она приближается к статической характеристике $i_{б1} = F(u_{б1})$. Поэтому после отпирания транзистора T_1 его входное сопротивление вначале оказывается довольно значительным ($R_{вх1} > R_{вх1}^+$), вследствие чего процесс отпирания транзистора протекает вяло. Лишь по мере уменьшения тока $|i_2|$, стремящегося к нулю, нарастает ток базы $i_{б1}$, стремящийся к стационарному значению $I_{б1}^+$.

Из-за инерционных свойств транзистора с некоторым отставанием относительно тока $i_{б1}$ нарастает ток $i_{к1}$ транзистора T_1 (рис. 9, а). При этом до выхода транзистора T_2 из насыщения ток $i_{к1}$ поступает в основном в базу транзистора T_2 , так как его входное сопротивление $R_{вх2} \cong r_{бн2} \ll R_{к1}$. По этой причине коллекторное напряжение $u_{к1}$ (рис. 9, б), несмотря на возрастающий ток $i_{к1}$, остается почти неизменным. Ток же базы $i_{б2}$ насыщенного транзистора по мере роста тока $i_{к1}$ быстро уменьшается и становится отрицательным (рис. 9, ж), что способствует быстрому выходу транзистора из насыщения.

В моменте t_1 (см. вертикаль ВВ) транзистор T_2 выходит из насыщения, и восстанавливается положительная обрат-

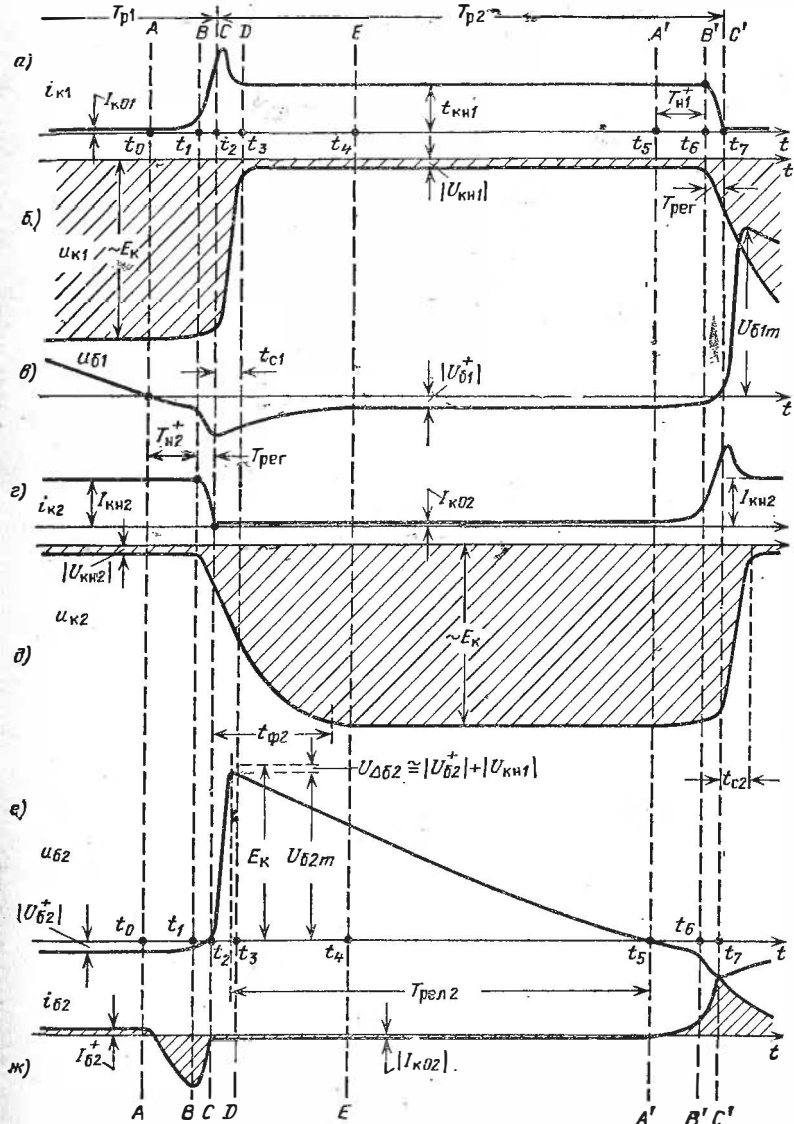


Рис. 9.

ная связь, приводящая к развитию регенеративного процесса, в результате которого в момент t_2 транзистор T_2 запирается. В процессе регенерации (между вертикалями BB и CC) ток i_{K2} быстро падает, а ток i_{K1} — нарастает, причем он может достигнуть значения, превышающего стационарный ток I_{KH1} (рис. 9, а); это наверняка случится при $I_{KH2} \geq I_{KH1}$. В заключительной части процесса регенерации входное сопротивление транзистора T_2 возрастает, и величина $|i_{62}|$ отрицательного тока базы падает до значения $-I_{K02}$ (рис. 9, ж). Соответственно все большая часть тока i_{K1} поступает в резистор R_{K1} , вызывая тем изменение напряжения u_{K1} (рис. 9, б). Однако в процессе регенерации это напряжение изменяется мало — на величину, близкую к $|U_{62}^+|$, и стационарное напряжение U_{KH1} достигается в момент t_3 одновременно с установлением стационарного тока I_{KH1} . До момента t_3 часть тока i_{K1} замыкается через барьерную емкость C_{K1} и емкость нагрузки C_{H1} , приключенной к выходу транзистора T_1 . Интервал времени $t_3 - t_2$ определяет длительность t_{c1} среза напряжения u_{K1} . По мере уменьшения $|u_{K1}|$ повышается базовое напряжение $u_{62} = u_1 - |u_{K1}|$ (см. рис. 8), но момент t_{2-3} , в который базовое напряжение достигает максимального значения U_{62m} , несколько (незначительно) упреждает момент t_3 , так как одновременно с уменьшением напряжения $|u_{K1}|$ происходит разряд конденсатора C_1 , начавшийся с появлением тока i_{K1} . Если пренебречь изменением напряжения на конденсаторе за время $t_3 - t_0$ (это допустимо лишь при $T_{p2} \gg \gg T_{H2}^+$), то можно принять $U_{62m} \cong U_{1m} - |U_{KH1}|$, где наибольшее напряжение на конденсаторе, до которого он был заряжен пока транзистор T_1 был заперт,

$$U_{1m} \cong E_K - |U_{62}^+| \cong E_K. \quad (11.27)$$

К моменту t_3 все быстрые процессы, вызванные опрокидыванием, заканчиваются, кроме процессов, связанных с восстановлением напряжения на конденсаторе C_2 до исходного значения, выражаемого формулой (26). Восстановление этого напряжения, начавшееся еще в момент t_1 , продолжается и после запираения в момент t_2 транзистора T_2 . Зарядный ток конденсатора $i_2 > 0$ замыкается, с одной стороны, через резистор R_{K2} и источник питания и с другой — через базу отпертого транзистора T_1 . Ввиду значительной величины тока i_2 , достигающего в момент запираения транзистора T_2 наибольшего значения ($\sim E_K/R_{K2}$), базовое на-

пряжение транзистора T_1 в интервале времени $t_4 - t_1$ (рис. 9, в) существенно отличается от стационарного значения: $|u_{б1}| > |U_{б1}^+|$. Из-за протекания тока i_2 через резистор $R_{к2}$ также и напряжение $u_{к2}$ отличается от стационарного значения (рис. 9, д). В момент t_4 , когда завершается восстановление напряжения на конденсаторе ($i_2 = 0$, $u_2 = U_{2m} \cong E_{к}$), отмеченные выше напряжения и токи достигают своих стационарных значений:

$$u_{к2} = -E_{к} + I_{к02} R_{к2} \cong -E_{к}; \quad u_{б1} = U_{б1}^+; \\ i_{б1} = I_{б1}^+ \cong E_{к}/R_{б1}.$$

Интервал времени $t_4 - t_1$ определяет длительность *фронта* изменения напряжения $u_{к2}$.

5. После момента t_4 токи и напряжения почти на всех элементах мультивибратора практически стабилизируются. Единственный переходный процесс, продолжающийся в мультивибраторе, — процесс *релаксации*, связанный с разрядом конденсатора C_1 . Его разряд начинается с момента t_0 возникновения тока $i_{к1}$, и разрядный ток $i_1 < 0$ представляет собой часть тока $i_{к1}$, ответвляющегося в конденсатор C_1 (см. рис. 8). До запираания транзистора T_2 этот ток замыкался в основном через базу транзистора, а после его запираания — через резистор $R_{б2}$. По мере разряда конденсатора C_1 уменьшается запирающее базовое напряжение $u_{б2}$ (рис. 9, е). Большая постоянная времени $R_{б2}C_1$ (так как $R_{б2} \gg R_{к2}$) обуславливает сравнительно медленное протекание процесса релаксации. Его полная длительность равна интервалу времени $t_6 - t_0$. При технических расчетах за длительность процесса релаксации принимается интервал времени $T_{рел2} = t_5 - t_{2-3} \cong t_5 - t_2$, т. е. интервал времени, в течение которого базовое напряжение запертого транзистора снижается от наибольшего значения $U_{б2m}$ до нуля. Обычно длительность $T_{рел}$ составляет преобладающую часть рабочего такта.

6. Начиная с момента t_5 , развиваются процессы, аналогичные рассмотренным выше, но в которых транзисторы и соответствующие элементы мультивибратора меняются ролями. Полный цикл процессов определяет *период автоколебаний* $T_a = T_{р1} + T_{р2}$, где (рис. 9)

$$T_{р2} \cong T_{рел2} + T_{н1}^+ + T_{рег}; \quad T_{р1} \cong T_{рел1} + T_{н2}^+ + T_{рег}. \quad (11.28)$$

7. Длительность вывода транзистора из насыщения ($T_{н1}^+$ или $T_{н2}^+$) находится из громоздкого трансцендентного

уравнения. Его приближенное (с погрешностью менее 20%) решение имеет вид*):

$$\frac{T_{H1}^+}{\tau_{H1}} = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{2b\gamma} + (b+1)\gamma/3 \quad (\text{при } \sqrt{2b\gamma} > 3a), \\ \sqrt[3]{6ab\gamma} \left(1 + \frac{\kappa}{12} \sqrt[3]{6ab\gamma} \right) \quad (\text{при } \sqrt{2b\gamma} < 3a), \end{array} \right\} \quad (11.29)$$

где

$$\gamma = \frac{s-1}{sB_2} \frac{R_{\Sigma 2}}{R_{\Sigma 1}} \left(1 + \frac{r_{\Sigma 1}}{R_{K2}} \right); \quad \kappa = 1 + \frac{1}{a} + \frac{1}{b}; \quad (11.30)$$

$$a = \frac{R_{\Sigma 2}^+ C_1}{\tau_{H1}}; \quad b = \frac{\tau_{\beta 2} + (R_{K2} \parallel r_{\Sigma 1}) C_{\Sigma 2}}{\tau_{H1}}; \quad (11.31)$$

$$C_{\Sigma 2} = (B_2 + 1) C_{K2} + C_{H2} + C_M/2. \quad (11.32)$$

Аналогично выражается длительность T_{H2}^+ (индексы 1 и 2 меняются местами). В написанных формулах обозначено: $R_{\Sigma 1}^+$ — входное сопротивление отпираемого транзистора, выражаемое формулой (8.58); $r_{\Sigma 1}$ — объемное сопротивление базы, а τ_{H1} — время жизни неосновных носителей в базе насыщенного транзистора. Обычно довольно существенно выполняется неравенство $T_{H1}^+ < \tau_{H1}$, причем при $s > 1,5$ длительность T_{H1}^+ слабо зависит от s , а при $s > 3$ эта зависимость практически полностью исчезает.

8. Процесс регенерации — самый кратковременный процесс рабочего такта; его длительность выражается формулой**):

$$T_{\text{рег}} \cong \tau_{T\beta} \ln \frac{2}{\varepsilon_H s} \cong (1 \div 2) \tau_{T\beta}, \quad (11.33)$$

где

$$\tau_{T\beta} \cong \frac{1}{B} \left(\frac{\tau_{\beta}}{\gamma_{\Sigma 1}} + r_{\Sigma 1} C_{\Sigma} \right); \quad (11.33a)$$

$$\varepsilon_H = \frac{T_{H1}^+}{b\tau_{H1}} + \frac{1}{B\gamma_{\Sigma 1}} \left(1 - \frac{T_{H1}^+}{b\tau_{H1}} \right); \quad \gamma_{\Sigma 1} = \frac{R_K}{R_K + r_{\Sigma 1}} \cong 1;$$

*) Решение получено путем асимптотического разложения изображения заряда базы и представления значащей части этого разложения (трехчлена и четырехчлена) до полного квадрата или куба соответствующего двучлена.

**) Эта формула учитывает начальные условия, определяемые процессом рассасывания заряда базы насыщенного транзистора (учет таких условий существенно влияет на процесс регенерации); формула получена в предположении, что переходная характеристика транзистора $h = 1 - e^{-t/\theta_{\beta}} \cong t/\theta_{\beta}$.

параметры b и C_{Σ} выражаются формулами (31) и (32); $r_{б}$ — объемное сопротивление базы ненасыщенного транзистора; при несимметричной схеме следует всюду учитывать усредненные значения параметров (например, $C_{\Sigma} = \sqrt{C_{\Sigma 1} C_{\Sigma 2}}$)*. Длительность $T_{рег}$ существенно зависит от типа используемых транзисторов. Так, при применении сплавных транзисторов типа МП41 ($C_{к} = 60$ пФ, $B = 40$, $\tau_{б} = 4$ мкс, $r_{б} = 100$ Ом) и $C_{н} + C_{м}/2 = 200$ пФ постоянная $\tau_{Тэ} = 106$ нс, а при применении диффузионно-сплавных транзисторов типа П416Б ($C_{к} = 6$ пФ, $B = 120$, $\tau_{б} = 0,24$ мкс, $r_{б} = 30$ Ом) постоянная $\tau_{Тэ} \cong 2$ нс.

9. Длительность фронта, например $t_{\Phi 2}$, изменения коллекторного напряжения $u_{к2}$ отпираемого транзистора T_2 (рис. 9, д) определяется постоянной времени заряда конденсатора C_2 , присоединенного к коллектору этого транзистора (рис. 8). Зарядный ток протекает через резистор $R_{к2}$ и базу отпираемого транзистора T_1 . Практически можно принять

$$t_{\Phi 2} \cong 2(R_{к2} + r_{б1})C_2. \quad (11.34)$$

Аналогично выражается $t_{\Phi 1}$ (индексы 1 и 2 взаимозаменяются).

10. Длительность среза, например $t_{с2}$, коллекторного напряжения $u_{к2}$ отпираемого транзистора T_2 (рис. 9, д) существенно меньше длительности фронта $t_{\Phi 2}$, что обусловлено такими обстоятельствами: сразу же после окончания процесса регенерации ток коллектора отпираемого транзистора T_2 велик (соответственно и заряд базы значителен) и вначале ток базы этого транзистора также очень велик: кроме нормального тока базы $\sim E_{к}/R_{б2}$ в базу поступает зарядный ток конденсатора C_1 , равный примерно $(E_{к}/R_{к1})e^{-t'/R_{к1}C_1}$, где $t' = t - t_7$. Под воздействием этого большого тока базы (рис. 9, ж) ток коллектора вначале еще продолжает нарастать (рис. 9, з). Если бы барьерная и нагрузочная емкости равнялись нулю, то срез коллекторного напряжения происходил бы мгновенно от значения $u_{к2} \cong -E_{к}$ до $U_{кн2}$. При наличии же этих емкостей ток $i_{к2}$ вначале замыкается в основном через эти емкости.

* Следует иметь в виду, что одна из барьерных емкостей ($C_{к2}$ при прямом опрокидывании, $C_{к1}$ при обратном) находится в процессе регенерации под небольшим напряжением $|U_{кн}| \cong 0$, ввиду чего величина этой емкости существенно возрастает (см. § 8.3, п. 32).

Длительности среза весьма приближенно оценивается из равенств

$$t_{c2} \cong R_{K2} (C_{HK} + C_{K2} + C_M/2). \quad (11.35)$$

Более строгий анализ длительности среза очень громоздок; из него вытекает приближенная формула:

$$t_{c2} \cong \frac{R_{K2} C_{HK} \tau_{\beta 2}}{\Theta_{\beta 2}} + \frac{\beta' \Theta_{\beta 2}}{\beta' + \beta''} \times \\ \times \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2R_{K2} C_{\Sigma 2} (\beta' + \beta'')}{\Theta_{\beta 2} (\beta')^2}} \right], \quad (11.36)$$

где суммарная емкость выражается формулой (32) и

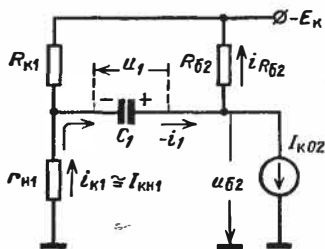


Рис. 10.

$$C_{HK} = C_{K2} + C_M/2,$$

$$\Theta_{\beta 2} = R_{K2} C_{\Sigma 2} + \tau_{\beta 2}, \quad (11.36a)$$

$$\beta' = B_2 + s_2 - \frac{\tau_{\beta 2}}{\Theta_{\beta 2}},$$

$$\beta'' = B_2 \frac{\Theta_{\beta 2}}{R_{K2} C_1}. \quad (11.36b)$$

В большинстве случаев в формуле (36) стоящая под знаком корня величина близка к 1; тогда формула упрощается:

$$t_{c2} \cong \frac{R_{K2} C_{HK} \tau_{\beta 2}}{\Theta_{\beta 2}} + \frac{R_{K2} C_{\Sigma 2}}{\beta'}. \quad (11.36b)$$

Для получения длительности среза t_{c1} следует в формулах (35)—(36) заменить индекс 2 на 1 и наоборот.

11. Длительность процесса релаксации. Найдем длительность $T_{\text{рел}2}$ (рис. 9, e) процесса релаксации, соответствующего запертому транзистору T_2 . На рис. 10 изображена часть схемы мультивибратора (см. рис. 8), элементы которой определяют процесс релаксации. Здесь запертый транзистор представлен генератором тока I_{K02} (втекающим в базу); отпертый транзистор T_1 представлен его выходным сопротивлением $r_{n1} \ll R_{K1} \ll R_{\text{Б}2}$. В начале процесса релаксации (момент $t_{2-3} \cong t_2$ на рис. 9, e), как это отмечалось в п. 5, конденсатор C_1 заряжен до напряжения U_{1m} , где U_{1m} выражается формулой (27). Принимая момент t_{2-3} за

начальный ($t_{2-3} = 0$) и учитывая, что $u_{62} = u_1 + u_{к1}$, запишем

$$u_{62}(0) = U_{62m} = E_K - U_{\Delta 62}, \quad (11.37)$$

где

$$U_{\Delta 62} \cong |U_{62}^+| + |U_{кн1}|. \quad (11.37a)$$

Из схемы видно (рис. 10), что при $t = \infty$ (если бы до этого не произошло опрокидывания), когда ток конденсатора $i_1 = 0$, базовое напряжение

$$u_{62}(\infty) = -(E_K + I_{к02} R_{62}). \quad (11.37б)$$

Постоянная времени данной цепи

$$\theta_2 = [R_{62} + (r_{н1} \parallel R_{к1})] C_1 \cong R_{62} C_1. \quad (11.38)$$

Интересующий нас процесс выражается функцией

$$u_{62}(t) = u_{62}(\infty) - [u_{62}(\infty) - u_{62}(0)] e^{-t/\theta_2}. \quad (11.39)$$

В момент $t = T_{\text{рел}2}$ базовое напряжение $u_{62} = 0$. Подставляя эти значения в функцию (39) и решая полученное уравнение относительно $T_{\text{рел}2}$ с учетом выражений (37)–(38), найдем:

$$T_{\text{рел}2} = \theta_2 \ln \left(1 - \frac{u_{62}(0)}{u_{62}(\infty)} \right) = \theta_2 \ln \left(1 + \frac{E_K - U_{\Delta 62}}{E_K + I_{к02} R_{62}} \right).$$

Преобразуем стоящую в скобках дробь, принимая при этом во внимание малость входящих в нее величин:

$$\frac{E_K - U_{\Delta 62}}{E_K + I_{к02} R_{62}} = \frac{1 - U_{\Delta 62}/E_K}{1 + I_{к02} R_{62}/E_K} \cong 1 - \frac{U_{\Delta 62} + I_{к02} R_{62}}{E_K}.$$

Используя последнее выражение и учитывая, что $\ln ab = \ln a + \ln b$ и что $\ln(1 \pm \varepsilon) \cong \pm \varepsilon$, если $|\varepsilon| \ll 1$, запишем:

$$T_{\text{рел}2} \cong \theta_2 \ln 2 \left(1 - \frac{U_{\Delta 62} + I_{к02} R_{62}}{(2 \ln 2) E_K} \right) \cong 0,7 R_{62} C_1, \quad (11.40)$$

где использовано равенство (38). Заменяя в выражении (40) индекс 2 на 1 и наоборот, получим выражение для $T_{\text{рел}1}$.

12. Стабильность частоты автоколебаний. Изменение частоты автоколебаний определяется непостоянством длительностей $T_{\text{рел}}$, $T_{\text{н}}^+$ и $T_{\text{рег}}$. Хотя относительные изменения длительностей быстропротекающих процессов являют-

ся наибольшими (при работе в широком диапазоне температур они достигают примерно 50%), но вследствие того, что $T_{\text{рег}} < T_{\text{н}}^{\dagger} \ll T_{\text{рел}}$ основное значение имеет непостоянство времени релаксации. Из формулы (40) видно, что непостоянство этого времени вызывается нестабильностью постоянной $R_{\text{б}}C$, изменением напряжения питания и нестабильностью тока $I_{\text{к0}}$ и величины $U_{\Delta\text{б}}$, выражаемой формулой (37а). Нестабильность постоянной $R_{\text{б}}C$ обычно не превышает нескольких десятых долей процента*). Изменение напряжения питания на $\pm 10\%$ приводит к изменению частоты автоколебаний примерно на $\pm(2 \div 4)\%$. Изменение величины $U_{\Delta\text{б}}$ приводит к относительному изменению времени релаксации

$$\left(\frac{\Delta T_{\text{рел}}}{T_{\text{рел}}} \right)_{U_{\Delta\text{б}}} \cong \frac{\Delta U_{\Delta\text{б}}}{(2 \ln 2) E_{\text{к}}} = \frac{\Delta U_{\Delta\text{б}}}{1,4 E_{\text{к}}}. \quad (11.41)$$

Величина $U_{\Delta\text{б}} \cong 1 \text{ В}$, а ее вариация $\Delta U_{\Delta\text{б}} < 0,5 \text{ В}$, что при $E_{\text{к}} > 10 \text{ В}$ определит относительное изменение $T_{\text{рел}}$, не превышающее 4%. При применении германиевых транзисторов, работающих в широком диапазоне температур, наибольшее дестабилизирующее действие оказывает непостоянство тока $I_{\text{к0}}$. Так, при использовании транзисторов типа МП41 вариация тока $I_{\text{к0}}$ (при работе до $+60^{\circ} \text{ С}$) достигает 0,2 мА. В этом случае, например, при $R_{\text{б}} = 20 \text{ кОм}$ изменение падения напряжения $I_{\text{к0}}R_{\text{б}}$ составит 4 В, что при $E_{\text{к}} = 10 \text{ В}$ определит согласно формуле (40) относительную нестабильность времени релаксации в 30%.

13. Выбор параметров мультивибратора. Для ослабления ухода частоты автоколебаний, вызываемого нестабильностью тока $I_{\text{к0}}$, следует ограничить предельно допустимые сопротивления резисторов в базовых цепях из соотношения

$$\frac{I_{\text{к0}} \text{ наиб } R_{\text{б}}}{1,4 E_{\text{к}}} \ll \left(\frac{\Delta T_{\text{рел}}}{T_{\text{рел}}} \right)_{I_{\text{к0}}} = \delta_{I_{\text{к0}}}, \quad (11.42)$$

где $\delta_{I_{\text{к0}}}$ — допустимая относительная нестабильность времени релаксации. Таким образом, в отличие от порядка выбора параметров лампового мультивибратора в транзисторном мультивибраторе раньше всего находятся сопротивления $R_{\text{б1}}$ и $R_{\text{б2}}$ из формулы (42).

Величины сопротивлений $R_{\text{к1}}$ и $R_{\text{к2}}$ находятся из условия получения нужной глубины насыщения. Согласно приближенной формуле (8.25)

$$\frac{I_{\text{б}}^{\dagger}}{I_{\text{кн}}} \cong \frac{s}{B}, \quad \text{где} \quad I_{\text{б}}^{\dagger} \cong \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{б}}}, \quad I_{\text{кн}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}.$$

*) Здесь не учитывается изменение параметров элементов из-за их старения.

Отсюда сопротивления резисторов в цепях коллектора и базы одного и того же транзистора должны находиться в отношении

$$\frac{R_K}{R_B} \cong \frac{s}{B} \quad (11.43)$$

Необходимо убедиться в том, что при найденном значении R_K ток I_{KH} не превышает допустимого значения. Нужные значения коэффициентов насыщения находятся согласно изложенному в § 8.2, пп. 18—20. Но следует иметь в виду, что при $s > 2$ не всегда обеспечивается мягкий режим самовозбуждения мультивибратора [138] (при жестком режиме самовозбуждения автоколебательный процесс устанавливается только после внешнего начального воздействия).

Величины емкостей конденсаторов связи находятся из формулы (40) и аналогичной формулы для $T_{рез 2}$.

§ 11.3. ЖДУЩИЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

1. Назначение. Ждущий мультивибратор находит широкое применение в качестве *нормирующего устройства*, вырабатывающего один нормированный по высоте, длительности и форме импульс напряжения при каждом воздействии на мультивибратор запускающего импульса. Форма импульса должна быть близка к прямоугольной. На рис. 11 дана иллюстрация одного из применений ждущего мультивибратора. Здесь изображено получаемое на выходе приемника напряжение $u_{с-п}$, содержащее полезные импульсные сигналы, смешанные с помехами. Для выделения полезных сигналов, отличающихся той или иной особенностью (например, своей частотой повторения), производится нормирование всех импульсных выбросов напряжения $u_{с-п}$, превышающих некоторый уровень $U_{пор}$. С этой целью напряжение $u_{с-п}$ подается на *пороговое устройство (амплитудный селектор)*, каковым, в частности, может служить *ограничитель СНИЗУ*. При $u_{с-п} > U_{пор}$ образуется импульс, запускающий ждущий мультивибратор. Вырабаты-

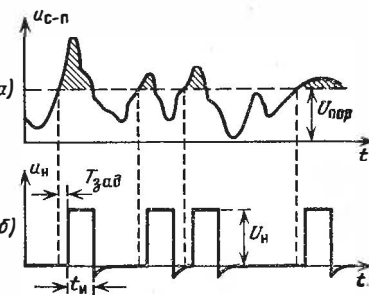


Рис. 11.

ваются импульсы, смешанные с помехами. Для выделения полезных сигналов, отличающихся той или иной особенностью (например, своей частотой повторения), производится нормирование всех импульсных выбросов напряжения $u_{с-п}$, превышающих некоторый уровень $U_{пор}$. С этой целью напряжение $u_{с-п}$ подается на *пороговое устройство (амплитудный селектор)*, каковым, в частности, может служить *ограничитель СНИЗУ*. При $u_{с-п} > U_{пор}$ образуется импульс, запускающий ждущий мультивибратор. Вырабаты-

ваемые им нормированные импульсы u_n (они являются с некоторой задержкой $T_{\text{зад}}$, обусловленной инерционностью действия мультивибратора) подаются на логическое устройство селекции полезных сигналов.

В большинстве случаев запуск ждущего мультивибратора производится не сигналами вида, показанного на рис. 11, а, а более регулярными импульсами напряжения нужной полярности, высоты и длительности.

2. Ждущий режим работы достигается введением в управляющую цепь электронного прибора одного из усиленных каскадов мультивибратора запирающего напряжения смещения. В результате этого нарушается условие регенерации в системе, и она приобретает одно устойчивое состояние равновесия — состояние покоя, в котором система может находиться произвольно долго, до воздействия запускающего импульса. Роль последнего заключается в восстановлении условия регенерации; после развития регенеративного процесса мультивибратор в состоянии выработать нормированный импульс и при прекращении действия запускающего импульса. После генерации одного импульса мультивибратор возвращается к исходному состоянию покоя.

Полный цикл работы ждущего мультивибратора состоит только из одного рабочего такта, и его иногда называют *однотактным мультивибратором (релаксатором)**. Рабочий такт (T_p) подразделяется на три основные стадии: *стадию запуска* (T_z), *стадию формирования рабочего импульса* ($T_{\text{имп}}$) и *стадию восстановления* (T_v). В стадии запуска система подводится к состоянию, в котором начинает выполняться условие регенерации; эта стадия определяет некоторую задержку в формировании рабочего импульса. В стадии восстановления система возвращается к исходному состоянию покоя; тем самым восстанавливается чувствительность мультивибратора к запускающим импульсам.

3. **Основные требования.** Одной из характеристик ждущего мультивибратора является его *разрешающее время* $T_{\text{разр}}$, т. е. *наименьший интервал времени между двумя запускающими импульсами, вызывающими срабатывание мультивибратора. Величина, обратная разрешающему вре-*

* В некоторых работах однотактный мультивибратор называют *одновибратором* (?). Такой термин противоречит смыслу терминов «мультивибратор» и «вибратор» (см. § 10.1, п. 5).

мени, определяет быстродействие мультивибратора

$$F_6 = \frac{1}{T_{\text{разр}}} \quad (11.44)$$

Быстродействие F_6 выражается в герцах (мегагерцах). Так, если $T_{\text{разр}} = 2$ мкс, то $F_6 = 0,5$ МГц (мультивибратор в состоянии выработать не более 500 тыс. импульсов в 1 с).

К ждущему мультивибратору предъявляются требования:

а) мультивибратор должен сохранять свое состояние покоя в реальных условиях эксплуатации, т. е. при дейст-

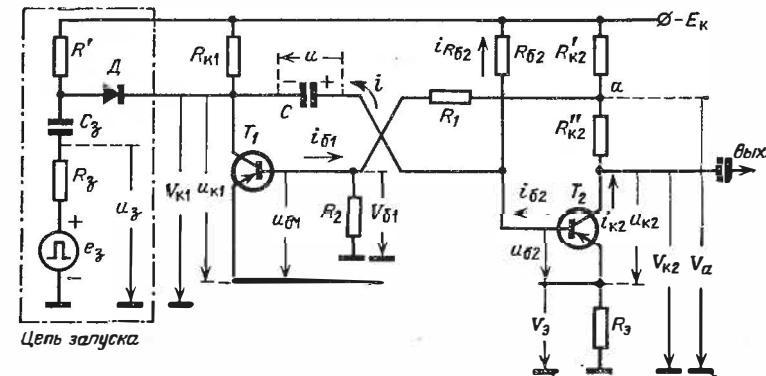


Рис. 12.

ви дестабилизирующих факторов и помеховых импульсов (см. § 8.1, пп. 5 и 6);

б) при каждом воздействии запускающего импульса (надлежащей полярности, высоты и длительности) мультивибратор должен выработать один нормированный импульс напряжения;

в) разрешающее время мультивибратора не должно превышать заданного значения.

4. Принципиальная схема. На рис. 12 изображена схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью, являющаяся одной из лучших схем данного типа. Она содержит почти минимальное число элементов (всего один времязадающий конденсатор C), не требует дополнительного источника смещающего напряжения, позволяет получать небольшое разрешающее время (0,1 мкс и менее), отличается высокой помехоустойчивостью и стабильно работает в широком диапазоне температур. Это достигается выбором надлежащих

параметров схемы при насыщенном режиме работы открытых транзисторов.

Отличительной особенностью данной схемы является то, что в ней предусматривается общая эмиттерная обратная связь (связь по току через общий резистор R_a) между усиленными каскадами мультивибратора и, кроме того, междукаскадные связи через посредство конденсатора C и резистора R_1 . Для использования этой последней связи сопротивление $R_{к2}$ в цепи коллектора T_2 реализуется двумя резисторами ($R_{к2} = R'_{к2} + R''_{к2}$) и посредством делителя напряжения $R_1 - R_2$ часть потенциала V_a точки a подается на базу транзистора T_1^* .

Так как эмиттеры транзисторов не заземлены, то потенциалы баз ($V_{б1}$, $V_{б2}$) и коллекторов ($V_{к1}$, $V_{к2}$) не равны соответствующим базовым и коллекторным напряжениям:

$$u_{б1,2} = V_{б1,2} - V_э; \quad u_{к1,2} = V_{к1,2} - V_э. \quad (11.45)$$

В состоянии покоя транзистор T_2 насыщен ($i_{к2} = I_{кн2}$, $u_{к2} = U_{кн2}$, $i_{б2} = I_{б2}^+$, $u_{б2} = U_{б2}^+$), а транзистор T_1 заперт ($i_{к1} = -i_{б1} = I_{к01}$, $u_{б1} = U_{б1}^- > 0$). Запертое состояние транзистора обусловлено тем, что подаваемый на его базу через делитель $R_1 - R_2$ потенциал $V_{б1п}$ (индексом «п» отмечаются напряжения и потенциалы в состоянии покоя) менее отрицателен, чем потенциал $V_{эп}$ эмиттера. В состоянии покоя конденсатор C заряжен до напряжения

$$U_{п} = E_{к} - |V_{эп}| - |U_{б2}^+| - I_{к01} R_{к1} \cong E_{к} - |V_{эп}|; \quad (11.46)$$

полярность этого напряжения обозначена на схеме (рис. 12).

Параметры схемы устанавливаются таким образом, чтобы при запираии транзистора T_2 запускающим импульсом транзистор T_1 отпирался и насыщался ($i_{к1} = I_{кн1}$, $u_{к1} = U_{кн1}$); запертое состояние транзистора T_2 поддерживается напряжением (рис. 12) $u_{б2} = u_1 + U_{кн1} \cong u_1 > 0$. В таком неустойчивом состоянии мультивибратора происходит релаксационный процесс разряда конденсатора C через резистор $R_{б2}$ и цепь коллектора транзистора T_1 . В течение этого процесса с выхода мультивибратора в нагрузочный элемент передается рабочий импульс напряжения отрицательной полярности, длительность которого определяется в основном постоянной времени $R_{б2}C$. По ме-

*) Данная схема несколько отличается от общеизвестной [12—15, 109—113], но она работает более надежно (см. п. 17).

ре разряда конденсатора C уменьшается запирающее напряжение транзистора T_2 , и почти при полном разряде конденсатора, когда $u_{62} = 0$, транзистор T_2 отпирается, что вызывает запуск транзистора T_1 . После этого в мультивибраторе устанавливается исходное состояние покоя.

Для обеспечения нормальной работы мультивибратора сопротивления резисторов должны удовлетворять неравенствам

$$R_{62} \gg R_{K2} = R'_{K2} + R_{K2}; \quad R_1 \gg R_2; \quad R_{K1} > R_{K2} \gg R_3. \quad (11.47)$$

5. Цепь запуска. В цепи запуска находится запирающий диод D , который благодаря включению резистора R' находится в состоянии покоя практически под нулевым напряжением (более точно, запирающее напряжение диода $|U_D^-| = I_{K01}R_{K1} - |I_D^-|(R_{K1} + R')$, где ток запертого диода $|I_D^-| < I_{K01}$ *). При подаче запускающего импульса от импульсного источника $e_3 > 0$ ток источника через диод D и конденсатор C поступает в основном в базу транзистора T_2 (так как эквивалентное сопротивление $R_{3KB} = R' \parallel R_{K1} \parallel R_{62}$ велико сравнительно с эквивалентным сопротивлением базовой цепи). В результате этого создается отрицательное приращение тока базы $\Delta i_{62} < 0$. Эквивалентная схема для приращений токов, создаваемых действием э. д. с. e_3 , изображена на рис. 13, а, где диод D и насыщенный транзистор T_2 представлены в виде короткозамкнутых элементов. Кроме того, принято во внимание, что емкости C_3 и C (см. рис. 12) обычно настолько велики, что их напряжения мало изменяются в стадии запуска; поэтому конденсаторы C_3 и C можно рассматривать в качестве источников постоянного напряжения. Применяя теорему об эквивалентном генераторе, придем к показанной на рис. 13, б эквивалентной схеме, согласно которой

$$\Delta i_{62} \cong \frac{-e_3}{R_{\Gamma} + r_{6H2} + R_3 \parallel R_{K2}} \cong \frac{-e_3}{R_{\Gamma} + r_{6H2} + R_3}, \quad (11.48)$$

где r_{6H2} — объемное сопротивление насыщенной базы T_2 .

Показанная на рис. 12 схема цепи запуска обычно используется при достаточно большой мощности источника запускающих импульсов, настолько, что

$$|\Delta i_{62}| \geq 2I_{62}^+. \quad (11.48a)$$

* В быстродействующих мультивибраторах вместо резистора включается диод (см. § 14.2, п. 2, рис. 14.3).

В этом случае создается значительный запирающий ток транзистора T_2 .

6. Временные диаграммы процессов в мультивибраторе за один полный цикл (T_p) работы изображены на рис. 14. Левее показанной пунктиром вертикали AA отображены напряжения и токи в состоянии покоя, когда транзистор T_2 открыт и насыщен (рис. 14, $a-e$), а другой транзистор закрыт (рис. 14, $ж, з$).

При подаче в момент t_0 запускающего импульса (рис. 14, a) ток базы $i_{б2} = I_{б2}^+ + \Delta i_{б2}$ становится отрицательным

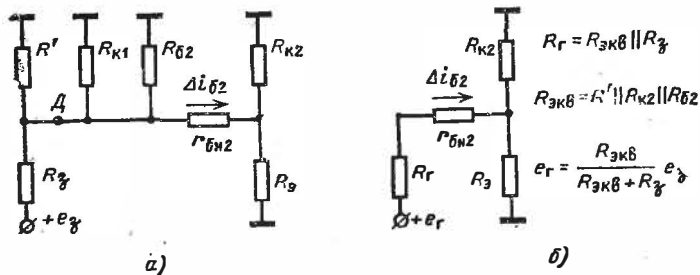


Рис. 13.

(рис. 14, e), и происходит рассасывание заряда базы транзистора T_2 . Включение источника e_3 вызывает также незначительное повышение потенциалов на всех элементах системы, но до выхода транзистора из насыщения состояние мультивибратора практически не меняется; лишь по мере выхода из насыщения транзистора незначительно повышается его базовое напряжение (рис. 14, d). В момент t_1 (рис. 14, $б$, вертикаль BB) транзистор выходит из насыщения и ток $i_{к2}$ начинает уменьшаться. Вследствие этого потенциал V_3 становится менее отрицательным (см. рис. 12), а потенциал V_a и соответственно потенциал $V_{б1}$ становятся более отрицательными, в результате чего в момент t_2 отпирается транзистор T_1 . Тем самым замыкаются цепи положительных обратных связей между усилительными каскадами и в системе начинает развиваться регенеративный процесс (рис. 14, интервал между вертикалями CC и DD). Возникают быстро нарастающие токи $i_{б1}$ и $i_{к1}$; последний в процессе регенерации замыкается в основном через конденсатор C и объемное сопротивление $r_{б2}$ базы (почти минуя резистор $R_{к1} \gg r_{б2}$), в результате чего запирающий ток базы этого транзистора

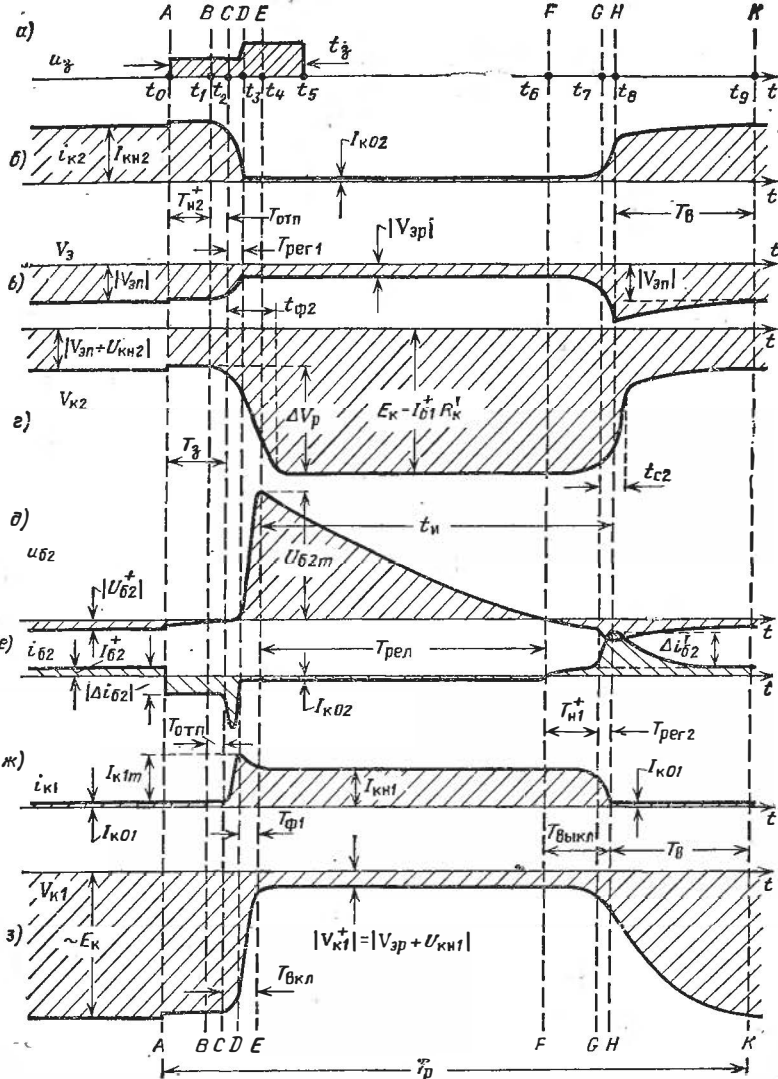


Рис. 14.

сильно возрастает (рис. 14, *в*), способствуя быстрому запи- ранию транзистора T_2 . По указанной выше причине ток $i_{к1}$ в процессе регенерации достигает значительной вели- чины $I_{к1m} > I_{кн1}$ (рис. 14, *ж*). Но так как всегда выпол- няется неравенство $I_{кн2} > I_{кн1}$ (ибо $R_{к1} > R_{к2}$), то воз- никающие в процессе регенерации приращения токов удовлетворяют неравенству $|\Delta i_{к2}| > \Delta i_{к1}$; по этой при- чине напряжение $|V_9|$ падает (рис. 14, *в*). Описанный реге- неративный процесс завершается запирающим транзистора T_2 (рис. 14, *б*). Несмотря на сильное возрастание тока $i_{к1}$ коллекторное напряжение $u_{к1}$ в процессе регенерации ме- няется мало — примерно на величину $|U_{62}^+|$ (см. рис. 12), так как $u_{к1} = -u + u_{62}$, а напряжение на большой емко- сти C — почти не меняется ($u \cong U_{\Pi} = \text{const}$). Соответст- венно и потенциал $V_{к1}$ меняется незначительно — пример- но на величину $|U_{62}^+| + \Delta V_9$. Интенсивное изменение потен- циала $V_{к1}$ начинается в завершающей части процесса ре- генерации (рис. 14, *з*), когда из-за сильного возрастания входного сопротивления транзистора T_2 ток $i_{к1}$ поступает в основном в резистор $R_{к1}$. В момент t_4 (рис. 14, вертикаль EE) одновременно с установлением потенциала $V_{к1} = = V_{к1}^+$ устанавливаются ток $i_{к1} = I_{кн1}$ (рис. 14, *ж*) и на- пряжение $u_{к1} = U_{кн1}$. Но еще до этого из-за повышения потенциала $V_{к1}$ запирается диод D (см. рис. 12), что вызы- вает возрастание напряжения u_9 на выходе источника e_9 (рис. 14, *а*). По мере уменьшения напряжения $|u_{к1}|$ повы- шается напряжение $u_{62} = u - |u_{к1}| \cong U_{\Pi} - |u_{к1}|$ (см. рис. 12), достигающее в момент, близкий к t_4 , максималь- ного значения (рис. 14, *д*)

$$U_{62m} \cong U_{\Pi} - |U_{кн1}|. \quad (11.49)$$

7. После опрокидывания и практического окончания быстрых переходных процессов, вызванных опрокидыва- нием, состояние системы продолжает оставаться неустой- чивым. Это обусловлено сравнительно медленным релак- сационным процессом разряда конденсатора C током $i < 0$ (см. рис. 12); ток i , представляющий собой небольшую часть тока $i_{к1}$, ответвляется в конденсатор и замыкается через резистор R_{62} . По мере разряда конденсатора уменьшается базовое напряжение u_{62} (рис. 14, интервал $EE-FF$). Про- цесс релаксации практически заканчивается в момент t_6 , когда напряжение u_{62} становится равным нулю и входное сопротивление транзистора T_2 резко снижается; соответст-

венно резко уменьшается постоянная времени разряда конденсатора. Вместе с тем возникает нарастающий ток базы $i_{б2} > 0$, который быстро приближается к току $i_{Rб2} \cong \cong (E_k - |V_{эп}|)/R_{б2}$, протекающему через резистор $R_{б2}$ (см. рис. 12). Так как ток $i_{Rб2} = i_{б2} + |i| \cong \text{const}$, то по мере нарастания тока $i_{б2}$ ток $|i|$ снижается до нуля, а напряжение $u_{б2}$ стабилизируется (рис. 14, *д, е*, интервал $FF - GG$). С некоторым запаздыванием относительно тока базы начинает нарастать ток $i_{к2}$, что хотя и приводит к небольшим изменениям ряда величин (рис. 14, *в-з*), но пока транзистор T_1 насыщен эти изменения незначительны. Наиболее существенный в данной стадии процесс — возникновение отрицательного тока базы $i_{б1}$, что вызывается понижением (в алгебраическом смысле) потенциала $V_э$ и, наоборот, повышением потенциала $V_а$ из-за падения напряжения $i_{к2}R'_{к2}$. В результате протекания тока $i_{б1} < 0$ транзистор T_1 в момент t_7 выходит из насыщения.

8. После выхода транзистора T_1 из насыщения восстанавливается условие регенерации и развивается регенеративный процесс, который приводит к обратному опрокидыванию системы (интервал $GG - HH$): запирацию транзистора T_1 и отпирацию другого транзистора. Но хотя начиная с момента t_8 , ток $i_{к1} \cong 0$ (рис. 14, *ж*), тем не менее через резистор $R_{к1}$ протекает ток $i > 0$ (см. рис. 12), восстанавливающий напряжение на конденсаторе C до исходного значения $U_{п}$. Это обуславливает сильное возрастание напряжения $|u_{б2}|$ и тока $i_{б2}$ (рис. 14, *д, е*): к концу процесса регенерации ток $i_{б2} = I_{б2}^+ + \Delta i_{б2}^+ \cong I_{б2}^+ + I_{кк1}$. По мере восстановления напряжения на конденсаторе ослабляется ток i ; вместе с этим все токи и напряжения в системе устанавливаются в течение стадии восстановления (рис. 14, интервал $HH - KK$) к своим исходным значениям, соответствующим состоянию покоя системы.

9. Основные стадии работы ждущего мультивибратора определяют длительность его рабочего такта (см. п. 2):

$$T_p = T_з + T_{имп} + T_в. \quad (11.50)$$

Длительность стадии запуска (рис. 14, *б, г, ж*)

$$T_з = T_{н2}^+ + T_{отп}; \quad (11.51)$$

эта стадия определяет нужную (с 50%-ным запасом) длительность импульса запуска (рис. 14, *а*)

$$t_з \geq 1,5 T_з. \quad (11.52)$$

Длительность стадии формирования импульса (рис. 14, 2)

$$T_{\text{имп}} = T_{\text{вкл}} + T_{\text{рел}} + T_{\text{выкл}}, \quad (11.53)$$

где длительности включения и выключения транзистора T_1 (рис. 14, ж, з)

$$T_{\text{вкл}} = T_{\text{рег 1}} + T_{\text{ф1}}; \quad T_{\text{выкл}} = T_{\text{н1}}^+ + T_{\text{рег 2}}. \quad (11.53a)$$

Активная длительность рабочего импульса

$$t_{\text{и}} \cong T_{\text{рел}} + T_{\text{выкл}} \cong T_{\text{рел}} + T_{\text{н1}}^+ \cong T_{\text{рел}}, \quad (11.54)$$

так как $T_{\text{рег 2}} < T_{\text{н1}}^+ \cong T_{\text{выкл}}$ и обычно $T_{\text{н1}}^+ \ll T_{\text{рел}}$.

Формулы для расчета всех приведенных выше интервалов времени даются в пп. 10 и 11.

Длительность стадии восстановления определяется временем восстановления потенциала $V_{\text{к1}}$ после запираания транзистора T_1 (рис. 14, з). Вместе с этим восстанавливается чувствительность мультивибратора к импульсам запуска, так как до установления стационарного потенциала $V_{\text{к1}} \cong -E_{\text{к}}$ диод D (см. рис. 12) находится под запирающим напряжением $U_{\text{д}}^- = -(E_{\text{к}} + V_{\text{к1}}) < 0$. Длительность восстановления потенциала $V_{\text{к1}}$ равна времени восстановления исходного заряда конденсатора C . Хотя восстановление этого заряда начинается еще в процессе регенерации, но до запираания транзистора T_1 заряд конденсатора сравнительно большой емкости C почти не меняется. Поэтому можно принять, что время достаточно полного восстановления потенциала $V_{\text{к1}}$ (до напряжения $-0,95E_{\text{к}}$) равно трем постоянным времени заряда конденсатора C (см. рис. 12) при запертом транзисторе T_1 и насыщенном транзисторе T_2 , т. е.

$$T_{\text{в}} \cong 3(R_{\text{к1}} + r_{\text{бн2}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{к2}})C \cong 3R_{\text{к1}}C, \quad (11.55)$$

где $r_{\text{бн2}}$ — объемное сопротивление базы насыщенного транзистора T_2 . Длительность стадии восстановления составляет обычно ощутительную часть рабочего такта и при необходимости ее радикального уменьшения прибегают к специальной схеме построения ждущего мультивибратора — к схеме со встроенными эмиттерными повторителями (см. § 11.4, п.3).

10. Кратковременные интервалы работы мультивибратора. Из таких интервалов наибольшую значимость при работе в режиме насыщения ($s > 2$) имеют процессы вывода из насыщения транзисторов.

Длительность вывода из насыщения транзистора T_2 существенно зависит от величины и формы запирающего тока $\Delta i_{\beta 2}$ (рис. 14, е). Обычно емкость C настолько велика (поскольку она определяется длительностью формируемого импульса), что за время $T_{н2}^+$ протекающий через конденсатор C ток $\Delta i_{\beta 2}$ не успевает существенно изменить напряжение u на конденсаторе (см. рис. 12). Еще меньше меняется напряжение на конденсаторе $C_3 > C^*$). Поэтому при прямоугольной форме импульсной э. д. с. e_3 можно полагать, что выражаемый формулой (48) ток $\Delta i_{\beta 2} \cong \text{const}$. В этом случае длительность вывода транзистора T_2 из насыщения выражается формулой (8.69), в которой следует положить $I_{\beta c} = I_{\beta 2}^+ + \Delta i_{\beta 2}$. При выполнении соотношения (48а) длительность $T_{н2}^+ < 0,7\tau_{н2}$, где $\tau_{н2}$ — время жизни неосновных носителей в насыщенной базе T_2 .

Длительность вывода транзистора T_1 из насыщения выражается более сложной формулой, получаемой аналогично формуле (29):

$$\frac{T_{н1}^+}{\tau_{н1}} \cong \left\langle \begin{array}{l} \sqrt{2b\gamma} + (b+1)\gamma/3 \quad (\text{при } \sqrt{2b\gamma} > 3a) \\ \sqrt[3]{6ab\gamma} \left(1 + \frac{\kappa}{12} \sqrt[3]{6ab\gamma}\right) \quad (\text{при } \sqrt{2b\gamma} < 3a) \end{array} \right\rangle, \quad (11.56)$$

где

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{(s-1)\gamma_R I_{RH1}}{sB_1(1+\delta_0)I_{RH2}}; & \kappa &= 1 + \frac{1}{a} \left(1 - \frac{1}{b}\right); \\ \gamma_R &= 1 + \frac{(R_1 \parallel R_2) + r_{\beta H1}}{(R_3 \parallel R_{K1}) + r_2}; & r_2 &= \frac{R'_{K2} R_2}{R_1 + R_2}; \\ a &= \frac{R_{\beta K 2}^+ C}{\tau_{н1}}; & b &= \frac{\Theta_{\beta 2}}{\tau_{н1}}; & \delta_0 &= \frac{|V_{эп} - V_{уп}|}{E_K - |V_{эп}|}; \\ \Theta_{\beta 2} &= \tau_{\beta 2} + R_{K2} [(B_2 + 1)C_{K2} + C_H + C_M/2]; \end{aligned} \quad (11.57)$$

здесь τ_{β} — время жизни неосновных носителей в ненасыщенной базе; $R_{\beta K}^+$ — среднее (интегральное) значение входного сопротивления отпираемого транзистора, выражаемое формулой (8.58); C_K — барьерная емкость коллекторного перехода транзистора; C_H — емкость нагрузочного элемен-

*) В схеме ждущего мультивибратора величина емкости C_3 ограничивается временем $T'_B \cong 3(R'_K + R_3)C_3$ восстановления напряжения на этом конденсаторе. Так как процесс восстановления начинается после выключения э. д. с. запуска, то $T'_B > T_B$, что позволяет применить $C_3 > C$.

та, приключаемого к выходу транзистора T_2 , и C_M — емкость монтажа. Обычно $T_{н1}^+ < \tau_{н1}$.

При определении кратковременного интервала $T_{отп}$ подготовки отпираания транзистора T_1 (рис. 14, б, интервал $BB-CC$) можно считать, что выражаемое формулой (48) приращение тока базы $\Delta i_{\beta 2} \cong \text{const}$ и что создаваемое им приращение тока i_{K2} (после выхода T_2 из насыщения, т. е. при $t' = t - t_1 \geq 0$)

$$\Delta i_{K2} \cong B_2 \Delta i_{\beta 2} (1 - e^{-t' / \Theta_{\beta 2}}) \cong B_2 \Delta i_{\beta 2} t' / \Theta_{\beta 2}.$$

Базовое напряжение запертого транзистора (см. рис. 12)

$$u_{\beta 1} \cong V_a K_2 - V_{\vartheta} \cong \frac{-E_K + i_{K2} R'_{K2}}{R_1 + R_2} R_2 + (i_{K2} + i_{\beta 2}) R_{\vartheta}.$$

Следовательно, приращение базового напряжения, вызываемое приращениями токов i_{K2} и $i_{\beta 2}$,

$$\Delta u_{\beta 1} \cong \Delta i_{K2} R'_{K2} R_2 / (R_1 + R_2) + (\Delta i_{K2} + \Delta i_{\beta 2}) R_{\vartheta}.$$

Подставляя сюда найденное выражение для Δi_{K2} , получим

$$\Delta u_{\beta 1} \cong \Delta i_{\beta 2} \left[R_{\vartheta} + \left(R_{\vartheta} + \frac{R'_{K2} R_2}{R_1 + R_2} \right) B_2 \frac{t'}{\Theta_{\beta 2}} \right].$$

В состоянии покоя $u_{\beta 1} = U_{\beta 1п}^- > 0$, где обычно $U_{\beta 1п}^- \leq 1В$. Следовательно, для отпираания транзистора его базовое напряжение должно получить приращение $\Delta u_{\beta 1} = -U_{\beta 1п}^-$. Полагая в этом случае $t' = T_{отп}$, найдем

$$T_{отп} = \frac{(U_{\beta 1п}^- - \Delta i_{\beta 2} R_{\vartheta}) \Theta_{\beta 2}}{B_2 \Delta i_{\beta 2} [R_{\vartheta} + R'_{K2} R_2 / (R_1 + R_2)]}. \quad (11.58)$$

Длительности фронта и среза рабочего импульса (рис. 14, з)

$$t_{\Phi 2} \cong T_{рег 1} + 2R_{K2} (C_H + C_{K2} + C_M / 2), \quad (11.59)$$

$$t_{c2} \cong T_{рег 2} + R_{K2} (C_H + C_{K2} + C_M / 2). \quad (11.60)$$

Длительность перепада потенциала V_{K1} коллектора отпираемого транзистора (рис. 14, з)

$$T_{\Phi 1} = R_{K1} (C_{K1} + C_{\vartheta 2} + C_{\delta} + C_M / 2), \quad (11.61)$$

где C_{δ} — барьерная емкость запертого диода D , а $C_{\vartheta 2}$ — барьерная емкость эмиттерного перехода запертого транзистора T_2 , которая через посредство конденсатора большой емкости $C \gg C_{\vartheta 2}$ присоединена к коллектору T_1 .

Сравнительно небольшие длительности $t_{\phi 1}$ и t_{c2} обусловлены протеканием соответственно тока $i_{к1} > I_{кн1}$ (рис. 14, ж) и значительного тока $i_{к2}$ (рис. 14, б), которые быстро разряжают паразитные емкости. Более точно эти длительности выражаются формулами, подобными формулам (36)—(36в).

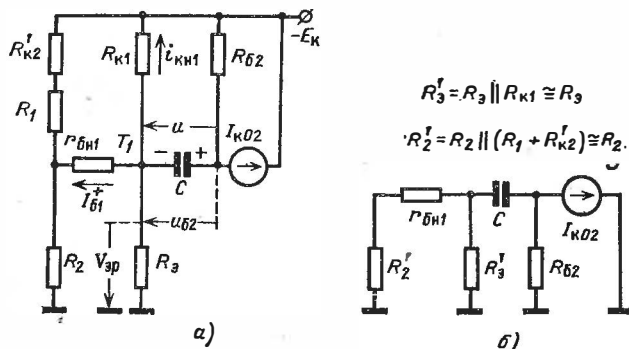


Рис. 15.

Длительности процессов регенерации оцениваются из формулы

$$T_{\text{рег}} \cong (1 \div 2) \sqrt{\frac{[\tau_{б1} + (r_{б2} \parallel R_{к1}) C_{\Sigma 1}] \Theta_{\beta 2}}{B_1 B_2 \gamma_{\beta}}}, \quad (11.62)$$

где $r_{б2}$ — объемное сопротивление ненасыщенной базы T_2 и

$$\gamma_{\beta} = \frac{R_3}{R_3 + r_{б1}}; \quad C_{\Sigma 1} = (B_1 + 1) C_{к1} + C_6 + C_M / 2. \quad (11.63)$$

Величина численного коэффициента в формуле (62) зависит: при прямом опрокидывании — от величины тока запуска $\Delta i_{б2}$; при обратном опрокидывании — от величины тока $i_{к2}$ отпираемого транзистора в момент выхода транзистора T_1 из насыщения (см. § 11.2, п. 8).

11. Длительность стадии релаксации (см. п. 7) составляет основную часть длительности формируемого импульса (рис. 14, з, д).

На рис. 15, а изображена часть схемы мультивибратора (см. рис. 12), элементы которой участвуют в разряде конденсатора C . Здесь насыщенный транзистор T_1 представлен короткозамкнутым элементом, а запертый транзистор — генератором тока $I_{к02}$. На рис. 15, б изображена эквива-

лентная схема для определения постоянной времени цепи разряда конденсатора C (схема получена путем короткого замыкания источника питания). Как видно, постоянная времени цепи

$$\Theta_{\text{рел}} = [R_{\text{б}2} + R'_3 \parallel (R'_2 + r_{\text{б}1})] C \cong R_{\text{б}2} C, \quad (11.64)$$

где приняты во внимание неравенства (47).

Базовое напряжение $u_{\text{б}2} = u + U_{\text{кн}1} \cong u$ практически равно напряжению на конденсаторе. Примем момент $t_4 = 0$, в который $u_{\text{б}2} = U_{\text{б}2m}$ (рис. 14, δ), за начальный, т. е. в соответствии с равенством (49) положим $u_{\text{б}2}(0) = U_{\text{б}2m} = U_{\text{п}} - |U_{\text{кн}1}|^*$. Если бы разряд конденсатора не прерывался отпиранием транзистора T_2 , то при $t = \infty$, когда конденсатор перезарядится и его ток упадет до нуля, напряжение $u_{\text{б}2}$ имело бы значение (рис. 15, a)

$$u_{\text{б}2}(\infty) = -E_{\text{к}} - I_{\text{к}02} R_{\text{б}2} + |V_{\text{эп}}|, \quad (11.65)$$

где

$$|V_{\text{эп}}| = (I_{\text{кн}1} + I_{\text{б}1}^+) R_{\text{э}}. \quad (11.66)$$

В рассматриваемой схеме базовое напряжение изменяется по закону, выражаемому функцией (39) ($\theta_2 = \Theta_{\text{рел}}$). В момент $t = T_{\text{рел}}$ напряжение $u_{\text{б}2} = 0$. Подставляя эти значения в функцию (39) и решая полученное уравнение относительно $T_{\text{рел}}$, найдем

$$T_{\text{рел}} = \Theta_{\text{рел}} \ln(1 - U_{\text{б}2m}/u_{\text{б}2}(\infty)).$$

Подставляя сюда выражение (65) и выражение для $U_{\text{б}2m}$ в соответствии с равенствами (49) и (46), получим

$$T_{\text{рел}} = \Theta_{\text{рел}} \ln \left[1 + \frac{E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}| - U_{\Delta\text{б}} - I_{\text{к}01} R_{\text{к}1}}{E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}| + I_{\text{к}02} R_{\text{б}2}} \right], \quad (11.67)$$

где

$$U_{\Delta\text{б}} = |U_{\text{б}2}^+| + |U_{\text{кн}1}|. \quad (11.68)$$

12. Обеспечение стабильной работы мультивибратора. Учитывая, что $|V_{\text{эп}}| \cong 0,5|V_{\text{эп}}| \ll E_{\text{к}}$, произведем пре-

*) Пренебрегая разрядом конденсатора на интервале $t_4 - t_0$ (рис. 14), мы получим несколько завышенную величину $T_{\text{рел}}$. Это в соответствии с равенством (54) позволяет полагать $t_{\text{и}} \cong \cong T_{\text{рел}} + T_{\text{в}1}^+$.

образование выражения (67), аналогичное выполненному в § 11.2, п. 11; в результате получим:

$$\frac{T_{\text{рел}}}{\theta_{\text{рел}}} \cong \ln 2 \left[1 - \frac{|V_{\text{эп}} - V_{\text{эп}}| + U_{\Delta 6} + I_{\text{к02}} (R_{\text{б2}} + R_{\text{к1}})}{1,4 (E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|)} \right], \quad (11.69)$$

где принято $I_{\text{к01}} R_{\text{к1}} \cong I_{\text{к02}} R_{\text{к1}}$. Из этой формулы видно, что основным источником нестабильности длительности $T_{\text{рел}}$ может явиться непостоянство тока $I_{\text{к02}}$. Поэтому сопротивление $R_{\text{б2}}$ (обычно $R_{\text{б2}} > 2R_{\text{к1}}$) должно удовлетворять соотношению

$$\frac{I_{\text{к02}} (R_{\text{б2}} + R_{\text{к1}})}{1,4 (E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|)} \cong \frac{I_{\text{к02}} R_{\text{б2}}}{E_{\text{к}}} \ll \delta_{I_{\text{к02}}}, \quad (11.70)$$

где допустимая величина $\delta_{I_{\text{к02}}}$ задается техническими условиями (примерно около 0,05).

Для ослабления нестабильности работы мультивибратора, связанной с влиянием «малозначащих» параметров транзисторов, желательно иметь возможно большую величину сопротивлений всех резисторов. Поэтому в соотношении (70) следует выбрать знак равенства, если только при этом не получается чрезмерно малая величина емкости C из формулы (67); желательно, чтобы эта емкость в несколько раз превышала суммарную паразитную емкость схемы.

Величина $V_{\text{эп}}$ существенно влияет на работоспособность схемы. С усилением неравенства $|V_{\text{эп}}| < E_{\text{к}}$ возрастает рабочий перепад потенциала $V_{\text{к2}}$ (рис. 14, з), передаваемый в нагрузку:

$$\Delta V_{\text{р}} = |\Delta V_{\text{к2}}| \cong E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|. \quad (11.71)$$

Но при малой величине $|V_{\text{эп}}|$ процесс вывода транзистора T_1 из насыщения протекает вяло. Поэтому целесообразно установить приемлемое для хорошего развития быстрых процессов значение

$$|V_{\text{эп}}| = \lambda_{\text{э}} E_{\text{к}}, \quad \text{где } \lambda_{\text{э}} \cong 0,3, \quad (11.72)$$

поскольку оно не столь существенно понижает величину $\Delta V_{\text{р}}$.

При $\lambda_{\text{э}} \cong 0,3$ и выполнении равенства (70) длительность $T_{\text{рел}} \cong 0,6 \theta_{\text{рел}} \cong 0,6 R_{\text{б2}} C$. Практически $T_{\text{рел}} \cong t_{\text{и}}$, а раз-

решающее время ждущего мультивибратора (см. п. 3)
 $T_{\text{разр}} \cong t_{\text{и}} + T_{\text{в}} \cong t_{\text{и}} + 3R_{\text{к1}} C$. Отсюда

$$\frac{T_{\text{разр}}}{t_{\text{и}}} \cong 1 + \frac{3R_{\text{к1}} C}{0,6 R_{\text{б2}} C} = 1 + 5 \frac{R_{\text{к1}}}{R_{\text{б2}}}. \quad (11.73)$$

Следовательно, при $T_{\text{разр}} \leq 2t_{\text{и}}$ сопротивление $R_{\text{к1}} < 0,2R_{\text{б2}}$.

Выбор сопротивлений $R_{\text{б2}}$ и $R_{\text{к1}}$ и емкости C соответственно из формул (70), (55) и (67) позволяет удовлетворить основным техническим требованиям к длительности вырабатываемого импульса и к разрешающему времени мультивибратора. Выбор остальных параметров схемы должен быть направлен на обеспечение стабильной работы мультивибратора согласно требованиям, сформулированным в п. 3. Ниже выводятся соотношения, гарантирующие выполнение этих требований.

13. Обеспечение насыщения транзистора T_2 . Найденное из равенства (70) сопротивление $R_{\text{б2}}$ позволяет с учетом соотношения (72) найти ток базы (см. рис. 12)

$$I_{\text{б2}}^{\dagger} = \frac{E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|}{R_{\text{б2}}} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{б2}}} (1 - \lambda_{\text{э}}); \quad (11.74)$$

здесь и в дальнейшем насыщенный транзистор заменяется короткозамкнутым элементом. Установив нужное значение s коэффициента насыщения (см. § 8.2, п. 19), находим согласно приближенной формуле (8.25) ток насыщенного транзистора T_2 из соотношения *)

$$I_{\text{кн2}} \cong \frac{B_2}{s} I_{\text{б2}}^{\dagger} = \frac{B_2 E_{\text{к}}}{s R_{\text{б2}}} (1 - \lambda_{\text{э}}). \quad (11.75)$$

Из выражений (74) и (75) определяется сопротивление

$$R_{\text{э}} = \frac{|V_{\text{эп}}|}{I_{\text{кн2}} + I_{\text{б2}}^{\dagger}} = \frac{B_2 \lambda_{\text{э}} E_{\text{к}}}{(B_2 + s) I_{\text{кн2}}}. \quad (11.76)$$

Выразив потенциал точки a (рис. 12) в состоянии покоя

$$|V_{\text{ап}}| = |V_{\text{эп}}| + I_{\text{кн2}} R_{\text{к2}}'' = \lambda_{\text{э}} E_{\text{к}} + I_{\text{кн2}} R_{\text{к2}}'', \quad (11.77)$$

составим уравнение Кирхгофа для коллекторной цепи T_2 :

$$|V_{\text{ап}}| + R_{\text{к2}}' \left(I_{\text{кн2}} + \frac{|V_{\text{ап}}|}{R_1 + R_2} \right) = E_{\text{к}}.$$

*) Если (при мощной нагрузке) исходным для режима работы транзистора является ток $I_{\text{кн2}}$, то раньше из формулы (75) находится ток $I_{\text{б2}}^{\dagger}$, а затем из формулы (74) — сопротивление $R_{\text{б2}}$.

Подставив сюда выражение (77), получим уравнение, определяющее условие насыщенного состояния транзистора T_2 :

$$(\lambda_{\text{э}} E_{\text{к}} + I_{\text{кн}2} R''_{\text{к}2}) \left(1 + \frac{R'_{\text{к}2}}{R_1 + R_2} \right) + I_{\text{кн}2} R'_{\text{к}2} = E_{\text{к}}. \quad (11.78)$$

14. Обеспечение насыщения транзистора T_1 . Из-за протекания тока $-i$ разряда конденсатора C (см. рис. 12) ток коллектора $i_{\text{к}1} \neq \text{const}$. Но так как $R_{\text{б}2} \gg R_{\text{к}1}$, то $|i| \ll i_{\text{к}1}$. Поэтому при определении тока $I_{\text{кн}1}$ допустимо считать $i = \text{const}$. Для удобства расчета отнесем величину i к конечной части стадии релаксации,

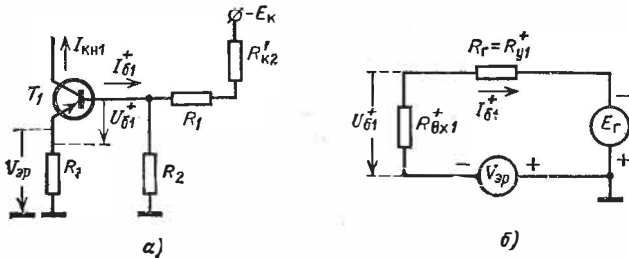


Рис. 16.

когда напряжение на конденсаторе близко к нулю. Тогда, полагая $i_{\text{к}1} = I_{\text{кн}1} \cong \text{const}$, запишем

$$I_{\text{кн}1} \cong \frac{E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|}{R_{\text{к}1}} + \frac{E_{\text{к}} - |V_{\text{эп}}|}{R_{\text{б}2}}, \quad (11.79)$$

где потенциал эмиттера в стадии релаксации

$$|V_{\text{эп}}| = (I_{\text{кн}1} + I_{\text{б}1}^+) R_{\text{э}} \cong I_{\text{кн}1} R_{\text{э}} (1 + s/B_1). \quad (11.80)$$

Подставляя это выражение в формулу (79), найдем

$$I_{\text{кн}1} = \frac{E_{\text{к}}}{(R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{б}2}) + R_{\text{э}}(1 + s/B_1)}. \quad (11.81)$$

Для надежного опрокидывания системы и ускорения этого процесса должно выполняться соотношение $I_{\text{кн}1} \leq 0,5 I_{\text{кн}2}$. При $s/B_1 < 0,05$ это соотношение обычно выполняется. В противном случае следует применить транзистор с более высоким значением коэффициента усиления.

Установим условие стабильности тока $I_{\text{б}1}^+$. Для этого обратимся к выделенной из общей схемы (рис. 12) схеме базовой цепи (рис. 16, а), где ввиду малости сопротивлений $R'_{\text{к}2}$ и $R''_{\text{к}2}$ пренебрежено влиянием тока $I_{\text{к}02}$. Применяя в отношении резисторов $R'_{\text{к}2}$, R_1 и R_2 теорему об эквивалентном генераторе, придем к схеме (рис. 16, б), в которой э. д. с. генератора и его сопротивление (оно

играет роль управляющего сопротивления (сопротивления в цепи базы) выражается формулами

$$E_{\Gamma} = -\frac{R_2 E_K}{R_1 + R_2 + R'_{K2}}; \quad R_{\Gamma} = R_{y1}^+ = R_2 \parallel (R_1 + R'_{K2}).$$

На схеме представлено входное сопротивление $R_{\text{вх}1}^+$ транзистора T_1 , выражаемое формулой (8.58); источник $V_{\text{эп}}$ учитывает падение напряжения на резисторе R_2 в соответствии с формулой (80). Согласно схеме ток базы

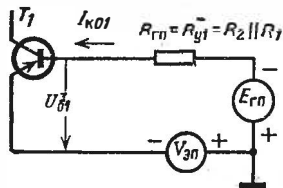


Рис. 17.

$$I_{\text{б}1}^+ = \frac{|E_{\Gamma}| - |V_{\text{эп}}|}{R_{y1}^+ + R_{\text{вх}1}^+} \cong \frac{s}{B_1} I_{\text{кн}1} \quad (11.82)$$

Для обеспечения стабильности этого тока при непостоянстве и не полной определенности величины $R_{\text{вх}1}^+$ надо выполнить соотношение (8.30):

$$R_{\text{вх}1}^+ = \varepsilon^+ R_{y1}^+ \quad (\varepsilon^+ \leq 0,25), \quad (11.83)$$

откуда

$$R_{y1}^+ = R_2 \parallel (R_1 + R'_{K2}) = R_{\text{вх}1}^+ / \varepsilon^+. \quad (11.84)$$

15. Обеспечение запертого состояния транзистора T_1 . Для этого запирающее базовое напряжение должно удовлетворять соотношению $U_{\text{б}1} \geq U_{\text{бг}}$, где напряжение $U_{\text{бг}} \cong (0,1 \div 1)$ В определяется требуемой помехоустойчивостью мультивибратора (см. § 8.2, п. 16). Из приведенной на рис. 12 схемы видно, что $u_{\text{б}1} = V_{\text{б}1} - V_{\text{э}}$, где потенциал $V_{\text{б}1}$ определяется потенциалом $V_a = V_{\text{ап}}$. Применяя теорему об эквивалентном генераторе, придем к показанной на рис. 17 схеме цепи базы транзистора T_1 , где

$$|E_{\Gamma\Gamma}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} |V_{\text{ап}}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (|V_{\text{эп}}| + I_{\text{кн}2} R'_{K2}); \quad (11.85)$$

здесь использована формула (77). Сопротивление $R_{\Gamma\Gamma}$ выполняет роль *управляющего сопротивления* цепи базы. Это сопротивление и величина управляющей э. д. с. выражаются равенствами:

$$R_{y1}^- = R_{\Gamma\Gamma} = R_2 \parallel R_1; \quad E_{y1}^- = |V_{\text{эп}}| - |E_{\Gamma\Gamma}|. \quad (11.86)$$

Для ослабления влияния тока $I_{\text{к}01}$ на состояние покоя схемы должны выполняться равенства (8.22):

$$E_{y1}^- = |V_{\text{эп}}| - (|V_{\text{эп}}| + I_{\text{кн}2} R'_{K2}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{бг}}}{1 - \varepsilon^-} \quad (11.87)$$

$$R_{y1}^- = R_2 \parallel R_1 = \frac{\varepsilon^-}{1 - \varepsilon^-} \frac{U_{\text{бг}}}{I_{\text{к}01 \text{ наиб}}} \quad (\varepsilon^- \leq 0,5). \quad (11.88)$$

16. Определение коэффициентов ε^+ и ε^- . Из сравнения выражений (84) и (86) вытекает, что управляющие сопротивления

в цепи базы открытого и закрытого транзистора T_1 практически одинаковы, так как сопротивление $R_2 \ll R_1$, а $R_1 \gg R'_{к2}$. Имея в виду использовать это обстоятельство только для определения значений ε^+ и ε^- , примем $R_{y1}^+ = R_{y1}^-$. Приравнявая в соответствии с этим правые части равенств (84) и (88), придем к соотношению

$$\frac{\varepsilon^+ \varepsilon^-}{1 - \varepsilon^-} = \gamma, \quad \text{где} \quad \gamma = \frac{R_{вх1}^+ I_{кб1 \text{ наиб}}}{U_{бг}^-}. \quad (11.89)$$

В этом случае коэффициенты ε^+ и ε^- определяются из формулы (8.92) ($\varepsilon^- = \lambda \varepsilon^+$, где $\lambda \cong 2$).

17. Определение параметров схемы. Выше были установлены емкость конденсатора C и сопротивления резисторов $R_{б2}$, $R_{к1}$ и $R_{э}$, а также значения токов ($I_{кн1}$ и $I_{кн2}$) и вспомогательных коэффициентов (ε^+ , ε^- и $\lambda_{э}$). Для определения сопротивлений четырех резисторов (R_1 , R_2 , $R'_{к2}$ и $R''_{к2}$) в нашем распоряжении имеется ровно четыре уравнения: (78), (82), (84) и (87). Хотя эта система уравнений довольно громоздка, но нахождение решения системы не представляет принципиального труда и приводит к следующим результатам:

$$R_2 = \frac{[(R_{к1} \parallel R_{б2}) + R'_{э}] R_{вх1}^+}{\varepsilon^+ (R_{к1} \parallel R_{б2}) - R_{вх1}^+ (1 + \varepsilon^+) s/B_1}, \quad (11.90)$$

$$R_1 = R_2 \frac{R'_{б2} (\lambda_{э} - v_{б1п}) \varepsilon^+ + R_{вх1}^+}{\varepsilon^+ R_2 - R_{вх1}^+} - R'_{б2}, \quad (11.91)$$

$$R'_{к2} = R'_{б2} \left[1 - \frac{(\lambda_{э} - v_{б1п}) \varepsilon^+ R_2}{\varepsilon^+ R_2 - R_{вх1}^+} \right]; \quad (11.92)$$

$$R''_{к2} = R'_{б2} \left[\lambda_{э} \frac{R_1}{R_2} - v_{б1п} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right]. \quad (11.93)$$

В формулах (90)–(93) обозначено:

$$R_{э}' = R_{э} \left(1 + \frac{s}{B_1} \right); \quad R'_{б2} = \frac{sR_{б2}}{B_2 (1 - \lambda_{э})}; \quad v_{б1п} = \frac{U_{бг}^-}{(1 - \varepsilon^-) E_{к}}$$

Установленный из приведенного решения режим работы мультивибратора отличается высокой надежностью и стабильностью в заданном диапазоне рабочих температур при неизбежном в условиях эксплуатации влиянии дестабилизирующих факторов и при действии помеховых импульсов. Если из полученного решения окажется, что $R'_{к2} \ll R_{к2}$, то можно принять $R''_{к2} = R_{к2}$ ($R'_{к2} = 0$), что соответствует общеизвестной схеме [12–15, 109–113]. В более же общем случае рассматриваемая схема работает более надежно, чем общеизвестная схема.

1. На рис. 18 изображена распространенная схема *ждущего мультивибратора с эмиттерной связью, запускаемого от малоомощного источника импульсов $e_в$* . В этом случае импульсы отрицательной полярности воздействуют на базу запертого транзистора T_1 . При его отпирании нарастающий и усиленный ток коллектора $i_{к1}$, поступая через конденсатор C в базу насыщенного транзистора T_2 , выводит его из насыщения, после чего мультивибратор опрокидывается и вырабатывает рабочий импульс напряжения. Эта схема проще приведенной на рис. 12, но она обладает тем недостатком, что при такой схеме в стадии формирования рабочего импульса цепь запуска не отключается от мультивибратора, влияя на его работу. Для ослабления этого влияния осуществляется укорочение запускающих импульсов с помощью конденсатора $C_з$, работающего в режиме укорочения.

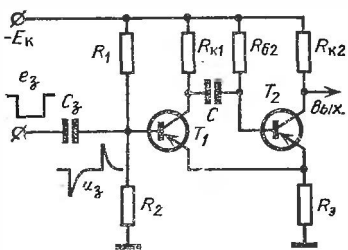


Рис. 18.

Для ослабления этого влияния осуществляется укорочение запускающих импульсов с помощью конденсатора $C_з$, работающего в режиме укорочения. Подробное описание особенностей работы этой схемы приводится в книгах [12, 98] (см. также [109—113]).

2. На рис. 19 изображена схема *мультивибратора с катодной связью, являющаяся ламповым аналогом схемы, приведенной на рис. 18*. Здесь лампа L_1 отпирается укороченным импульсом $u_з$ положительной полярности. При окончании действия э. д. с. запускающих импульсов $e_з$ на входе лампы L_1 возникает укороченный импульс $u_з$ отрицательной полярности. В результате этого на сетку запертой лампы L_2 поступает усиленный импульс положительной полярности, который может вызвать преждевременное отпирание лампы и, следовательно, сокращение стадии релаксации. Для предотвращения этого устанавливается диод D , ограничивающий высоту импульса $u_з$ отрицательной полярности (рис. 19). Особенности работы данного мультивибратора описаны в книге [9], где приводятся также расчетные соотношения по выбору параметров схемы (см. также [4, 5, 12, 13, 114]).

3. При работе мультивибратора по рассмотренным выше схемам (рис. 12, 18, 19) длительность стадии восстановления

составляет существенную часть разрешающего времени. Для уменьшения этой длительности применяется схема мультивибратора с эмиттерным повторителем, который включается между транзисторами T_1 и T_2 мультивибратора (рис. 20). В стадии покоя транзистор T_2 насыщен, транзистор T_1 заперт, и базовое напряжение транзистора T_3 $u_{б3} \cong 0$, причем как и в обычной схеме конденсатор C заряжен до напряжения $U_{п} \cong E_{к} - |V_{эп}|$. В стадии релаксации, когда транзистор T_2 заперт, а транзистор T_1 насыщен, эмиттерный повторитель работает в режиме усиления. В этой

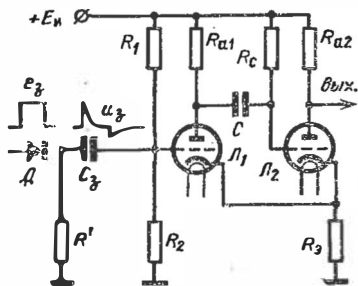


Рис. 19.

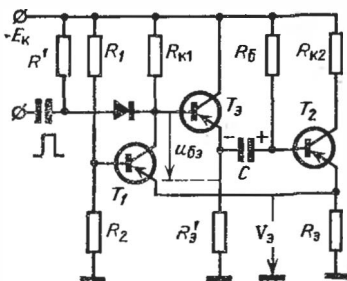


Рис. 20

стадии процесс релаксационного разряда конденсатора почти не отличается от имеющего место в схеме рис. 18 (или рис. 12), так как потенциал эмиттера T_3 почти равен потенциалу коллектора T_1 . После же отпирания транзистора T_2 и запираания транзистора T_1 конденсатор быстро заряжается через малое выходное сопротивление транзистора T_3 и базовую цепь транзистора T_2 . Методика расчета этой схемы приводится в книгах [15, 113].

4. Описание принципа построения, особенностей работы и методов расчета целого ряда других вариантов схем мультивибраторов приводится в книгах [12, 15, 110, 111, 113 и др.]. Методы регулировки длительности рабочих импульсов описаны в справочнике [15], где, кроме того, рассматриваются способы стабилизации длительности рабочих импульсов (см. также [110, 113, 139]).

§ 11.5. ЖДУЩИЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ТРАНЗИСТОРАМИ РАЗНОГО ТИПА ПРОВОДИМОСТИ

1. Назначение. В ждущих мультивибраторах с транзисторами одного типа проводимости один из транзисторов в состоянии покоя отперт. При высокой скважности следования рабочих импульсов энергии, потребляемая мультивибратором в стадии покоя, во много раз превосходит энергию, реализуемую в рабочей стадии. Поэтому применение таких мультивибраторов в микроструктурах на основе интегральной технологии и в некоторых других случаях является крайне неблагоприятным и даже недопустимым. Удачное решение задачи радикального уменьшения средней мощности, потребляемой мультивибратором, достигается путем его построения на транзисторах разного типа проводимости. В таком мультивибраторе оба транзистора в длительном состоянии покоя заперты, и они оба одновременно отпираются лишь в течение кратковременной рабочей стадии [216]*).

2. Принципиальная схема мультивибратора с транзисторами разного типа проводимости изображена на рис. 21. Здесь используются три источника питания: $-E_1$, $-E_2$ и $+E_3$, причем $E_3 \ll E_1$, а напряжение E_2 незначительно (примерно на 1 В) меньше E_1

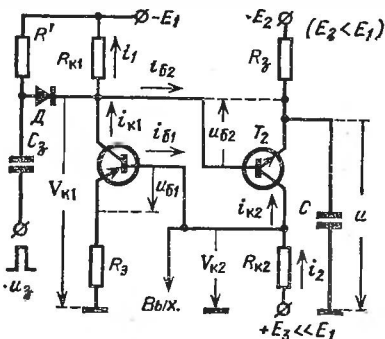


Рис. 21

Практически же можно обойтись двумя источниками, так как напряжение $-E_2$ может быть получено от источника $-E_1$ путем применения делителя напряжения $R_1 - R_2$ (на схеме он не показан); в этом случае $R_3 = R_1 \parallel R_2$ и $E_2 = E_1 R_3 / R_1$, где $R_3 < R_2$. При невысоких же уровнях импульсных помех, действующих в аппаратуре, можно принять $E_3 = 0$. В показанной на рис. 21 схеме C — времязадающий конденсатор; R_{K1} и R_{K2} — резисторы коллекторных цепей; сопротивление $R_3 \gg R_{K2}$ и для надежной работы мультивибратора должно достаточно сильно выполняться неравенство $R_3 > R_{K1}$ (см. п. 5). В цепи запуска используется клапанирующий диод D . Выходной сигнал отрицательной полярности V_{K2} снимается с коллектора транзистора T_2 (типа $n-p-n$).

3. Состояние покоя. В состоянии покоя оба транзистора заперты, и конденсатор C заряжен до напряжения $u = U_{\Pi} = -E_2$. Начальные токи I_{K01} и I_{K02} протекают в направлениях, противоположных показанным на рис. 21. положительным направлениям базовых токов i_{B1} и i_{B2} , причем оба начальных тока протекают через резисторы R_{K1} и R_{K2} . Запертое состояние транзистора T_1 (типа $p-n-p$) поддерживается базовым напряжением $u_{B1} = U_{B1\Pi} = E_3 -$

*) По характеру протекающих процессов данный тип мультивибратора должен быть отнесен к релаксаторам (типа блокинг-генератора), управляемым током (см. § 10.1, п. 6).

$-(I_{K01} + I_{K02})R_{K2} > 0$. Как указывалось, при низком уровне помех можно принять $E_3 = 0$. Тогда, так как сопротивление R_{K2} не велико, $U_{б2п} \cong 0$ (транзистор T_1 незначительно приоткрыт). Запертое состояние транзистора T_2 поддерживается базовым напряжением $u_{б2} = U_{б2п} \cong -(E_1 - E_2) < 0$. В состоянии покоя диод D находится почти под нулевым напряжением: $U_{дп}^- = -(I_{K01} + I_{K02} - I_{д}^-)R_{K2} + I_{д}^- R'$.

4. Рабочая стадия. При подаче запускающего импульса $u_3 > 0$ возникает ток базы $i_{б2} > 0$, и транзистор T_2 отпирается. В кратковременном процессе подготовки отпирания транзистора T_1 , благодаря протеканию тока i_2 через резистор R_{K2} , происходит понижение потенциала базы транзистора T_1 , что вызывает отпирания

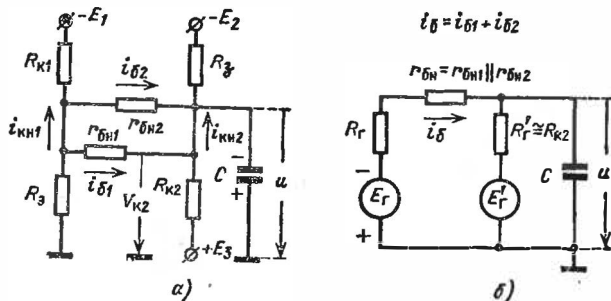


Рис. 22.

этого транзистора и замыкание цепи междукаскадной положительной обратной связи. В результате этого возникает регенеративный процесс, приводящий к быстрому нарастанию коллекторных токов обоих транзисторов, которые почти одновременно входят в насыщение. Последнее обусловлено тем, что в любой момент времени выполняется равенство $u_{к-б.1} = -u_{к-б.2}$.

Процессы в режиме насыщения определяются показанной на рис. 22, а эквивалентной схемой; здесь оба транзистора представлены короткозамкнутыми элементами (в отношении участков «эмиттер — коллектор») и объемными сопротивлениями насыщенных баз. Эта схема преобразуется к более простой схеме (рис. 22, б), в которой э. д. с. эквивалентных генераторов и их внутренние сопротивления выражаются равенствами:

$$E_{Г} = -E_1 \frac{R_3}{R_3 + R_{K1}}; \quad R_{Г} = R_3 \parallel R_{K1}; \quad (11.94)$$

$$E_{Г}' = \frac{E_2 R_3 - E_2 R_{K2}}{R_3 + R_{K2}} \cong 0; \quad R_{Г}' = R_{K2} \parallel R_3 \cong R_{K2}; \quad (11.95)$$

в приближенных равенствах принято во внимание, что $R_3 \gg R_{K2}$ и $E_3 \ll E_1$; на схеме обозначено: $r_{бн} = r_{бн1} \parallel r_{бн2}$.

При насыщенном режиме работы транзисторов протекает релаксационный процесс разряда конденсатора C . Постоянная времени разряда конденсатора

$$\theta = [(R_{Г} + r_{бн}) \parallel R_{Г}'] C \cong (R_3 \parallel R_{K1} \parallel R_{K2}) C, \quad (11.96)$$

где принято во внимание, что $r_{бн} \ll R_T \cong R_3 \parallel R_{к1}$. Базовые токи $i_{б1}$ и $i_{б2}$, а также токи коллекторов $i_{к1} = i_{кн1}$ и $i_{к2} = i_{кн2}$ насыщенных транзисторов в рассматриваемом динамическом процессе не постоянны: они зависят от напряжения u на конденсаторе C и поэтому изменяются с постоянной времени θ . В течение релаксационного процесса формируется рабочий импульс напряжения $u_{вых} = V_{к2}$. Его длительность в основном зависит от постоянной времени θ . Но так как формирование импульса заканчивается почти сразу после выхода транзисторов из насыщения, то длительность

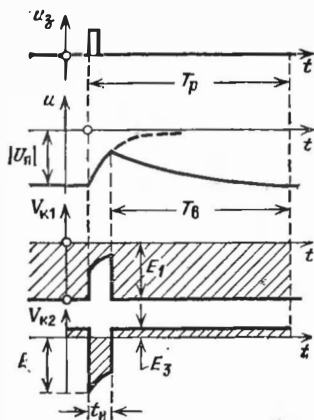


Рис. 23.

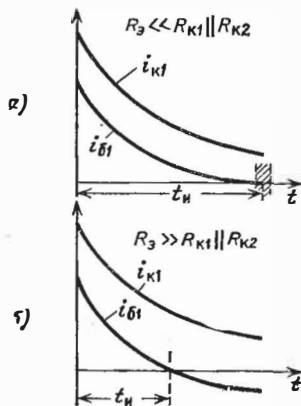


Рис. 24.

t_n существенно зависит от соотношения сопротивлений R_3 и $R_{к1}$, определяющих, как это будет ниже показано, момент выхода транзисторов из насыщения.

По выходе транзисторов из насыщения возникает регенеративный процесс, приводящий к быстрому их запираению. Далее следует стадия восстановления напряжения на конденсаторе C , который в процессе релаксации теряет значительную часть своего исходного заряда. Практически полная длительность стадии восстановления

$$T_B \cong 3R_3 C. \quad (11.97)$$

Длительность рабочего цикла $T_p \cong t_n + T_B$. Временные диаграммы процессов за один рабочий цикл изображены на рис. 23.

5. Выбор режима работы. В стадии релаксации токи баз и коллекторов насыщенных транзисторов снижаются по экспоненциальному закону с постоянной времени θ . Как показало исследование работы данной схемы^{*)}, в зависимости от соотношения сопротивлений R_3 и $R_{к1} \parallel R_{к2}$ возможны два режима работы мультивибратора. При $R_3 \ll R_{к1} \parallel R_{к2}$ (рис. 24, а) установившийся ток базы $i_{б1}(\infty) \cong 0$ (при том, конечно, условии, что процесс релаксации не пре-

^{*)} Теоретическое и экспериментальное исследование мультивибратора выполнено А. И. Коцевым [213]

рывается выходом транзистора из насыщения; аналогично изменяется и ток базы $i_{\text{б}2}(\infty)$. При таком характере процессов выход транзистора из насыщения протекает вяло, так как и ток базы, и ток коллектора снижаются с одной и той же постоянной времени. Момент выхода транзистора из насыщения (в окрестности значения $i_{\text{б}1} = 0$) не фиксируется четко, и из-за влияния дестабилизирующих факторов имеет место большая вариация длительности вырабатываемых импульсов. Наоборот, при $R_{\text{э}} \gg R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{к}2}$ (рис. 24, б) установившийся ток базы $i_{\text{б}1}(\infty) < 0$, что обуславливает большую крутизну изменения тока базы в окрестности точки выхода транзистора из насыщения. Этот режим работы предпочтительнее не только в отношении стабилизации длительности рабочих импульсов, но и в отношении существенного улучшения формы импульсов и возможностей генерации коротких импульсов. Это обусловлено тем, что во втором режиме длительность $t_{\text{н}} < \theta$ и, следовательно, снижение вершины импульса составляет лишь небольшую часть его высоты.

Отмеченные особенности работы мультивибратора можно уяснить из рассмотрения представленных на рис. 21 и 22 схем. Как видно, сразу же после входа транзисторов в насыщение напряжение на конденсаторе $|u| \cong E_2 \cong E_1 > |V_{\text{к}1}|$, причем $u < 0$ и $V_{\text{к}1} < 0$. Поэтому вначале базовые токи $i_{\text{б}1} > 0$ и $i_{\text{б}2} > 0$. Установившееся же значение напряжения на конденсаторе (рис. 22, б)

$$u(\infty) = U_{\infty} \cong E_{\Gamma} \frac{R_{\text{к}2}}{R_{\text{к}2} + R_{\Gamma}}$$

абсолютно мало, что обуславливает протекание обратного тока базы $i_{\text{б}1}(\infty)$ тем большей абсолютной величины, чем больше абсолютная величина $|E_{\Gamma}| \cong E_1 R_{\text{э}} / (R_{\text{э}} + R_{\text{к}1})$. Действительно, из схемы (рис. 22, б) следует, что

$$i_{\text{б}}(\infty) = i_{\text{б}1}(\infty) + i_{\text{б}2}(\infty) = \frac{E_{\Gamma} - E_{\Gamma}'}{R_{\Gamma} + r_{\text{бн}} + R_{\Gamma}'} \cong \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\Gamma}'}$$

Подставляя сюда приближенные выражения E_{Γ} , R_{Γ} и R_{Γ}' из формул (94) и (95), найдем

$$i_{\text{б}}(\infty) = - \frac{E_1}{(R_{\text{к}1} + R_{\text{к}2}) [1 + (R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{к}2}) / R_{\text{э}}]}$$

Следовательно, при $(R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{к}2}) \gg R_{\text{э}}$ сумма базовых токов стремится к малой, близкой к нулю, отрицательной величине; в случае же $R_{\text{э}} \gg (R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{к}2})$ имеем $i_{\text{б}}(\infty) \cong -E_1 / (R_{\text{к}1} + R_{\text{к}2})$.

6. При условии, что постоянная времени θ значительно больше времени жизни носителей в насыщенной базе, длительность генерируемого импульса

$$t_{\text{н}} \cong \theta \ln \frac{E_2 - |U_{\infty}|}{|E_{\Gamma}| - |U_{\infty}|} \quad (11.98)$$

Как видно, уменьшение длительности импульса может быть получено не только уменьшением постоянной времени θ , но и увеличе-

нием разности $|E_{\Gamma}| - |U_{\infty}|$; это достигается при выполнении неравенства $R_{\vartheta} \gg R_{\text{К1}}^*$.

Оптимальные значения сопротивлений резисторов, выбранных с учетом обеспечения малой значимости параметров насыщенных транзисторов, находятся в пределах:

$$R_{\text{К1}} = (200 \div 500) \text{ Ом}; \quad R_{\text{К2}} = (100 \div 500) \text{ Ом}; \quad R_{\vartheta} = (2 \div 5) R_{\text{К1}}.$$

§ 11.6. МУЛЬТИВИБРАТОР С МОСТОВЫМИ ЦЕПЯМИ

1. В рассмотренных до сих пор мультивибраторах использовались RC -времязадающие цепи. Такие цепи обуславливают экспоненциальный закон изменения управляющего напряжения электронного прибора, поддерживающего его запертое состояние. Как указывалось в § 11.1, пп. 13—14, для повышения стабильности частоты автоколебаний мультивибратора следует повышать крутизну изменения управляющего напряжения электронного прибора вблизи порога его отпирания. С этой целью в управляющую

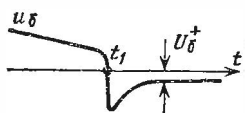


Рис. 25.

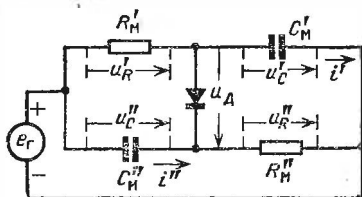


Рис. 26.

цепь электронного прибора вводится отпирющее смещающее напряжение (рис. 11.6). Но и в этом случае крутизна изменения управляющего напряжения недостаточно велика. Было бы желательно, чтобы, например, базовое напряжение запертого транзистора типа $p-n-p$ (рис. 25) скачкообразно проходило бы в некоторый фиксированный момент времени t_1 уровень порогового напряжения. Подобный закон изменения управляющего напряжения можно получить по методу В. А. Ильина [140] путем использования в качестве времязадающей цепи *мостовой цепи (мостового элемента)*.

2. На рис. 26 изображена идеализированная схема мостовой цепи. Она содержит два резистора $R'_M = R''_M =$

* В книге [109] (см. также [15]), где кратко описываются особенности работы мультивибратора рассматриваемого типа, рекомендуется режим работы, при котором $R_{\text{К1}} \gg R_{\vartheta}$, $R_{\text{К2}} \gg R_{\vartheta} = (50 \div 200) \text{ Ом}$. Экспериментальные данные показывают, что такой режим работы хотя и осуществим, но он не позволяет получать импульсы минимальной длительности и, кроме того, неприемлем из-за неудовлетворительной формы и низкой стабильности длительности генерируемых импульсов. Существенное повышение стабильности длительности генерируемых импульсов достигается в схеме мультивибратора с нелинейным четырехполюсником в цепи обратной связи [212].

$\approx R_M$ и два конденсатора $C_M' = C_M'' = C_M$; в диагональ моста включен диод (будем полагать, что $R_D^+ = 0$ и $R_D^- = \infty$). Рассмотрим характер изменения токов $i' = i'' = i$, протекающих через конденсаторы мостовой цепи при подаче на ее вход прямоугольного импульса напряжения от источника $e_T = E_T$ (рис. 27, а), внутреннее сопротивление которого $R_T = 0$.

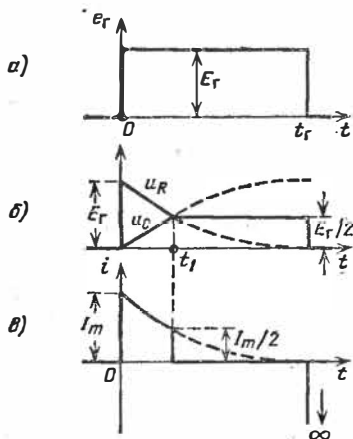


Рис. 27.

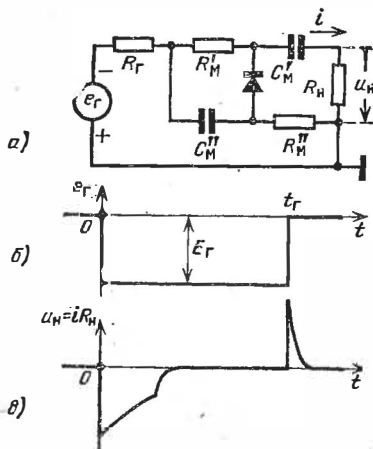


Рис. 28.

При воздействии импульса e_T конденсаторы заряжаются, и напряжения $u_C' = u_C'' = u_C$ и $u_R' = u_R'' = u_R$ изменяются по законам (рис. 27, б)

$$u_C = E_T (1 - e^{-t/\Theta}), \quad u_R = E_T e^{-t/\Theta},$$

где $\Theta = R_M C_M$ и принято, что $u_C(0) = 0$. Из рис. 27 следует, что до момента t_1 диод заперт, так как (рис. 26) $u_D = (E_T - u_R') - (E_T - u_C'') = u_C - u_R < 0$. В момент t_1 , когда выполняется равенство $u_R = u_C = E_T/2$, диод отпирается. Длительность t_1 находится из уравнения

$$E_T (1 - e^{-t_1/\Theta}) = E_T e^{-t_1/\Theta}, \quad \text{откуда } t_1 = (\ln 2) \Theta \cong 0,7 \Theta.$$

После отпираания диода напряжения на всех элементах моста становятся неизменными и одинаковыми (рис. 27, б). Поэтому токи конденсаторов мгновенно падают до нуля (рис. 27, в). Такое состояние сохраняется до момента t_T окончания действия импульса e_T . В этот момент конденсаторы мгновенно разряжаются через диод и источник; в рассматриваемом идеализированном случае ток разряда конденсатора бесконечно велик.

3. На рис. 28, а изображена реальная схема мостовой цепи, включающей, кроме указанных выше элементов, сопротивление

R_H нагрузке и сопротивлению R_T источника. Здесь предполагается, что $e_T < 0$ (рис. 28, б), в соответствии с чем изменено направление включения диода. Сопротивления резисторов ($R'_M = R''_M = R_M$) должны удовлетворять неравенствам

$$R_D^+ \ll R_M \ll R_D^-; R_T \ll R_M \gg R_E. \quad (11.99)$$

При этом условии процессы в реальной мостовой цепи близки к рассмотренным выше. Основное различие состоит в том, что после отпирания диода токи конденсаторов не мгновенно падают до нуля, а в момент окончания действия импульса e_T ток i ограничивается сопротивлениями R_H , R_D^+ и R_T . В соответствии с этим меняется и напряжение $u_H = iR_H$ (рис. 28, в).

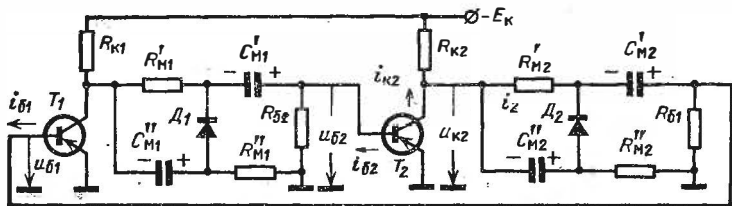


Рис. 29.

4. На рис. 29 изображена схема симметричного мультивибратора с мостовыми цепями (они заменяют коллекторно-базовые времязадающие цепи). Сопротивления $R_{K1} = R_{K2} = R_T$ и сопротивления $R_{B1} = R_{B2} = R_H$ удовлетворяют неравенствам (99). На рис. 30 изображены временные диаграммы процессов в мультивибраторе.

Пусть транзистор T_1 запирается, а другой транзистор отпирается; тогда заряженные до напряжения $\sim E_K/2$ конденсаторы C'_{M2} и C''_{M2} (полярность этих напряжений обозначена на рис. 29) быстро разряжаются током i_2 (этот ток — часть тока i_{K2}), протекающим через конденсатор C'_{M2} , открытый диод D_2 , конденсатор C''_{M2} и резистор R_{B1} (влиянием токов, протекающих через резисторы R'_{M2} и R''_{M2} , здесь можно пренебречь). В результате этого базовое напряжение u_{B1} становится положительным (рис. 30, а) и затем снижается до нуля, что и поддерживает практически закрытое состояние транзистора T_1 .

Перед запирающим транзистора T_1 конденсаторы C'_{M1} и C''_{M1} были почти разряжены; после запирающего транзистора эти конденсаторы при закрытом диоде D_1 медленно заряжаются (их полярность обозначена на рис. 29): конденсатор C'_{M1} заряжается в основном током базы i_{B2} через резисторы R'_{M1} и R_{K1} , а конденсатор C''_{M1} — через резисторы R''_{M1} и R_{K1} . Эти процессы подобны изображенным на рис. 28. По мере нарастания напряжения на конденсаторах уменьшается запирающее напряжение на диоде D_1 , и в момент t_1 , когда напряжения на конденсаторах близки к $\sim E_K/2$, диод D_1

отпирается. Это приводит к резкому уменьшению тока базы $i_{б2}$, что вызывает уменьшение тока $i_{к2}$ и напряжения $u_{к2}$ (рис. 30, в). Но тогда начинается заряд конденсатора $C_{М2}$ через резистор $R_{б1}$ (диод D_2 запирается), что вызывает резкое понижение напряжения $u_{б1}$ (рис. 30, а), приводящее к отпираанию транзистора T_1 . Далее следует процесс медленного заряда конденсаторов $C_{М2}$ и $C_{М1}$, аналогичный описанному выше. По мере заряда этих конденсаторов уменьшается падение напряжения на резисторе $R_{к2}$, что обуславливает медленное понижение напряжения $u_{к2}$ (рис. 30, в) до значения, близкого к $-E_k$. Затем опять транзисторы T_1 и T_2 меняются ролями.

5. Разнообразные применения мостовых цепей в импульсных устройствах регенеративного типа и особенности их работы описываются в работе [140]. Основные расчетные соотношения и указания по техническому расчету подобных схем приводятся в справочнике [15].

Применение мостовых цепей способствует стабилизации частоты автоколебаний мультивибратора*). Но мультивибраторам с мостовыми цепями присущи и некоторые ограничения. Самовозбуждение таких мультивибраторов является жестким (требуется начальное внешнее воздействие для установления автоколебаний); по этой причине они плохо приспособлены для работы в режиме синхронизации (деления частоты). По быстродействию мультивибраторы с мостовыми цепями уступают мультивибраторам обычного типа. В конструктивном отношении мультивибраторы с мостовыми цепями достаточно сложны.

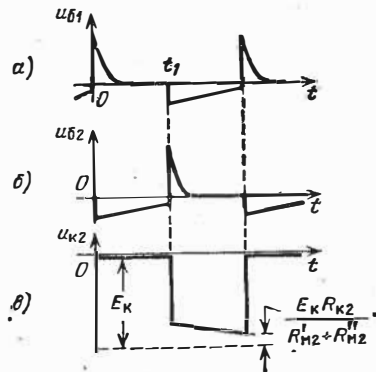


Рис. 30.

§ 11.7. МНОГОФАЗНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

1. При построении многоканальных систем отбора, передачи и преобразования информации возникает необходимость в регенеративных импульсных устройствах (мультивибраторах, триггерах), позволяющих получать последовательность импульсов, сдвинутых во времени и в пространстве. Класс регенеративных импульсных устройств такого типа получил название **многофазных устройств** [141]. Многофазные мультивибраторы, как и обыч-

*) В отношении стабилизации длительности генерируемых импульсов (в ждущем режиме работы) при изменении параметров схемы применение нелинейного четырехполюсника в цепи обратной связи [212] оказывается значительно более эффективным, чем применение мостовых цепей.

ные (двухфазные) мультивибраторы, могут работать в автоколебательном и ждущем режиме, а также в режиме синхронизации.

2. На рис. 31 изображена схема транзисторного многофазного мультивибратора. Многофазный (n -фазный) мультивибратор состоит из n резистивных усилителей с общекаскадной связью посредством резистора R_B и с междукаскадными связями посредством конденсаторов связи C_1, C_2, \dots, C_n . Благодаря общекаскадной связи на выходе каждого каскада формируется последовательность импульсов, сдвинутых во времени (рис. 32). Длительность импульсов определяется соотношением [141]

$$t_{\text{И}} = (R_B + R_K) C \ln (R_K / R_B). \quad (11.100)$$

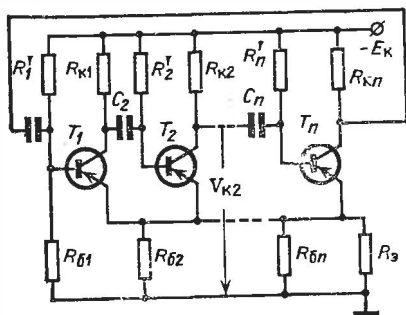


Рис. 31.

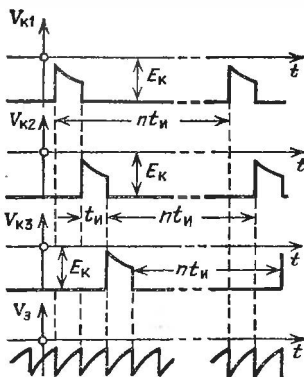


Рис. 32.

При подаче на вход одного из каскадов дополнительного отпирающего напряжения смещения создается *ждущий режим* работы, позволяющий после каждого запуска получать одну последовательность импульсов (своеобразный режим умножения частоты). Многофазные мультивибраторы синхронизируются внешним периодическим напряжением, подаваемым либо в цепь общекаскадной связи (это позволяет одним источником синхронизации задавать длительность каждого импульса многофазной системы), либо в цепь базы каждого из каскадов (это позволяет синфазировать работу многофазной системы с другими устройствами).

3. Временной диапазон транзисторных многофазных мультивибраторов весьма широк: от десятков секунд до ~ 10 нс [142]. Многофазные мультивибраторы не критичны к параметрам транзисторов и величинам питающих напряжений и работают в широком диапазоне температур. Они экономичны по мощности, потребляемой одним каскадом, которая независимо от числа каскадов равна мощности потребления одного каскада. Число схемных элементов на один каскад близко к минимальному (один транзистор, два резистора и один конденсатор). Это обусловило возможность получения экономичных устройств [143] и их внедрение в серийную аппаратуру различного назначения [144].

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

§ 12.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

1. Блокинг-генератор (БГ) — релаксационный генератор импульсов, регенеративный процесс в котором создается однокаскадным усилителем с трансформаторной обратной связью (см. рис. 10.3, а). БГ служит для генерации импульсов длительностью до нескольких наносекунд, повторяющихся с высокой скважностью ($Q_c > 10$); *высокая скважность генерации — отличительная и полезная особенность БГ*. В стадии формирования импульса электронный прибор БГ (в отличие от прибора мультивибратора) работает в сильно перенапряженном режиме (в транзисторном БГ в режиме *динамического насыщения*). Это обстоятельство, во-первых, способствует формированию импульсов с крутыми фронтами и срезами и, во-вторых, обуславливает зависимость длительности формируемых импульсов в основном от соотношения токов в электронного прибора (особенно в транзисторном БГ). *В отношении стабильности частоты автоколебаний БГ уступает мультивибратору*. Поэтому БГ применяются чаще для работы в ждущем режиме и в режиме синхронизации или деления частоты.

2. БГ содержит только один усилитель, что повышает его эксплуатационную надежность. По этой же причине легко регулируются длительность вырабатываемых импульсов и частота их повторения. Однако входящий в устройство трансформатор усложняет конструкцию БГ и затрудняет его микроминиатюризацию. В то же время трансформатор предоставляет ряд возможных применений. Так, легко осуществить электрическую развязку нагрузки от источника питания; снабжая трансформатор несколькими нагрузочными обмотками, можно одновременно получать несколько рабочих импульсов одинаковой или разной полярности и высоты (напряжения импульсов могут быть выше напряжения питания).

3. БГ особенно эффективно используется при работе на мощную нагрузку (при низкой средней мощности электронного прибора). Примечательным свойством является то, что *мощная нагрузка даже улучшает форму рабочих импульсов и несколько стабилизирует работу БГ*. Эти качест-

ва определяют широкое применение БГ в мощных импульсных устройствах, в частности в подмодуляторах и модуляторах высокочастотных импульсных генераторов. В таких устройствах основное применение находят лампы БГ. Отметим также, что из-за технологических трудностей микроминиатюризации импульсных трансформаторов транзисторные БГ применяются в аппаратуре значительно реже, чем транзисторные мультивибраторы.

4. Исследованию БГ посвящено большое число работ многих советских специалистов, создавших стройную теорию и хорошо разработанную методику расчета БГ. Последние результаты выполненных исследований транзисторных БГ освещены в книгах [15, 98, 106, 111, 112], а ламповых БГ — в книгах [15, 106, 145] (см. также [9], где приводится обширная библиография работ, посвященных БГ).

§ 12.2. ЛАМПОВЫЙ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

А. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМЫ БГ

1. На рис. 1 изображена схема БГ, работающего в режиме автоколебаний. В анодной цепи лампы находится первичная обмотка (w_1) трансформатора, осуществляющего

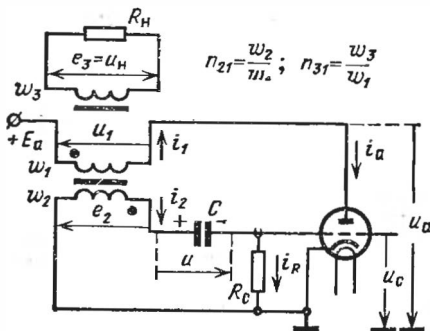


Рис. 1.

через посредство вторичной обмотки (w_2) обратную связь с цепью сетки. В цепь сетки включены конденсатор C и резистор R_c ; они являются *временязадающими элементами* релаксационного процесса, определяющего частоту повторения импульсов. Нагрузочное сопротивление R_n обычно

подключается к нагрязочной обмотке (w_3) трансформатора, что позволяет получать нужную полярность и высоту рабочих импульсов.

В БГ используются импульсные трансформаторы с коэффициентом связи между обмотками, близким к 1. Вследствие этого существует жесткая связь между напряжениями и токами в обмотках трансформатора. Эта связь выражается уравнениями напряжений и токов БГ, которые полезно рассмотреть до изучения процессов в БГ.

2. Уравнения напряжений БГ. Установим положительные направления токов i_1 и i_2 в обмотках трансформатора (рис. 1) совпадающими соответственно с направлениями протекания анодного (i_a) и сеточного (i_c) токов лампы. Положительное направление индуктированной в сеточной обмотке э. д. с. e_2 установим так, чтобы при $e_2 > 0$ сеточное напряжение u_c повышалось. Положительное же направление напряжения u_1 на анодной обмотке установим с учетом условия регенерации (см. § 10.1, п. 5): e_2 и u_1 должны изменяться в противофазе^{*)}. Напряжение u_1 и э. д. с. e_2 и e_3 связаны между собой коэффициентами трансформации:

$$\frac{e_2}{-u_1} = n_{21} = \frac{w_2}{w_1}; \quad \frac{e_3}{-u_1} = n_{31} = \frac{w_3}{w_1}. \quad (12.1)$$

Согласно схеме (рис. 1)

$$-u_1 = E_a - u_a; \quad e_2 = u + u_c; \quad e_3 = u_H. \quad (12.2)$$

Подставляя эти равенства в соотношения (1), получим

$$u + u_c = n_{21}(E_a - u_a); \quad u_H = n_{31}(E_a - u_a). \quad (12.3)$$

Разделив равенства (3) соответственно на n_{21} и n_{31} , получим

$$u' + u'_c = u'_H = E_a - u_a = -u_1, \quad (12.4)$$

где штрихом обозначены приведенные к анодной обмотке значения напряжений ($u' = u/n_{21}$; $u'_c = u_c/n_{21}$; $u'_H = u_H/n_{31}$).

3. Уравнение токов БГ. При жесткой связи между обмотками трансформатора индуктируемые в обмотках э. д. с. создаются единым магнитным потоком Φ , который определяется действием ампервитков в с е х обмоток. При возникновении тока i_1 в анодной (первичной) обмотке токи i_2

^{*)} Будем полагать, что положительное направление отсчета e_3 установлено из условия, чтобы выполнялось $e_3/-u_1 > 0$.

и i_3 , появляющихся в остальных (вторичных) обмотках, всегда направлены так, что они противодействуют изменению потока, создаваемого анодной обмоткой. Поэтому поток Φ пропорционален намагничивающим ампервиткам $i_\mu \omega_1$, которые равны разности ампервитков анодной обмотки и ампервитков всех остальных обмоток: $i_\mu \omega_1 = i_1 \omega_1 - i_2 \omega_2 - - i_3 \omega_3$. Поделив обе части этого равенства на ω_1 , получим выражение *намагничивающего тока*

$$i_\mu = i_1 - n_{21} i_2 - n_{31} i_3. \quad (a)$$

Согласно схеме (рис. 1)

$$i_1 = i_a + i_{\pi 1}; \quad i_2 = i_c + i_R + i_{\pi 2}; \quad i_3 = i_H + i_{\pi 3}, \quad (б)$$

где через $i_{\pi 1}$, $i_{\pi 2}$ и $i_{\pi 3}$ обозначены токи паразитных емкостей обмоток (с учетом емкости нагрузки и междуэлектродных емкостей лампы). Подставляя равенства (б) в выражение (а), получим

$$i_\mu = i_a - n_{21} (i_c + i_R) - n_{31} i_H - (i_{\pi 1} + n_{21} i_{\pi 2} + n_{31} i_{\pi 3}). \quad (в)$$

Обозначим штрихом приведенные к анодной обмотке токи:

$$n_{21} i_c = i'_c; \quad n_{21} i_R = i'_R; \quad n_{31} i_H = i'_H, \quad (12.5)$$

$$(i_{\pi 1} + n_{21} i_{\pi 2} + n_{31} i_{\pi 3}) = i_{\pi 1} + i'_{\pi 2} + i'_{\pi 3} = i'_\pi, \quad (12.5a)$$

где i'_π — суммарный ток паразитных емкостей, приведенный к анодной обмотке. Этот ток выражается через суммарную эквивалентную паразитную емкость C'_π , приведенную к анодной обмотке (способ ее расчета описан в § 12.3, п. 5):

$$i'_\pi = -C'_\pi \frac{du_1}{dt} = -C'_\pi \frac{du_a}{dt}, \quad (12.6)$$

где учтены принятые положительные направления отсчета токов и напряжений (рис. 1). Подставляя равенства (5) и (5a) в формулу (в), получим

$$i_\mu = i_a - i'_c - i'_R - i'_H - i'_\pi. \quad (12.7)$$

Это же равенство, приведенное к виду

$$i_a = i'_c + i'_R + i'_H + i_\mu + i'_\pi, \quad (12.8)$$

называется *уравнением токов БГ*. Из него видно, что анодный ток равен сумме приведенных значений всех токов системы.

4. Эквивалентная схема БГ. В соответствии с теорией трансформатора уравнение токов позволяет привести схему

БГ к эквивалентной схеме (рис. 2). Каждой составляющей анодного тока в уравнении (8) соответствует определенный элемент эквивалентной схемы. $L_{\mu} \cong L_1$ — эквивалентная индуктивность намагничивания трансформатора, через которую протекает только ток i_{μ} ; при жесткой связи между обмотками эта индуктивность равна индуктивности первичной обмотки. Остальные параметры эквивалентной схемы равны приведенным к анодной обмотке значениям параметров реальной схемы:

$$R'_H = \frac{R_H}{n_{31}^2}; \quad C' = n_{21}^2 C; \quad R'_C = \frac{R_C}{n_{21}^2}; \quad r'_{c-k} = \frac{r_{c-k}}{n_{21}^2}, \quad (12.9)$$

где r_{c-k} — сопротивление участка «сетка—катод» лампы. Приведенные значения токов в этих элементах зависят от приведенных значений напряжений, фигурирующих в равенствах (4).

5. Условие регенерации. Положительная обратная связь в БГ создается анодно-сеточными обмотками трансформатора (см. рис. 1). При жесткой связи между обмотками угол сдвига фаз φ_B между e_2 и u_1 равен π . Емкость C конденсатора выбирается настолько большой, что за время регенеративного процесса напряжение на конденсаторе почти не меняется. Поэтому можно считать, что сеточное напряжение u_C меняется в противофазе с напряжением u_1 ($\varphi_K = \pi$). Следовательно, в соответствии с изложенным в § 10.1, п. 5 условие регенерации в БГ выражается формулой (10.4), т. е.

$$Kn_{21} = SR_{\partial} n_{21} > 1, \quad (12.10)$$

где S — крутизна характеристики лампы и, с учетом внутреннего дифференциального сопротивления R_B лампы, эквивалентное сопротивление нагрузки каскада

$$R_{\partial} = R_B \parallel R'_H \parallel r'_{c-k} \parallel R'_C. \quad (12.11)$$

Здесь при отсутствии сеточного тока преобладающая роль принадлежит сопротивлению R_B , а при мощной нагрузке — сопротивлению R'_H . При отсутствии сеточного тока ($r_{c-k} =$

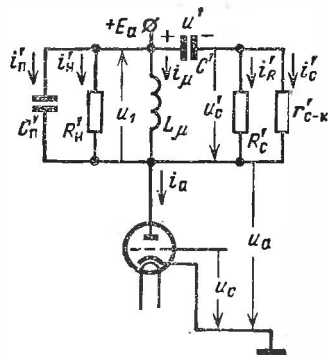


Рис. 2.

$= \infty$) неравенство (10) обычно выполняется с большим запасом. Однако в процессе регенерации положительное сеточное напряжение оказывается настолько большим, что в некоторой стадии этого процесса условие (10) обязательно перестает выполняться как из-за резкого уменьшения крутизны S , так из-за резкого уменьшения сопротивления $r_{c-k} = r_{c-k}^+ \ll R_B$.

Б. ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ ПРОЦЕССОВ В БГ В РЕЖИМЕ АВТОКОЛЕБАНИЙ

6. В течение преобладающей части периода колебаний лампа заперта. Такое состояние поддерживается напряжением u на конденсаторе (полярность этого напряжения, возникшего за время отпертого состояния лампы, указана на рис. 1). Конденсатор значительной емкости C сравнительно медленно разряжается на резистор R_c через сеточную обмотку трансформатора (ее индуктивность L_2 из-за большой постоянной $R_c C \gg L_2/R_c$ практически не оказывает влияния на этот медленный процесс, ввиду чего $u_c = -u$). По мере разряда конденсатора сеточное напряжение медленно повышается (рис. 3, а, б), пока в некоторый момент t_0 оно не достигнет порогового значения $u_c = U_{пор}$.

7. При отпирании лампы протекающий через анодную обмотку ток i_a вызывает нарастание магнитного потока в сердечнике. Сеточная обмотка включена так, что индуктированная в ней нарастающим магнитным потоком э. д. с. e_2 (рис. 3, д) повышает напряжение u_c . Одновременно из-за падения напряжения u_1 на анодной обмотке понижается анодное напряжение u_a (рис. 3, в). Несмотря на это, повышение u_c вызывает более быстрое нарастание анодного тока (так как крутизна S пока велика). При этом появляющиеся в нагрузочных обмотках токи хотя и оказывают размагничивающее действие, но вначале эти токи малы. Поэтому магнитный поток увеличивается с *нарастающей скоростью* и индуктирует еще большую э. д. с. e_2 , еще более повышающую сеточное напряжение, и т. д. Развивающийся регенеративный процесс приводит к опрокидыванию системы, что при отсутствии паразитных емкостей произошло бы мгновенно. Реально же ток i_a и напряжения u_c и u_a изменяются хотя и с большой, но конечной скоростью. В момент, когда сеточное напряжение становится положительным, возникает быстро нарастающий сеточный ток i_c (рис. 3, г), что из-за ограниченного катодного тока лампы вызывает неко-

торое уменьшение анодного тока. Лишь напряжение u на большой емкости C не успевает в течение кратковременного процесса регенерации измениться на заметную величину.

8. По мере роста сеточного тока уменьшается как эквивалентное сопротивление R_a (r_{c-k} падает), так и крутизна S , что приводит к ослаблению условия регенерации (10), и в некоторый момент t'_1 (рис. 3, б) оно перестает выполняться. Можно показать, что именно в этот момент скорости изменения напряжений u_c и $|u_a|$ достигают максимума. Аналогичное явление возникает при колебаниях маятника: его наибольшая линейная скорость достигается в точке, в которой сила, вызывающая ускорение маятника, равна нулю. В рассматриваемом нами процессе это обусловлено влиянием емкостных токов.

Хотя при $t > t'_1$ условие регенерации перестает выполняться, тем не менее сеточное напряжение еще продолжает нарастать. Это объясняется тем, что из-за уменьшения скорости изменения напряжения u_a ослабляется ток $i_{п'}$ паразитных емкостей, оказывающий в данной стадии сильное размагничивающее действие [см. формулу (7)].

Поэтому скорости нарастания намагничивающего тока и магнитного потока еще продолжают повышаться, и, следовательно, э. д. с. e_2 возрастает. Наконец, наступает момент t_1 (рис. 3, вертикаль BB), в который из-за уменьшения емкостного тока до нуля дальнейшее увеличение скорости на-

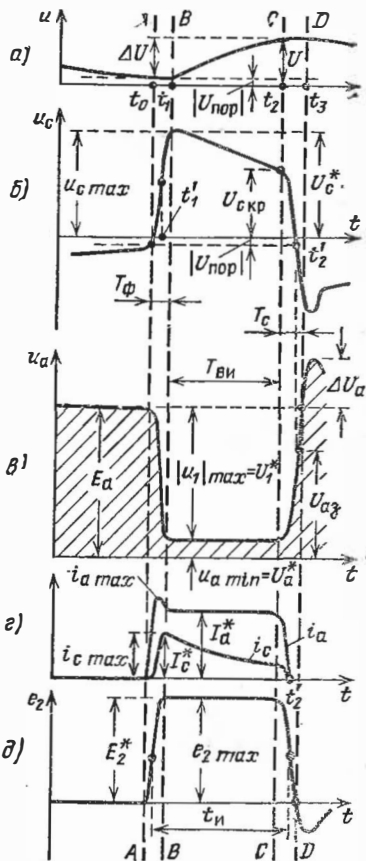


Рис. 3.

растания намагничивающего тока становится невозможным. В этот момент э. д. с. e_2 и напряжения u_c и u_a достигают своих экстремальных значений, что находится в соответствии с равенствами (6).

9. В результате процесса регенерации лампа оказывается в сильно перенапряженном режиме (работает в критической области характеристик), при котором анодный ток слабо зависит от сеточного напряжения. В наступившей стадии работы БГ (в интервале $BB-CC$) условие регенерации не выполняется и быстрые изменения токов и напряжений невозможны. Поэтому емкостные токи в данной стадии пренебрежимо малы ($i'_n \cong 0$). При применении в БГ лампы с отчетливо выраженной линией критического режима работы анодный ток лампы и ее анодное напряжение в данной стадии почти не меняются (рис. 3, в, г). Поэтому и напряжения на обмотках трансформатора u_1 , e_2 и e_3 остаются почти постоянными. Существенно меняются здесь лишь напряжение u на конденсаторе и сеточное напряжение u_c (рис. 3, а, б). Из-за протекания через конденсатор сеточного тока напряжение u повышается, а так как $e_2 = u + u_c \cong \text{const}$, то напряжение u_c понижается. Последнее вызывает понижение сеточного тока (рис. 3, г). Только благодаря этому намагничивающий ток и связанный с ним магнитный поток продолжают нарастать (несмотря на то, что $i_a \cong \text{const}$), но уже не с возрастающей, а примерно с неизменной скоростью, что согласуется с постоянством напряжения $u_1 \cong \text{const}$.

10. По мере уменьшения u_c перенапряженный режим лампы ослабляется, и при некотором критическом значении $u_c = U_{c\text{кр}}$ (рис. 3, б) изображающая точка лампы возвращается в область характеристик, где условие регенерации вновь начинает выполняться. В этот момент (см. вертикаль CC) начинается процесс обратного опрокидывания системы. Здесь уменьшение u_c вызывает уменьшение i_a , что приводит к ослаблению скорости нарастания намагничивающего тока, а затем и к уменьшению этого тока, в результате чего э. д. с. e_2 вначале уменьшается, а затем становится отрицательной (рис. 3, д). Это вызывает быстрое уменьшение напряжения u_c и токов i_a и i_c . Процесс обратного опрокидывания протекает в направлении, противоположном описанному выше, и он завершается запирающим лампу (разрывом цепи обратной связи). При запирающей лампе в обмотках трансформатора индуктируются кратковременные э. д. с., обуславливающие появление выбросов напряжения на всех элементах БГ, кроме конденсатора (рис. 3).

11. Почти одновременно с запиранием лампы начинается медленный разряд конденсатора в сеточной цепи. Этот релаксационный процесс приводит к восстановлению условия регенерации. Так как в процессе генерации рабочего импульса напряжение на конденсаторе повысилось на некоторую величину ΔU (рис. 3, а), то последующее отпирание лампы может произойти спустя такой интервал времени, в течение которого напряжение на конденсаторе снизится на ту же величину. Но з а р я д конденсатора осуществляется через весьма малое сопротивление $r_{c-к}^+$, а р а з р я д — через сопротивление $R_c \gg r_{c-к}^+$. Это обстоятельство обуславливает высокую скважность генерации (грубо: $Q_c \cong \cong R_c/r_{c-к}^+$).

В. ФОРМИРОВАНИЕ ФРОНТА РАБОЧЕГО ИМПУЛЬСА

12. Уравнение напряжений в стадии формирования фронта импульса. Длительность $T_\phi = t_1 - t_0$ (рис. 3, а, б) этой стадии обычно много меньше длительности t_n генерируемого импульса. В этом случае емкость C' и индуктивность L_μ (см. рис. 2) получают относительно настолько большими, что за короткое время T_ϕ накопленная в них энергия не успевает измениться. Поэтому в интервале $t_0 \leq t \leq \leq t_1$ (рис. 3, а)

$$u = u(t) \cong u(t_0) = |U_{\text{пор}}| = \text{const}, \quad (12.12)$$

$$\begin{aligned} i_\mu &= i_\mu(t) \cong i_\mu(t_0) = \\ &= -i'_R(t_0) = n_{21} |U_{\text{пор}}| / R_c = \text{const}, \end{aligned} \quad (12.13)$$

так как перед отпиранием лампы все токи в выражении (7), кроме тока i'_R , равны нулю. Используя равенство (12), представим первое уравнение напряжений (3) в виде

$$u_a = E_a - \frac{u_c + |U_{\text{пор}}|}{n_{21}}, \quad (12.14)$$

откуда

$$\frac{du_a}{dt} = -\frac{1}{n_{21}} \frac{du_c}{dt} \quad \text{и} \quad \Delta u_a = -\frac{\Delta u_c}{n_{21}}. \quad (12.15)$$

Следовательно, в рассматриваемой стадии *любому приращению сеточного напряжения $\Delta u_c > 0$ соответствует определенное, зависящее только от коэффициента трансформации приращение анодного напряжения $\Delta u_a < 0$* . Таким об-

разом, изменения u_c и i_a противоположны, причём скорость изменения $u_c(t)$ пропорциональна скорости изменения $|u_a(t)|$.

13. Динамические характеристики БГ. Уравнение (14), однозначно связывающее напряжения u_c и u_a , позволяет построить введенные А. А. Расплетиным динамические характеристики токов i_a и i_c , выражающие в стадии формирования фронта зависимости этих токов только от анодного напряжения [146].

Пусть статические характеристики лампы известны (рис. 4). Моменту t_0 отпирания лампы соответствует точка

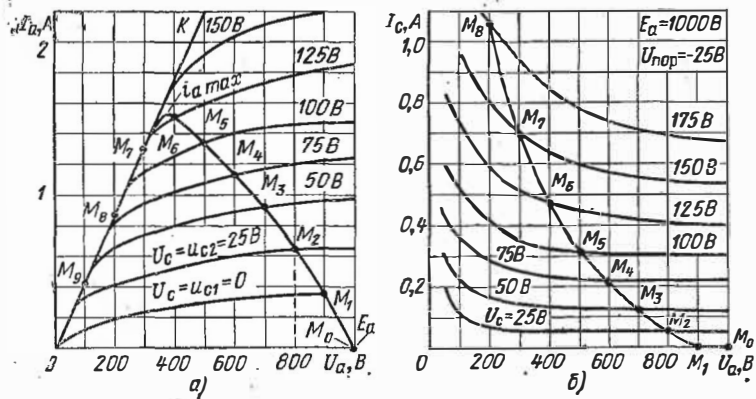


Рис. 4.

M_0 этих характеристик, в которой $u_c = U_{пор}$, $u_a = E_a$, $i_a = 0$, $i_c = 0$. Задавая последовательно возрастающие значения $u_{ci} = U_{пор} + \Delta u_{ci}$ ($i = 1, 2, \dots$), из уравнения (14) находим соответствующие значения Δu_{ai} . Так, например, при $n_{21} = 0,25$, $E_a = 1000$ В и $U_{пор} = -25$ В, задавая значения $u_c = 0$, затем 25 В, 50 В, ..., получим соответственно $u_{ai} = 900$ В, затем 800 В, 700 В, ... Пара значений u_{ci} и u_{ai} определяют точку M_i динамических характеристик $M_0 M_1 M_2 \dots M_9$ анодного и сеточного токов (рис. 4).

Динамическая характеристика сеточного тока (рис. 4, б) с уменьшением u_a монотонно нарастает. Динамическая характеристика анодного тока (рис. 4, а) в линейной области характеристик почти линейна. При приближении же к области критического режима лампы динамическая характеристика изгибается и далее сливается с линией ОК критического режима. Динамические характеристики позволяют

найти значения токов i_a и i_c для любого значения u_a . Из динамической характеристики анодного тока определяется также значение $i_a = i_{a \max}$. Но экстремальные значения $u_{a \min}$ и $u_{c \max}$ остаются пока невыявленными, так как неизвестно предельное положение изображающей точки на характеристике в момент t_1 окончания стадии формирования фронта (см. рис. 3). Для определения такого положения следует обратиться к уравнению токов БГ.

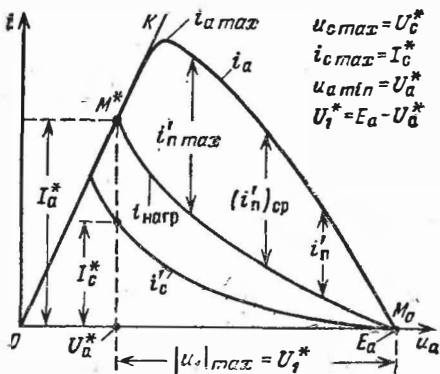


Рис. 5.

14. Нагрузочным током БГ называется сумма приведенных значений токов, входящих в уравнение токов (8):

$$i_{\text{нагр}} = i'_c + i'_n + i'_R + i'_\mu. \quad (12.16)$$

Зависимость этого тока от анодного напряжения называется *динамической характеристикой нагрузочного тока БГ*.

Входящий в сумму (16) ток $i'_c = n_{21} i_c$ легко находится из динамической характеристики сеточного тока (рис. 4, б). Такая перестроенная характеристика представлена на рис. 5. Ток i'_μ выражается формулой (13). Используя формулу (14), выразим ток

$$i'_R = n_{21} i_R = n_{21} \frac{u_c}{R_c} = n_{21} \frac{n_{21} (E_a - u_a) - |U_{\text{пор}}|}{R_c}.$$

Из уравнений (5) и (3) определяется ток

$$i'_B = n_{31} i_B = n_{31} \frac{u_B}{R_B} = n_{31}^2 \frac{E_a - u_a}{R_B}.$$

Подставляя найденные выражения токов в равенство (16), получим динамическую характеристику нагрузочного тока БГ:

$$i_{\text{нагр}} = i'_c + (E_a - u_a) \left(\frac{1}{R'_n} + \frac{1}{R'_c} \right) = F_\partial(u_a), \quad (12.17)$$

где использованы выражения (9). Динамическая характеристика (17) расположена над динамической характеристикой i'_c (рис. 5).

15. Высота рабочего импульса. Учитывая равенство (16), запишем уравнение токов (8) в виде

$$i_a - i_{\text{нагр}} = i'_n = -C'_n \frac{du_a}{dt}, \quad (12.18)$$

где принято во внимание соотношение (6).

Из уравнения (18) видно, что *разность ординат динамических характеристик i_a и $i_{\text{нагр}}$* (рис. 5) *выражает суммарный ток паразитных емкостей системы* (приведенное к анодной обмотке значение).

Из уравнения (18) следует, что при $C'_n = 0$ ток $i_a = i_{\text{нагр}}$. Это равенство выполняется только в точках M_0 и M^* динамических характеристик. Следовательно, система должна скачком перейти из состояния, соответствующего точке M_0 , в состояние, соответствующее точке M^* . Физически такой скачок возможен, так как при отсутствии паразитных емкостей он не приводит к изменению энергии в системе. Такой скачок также и необходим. Действительно, хотя во всех точках динамических характеристик и удовлетворяется уравнение напряжений (14), но в них не удовлетворяется уравнение токов (8).

Практически $C'_n \neq 0$, и система последовательно проходит состояния, соответствующие в с е м точкам динамических характеристик. Уравнение токов удовлетворяется благодаря емкостному току, который в каждый данный момент пропорционален скорости изменения напряжения u_a . Иначе говоря, в *любой момент t возникает такая скорость изменения u_a , при которой определяемый этой скоростью ток i'_n динамически уравнивает токи системы.*

В точке M_0 , где $i'_n = 0$ (рис. 5), $du_a/dt = 0$. С уменьшением u_a скорость $|du_a/dt|$ вначале нарастает и затем достигает максимума; в этот момент $i'_n = i'_n \text{ max}$. Можно показать, что с этого момента условие регенерации перестает выполняться, с чем связано дальнейшее уменьшение скорости $|du_a/dt|$. В точке M^* ток $i'_n = 0$, и, следовательно, в этой

точке напряжений u_a достигается минимума, а величины напряжений на анодной обмотке и на нагрузке — максимума:

$$|u_1| = |u_1|_{\max} = U_1^* = E_a - U_a^*, \quad (12.19)$$

$$|u_H| = |u_H|_{\max} = U_H^* = n_{31} U_1^* = n_{31} (E_a - U_a^*). \quad (12.20)$$

Так как согласно формуле (15) напряжения u_a и u_c достигают своих экстремумов одновременно, то в точке $M^* u_c = u_{c \max} = U_c^*$, и, следовательно, $i_c = i_{c \max} = I_c^*$. Согласно формуле (14)

$$u_{c \max} = U_c^* = n_{21} (E_a - U_a^*) - |U_{\text{пор}}|. \quad (12.21)$$

Будем называть точку M^* *рабочей точкой* и символы всех величин в этой точке обозначать индексом* (рис. 5).

16. Длительность фронта импульса. Длительность стадии $T_\Phi = t_1 - t_0$ (см. рис. 3) равна времени изменения напряжения $|u_1|$ (рис. 5) от значения $|u_1| = E_a - u_a = 0$ до значения U_1^* . Согласно формуле (6) среднее значение скорости изменения этого напряжения и среднее значение тока i'_n связаны равенством $C'_n |du_1/dt|_{\text{ср}} = (i'_n)_{\text{ср}}$. Величину $(i'_n)_{\text{ср}}$ можно найти по данным измерения в 4—5 точках разности $i_a - i_{\text{нагр}} = i'_n$. Отсюда

$$T_\Phi = \frac{U_1^*}{|du_1/dt|_{\text{ср}}} = C'_n \frac{E_a - U_a^*}{(i'_n)_{\text{ср}}}. \quad (12.22)$$

Активная длительность фронта определяется временем изменения напряжения $|u_1|$ в *междецильном* интервале (от $0,1U_1^*$ до $0,9U_1^*$). Можно принять $t_\Phi = 0,8T_\Phi$.

Г. ФОРМИРОВАНИЕ ВЕРШИН РАБОЧЕГО ИМПУЛЬСА

17. Критическое сеточное напряжение. После достижения в момент t_1 значения $u_{c \max} = U_c^*$ (см. рис. 3, б) начинается *стадия формирования вершины импульса* ($T_{\text{вн}}$). Основной процесс в данной стадии (см. рис. 3, а, интервал ВВ—СС) заключается в зарядке сеточным током конденсатора C , повышающим его напряжение u . Соответственно уменьшаются напряжение $u_c = e_2 - u$ и ток i_c . Эта стадия продолжается до достижения сеточным напряжением критического значения $U_{c \text{кр}} < U_c^*$ (см. рис. 3, б), при котором вновь начинает выполняться условие регенерации.

В мощных БГ обычно используются лучевые тетроды, на характеристиках которых отчетливо проявляется линия ОК критического режима (рис. 4—6). Лучевые тетроды

позволяют получить лучшую форму вершины импульса. Линия OK объединяет участки всех характеристик, для которых при заданном u_a напряжение $u_c > U_{c\text{кр}}$ (рис. 6). При $u_c < U_{c\text{кр}}$ изображающая точка попадает в область характеристик, где высокая крутизна S обуславливает возбуждение в БГ регенеративного процесса, приводящего к обратному опрокидыванию БГ. Для указанных на рис. 6 трех значений $u_a (U_{a1}, U_a^*$ и $U_{a2})$ критические сеточные напряжения принимают значения $U_{c\text{кр}1}, U_{c\text{кр}}$ и $U_{c\text{кр}2}$.

18. Форма вершины импульса. В стадии $T_{\text{ви}}$ формирования вершины импульса изображающая точка может перемещаться от точки M^* (рис. 6) по линии OK либо в верх, либо в низ, до достижения соответственно точек M_1 или M_2 , в которых $u_c = U_{c\text{кр}1}$ или $U_{c\text{кр}2}$. Обычно желательно получить плоскую вершину рабочего импульса $u_n = U_n^* = \text{const}$. Для этого изображающая точка должна оставаться в точке M^* в течение всей стадии $T_{\text{ви}}$. Выясним, при каких условиях это достижимо.

В стадии формирования вершины импульса можно полагать, что ток $i'_{\text{п}} = 0$. Тогда уравнение токов (8) принимает вид

$$i_a = i_{\text{нагр}} = i'_n + i'_c + i_\mu + i'_R. \quad (12.23)$$

Но здесь уже нельзя считать $i_\mu = \text{const}$. Под воздействием почти постоянного напряжения $|u_1| = U_1^*$ (см. рис. 3, в) намагничивающий ток (см. рис. 2) нарастает почти по линейному во времени закону

$$i_\mu = i_\mu(t_0) + \Delta i_\mu \cong n_{21} \frac{|U_{\text{пор}}|}{R_c} + \frac{U_1^*}{L_\mu} (t - t_1), \quad (12.24)$$

где использованы формулы (13) и (5.8). Также и ток $i_c \neq \text{const}$ (он уменьшается). Если бы в любой момент выполнялось равенство

$$i'_c + i_\mu = \text{const}, \text{ т. е. } |\Delta i'_c| = \Delta i_\mu, \quad (12.25)$$

то изображающая точка удерживалась бы в точке M^* , так как при показанной на рис. 6 характеристике все остальные

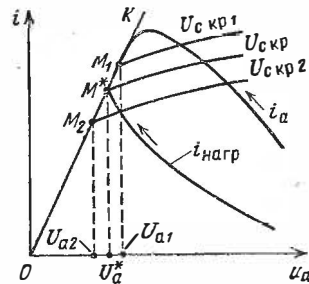


Рис. 6.

токи полностью стабилизированы в точке M^* . Будем такой режим работы называть *уравновешенным*. Добиться строго уравновешенного режима работы невозможно, так как законы изменения токов $i_c(t)$ и $i_\mu(t)$ различны. Но можно добиться выполнения равенства (25) *в среднем*, т. е. в начале стадии $T_{ви}$ (это выполняется по условию) и в конце этой стадии. Для этого согласно формуле (24) достаточно выполнить равенство

$$I'_{с\text{кр}} - I'_{с\text{кр}} = \frac{U_1^*}{L_\mu} T_{ви} = \frac{E_a - U_a^*}{L_\mu} T_{ви}, \quad (12.26)$$

где $I'_{с\text{кр}}$ — приведенное значение сеточного тока, соответствующего напряжению $U_{с\text{кр}}$. Из равенства (26) определяется нужная величина индуктивности намагничивания трансформатора.

19. Из-за разброса характеристик лампы и сердечника на практике неизбежны отклонения от равенства (26). Кроме того, выполнение этого равенства не обеспечивает выполнения равенства (25) в любой момент рабочей стадии. Но благоприятно то, что мощная нагрузка, определяющая значительную величину тока $i'_н$, стабилизирует положение рабочей точки. В самом деле, пусть точка M перемещается в н и з по линии OK (рис. 6). Это вызовет уменьшение тока i_a и напряжения u_a , но вместе с тем приведет к увеличению напряжения $|u_n| = n_{з1}(E_a - u_a)$ и тока $i'_н$. Последнее согласно уравнению (23) противодействует уменьшению тока i_a и таким образом ограничивает движение точки M в н и з. Аналогичное стабилизирующее действие оказывает нагрузка и при перемещении точки M в в е р х.

Для стабилизации величины рабочего импульса желательно работать при возможно большем напряжении питания, допускаемом паспортными данными лампы. Тогда изменение напряжения u_a в окрестности U_a^* будет приводить к относительно меньшему изменению напряжения $|u_n| = n_{з1}(E_a - u_a)$.

20. Кроме уравновешенного режима БГ возможны также:

- режим преобладания сеточного тока ($|\Delta i_c'| > \Delta i_\mu$);
- режим преобладания намагничивающего тока ($\Delta i_\mu > |\Delta i_c'|$).

В режиме преобладания сеточного тока изображающая точка перемещается в н и з от точки M^* (рис. 6), что приводит к подъему вершины рабочего импульса (рис. 7, а). Такой режим может оказаться полезным, например, для коррекции работы импульсного модулятора при использовании БГ в качестве подмодулятора.

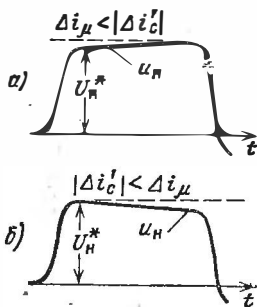


Рис. 7.

В режиме преобладания намагничивающего тока изображающая точка перемещается в верх от точки M^* (см рис. 6), что приводит к возрастанию анодного тока и к нежелательному спаду вершины импульса (рис. 7, б). Чем сильнее проявляется преобладание намагничивающего тока, тем в большей мере длительность импульса определяется не только уменьшением сеточного напряжения, но и возрастанием тока i_{μ} ; когда сильно возросший ток i_{μ} не может быть уравновешен нарастающим током i_a , должно произойти обратное опрокидывание БГ. В частности, возможен такой режим работы, при котором почти сразу после начала стадии $T_{ви}$ из-за насыщения сердечника происходит опрокидывание БГ. При таком режиме удается получать предельно короткие импульсы ($t_{и} < 10$ нс) [147]. За исключением случаев генерации таких импульсов применение данного режима работы нежелательно по ряду причин: понижается стабильность длительности и частоты повторения импульсов, затрудняется регулировка этих величин, искажается форма импульсов, увеличиваются потери энергии в системе.

21. Если на характеристиках лампы не проявляется достаточно четко линия критического режима, то движение изображающей точки в стадии $T_{ви}$ оказывается сложнее описанного выше. В этом случае приходится строить динамическую характеристику БГ, соответствующую процессам в стадии $T_{ви}$, с учетом того, что напряжение на конденсаторе уменьшается [114]. Методика построения таких характеристик была предложена С. Я. Шацем [4, ч. 3] и развита Л. А. Мееровичем [5].

22. Выбор рабочей точки и требования к лампе и трансформатору. В рабочей точке M^* (рис. 6) должно удовлетворяться уравнение баланса мощностей в системе:

$$U_1 I_a^* = U_n I_n^* + E_2^* (I_c^* + I_R^*) + U_1 i_{\mu} (t_0).$$

В левой части уравнения фигурирует мощность, подводимая к первичной обмотке, а в правой части — мощности, передаваемые в нагрузочную и сеточные обмотки, и мощность, определяемая намагничивающим током (см. рис. 2). Пренебрегая этой последней мощностью, а также током $I_R^* \ll I_c^*$, запишем

$$I_a^* (E_a - U_a^*) \cong I_n^* U_n^* + I_c^* (U_c^* + |U_{пор}|), \quad (12.27)$$

где принято во внимание равенство $E_2^* = n_{21} U_1^*$ и равенства (19) и (21). В точке M^* однозначно определяются величины U_c^* , I_a^* и $U_{c\text{ кр}}$. Напряжение же U_c^* , определяющее при выбранном U_a^* ток I_c^* , однозначно не устанавливается выбором рабочей точки; известно лишь, что $U_c^* > U_{c\text{ кр}}$. Уточнение напряжения U_c^* производится из условия обеспечения стабильной работы БГ, для чего желательно выполнение соотношения $U_c^* > 1,5 U_{c\text{ кр}}$. Обычно это достижи-

мо, если выбранный тип лампы удовлетворяет соотношениям [9]:

$$I_a^*(E_a - U_a^*) \geq 1,5 I_n^* U_n^*; \quad U_a^* \leq 0,3 E_a. \quad (12.28)$$

При этом рассеиваемая на аноде лампы мощность $I_a^* U_a^* / Q_c$ (Q_c — скважность) не должна превосходить допустимого значения.

Выбранная рабочая точка (после уточнения напряжения U_c^*) определяет нужные коэффициенты трансформации:

$$n_{31} = \frac{U_n^*}{E_a - U_a^*}; \quad n_{21} = \frac{U_c^* + |U_{\text{пор}}|}{E_a - U_a^*}. \quad (12.29)$$

При применении стандартных трансформаторов (n_{21} и n_{31} фиксированы) значения U_a^* и U_c^* определяются из формул (29).

23. Длительность рабочего импульса $t_{\text{вн}}$ (см. рис. 3, б, д) несколько больше длительности $T_{\text{вн}}$ стадии формирования вершины импульса:

$$t_{\text{вн}} \cong T_{\text{вн}} + 0,5 (T_{\text{ф}} + T_c) \cong 1,1 T_{\text{вн}}, \quad (12.30)$$

где (см. рис. 3, б, в) T_c — длительность *стадии среза* рабочего импульса (см. п. 25). Для определения $T_{\text{вн}}$ рассмотрим процессы в цепи сетки (см. рис. 1) в стадии формирования вершины импульса. Ток, протекающий через конденсатор,

$$i = C du / dt = i_c + i_R \cong i_c. \quad (a)$$

В данной стадии $u + u_c \cong E^*_2 = \text{const}$, откуда $du / dt \cong -du_c / dt$. Подставляя последнее равенство в уравнение (а), получим

$$-C \frac{du_c}{dt} = i_c \quad \text{или} \quad dt = -C \frac{du_c}{i_c}. \quad (б)$$

В течение длительности $T_{\text{вн}} = t_2 - t_1$ (см. рис. 3, а, б) напряжение u_c меняется от значения U_c^* до $U_{c \text{ кр}}$. Интегрируя уравнение (б) в указанных пределах, получим

$$T_{\text{вн}} = t_2 - t_1 = -C \int_{U_c^*}^{U_{c \text{ кр}}} \frac{du_c}{i_c} \cong -C \int_{U_c^*}^{U_{c \text{ кр}}} \frac{du_c}{au_c^2},$$

где принята квадратичная аппроксимация тока $i_c \cong au_c^2$, которая при $u_a = U_a^* = \text{const}$ близка к реальной зависи-

мости. Для уменьшения погрешности аппроксимации установившим коэффициент a из равенства $I_c^* = aU_{c\text{кр}}^{*2}$. Таким образом,

$$T_{\text{вн}} = C \frac{U_c^{*2}}{I_c^*} \left[\frac{1}{u_c} \right]_{i_c^*}^{U_{c\text{кр}}} = C \frac{U_c^*}{I_c^*} \left(\frac{U_c^*}{U_{c\text{кр}}} - 1 \right). \quad (12.31)$$

Собычно $U_{c\text{кр}} \cong (0,4 \div 0,6) U_c^*$, и при приближенных расчетах можно принять $U_c^* \cong 2U_{c\text{кр}}$, откуда

$$T_{\text{вн}} \cong \frac{U_c^*}{I_c^*} C = r_{c\text{-к}}^* C, \quad \text{где } r_{c\text{-к}}^* = \frac{U_c^*}{I_c^*}. \quad (12.32)$$

24. Формула (32) используется для выбора емкости C . Как видно, длительность $T_{\text{вн}}$ пропорциональна C . Это позволяет осуществить регулировку длительности $T_{\text{вн}} \cong t_{\text{н}}$ изменением емкости C . Диапазон регулировки ограничивается сверху насыщением сердечника, а снизу наименьшей допустимой величиной C , которая должна в несколько раз превосходить паразитную емкость БГ. Обычно удается перекрыть примерно десятикратный диапазон длительностей импульса.

Из формулы (31) видно, что с приближением U_c^* к $U_{c\text{кр}}$ нужная для получения заданной длительности импульса емкость C возрастает. Это обстоятельство можно использовать для генерации предельно коротких импульсов (без чрезмерного уменьшения емкости C). Однако ослабление неравенства $U_c^* > 1,5U_{c\text{кр}}$ понижает стабильность работы БГ.

Д. СРЕЗ РАБОЧЕГО ИМПУЛЬСА И СТАДИЯ РЕЛАКСАЦИИ

25. Срез рабочего импульса начинается в момент t_2 (см. рис. 3, б, вертикаль CC), когда сеточное напряжение $u_c = U_{c\text{кр}}$ и начинает развиваться процесс регенерации, приводящий к обратному опрокидыванию БГ. В момент t'_2 лампа запирается (см. рис. 3, б, z) и процесс регенерации прерывается, но срез рабочего импульса завершается позже: в момент t_3 , когда напряжения на обмотках трансформатора (и, следовательно, напряжение $u_{\text{н}}$ рабочего импульса) становятся равными нулю (см. рис. 3, в, д, вертикаль DD). Таким образом, длительность стадии среза $T_c = t_3 - t_2$ (интервал $CC - DD$). К моменту начала стадии среза напряжение на конденсаторе достигает значения (см. рис. 3, а)

$$u = U = |U_{\text{пор}}| + \Delta U, \quad (12.33)$$

где приращение напряжения на конденсаторе за время формирования вершины импульса почти равно изменению сеточного напряжения:

$$\Delta U \cong U_c^* - U_{c \text{ кр}} \quad (12.34)$$

26. В течение кратковременной стадии среза напряжение $u \cong U$ и ток $i_\mu \cong I_\mu$ остаются почти неизменными, где согласно формуле (24)

$$I_\mu = \frac{E_a - U_a^*}{L_\mu} T_{\text{ви}} \cong \frac{E_a - U_a^*}{L_\mu} t_{\text{к}} \quad (12.34 \text{ а})$$

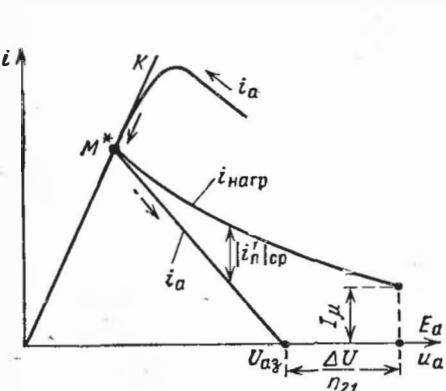


Рис. 8.

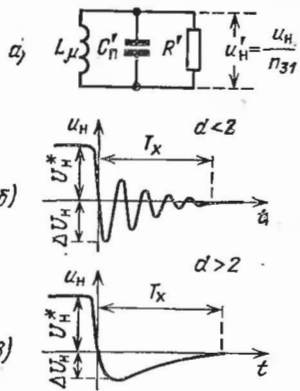


Рис. 9.

Поэтому и в стадии среза, используя равенство (14), в котором надо заменить $|U_{\text{пор}}|$ на U , можно построить динамические характеристики анодного и нагрузочного тока; последний выражается формулой (16). Динамические характеристики начинаются в окрестности точки M^* (см. рис. 6); в частности, они могут начинаться и в точке M^* (рис. 8). В стадии среза динамическая характеристика анодного тока проходит ниже характеристики нагрузочного тока. Разность $i_a - i_{\text{нагр}} = i'_п < 0$ выражает приведенное значение тока суммарной паразитной емкости (здесь он протекает в направлении, противоположном протеканию тока $i'_п$ при формировании фронта импульса). Так как к началу стадии среза напряжение $u_c < U_c^*$ на величину ΔU , то в соответствии с соотношением (15) запираение лампы произойдет при напряжении $u_a = U_{a3} \cong E_a - \Delta U / n_{21}$ (рис. 8). В момент окончания стадии среза ($u_a = E_a$) нагрузочный ток $i_{\text{нагр}} \cong I_\mu$. Длительность стадии среза выражается формулой, аналогичной формуле (22): $T_c = C'_п (E_a - U_a^*) / |i'_п|_{\text{ср}}$. Активная длительность среза $t_c \cong 0,8 T_c$.

27. Послеимпульсные колебания и выброс напряжения. По окончании стадии среза на хвостовой части рабочего импульса (рис. 9) возникает кратковременный переходный процесс, который

вызывается процессом рассеяния энергии, запасенной в сердечнике трансформатора. Анализ этого процесса производится на основе эквивалентной схемы (рис. 9, а), в которой сопротивление $R' = R_H \parallel R'_c \parallel R_{ж}$, где $R_{ж}$ — сопротивление потерь в сердечнике [9, 42]. Если коэффициент затухания $d = \rho/R' < 2$ ($\rho^2 = L_\mu/C_n$), то на хвостовой части импульса возникают колебания (рис. 9, б), затухающие практически до нуля в течение времени $T_x \cong 3R'_C n$; если $d > 2$, то процесс носит аperiodический характер (рис. 9, в) и $T_x \cong 3L_\mu/R'$.

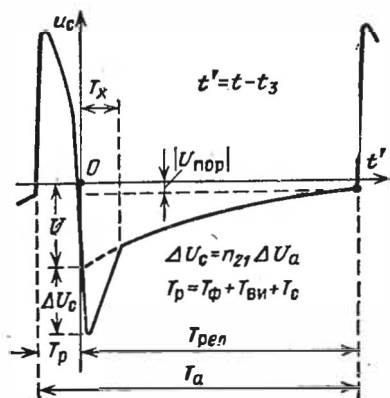


Рис. 10.

Послеимпульсный переходный процесс вызывает возникновение выбросов напряжения ΔU_a (см. рис. 3, в), $\Delta U_H = n_{31} \Delta U_a$ (рис. 9) и ΔU_c (см. рис. 10). При $d < 2$ выброс напряжения $\Delta U_a \cong I_\mu \rho$; при $d > 2$ выброс $\Delta U_a \cong I_\mu R'$. Выброс напряжения значительной величины (он может привести к пробое лампы БГ) возникает при высокоомной нагрузке R_H или при вентильном характере ее (когда на полярности, противоположной рабочей, сопротивление R_H резко возрастает). Для понижения величины выброса напря-

жения параллельно одной из обмоток трансформатора включается резистор R_Γ (иногда последовательно с диодом, отпирающимся на нерабочей полярности [42]), причем его сопротивление подбирается из условия установления критического режима работы цепи ($d = 2$). В этом случае $\Delta U_a = 2I_\mu R_{экв}/e$, где $R_{экв} = R_\Gamma \parallel R'$.

28. Стадия релаксации — наиболее длительная стадия работы БГ. Основной процесс в этой стадии — медленный разряд конденсатора C на большое сопротивление R_c (см. п. 6). Разряд конденсатора начинается в момент, близкий к t_3 (см. рис. 3, а, б), когда напряжения на обмотках трансформатора равны нулю, а сеточное напряжение $u_c = -U$. Принимая этот момент за начальный (рис. 10), представим закон изменения напряжения на конденсаторе в виде

$$u = u(t') = Ue^{-t'/R_c C} \quad (t' = t - t_3). \quad (12.35)$$

Длительность стадии релаксации определяется моментом $t' = T_{рел}$ (момент отпирания лампы), в который $u = -u_c = |U_{пср}|$. Подставляя эти значения в функцию

(35) и решая полученное уравнение относительно $T_{\text{рел}}$, найдем

$$T_{\text{рел}} = R_c C \ln \frac{U}{|U_{\text{пор}}|} = R_c C \ln \left(1 + \frac{U_{c^*} - U_{c \text{кр}}}{|U_{\text{пор}}|} \right), \quad (12.36)$$

где приняты во внимание равенства (33) и (34). Ориентировочно, $T_{\text{рел}} \cong (0,7 \div 1,5) R_c C$.

29. Период автоколебаний (рис. 3 и 10)

$$T_a = T_{\text{рел}} + T_p \cong T_{\text{рел}} + t_{\text{и}}, \quad (12.37)$$

где длительность *рабочей стадии* (длительность отпертого состояния лампы)

$$T_p = T_{\phi} + T_{\text{ви}} + T_c \cong t_{\text{и}}.$$

Из формулы (36) следует, что длительность $T_{\text{рел}}$ существенно зависит от нестабильности разности напряжений $U_{c^*} - U_{c \text{кр}} \cong \Delta U$. Этим объясняется низкая стабильность частоты автоколебаний БГ. Уход частоты автоколебаний из-за изменения напряжения питания на 10% достигает здесь (3 ÷ 7)%, а при смене лампы — до (7 ÷ 15)%.

§ 12.3. ВАРИАНТЫ СХЕМ ЛАМПОВЫХ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

1. **Схема с отпирающим напряжением смещения.** Для снижения нестабильности частоты автоколебаний БГ, вызываемой сменой лампы, целесообразно ввести в цепь сетки положительное смещающее напряжение E_a . Для этого резистор R_c подключается не между сеткой и катодом лампы, как это показано на рис. 1, а между сеткой и анодом лампы. Аналогично описанному в § 11.1, п. 14 (см. рис. 11.6), переключение резистора R_c практически не отражается на работе БГ в рабочей стадии (при отпертой лампе). В стадии же релаксации конденсатор стремится перезарядиться от значения $u = U$, выражаемого формулой (33), до $u(\infty) = -E_a$. В соответствии с этим сеточное напряжение должно меняться от значения $u_c = -U$ до $u_c(\infty) = E_a$ по закону

$$u_c = u_c(t') = E_a - (E_a + U) e^{-t'/R_c C}. \quad (12.38)$$

Длительность стадии релаксации определяется моментом $t' = T_{\text{рел}}$, в который напряжение $u_c = -|U_{\text{пор}}|$. Под-

ставляя эти значения в функцию (38) и решая полученное уравнение относительно $T_{\text{рел}}$, найдем

$$T_{\text{рел}} = R_c C \ln \frac{E_a + U}{E_a + |U_{\text{пор}}|} = R_c C \ln \left(1 + \frac{U_c^* - U_{c \text{ кр}}}{E_a + |U_{\text{пор}}|} \right), \quad (12.39)$$

где приняты во внимание равенства (33) и (34).

Из сравнения формул (36) и (39) видно, что в рассматриваемой здесь схеме существенно ослаблено влияние неустойчивости величины $|U_{\text{пор}}| \ll E_a$. Однако влияние неустойчивости $\Delta U = U_c^* - U_{c \text{ кр}}$ сохранилось и даже усилилось, так как в формуле (39) под знаком логарифма стоит меньшая величина, чем в формуле (36) (см. § 11.1, п. 12). Поэтому уход частоты, обусловленный изменением питающего напряжения, при данной схеме снижается мало, а в некоторых случаях согласно опытным данным даже повышается. Уход же частоты, вызванный сменой лампы, снижается примерно до $(4 \div 10)\%$.

Определяемая законом (38) длительность $T_{\text{рел}}$ в несколько раз меньше постоянной времени $R_c C$. Поэтому часто целесообразно, разложив экспоненциальный множитель в ряд, использовать только два первых члена ряда, откуда

$$u_c = u_c(t') = -U + (E_a + U)t' / R_c C. \quad (12.40)$$

Таким образом, в интервале $0 \leq t' \leq T_{\text{рел}}$ закон $u_c(t')$ близок к линейному.

2. БГ с колебательным контуром. Высокой стабильностью частоты обладает БГ, в цепь катода которого включен колебательный контур, настроенный на частоту автоколебаний, и фиксирующий диод [3, 15] (неустойчивость частоты не превышает 1%). Однако конструкция такого БГ при $F_a < 5$ кГц громоздка. Более проста схема БГ с колебательным контуром (рис. 11, а), настроенным на частоту F_K , кратную частоте F_a автоколебаний:

$$F_K = \frac{1}{T_K} \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K C_K}} = m F_a, \quad \text{где } m \cong 5 \div 10. \quad (12.41)$$

Процессы в рабочей стадии такого БГ мало отличаются от процессов в БГ при обычной схеме. Действительно, так как большая емкость $C_K = (5 \div 10)C$ шунтируется большой индуктивностью L_K , то за малое время рабочей стадии ток в индуктивности не успевает нарасти до существенной ве-

личины. Поэтому в этой стадии можно полагать $L_K \cong \infty$, а конденсаторы C и C_K как бы соединенными последовательно (они образуют времязадающий элемент системы). Процессы в стадии релаксации иллюстрируются временной диаграммой изменения сеточного напряжения (рис. 11, б). По внешнему виду эти процессы схожи с процессами в БГ, работающем в режиме деления частоты (см. гл. 13, п. 6). Однако в закономерностях обоих процессов имеется существенное различие. Как показало теоретическое и экспери-

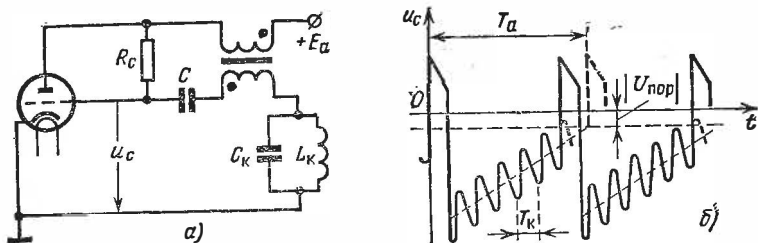


Рис. 11.

ментальное исследование, проведенное В. Т. Горяиновым [9], наилучший режим работы достигается при

$$m = \frac{F_a}{F_K} \approx \frac{2\pi \sqrt{L_K C_K}}{T_a} = \frac{Q^2 C}{35 C_K}, \quad (12.42)$$

где Q — добротность колебательного контура (с учетом всех активных элементов системы при запертой лампе). При выполнении соотношения (42) нестабильность частоты снижается в 3—5 раз.

3. БГ с времязадающей искусственной линией. Длительность рабочих импульсов, вырабатываемых БГ, также оказывается нестабильной. При изменении питающего напряжения на 10% длительность импульсов меняется примерно на 10%, а при смене лампы — до 50%. Радикальное устранение этой нестабильности достигается при замене конденсатора времязадающим элементом в виде искусственной линии (рис. 12, а). Одновременно заметно снижается и нестабильность частоты автоколебаний.

В медленной стадии релаксации линия ведет себя как сосредоточенная емкость $C = kC_{я}$, где k — число звеньев линии. Основное различие в работе БГ проявляется в рабочей стадии. Для уяснения сущности протекающих здесь

процессом будем, ради простоты, полагать, что в цепь сетки включен отрезок однородной разомкнутой линии.

Пусть в результате разряда емкостей линии (в стадии релаксации) напряжение на линии снизилось до значения $u(0) = |U_{\text{пор}}|$, а сеточное напряжение повысилось до значения $u_c(0) = -u(0)$ (рис. 12, б). В этот момент лампа отпирается и в системе развивается регенеративный процесс. Под воздействием индуктированной в сеточной обмотке э. д. с. $e_2 = u + u_c$ (рис. 12, а) вдоль линии начинается рас-

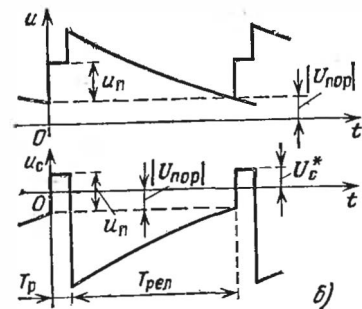
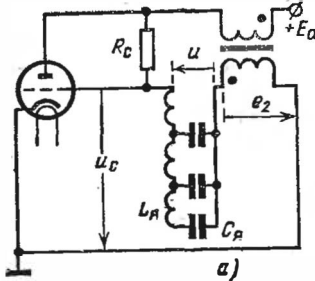


Рис. 12.

пространяться п р я м а я волна напряжения u_n . До прихода отраженной от разомкнутого конца линии о б р а т н о й волны u_0 линия эквивалентна активному сопротивлению, равному ее волновому сопротивлению W . Как показал анализ [51], наибольшая стабильность работы БГ достигается при равенстве $W = r_{c-к}^* = U_c^*/I_c^*$ (см. § 12.2, п. 23). В этом случае напряжение $u_n = 0,5e_2$, а напряжения на входе линии и на сетке (рис. 12, б) выражаются равенствами

$$u = u(0) + u_n = |U_{\text{пор}}| + e_2/2; \quad u_c = -|U_{\text{пор}}| + e_2/2 = U_c^*.$$

При этом сеточное напряжение U_c^* оказывается настолько большим, что условие регенерации перестает выполняться. Поэтому напряжения на всех элементах БГ (u_c, u_a, u_1, u) стабилизируются. Такое состояние длится до прихода ко входу линии обратной волны напряжения $u_0 = u_n$, отраженной от разомкнутого конца линии. В этот момент напряжение на входе линии скачком повышается до значения $|U_{\text{пор}}| + u_n + u_0 = |U_{\text{пор}}| + e_2$, в результате чего сеточное напряжение снижается до значения $e_2 - u = -$

— $|U_{\text{пор}}|$. В процессе этого процесса снижающаяся изображающая точка попадает в линейную область характеристик лампы, где условие регенерации выполняется. Происходит обратное опрокидывание БГ и лампа быстро запирается (рис. 12, б). Таким образом, *длительность рабочей стадии равна времени двойного пробега волной напряжения вдоль линии*. Применительно к искусственной линии

$$T_p \cong t_n \cong 2,2k \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}} = 2,2 \sqrt{LC}. \quad (12.43)$$

Эта формула совместно с формулой согласования сопротивлений ($r_{\text{с-к}}^* = W = \sqrt{L/C}$) позволяет определить емкость $C = kC_{\text{я}}$ и индуктивность $L = kL_{\text{я}}$ искусственной

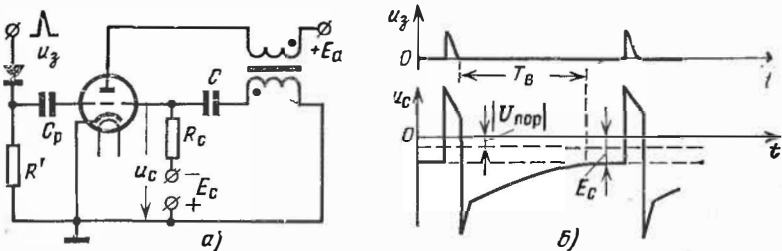


Рис. 13.

линии. Обычно число звеньев линии $k = 2 \div 4$. Замена конденсатора искусственной линией приводит к уменьшению мощности, реализуемой в нагрузке, примерно в $1,5 \div 2$ раза. Поэтому применение конструктивно более сложной схемы БГ с искусственной линией можно рекомендовать в случаях, когда важно стабилизировать длительность импульсов и частоту их повторения.

4. Ждущий БГ находит широкое применение в качестве подмодулятора (или модулятора) в устройствах импульсной модуляции генераторов высокой частоты, а также при ряде других применений. Для создания ждущего режима БГ в цепь сетки лампы вводится отрицательное смещающее напряжение $-E_c$, где $E_c > |U_{\text{пор}}|$ (рис. 13, а). Благодаря этому БГ приобретает одно устойчивое состояние равновесия (п о к о я), соответствующее запертой лампе, при котором сеточное напряжение $u_c = U_{\text{сп}} = -E_c$ (рис. 13, б). При подаче на сетку лампы запускающего импульса $u_3 > 0$ (импульс подается через разделительный конденсатор и клапанирующий диод) лампа отпирается и генерируется один

рабочий импульс, после чего БГ возвращается к исходному состоянию покоя. Длительность *стадии восстановления* исходного состояния $T_{\text{в}} = T_{\text{рел}} \cong 3R_c C$ (в течение этого времени БГ малочувствителен к импульсам запуска). Частота повторения импульсов запуска должна удовлетворять соотношению $F_{\text{п}} \leq 1/(3R_c C)$.

5. Паразитная емкость БГ образуется в основном междуобмоточными емкостями трансформатора [42, 51] и емкостью $C_{\text{н}}$ на грузки. Приведенные (*динамические*) значения этих емкостей находятся с учетом энергии, запасаемой в емкостях, которая пропорциональна к в а д р а т а м действующих на емкостях напряжений.

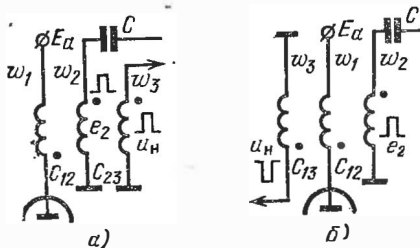


Рис. 14.

Для уменьшения паразитной емкости *все обмотки должны наматываться в одном направлении* и располагаться на сердечнике по одной из указанных на рис. 14 схем.

При полярности рабочих импульсов, совпадающей с полярностью э. д. с. e_2 в сеточной обмотке (в транзисторных БГ — с э. д. с. в базовой обмотке), наименьшая величина паразитной емкости получается по схеме рис. 14, а:

$$C'_n \cong (C_{12}/3)(1 + n_{21}^2 + n_{21}) + (C_{23}/3)(n_{31} - n_{21})^2 + C_{\text{н}} n_{31}^2 + C_{\text{с-к}} n_{21}^2 + C_{\text{а-с}}(1 + n_{21})^2 + C_{\text{м}}. \quad (12.44)$$

При полярности же рабочих импульсов, противоположной полярности э. д. с. в сеточной (базовой) обмотке, наименьшая величина паразитной емкости получается по схеме рис. 14, б):

$$C'_n = (C_{12}/3)(1 + n_{21}^2 + n_{21}) + (C_{13}/3)(1 - n_{31}^2)^2 + C_{\text{н}} n_{31}^2 + C_{\text{с-к}} n_{21}^2 + C_{\text{а-с}}(1 + n_{21})^2 + C_{\text{м}}. \quad (12.45)$$

В формулах (44) и (45) C_{12} , C_{23} и C_{13} — статические значения междуобмоточных емкостей (рис. 14); $C_{\text{с-к}}$ и $C_{\text{а-с}}$ — междуэлектродные емкости лампы (в транзисторном БГ их аналогом являются соответственно барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов); $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа.

1. Схема и принцип действия транзисторного и лампового БГ в своих основных чертах аналогичны. Но отмеченные в § 11.2, п. 2 отличительные особенности транзисторных устройств проявляются в БГ наиболее сильно.

Типовая схема транзисторного БГ изображена на рис. 15. При работе в режиме автоколебаний (или синхронизации) э. д. с. источника смещающего напряжения $E_b < 0$ (обычно $E_b = -E_k$), а в ждущем режиме — э. д. с. $E_b > 0$. В цепь базы иногда включается резистор $R_0 \cong (2 \div 3)r_{бн}$ для ограничения тока базы насыщенного транзистора. Включение этого резистора стабилизирует работу БГ и ослабляет зависимость тока базы от непостоянной и отличающейся большим разбросом величины объемного сопротивления $r_b = r_{бн}$ насыщенной базы. Но вместе с этим несколько повышается инерционность БГ и понижается предельно достижимая скважность следования импульсов, которая зависит от отношения $R_b/(R_0 + r_{бн})$. Диод D_T и резистор R_p служат для подавления кратковременного выброса коллекторного напряжения ($-u_k > E_k$), возникающего после запираания транзистора.

2. Так же как и в ламповом БГ, в рабочей стадии (T_p) конденсатор C приобретает определенный заряд. После же запираания транзистора в течение большого интервала времени $T_{рел} \gg T_p$ (в стадии релаксации) происходит сравнительно медленный разряд конденсатора током $-i_2 = i_R + I_{к0}$ (рис. 15). Так как в этой стадии индуктированная э. д. с. $e_2 \cong 0$, то базовое напряжение практически равно напряжению на конденсаторе: $u_b \cong u > 0$. В ждущем режиме работы базовое напряжение по мере разряда конденсатора стремится к напряжению покоя $U_{бп} = E_b - I_{к0}R_b > 0$, и отпирание транзистора происходит при подаче запускающего импульса $u_3 < 0$. В режиме же автоколебаний конденсатор под воздействием смещающего напряжения $E_b = -E_k$ стремится перезарядиться, в соответствии с чем базовое напряжение понижается, и при $u_b = 0$ транзистор отпирается.

При отпирании транзистора развивается регенеративный процесс, приводящий к глубокому насыщению транзистора. Затем в стадии формирования вершины импульса происходит заряд конденсатора, что приводит к ослаблению тока базы до некоторого критического значения, при котором транзистор выходит из насыщения; последнее может быть

также обусловлено ростом намагничивающего тока трансформатора. После выхода транзистора из насыщения развивается регенеративный процесс, приводящий к запирающему транзистора.

3. Эквивалентные схемы БГ. Так же как и в ламповом БГ, токи и напряжения на элементах транзисторного БГ связаны между собой уравнениями токов и напряжений, которые учитывают трансформацию параметров схемы, обусловленную действием трансформатора. Но при анализе процессов в транзисторном БГ необходимо учитывать инер-

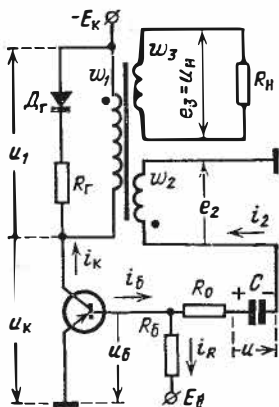


Рис. 15.

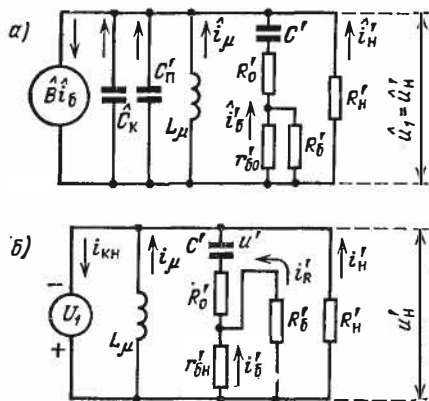


Рис. 16.

ционность тока коллектора, в то время как электронный ток лампы можно было считать безынерционным. В соответствии с этим эквивалентная (операционная) схема БГ (приведенная к анодной обмотке) в стадии регенерации имеет вид, изображенный на рис. 16, а, где штрихом отмечены приведенные значения токов, напряжений и параметров схемы, причем

$$R_H' = \frac{R_H}{n_{31}^2}; \quad r_{60}' = \frac{r_{60}}{n_{21}^2}; \quad R_0' = \frac{R_0}{n_{21}^2}; \quad R_B' = \frac{R_B}{n_{21}^2}, \quad (12.46)$$

$$C' = n_{21}^2 C; \quad \hat{C}_K = (\hat{B} + 1) C_K; \quad \hat{B} = B/(1 + p\tau_B); \quad (12.46a)$$

здесь $n_{21} = \omega_2/\omega_1$; $n_{31} = \omega_3/\omega_1$ и $r_6 = r_{60}$ — объемное сопротивление ненасыщенной базы. Приведенное значение суммарной паразитной емкости C' (с учетом барьерных емкостей транзистора) выражается формулой (44) или (45).

После входа транзистора в насыщение эквивалентная схема упрощается (рис. 16, б). Здесь напряжение на первичной обмотке практически не меняется, т. е.

$$u_1 = U_1^* = E_K - |u_{кн}| \cong E_K = \text{const}, \quad (12.47)$$

и можно пренебречь влиянием паразитных емкостей.

4. Временные диаграммы процессов в БГ (в режиме автоколебаний) изображены на рис. 17. Левее вертикали *AA* отображено состояние БГ перед отпиранием транзистора.

В момент t_0 , когда базовое напряжение $u_б = 0$, входное сопротивление транзистора резко понижается, и возникает ток базы $i_б > 0$, вызывающий появление с некоторым запаздыванием усиленного тока коллектора (рис. 17, в, г). В результате этого возникают быстро нарастающие ток намагничивания $i_μ$ и магнитный поток в сердечнике; последний индуцирует в обмотках трансформатора э. д. с. $e_3 = u_н$ и э. д. с. $e_2 < 0$, которая способствует росту тока базы. Одновременно из-за падения напряжения $u_1 > 0$ на первичной обмотке (см. рис. 15) повышается коллекторное напряжение $u_к$ (рис. 17, д). Обусловленные процессом регенерации быстрые изменения токов и напряжений заканчиваются в момент t_1 (вертикаль *BB*), когда транзистор оказывается в глубоком насыщении ($u_к = u_{кн} \cong 0$). В этот момент напряжения на обмотках

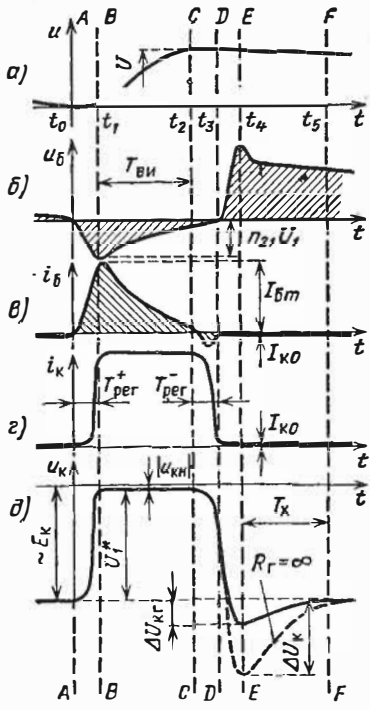


Рис. 17.

$$u_1 = U_1^* \cong E_K, \quad e_2 = -E_2^* = -n_{21} U_1^*, \quad |e_3| = U_H^* = n_{31} U_1^*, \quad (12.48)$$

где приняты во внимание равенства (47). Так как за короткое время процесса регенерации напряжение на конденсаторе C не успевает заметно измениться (рис. 17, а), то почти вся э. д. с. e_2 прикладывается к резистору R_0 и к базе (влиянием цепи источника E_6 ввиду $R_6 \gg R_0 + r_{6н}$ здесь можно пренебречь). В момент t_1 ток базы достигает максимального значения (рис. 17, в)*

$$i_{6 \text{ max}} = I_{6 \text{ m}} \cong n_{21} E_K / (R_0 + r_{6н}), \quad (12.49)$$

где пренебрежено небольшими напряжениями на переходах транзистора и напряжением $u \cong 0$ на конденсаторе.

5. После момента t_1 наступает *стадия формирования вершины рабочего импульса* ($T_{\text{вн}}$), в течение которой напряжения на обмотках трансформатора и, следовательно, высота рабочего импульса остаются практически неизменными; они выражаются формулами (48). Таким образом, *вершина рабочего импульса отличается высокой равномерностью*, что является следствием высокой крутизны линии насыщения транзистора; при этом *весьма полно используется напряжение питания* ($U^*_1 \cong E_K$).

В стадии формирования вершины импульса происходит заряд конденсатора C до напряжения U (рис. 17, а, интервал $BB-CC$) током базы (влиянием тока $i_R \ll i_6$ здесь можно пренебречь). Это приводит к ослаблению тока базы, изменяющегося по закону

$$i_6(t') \cong \frac{n_{21} E_K}{R_0 + r_{6н}} e^{-t' / \Theta_H}, \quad (12.50)$$

где $\Theta_H = (R_0 + r_{6н})C$ и время $t' = t - t_1$ (рис. 17). В этой стадии ток коллектора $i_K = i_{Кн}$ равен практически сумме трех токов (рис. 16, б):

$$\begin{aligned} i_{Кн} &\cong i'_H + i_\mu + i'_6 \cong \\ &\cong E_K \left(\frac{1}{R'_H} + \frac{t'}{L_\mu} + \frac{e^{-t' / \Theta_H}}{R'_0 + r'_{6н}} \right). \end{aligned} \quad (12.51)$$

Ток $i_{Кн} = i_{Кн}(t')$ либо нарастает (если рост i_μ преобладает над уменьшением i'_6), либо падает (если приращение $\Delta i_\mu < |\Delta i'_6|$), либо же остается почти неизменным (рис. 17, з), что типично для мощной нагрузки ($R'_H < R'_0 + r'_{6н}$). Таким образом, в БГ имеет место режим *динамического насыщения* ($i_{Кн}/i_6 \neq \text{const}$).

*) Из-за модуляции объемного сопротивления базы ток базы может несколько нарастать и после насыщения транзистора [148].

6. По выходе в момент t_2 транзистора из насыщения (рис. 17, з) возникает регенеративный процесс (интервал $CC-DD$), который приводит к обратному опрокидыванию БГ и запираению в момент t_3 транзистора. В этой стадии из-за резкого уменьшения э. д. с. e_2 ток базы может стать отрицательным (рис. 17, в), что способствует запираению транзистора. Так как ток i_{μ} не может мгновенно измениться, то после запираения транзистора все токи (кроме $i_K \cong 0$ и $i_G \cong 0$) меняют свое направление, что при маломощной или вентиляльной нагрузке (ее сопротивление, после запираения транзистора, $R_H^- \gg R_H$) может привести к образованию сильного выброса напряжения ΔU_K (рис. 17, д). Для его ослабления до допустимого значения ΔU_{KT} подключают диод D_F и резистор R_F (см. рис. 15). По мере ослабления тока i_{μ} происходит восстановление напряжений u_K и u_G . Напряжение же $u \cong U$ на конденсаторе большой емкости C заметно не меняется на интервале $CC-FF$ (рис. 17, а). Но все же медленный релаксационный разряд конденсатора начинается примерно в момент t_2 и продолжается в течение всей стадии релаксации до последующего отпирания транзистора.

ХАРАКТЕРНЫЕ ВРЕМЕННЫЕ ИНТЕРВАЛЫ РАБОТЫ БГ

7. Длительность импульса $t_{и} \cong T_{ви}$ равна длительности насыщенного состояния транзистора. Выход транзистора из насыщения происходит в момент $t' = T_{ви}$, в который заряд базы $Q(t')$ становится равен *граничному* (при данном мгновенном значении тока $i_K = i_{KH}$) заряду, т. е. при

$$Q(t') = Q_H^+ = i_{KH}(t') \tau_H / B, \quad (12.52)$$

где $i_{KH}(t')$ выражается функцией (51), а τ_H — время жизни неосновных носителей в насыщенной базе. Закон же изменения заряда базы $Q = Q(t')$ находится из решения дифференциального уравнения заряда базы

$$\frac{dQ}{dt'} + \frac{Q}{\tau_H} = i_G(t') = \frac{n_{21} E_R}{R_0 + r_{бн}} e^{-t'/\Theta_H} \quad (12.53)$$

при начальном условии $Q(0) = i_{KH}(0) \tau_H / B$, определяемом функцией (51) при $t' = 0$. Из решения уравнения (53) получаем

$$Q(t') = \frac{E_R \tau_H}{R_0' + r_{бн}'} \left[\frac{e^{-t'/\Theta_H} - e^{-t'/\tau_H}}{n_{21} (1 - \tau_H/\Theta_H)} + \frac{R_H' + R_0' + r_{бн}'}{B R_H' e^{t'/\tau_H}} \right]. \quad (12.54)$$

Подставляя функции (51) и (54) в равенство (52), получаем уравнение относительно $t' = T_{\text{ВИ}} \cong t_{\text{и}}$, которое приводится к виду

$$1 + \frac{T_{\text{ВИ}}}{\tau_{\mu}} + (B^* - 1) e^{-T_{\text{ВИ}}/\tau_{\text{H}}} = B^* e^{-T_{\text{ВИ}}/\Theta_{\text{H}}}, \quad (12.55)$$

где

$$B^* = \gamma \left[\frac{B}{n_{21} (1 - \tau_{\text{H}}/\Theta_{\text{H}})} - 1 \right]; \quad \gamma = \frac{R'_{\text{H}}}{R'_{\text{O}} + r'_{\text{OH}}}; \quad \tau_{\mu} = \frac{L_{\mu}}{R'_{\text{H}}}. \quad (12.56)$$

Трансцендентное уравнение (55) в общем случае решается графически [98], (см. также [112]), В часто встречающихся на практике случаях удастся получить весьма точное аналитическое выражение корня уравнения (55). Так, при сравнительно большой длительности импульса ($t_{\text{и}} > \Theta_{\text{H}} > 3\tau_{\text{H}}$ и $\tau_{\mu} \gg \Theta_{\text{H}}$) из приближенного решения уравнения (55) (с определением поправки по методу Ньютона*) получаем

$$t_{\text{и}} \cong \Theta_{\text{H}} (\ln B^*) (1 + \Theta_{\text{H}}/\tau_{\mu})^{-1}. \quad (12.57)$$

При $\tau_{\text{H}} = \Theta_{\text{H}}$ и $t_{\text{и}} > 2\tau_{\text{H}}$ получим

$$t_{\text{и}} \cong \tau_{\text{H}} \left(\ln \lambda - \frac{\tau_{\mu}}{\tau_{\text{H}} \ln \lambda} \right), \quad \lambda = -\frac{\gamma B \tau_{\mu}}{n_{21} \tau_{\text{H}}}; \quad (12.58)$$

если же $t_{\text{и}} < \tau_{\text{H}}$, то

$$t_{\text{и}} \cong \tau_{\text{H}} \left(1 \mp \frac{1}{1 + 2\tau_{\text{H}}/\tau_{\mu}} \right) \ln \frac{\gamma B}{n_{21} (1 + \tau_{\text{H}}/\tau_{\mu})}. \quad (12.58a)$$

Для получения предельно коротких импульсов целесообразно установить $\tau_{\text{H}} \cong 3\Theta_{\text{H}}$ (дальнейшее уменьшение Θ_{H} не дает существенного эффекта). Но и в этом случае получение $t_{\text{и}} < \tau_{\text{H}}$ требует очень сильного выполнения неравенства $\tau_{\mu} \ll \tau_{\text{H}}$.

8. Как показало исследование [148], при $t_{\text{и}} \gg \tau_{\text{H}}$ длительность импульса слабо зависит от изменения температуры в пределах от -50°C до $+60^{\circ}\text{C}$ ($\Delta t_{\text{и}}/t_{\text{и}} \cong 1\%$). При соизмеримости же длительностей $t_{\text{и}}$ и τ_{H} , но $\tau_{\mu} \gg t_{\text{и}}$, наблюдается существенная зависимость длительности импульса от температуры (у сплавных транзисторов изменение длительности импульсов достигает 50%, а у дрейфовых — 20%). Существенное повышение стабильности $t_{\text{и}}$ достигается при работе в режиме сильного намагничивающего тока (τ_{μ} соизмеримо с $t_{\text{и}}$). Однако при этом сильно возрастает намагничивающий ток, что обуславливает иногда недопустимое возрастание тока коллектора [98, 112] и приводит к возрастанию выброса $\Delta U_{\text{кг}}$ (рис. 17, д). Кроме того, в этом режиме проявляется зависимость длительности импульса от магнитных свойств используемого образца трансформатора и существенная зависимость этой длительности от напряжения питания.

*) Если приближенное значение корня уравнения $f(x) = 0$ равно x_1 , то поправка $\Delta x = -f(x_1)/f'(x_1)$, где $f'(x) = df/dx$.

Исследованию возможности формирования предельно коротких импульсов напряжения транзисторным БГ посвящена работа [149].

9. Длительность фронта импульса (рис. 17, з, д) определяется из анализа представленной на рис. 16, а схемы [98] (иногда учитывается также влияние индуктивности рассеяния трансформатора [148]). Приближенная величина длительности фронта

$$t_{\phi} \cong T_{\text{рег}}^+ \cong 2n_{21} \left[\frac{\tau_{\beta}}{B} \left(1 + \frac{R'_o + r'_{\beta 0}}{R'_H} \right) + (R'_o + r'_{\beta 0}) \left(C_K + \frac{C'_n}{B} \right) \right], \quad (12.59)$$

где τ_{β} — время жизни неосновных носителей в ненасыщенной базе. Формула (59) справедлива при выполнении неравенств

$$\frac{L_{\mu}}{R'_o + r'_{\beta 0}} \gg t_{\phi}, \quad (R_o + r_{\beta 0}) C \gg t_{\phi}. \quad (12.59a)$$

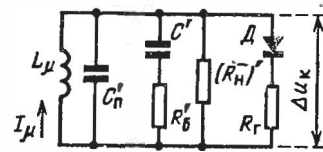


Рис. 18.

В работе [112] рекомендуется применять:

- для сплавных триодов $L_{\mu} > 50$ мкГ, $C > 3000$ пФ.
- для дрейфовых триодов $L_{\mu} > 10$ мкГ, $C < 500$ пФ.

Так как приведенные значения сопротивлений R'_o и $r'_{\beta 0}$ обратно пропорциональны n_{21}^2 , то из формулы (59) следует, что существует оптимальный коэффициент трансформации, при котором длительность фронта минимальна. Именно из условия $dt_{\phi}/dn_{21} = 0$ найдем:

$$(n_{21})_{\text{опт}} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{(R_o + r_{\beta 0})(BC_K + C'_n)}{\tau_{\beta}} + \frac{R_o + r_{\beta 0}}{R'_H}}. \quad (12.60)$$

10. Высота и длительность выброса напряжения $\Delta u_{кв}$ (рис. 17, д, интервал DD — FF) определяются из эквивалентной схемы (рис. 18), соответствующей запертому транзистору. Здесь $(R'_H)^- = R'_H/n_{21}^2$ — приведенное значение сопротивления нагрузки на нерабочей полярности; влиянием большой емкости C' можно пренебречь ($C' \cong \infty$). Сопротивление R_{Γ} резистора, подключаемого для гашения колебаний на нерабочей полярности (см. рис. 15), устанавливается из условия

$$R_{\text{ОКВ}} = R_{\Gamma} \parallel (R'_H)^- \parallel R'_{\beta 0} = 0,5 \sqrt{L_{\mu}/C'_n}. \quad (12.61)$$

При выполнении этого условия затухание накопленной в сердечнике энергии носит аperiodический характер. В этом случае [98]

$$\Delta u_{\text{кг}} = 2I_{\mu} R_{\text{экв}} \left(\frac{2t''}{\theta} e^{-2t''/\theta} \right), \quad (12.62)$$

где время отсчитывается от момента $t'' = 0$, в который $u_{\text{к}} = -E_{\text{к}}$ и $\Delta u_{\text{кг}} = 0$; постоянная времени θ и получающийся к моменту окончания рабочего импульса ток намагничивания выражаются равенствами:

$$\theta = \frac{L_{\mu}}{R_{\text{экв}}}; \quad I_{\mu} \cong \frac{U_1^*}{L_{\mu}} t_{\text{н}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{L_{\mu}} t_{\text{н}}. \quad (12.63)$$

В момент $t'' = \theta/2$ функция (62) достигает максимума

$$\Delta U_{\text{кг}} = \frac{2}{e} I_{\mu} R_{\text{экв}} \cong \frac{E_{\text{к}} t_{\text{н}}}{e \sqrt{L_{\mu} C_{\text{п}}}}. \quad (12.64)$$

При значительной величине паразитной емкости выброс напряжения получается недопустимо большой. В этом случае целесообразно устанавливать индуктивность L_{μ} из условия ограничения величины выброса. Так, например, при $C'_{\text{п}} = 100$ пФ, $t_{\text{н}} = 5$ мкс и $L_{\mu} = 1000$ мкГ получаем $\Delta U_{\text{кг}} \cong 0,6 E_{\text{к}}$.

Длительность среза коллекторного напряжения

$$t_{\text{с}} \cong T_{\text{рег}}^- \cong T_{\text{рег}}^+. \quad (12.65)$$

Длительность хвоста импульса (рис 17, д)

$$T_{\text{х}} = (T_{\text{х}})_{0,1} \cong 2L_{\mu}/R_{\text{экв}}. \quad (12.66)$$

11. Длительность стадии релаксации определяется временем разряда конденсатора C от напряжения $u = U$ до нуля при работе в режиме автоколебаний, когда $E_{\text{б}} = -E_{\text{к}}$, или до напряжения $E_{\text{б}} = I_{\text{кЮ}} R_{\text{б}}$ при работе в ждущем режиме, когда $E_{\text{б}} > 0$. Наибольшее напряжение на конденсаторе, получающееся к моменту окончания рабочего импульса (см рис. 16, б),

$$U \cong n_{21} U_1^* (1 - e^{-t_{\text{н}}/\theta_{\text{н}}}), \quad (12.67)$$

где $\theta_{\text{н}} = (R_0 + r_{\text{бн}}) C$

и $U_1^* \cong E_{\text{к}}$. В ждущем режиме длительность $T_{\text{рег}}$ стадии релаксации, строго говоря, бесконечно велика. Практически можно принять, что полное восстановление чувствительности БГ к запускающим импульсам наступает через время $T_{\text{рег}} \cong 3R_{\text{б}}C$, где пренебрежено сопротивлением $R_0 \ll R_{\text{б}}$. В режиме автоколебаний конденсатор стремится перезарядиться до напряжения $u(\infty) = -(E_{\text{к}} + I_{\text{кЮ}} R_{\text{б}})$, но этот процесс прерывается в момент, когда напряжение $u = 0$. Отсюда определяется длительность стадии релаксации:

$$T_{\text{рег}} = R_{\text{б}} C \ln \left(1 + \frac{U}{E_{\text{к}} + I_{\text{кЮ}} R_{\text{б}}} \right). \quad (12.68)$$

Для ослабления сильной зависимости длительности этой стадии от тока $I_{к0}$ следует ограничить величину сопротивления R_6 из условия $I_{к0} \text{ наиб. } R_6 \ll E_k$

12. Различные варианты схем построения транзисторных БГ (схема без времязадающего конденсатора, схема с общей базой, схема с эмиттерным конденсатором и др.), особенности их работы и методы расчета описаны в справочнике [15].

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

§ 13.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

1. **Назначение.** Часто бывает нужно производить одновременную синхронизацию нескольких релаксационных генераторов импульсов, которые должны работать с разными частотами повторения $F_{п1}, F_{п2}, \dots$, связанными между собой неизменным соотношением: $n_1 F_{п1} = n_2 F_{п2} = \dots$, где n_1, n_2, \dots — заданные целые числа. Такая задача встречается, в частности, в устройствах калибровки данных измерений (например, дальности в радиолокационных станциях). С этой целью генераторы импульсов синхронизируются одним автогенератором стабильной частоты F_d (рис. 1), которая должна быть кратна всем заданным частотам:

$$F_d = n_1 F_{п1} = n_2 F_{п2} = \dots \quad (13.1)$$

Целые числа n_1, n_2, \dots , называются *коэффициентами деления частоты* (к. д. ч.). Каждый из синхронизируемых генераторов работает в *режиме деления частоты*, т. е. в *режиме захватывания* внешним синхронизирующим напряжением, воздействующим на генератор. При этом частота повторения импульсов того или иного генератора ($F_{пi}$) в целое число (n_i) раз меньше частоты F_d^* . В частном случае, когда $n_i = 1$, получается простой *режим синхронизации*.

2. Режим деления частоты также широко применяется для синхронизации релаксационных генераторов с целью *стабилизации их частоты повторения* $F_{п}$. В качестве синхронизирующего генератора часто используется кварцованный генератор синусоидальных колебаний, приемлемая

* В принципе возможна также работа в режиме, когда n_i равно отношению двух целых чисел [2а, 150].

конструкция которого достигается лишь при высокой частоте $F_{\text{д}} \gg F_{\text{п}}$. В этом случае устанавливают $F_{\text{д}} = nF_{\text{п}}$, где n — целое число, и генератор импульсов работает в режиме деления частоты с к. д. ч. n . Часто к. д. ч. настолько велик, что трудно осуществить устойчивое деление частоты с помощью одного релаксационного генератора. Тогда прибегают к нескольким (m) каскадам деления частоты (рис. 2). Пусть n_1, n_2, \dots, n_m — к. д. ч. отдельных каскадов, т. е.

$$n_1 = \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{п1}}}, \quad n_2 = \frac{F_{\text{п1}}}{F_{\text{п2}}}, \quad \dots, \quad n_m = \frac{F_{\text{п}m-1}}{F_{\text{п}m}},$$

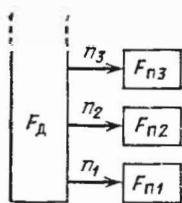


Рис. 1.

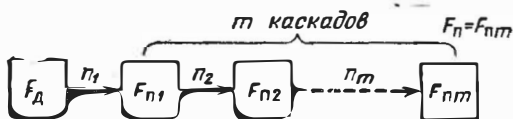


Рис. 2.

где $F_{\text{п}m} = F_{\text{п}}$ — требуемая частота повторения импульсов. Перемножив написанные равенства, получим результирующий к. д. ч.:

$$n = n_1 n_2 \dots n_m = F_{\text{д}} / F_{\text{п}}. \quad (13.2)$$

Применяя большое число ступеней деления частоты, нетрудно получить высокий результирующий к. д. ч. Естественно, желательно иметь небольшое число каскадов деления частоты.

3. Основное требование к делителю частоты — *устойчивость* к. д. ч. Поэтому важно установить должный режим работы генератора импульсов, работающего в режиме деления частоты. Иначе при неизбежном в условиях эксплуатации действии дестабилизирующих факторов может измениться установленный к. д. ч., что недопустимо.

4. Желательно, чтобы релаксационный генератор импульсов, работающий в режиме деления частоты, отличался высокой стабильностью частоты автоколебаний. Поэтому часто применяются ламповые генераторы импульсов, работающие более стабильно и легче синхронизируемые, чем транзисторные генераторы. Предпочтение обычно отдается *блокинг-генератору* (БГ). Хотя реали-

зубый в о д н о м БГ устойчивый к. д. ч. n ниже, чем в одном мультивибраторе, но результирующий к. д. ч. n^2 , реализуемый в д в у х БГ, значительно выше, чем это достижимо при применении одного д в у х л а м п о в о г о мультивибратора. Кроме того, применение БГ энергетически несравненно выгоднее. Как показывает теоретический анализ, подтвержденный опытными данными [9], БГ устойчиво работает в режиме деления частоты с к. д. ч. (в одном каскаде) $n = 10 \div 20$.

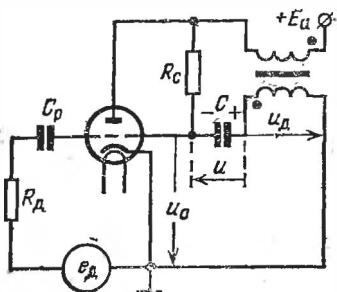


Рис. 3.

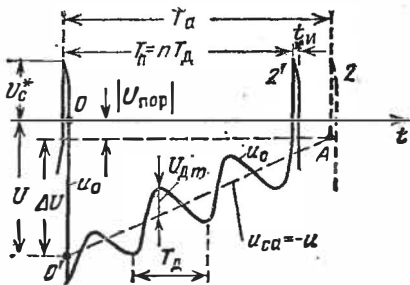


Рис. 4.

5. Разработке общей теории синхронизации, лежащей в основе теории делителей частоты, посвящены исследования В. В. Виткевича [150]. Особенности синхронизации синусоидальным напряжением рассматриваются в книге К. Ф. Теодорчика [2а]. Варианты схем построения делителей частоты и особенности их работы описаны в книгах [5, 7, 9, 12, 15], где также приводится обширная библиография трудов, посвященных теории и практике работы импульсных делителей частоты.

6. Схема и принцип действия делителя частоты. На рис. 3 изображена схема БГ, работающего в режиме деления частоты, а на рис. 4 — временная диаграмма изменения сеточного напряжения $u_c(t)$, поясняющая принцип работы делителя частоты при его синхронизации синусоидальным напряжением. Источник синхронизирующего напряжения представлен на рис. 3 в виде генератора, обладающего э. д. с. e_d и внутренним сопротивлением R_d . Синхронизирующее напряжение подается на сетку лампы через разделительный конденсатор C_p . При работе в режиме деления частоты обычно применяется БГ с положительным смещением в сеточной цепи. При таком смещении сеточное напряжение запертой лампы при отсутствии синхронизирующего напряжения (в режиме автоколебаний, что в дальнейшем отмечается ин-

дексом «а») изменяется почти по линейному закону $u_{ca}(t) = -u$ (рис. 4), выражаемому формулой (12.40); здесь u — напряжение на конденсаторе C . Постоянная времени $R_c C$ (см. рис. 3) устанавливается из условия получения надлежащего периода T_a автоколебаний БГ; этот вопрос рассматривается в § 13.2.

Так как сопротивление участка «сетка—катод» $r_{c-k}^+ \ll \ll R_d$, то цепь синхронизации слабо влияет на процесс генерации рабочего импульса при отпертой лампе. После же ее запираия напряжение

$$u_c = -u + u_d. \quad (13.3)$$

Здесь u_d — падение напряжения на сеточной обмотке трансформатора (см. рис. 3), вызываемое действием источника e_d . Емкость конденсатора C обычно настолько велика, что э. д. с. e_d почти не оказывает влияния на напряжение u на конденсаторе; оно почти не отличается от напряжения, получаемого в режиме автоколебаний. Поэтому пунктирная линия $O'A$ (рис. 4) отображает закон изменения напряжения $-u(t) = u_{ca}(t)$. Следовательно, при отсутствии синхронизирующего напряжения генерация импульса 2 произошла бы через интервал времени T_a после генерации импульса 1. При воздействии же синхронизирующего напряжения $u_d = U_{dm} \sin(2\pi F_d t - \varphi_d)$, где $F_d = 1/T_d$, сеточное напряжение изменяется по закону (3), показанному на рис. 4 сплошной кривой. Теперь генерация очередного импульса 2' произойдет через интервал времени $T_n = nT_d < T_a$, когда суммарное напряжение $u_c = -u + u_d$ достигнет порога отпираия лампы.

7. Необходимое условие синхронизации. Для возможности работы генератора импульсов в режиме деления частоты, по крайней мере, необходимо выполнение неравенства

$$T_a > T_n = nT_d, \quad (13.4)$$

т. е. период автоколебаний генератора импульсов должен превышать требуемый период повторения импульсов в режиме деления частоты. Это условие является необходимым, но, как мы увидим, не достаточным.

При дальнейшем анализе окажется удобным выразить период T_d в долях от T_a . Поэтому, применяя обозначение

$$\Theta = T_d / T_a \quad (13.5)$$

и деля неравенство (4) на T_a , представим *необходимое условие синхронизации* в виде

$$\Theta < \frac{1}{n}. \quad (13.6)$$

8. Чем круче изменяется сеточное напряжение вблизи порога отпирания лампы (см. рис. 4), тем стабильнее режим деления частоты. Поэтому в качестве синхронизирующего напряжения целесообразно применять короткие импульсы напряжения, повторяющиеся со стабильной частотой F_d . Такие импульсы можно получить путем нелинейного преобразования синусоидального напряжения (например, с помощью пик-трансформатора). Независимо от этого, при использовании нескольких каскадов деления частоты (см. рис. 2) во всех каскадах, кроме, быть может, 1-го, синхронизирующие сигналы представляют собой импульсы напряжения, вырабатываемые в предыдущих каскадах деления частоты.

§ 13.2. СТАБИЛЬНОСТЬ РЕЖИМА ДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ

1. Рассмотрим делитель частоты (см. рис. 3), синхронизируемый короткими импульсами напряжения*). При этом будем полагать, что при запертой лампе БГ сеточное на-

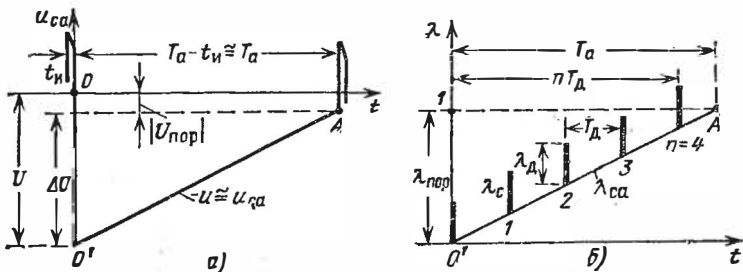


Рис. 5.

пряжение $u_c = -u \cong u_{ca}$ нарастает по линейному закону (на рис. 5, а по прямой $O'A$). Для удобства анализа перенесем начало координат в точку O' и будем все напряжения

*) Работа делителя частоты с учетом влияния длительности синхронизирующих импульсов анализируется в книге Л. А. Меевича и Л. Г. Зеличенко [5] (см. также [15]).

измерять в относительных единицах — в долях от перепада напряжения $\Delta U = U - |U_{\text{пор}}|$; эта величина выражается формулой (12.34). Таким образом, введем вместо $u_{\text{са}}$ безразмерную величину

$$\lambda_{\text{са}} = \frac{u_{\text{са}} - (-U)}{\Delta U} = \frac{u_{\text{са}} + U}{U - |U_{\text{пор}}|}. \quad (13.7)$$

В момент $t = 0$, когда $u_{\text{са}} = -U$, величина $\lambda_{\text{са}} = 0$, а в момент $t = T_a - t_{\text{н}} \cong T_a$, когда $u_{\text{са}} = -|U_{\text{пор}}|$, величина $\lambda_{\text{са}} = \lambda_{\text{пор}} = 1$. В новой системе координат (λ, t) закон изменения величины $\lambda = \lambda_{\text{са}}$ отображается прямой $O'A$ (рис. 5, б), а момент генерации очередного импульса определяется достижением уровня $\lambda_{\text{пор}} = 1$.

Пусть $U_{\text{д}}$ — высота синхронизирующего импульса, относительная величина которого в принятой системе координат

$$\lambda_{\text{д}} = \frac{U_{\text{д}}}{U - |U_{\text{пор}}|}. \quad (13.8)$$

В моменты воздействия этого импульса относительная величина сеточного напряжения (рис. 5, б) $\lambda = \lambda_{\text{с}} = \lambda_{\text{са}} + \lambda_{\text{д}}$.

2. Пусть высота $U_{\text{д}}$ настолько велика, что вершина $(n - 1)$ -го импульса расположена на прямой $O'A$ выше основания n -го импульса (рис. 5, б)*). При нормальном режиме работы в момент $t = T_{\text{п}} = nT_{\text{д}}$ величина $\lambda = \lambda_{\text{с}} > 1$, и происходит очередное срабатывание БГ. Но в реальных условиях величины T_a , $T_{\text{д}}$ и $\lambda_{\text{д}}$ нестабильны, что может привести к нарушению режима деления частоты кратности n . В одном из таких критических состояний вершина $(n - 1)$ -го импульса может коснуться уровня $\lambda = 1$ (рис. 6), и при дальнейшем неблагоприятном изменении параметров может произойти преждевременное, вызываемое $(n - 1)$ -м импульсом, срабатывание БГ. Критические значения интересующих нас параметров можно найти из рассмотрения подобных треугольников AGD и ABO' :

$$\frac{\lambda_{\text{д}}}{1} = \frac{T_a - (n-1)T_{\text{д}}}{T_a} = 1 - (n-1)\Theta, \quad (13.9)$$

*) Случай, когда вершина $(n - 1)$ -го импульса расположена ниже основания n -го импульса, приводит к результату, охватываемому соотношением (4).

В реальных условиях выполнение равенства (9) не обеспечивает устойчивого режима деления частоты. Для этого необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$\lambda_{д} < 1 - (n-1)\Theta. \quad (13.10)$$

3. При другом критическом соотношении параметров делителя частоты (рис. 7) вершина n -го импульса будет только касаться уровня $\lambda = 1$, что при дальнейшем неблагоприятном изменении параметров может привести к срабатыванию БГ только при воздействии $(n+1)$ -го

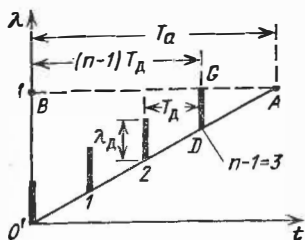


Рис. 6.

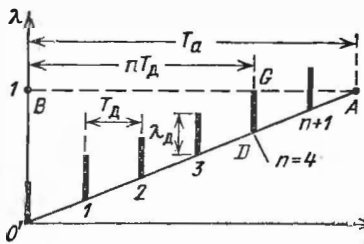


Рис. 7.

импульса. Критические значения параметров делителя частоты можно найти из рассмотрения подобных треугольников AGD и ABO' :

$$\frac{\lambda_{д}}{1} = \frac{T_{а} - nT_{д}}{T_{а}} = 1 - n\Theta.$$

Для обеспечения стабильного деления частоты кратности n необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$\lambda_{д} > 1 - n\Theta. \quad (13.11)$$

4. Зоны синхронизации делителя частоты. Выше были рассмотрены все ситуации, приводящие к нарушению режима деления частоты. На этом основании можно утверждать, что для обеспечения стабильного режима деления частоты кратности n необходимо и достаточно, чтобы выполнялись неравенства (6), (10) и (11)*. Правые части двух последних неравенств представляют собой линейные функции Θ , т. е.

$$\lambda_{д} < F_1(\Theta) = 1 - (n-1)\Theta; \quad \lambda_{д} > F_2(\Theta) = 1 - n\Theta.$$

* Это утверждение справедливо в той мере, в какой несущественны принятые допущения (линейность изменения во времени напряжения на конденсаторе и исчезающе малая длительность синхроимпульсов; последнее справедливо при $T_{д} \geq (30 \div 40)t_{и}$.

Построим графики этих функций в плоскости (λ_d, Θ) (рис. 8). Они изображаются падающими прямыми, наклон которых зависит от n (только одна прямая $F_1(\Theta)$ при $n = 1$ не является падающей). Все прямые имеют общую точку $A(\lambda_d = 1, \Theta = 0)$. Прямые $F_2(\Theta)$ пересекают ось абсцисс в точках $\Theta = 1/n$.

При $n = 1$ функция $F_1(\Theta) = 1$ представляет собой горизонтальную прямую AB , а функция $F_2(\Theta) = 1 - \Theta$ — прямую AC .

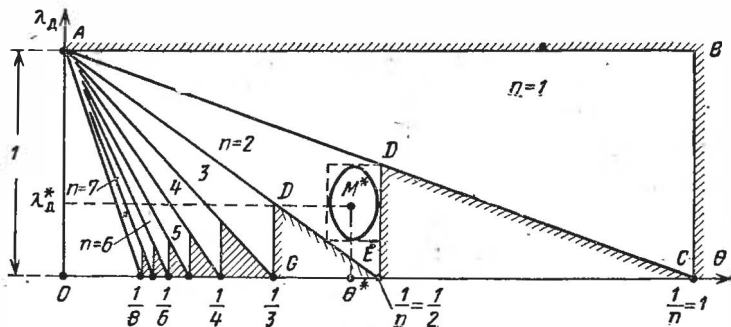


Рис.

При $n = 2$ функция $F_1(\Theta) = 1 - \Theta$ изображается также прямой AC , а функция $F_2(\Theta) = 1 - 2\Theta$ — прямой AE и т. д.

Показанные на рис. 8 прямые представляют собой д в е границы зон синхронизации делителя частоты, т. е. таких зон, внутри которых возможен стабильный режим деления частоты определенной кратности n . Третья граница каждой зоны, согласно неравенству (6), совпадает с вертикальной прямой $\Theta = 1/n$. Таким образом, зоны синхронизации в плоскости (λ_d, Θ) представляют собой треугольники: ΔABC при $n = 1$; ΔADE при $n = 2$ и т. д.

5. Выбор режима работы. Рабочая точка M^* должна располагаться внутри надлежащей зоны синхронизации и она не должна выходить из нее при неизбежных на практике колебаниях режима питания и изменениях параметров делителя частоты. Рабочая точка M^* определяет номинальные значения параметров делителя частоты. Так, при $n = 2$ (рис. 8) рабочая точка фиксирует значения λ_d^* и Θ^* , которые согласно формулам (5) и (8) определяют период автоколебаний БГ и высоту синхроимпульсов:

$$T_a^* = T_d^* / \Theta^*; U_d^* = \lambda_d^* (U^* - |U_{пор}^*|); \quad (13.12)$$

Из рис. 8 видно, что с возрастанием к. д. ч. быстро сужается область допустимых отклонений величин $\lambda_{д}^*$ и Θ^* (область рассеяния двумерной случайной величины $\lambda_{д} = \lambda_{д}^* \pm \Delta\lambda$, $\Theta = \Theta^* \pm \Delta\Theta$, показанная с небольшим запасом для $n = 2$). Следовательно с возрастанием к. д. ч. повышаются требования к стабильности всех параметров делителя частоты. При $n > 15 \div 20$ выполнение этих требований встречает быстро возрастающие трудности.

Пользуясь зонами синхронизации (рис. 8), можно оценить требования к стабильности величин Θ и $\lambda_{д}$ (и параметров, определяющих эти величины) при заданном коэффициенте n ; с этим расчетом связано определение оптимального положения рабочей точки внутри зоны синхронизации (см. рис. 8, $n = 2$). Наоборот, по заданным условиям работы делителя частоты и стабильности его параметров и источника питания можно найти наибольший допустимый к. д. ч., при котором с заданной вероятностью обеспечивается устойчивый режим деления частоты. Эти и другие подобные расчеты описаны в книге [9] (краткое изложение этих материалов приводится в справочнике [15]).

§ 13.3. СТУПЕНЧАТЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

1. Рассмотренный выше делитель частоты непригоден в случаях, когда частота синхроимпульсов меняется в широких пределах, а к. д. ч. должен оставаться неизменным. В таких случаях применяются ступенчатые (дискретные) делители частоты. *)

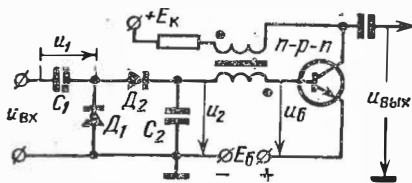


Рис. 9.

На рис. 9 изображена схема ступенчатого делителя частоты. Он состоит из счетчика импульсов и выходного БГ (на транзисторе типа $n-p-n$), работающего в ждущем режиме. Счетчик содержит конденсаторы C_1 и C_2 и диоды D_1 и D_2 . Источник синхроимпульсов

*) В качестве дискретных (цифровых) делителей частоты применяются также триггеры [152, 153].

высотой $U_{\text{вх}}$ положительной полярности должен иметь открытый выход.

2. Принцип действия. До воздействия входных импульсов транзистор (рис. 9) заперт смещающим напряжением $-E_6 < 0$, а конденсаторы разряжены. Под воздействием первого входного импульса конденсаторы быстро заряжаются до напряжений U_1 и U_2 , причем

$$U_1 + U_2 = U_{\text{вх}}; \quad C_1 U_1 = C_2 U_2, \quad (13.13)$$

так как конденсаторы заряжаются одним и тем же током.

По окончании действия входного импульса конденсатор C_1 полностью разряжается через диод D_1 и источник импульсов. Заряд же конденсатора C_2 благодаря запирающему диоду D_2 остается почти неизменным (обратным током диода мы пока пренебрегаем). Второй входной импульс действует аналогично первому, но прирост напряжения на конденсаторе C_2 получается меньшим, так как сохранившееся напряжение U_2 противодействует заряду конденсаторов. При поступлении последующих импульсов описанный процесс продолжается до тех пор, пока «накопленное» напряжение u_2 не окажется достаточным для отпирания транзистора. При его отпирании на выходе БГ формируется один импульс. Хотя при этом ток базы транзистора может перезарядить конденсатор C_2 , но он после запирающего транзистора быстро разряжается через диоды. Далее следует новый цикл работы делителя.

Если один импульс БГ возникает в результате поступления n входных импульсов, то n можно назвать коэффициентом деления *числа поступивших импульсов*.

3. Коэффициент деления n зависит от соотношения емкостей конденсаторов и соотношения напряжений E_6 и $U_{\text{вх}}$. Для определения этой зависимости найдем закон нарастания напряжения U_{2k} ($k = 1, 2, \dots, n$), вызываемого действием k -го импульса. Решая уравнения (13) относительно U_2 , найдем, что в результате воздействия 1-го импульса приращение напряжения на конденсаторе $\Delta U_{21} = U_{21} = (1 - \gamma) U_{\text{вх}}$, где

$$\gamma = \frac{C_2}{C_1 + C_2}. \quad (13.14)$$

Заряженный до напряжения U_{21} конденсатор можно заменить незаряженным конденсатором, последовательно с которым включен источник напряжения $e_{21} = U_{21}$, противодействующий входному импульсу. Это равносильно уменьшению высоты входного импульса на величину U_{21} . Поэтому при воздействии 2-го входного импульса приращение напряжения

$$\Delta U_{22} = (1 - \gamma) (U_{\text{вх}} - U_{21}) = \gamma (1 - \gamma) U_{\text{вх}};$$

$$U_{22} = U_{21} + \Delta U_{22} = (1 - \gamma^2) U_{\text{вх}}.$$

Рассуждая аналогично, для 3-го импульса найдем:

$$\Delta U_{23} = (1 - \gamma) (U_{\text{вх}} - U_{22}) = \gamma^2 (1 - \gamma) U_{\text{вх}},$$

$$U_{23} = U_{22} + \Delta U_{23} = (1 - \gamma^3) U_{\text{вх}}.$$

Теперь виден закон изменения U_{2k} : после n -го импульса ($k = n$)

$$\Delta U_{2n} = \gamma^{n-1} (1 - \gamma) U_{\text{вх}}; \quad U_{2n} = (1 - \gamma^n) U_{\text{вх}}. \quad (13.15)$$

Отпирание транзистора происходит при базовом напряжении $u_{\text{б}} = U_{2n} - E_{\text{б}} = 0$, т. е. при

$$U_{2n} = (1 - \gamma^n) U_{\text{вх}} = E_{\text{б}}. \quad (13.16)$$

Так как $\gamma < 1$, то из уравнения (16) вытекает, что должно выполняться неравенство $U_{\text{вх}} > E_{\text{б}}$. Решая уравнение (16) относительно n , получим

$$n = \frac{\lg N}{\lg M}, \quad \text{где } N = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} - E_{\text{б}}}, \quad M = \frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{C_1}{C_2}. \quad (13.17)$$

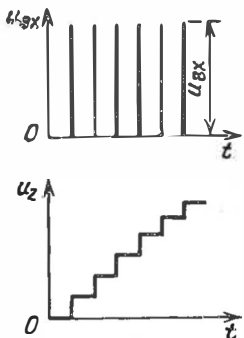


Рис. 10.

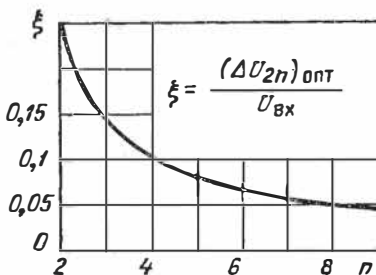


Рис. 11.

4. Напряжение U_{2k} нарастает ступенеобразно (рис. 10), причем ввиду $\gamma < 1$ высота ступеней уменьшается от импульса к импульсу. Это обстоятельство затрудняет получение высокого коэффициента деления. Действительно, при большом n приращение напряжения ΔU_{2n} оказывается соизмеримым с вариацией напряжения $E_{\text{б}}$, определяющего порог отпирания транзистора, что может вызвать изменение коэффициента деления. Из первой формулы (15) видно, что для повышения приращения напряжения следует применять возможно большую высоту входных импульсов. Так как возможности этого ограничены, то целесообразно установить оптимальную величину γ . Из первой формулы (15) видно, что с увеличением γ множитель γ^{n-1} возрастает, а множитель $1 - \gamma$ уменьшается. Следовательно, при заданных значениях $U_{\text{вх}}$ и n существует значение $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$, при котором величина ΔU_{2n} максимальна. Оптимальное значение γ находится из уравнения

$$\frac{1}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{d}{d\gamma} (\Delta U_{2n}) = (n-1) \gamma^{n-2} (1-\gamma) - \gamma^{n-1} = 0,$$

откуда

$$\gamma = \gamma_{\text{опт}} = \frac{n-1}{n}; \quad C_{2 \text{ опт}} = (n-1) C_1. \quad (13.18)$$

Подставляя эти значения в формулы (15), получим

$$\xi = \frac{(\Delta U_{2n})_{\text{опт}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{(n-1)^{n-1}}{n^n} \cdot \frac{(U_{2n})_{\text{опт}}}{U_{\text{вх}}} = 1 - \left(\frac{n-1}{n}\right)^n. \quad (13.19)$$

График зависимости относительной величины ξ от n изображен на рис. 11. Как видно, даже при $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$ приращение ΔU_{2n} быстро уменьшается с ростом n . При $n = 10$ имеем $\Delta U_{2n} \cong 0,04 U_{\text{вх}}^*$.

5. Формулы (18) определяют соотношение емкостей конденсаторов. Нужная же величина емкости C_2 должна выбираться с учетом сопротивления утечки конденсатора и обратного тока диода D_2 (он частично компенсируется обратным током транзистора). Методика расчета емкостей делителя изложена в книге [9].

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ТРИГГЕРЫ

§ 14.1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ТРИГГЕРОВ И ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

1. Назначение. В различных областях использования электроники разнообразное применение находят *переключающие (спусковые) устройства* (рис. 1), на двух выходах

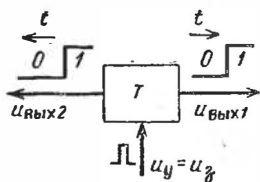


Рис. 1.

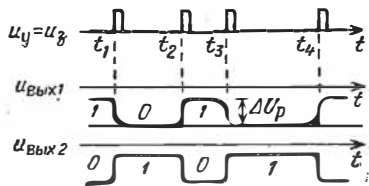


Рис. 2.

которых в любые заданные моменты времени t_1, t_2, \dots (рис.2), определяемые моментами воздействия на устройство управляющих сигналов u_y , возникают крутые перепады напряжений $u_{\text{вых1}}$ и $u_{\text{вых2}}$ между двумя стационарными уровнями. Такие устройства называются *триггерами*.

*) Применяя эмиттерный повторитель, устанавливаемый перед БГ, и вводя в цепь заряда емкостей компенсирующую э. д. с., возникающую на выходе повторителя, можно добиться выравнивания приращений напряжений на конденсаторе. Таким путем удастся получить около 100 ступеней напряжения $u_2(t)$ (см. рис. 10).

Триггер можно рассматривать в качестве *устройства запоминания* (хранения) одноразрядного числа в двоичном исчислении или элемента информации, закодированной в двоичном коде (0, 1). Эта информация может передаваться по различным каналам в виде сигнала $u_{\text{вых1}}$ (или $u_{\text{вых2}}$), принимающего одно из двух возможных значений (рис. 2). Один из выходов триггера называется *прямым*, а другой — *инверсным*. Сигналы на двух выходах триггера изменяются в противофазе.

Триггеры широко применяются в ЦВМ [33], в *цифровых счетчиках* числа импульсов [12, 111, 151], в *цифровых автоматах* управления и дискретной обработки информации [196, 201, 206, 207], в *цифровых делителях частоты* [152, 153] и для ряда других целей [75, 151, 154, 155] (в частности, для формирования прямоугольных импульсов [131]). Некоторые применения триггеров рассматриваются в разд. VI—VII данного учебника.

2. Основные свойства триггера: а) *Триггер должен иметь два состояния устойчивого равновесия (п о к о я),* которым соответствуют два стационарных уровня выходного напряжения; в этих состояниях триггер должен находиться произвольно долго — до воздействия на него управляющего сигнала.

б) *При каждом воздействии на триггер управляющего сигнала должно происходить переключение (срабатывание) триггера — переброс триггера из одного состояния равновесия в другое.*

В качестве управляющего сигнала обычно применяют запускающий импульс $u_y = u_z$ (рис. 2), удовлетворяющий определенным требованиям (в отношении высоты, длительности и формы).

3. Разрешающее время и быстродействие триггера. *Разрешающим временем триггера называется наименьший и интервал времени $T_{\text{разр}}$ между двумя запускающими импульсами, вызывающими бесперебойное (т. е. с вероятностью, равной почти 1) переключение триггера;* допускаемая вероятность сбоя в переключении триггера часто крайне низка (например, менее одного сбоя на 10^{10} — 10^{12} переключений). *Величина, обратная разрешающему времени, называется быстродействием триггера: $F_{\text{б}} = 1/T_{\text{разр}}$.* Быстродействие триггера определяет наибольшее возможное число бесперебойных переключений триггера в 1 с при неизменном интервале $T_{\text{разр}}$ между запускающими импульсами. Быстродействие триггера измеряется в *герцах* (мега-

герцах). Эффективность работы многих электронных устройств зависит от быстродействия триггеров. Быстродействие триггеров достигает ~ 100 МГц.

4. Принципы построения триггеров. Как указывалось в гл. 10, быстродействующие триггеры можно построить на основе применения нелинейных приборов, обладающих падающим участком вольтамперной характеристики. Устройства такого типа рассматриваются в гл. 15. Применяются также триггеры, основанные на использовании нелинейных свойств магнитных материалов [12], и *логические триггеры*, которые строятся на комбинациях логических схем [12]. Наибольшее распространение в импульсной технике получили триггеры, построенные на двух усилителях с междукаскадной положительной обратной связью (на основе схем М. А. Бонч-Бруевича [129] и В. Икклза—Ф. Джордана [156]). Как мы видели, в таких системах развивается регенеративный процесс, приводящий к опрокидыванию системы; при этом образуются крутые перепады напряжения. Триггеры такого типа рассматриваются в данной главе, причем основное внимание уделено транзисторным триггерам, применяемым на практике наиболее широко.

Разработке теории триггера посвящены работы В. В. Виткевича, С. А. Дробова, А. В. Петушила, Н. В. Семакова, Л. А. Мееровича и Л. Г. Зеличенко, Б. Н. Кононова и многих других советских и иностранных авторов. В книгах [9, 15, 154, 155, 157] приводится обширная библиография этих работ.

5. Стадии работы триггера. Конечная длительность срабатывания триггера обусловлена инерционностью нелинейных элементов триггера, влиянием паразитных и рабочих емкостей триггера и конечной длительностью фронта запускающего импульса. На разных фазах развития процесса переключения триггера действуют различные из указанных факторов, определяющих основной характер этого процесса. В соответствии с этим и с учетом задач практического использования триггера полный цикл работы триггера (T_p) можно подразделить на три основные стадии: *стадию запуска* (T_z), *стадию переключения* ($T_{пер}$) и *стадию восстановления* (T_v); $T_p = T_z + T_{пер} + T_v$.

В *стадии запуска* триггер под воздействием запускающего импульса подводится к порогу своего срабатывания, т. е. к состоянию, при котором начинает действовать внутренний механизм срабатывания триггера (например, положительная обратная связь). В *стадии переключения* три-

ггер переходит из одного качественного состояния в другое, но еще не являющееся состоянием покоя; в течение этой стадии развивается регенеративный процесс (в принципе даже при прекращении действия запускающего импульса), приводящий к перебросу триггера. *Стадия восстановления* — та заключительная часть цикла работы триггера, в течение которой триггер, уже находящийся в новом качественном состоянии, достигает состояния покоя.

Разрешающее время $T_{\text{разр}} < T_p$ (хотя в ламповых триггерах $T_{\text{разр}} \cong T_p$), но всегда $T_{\text{разр}} > T_v$. Последнее обусловлено как конечной длительностью стадии переключения триггера, так и тем, что в течение некоторого времени после переключения триггер теряет *чувствительность* к запускающим импульсам (см. § 8.1, пп. 4—7).

6. Требования, предъявляемые к триггеру: а) Триггер должен сохранять состояние покоя в реальных условиях эксплуатации, т. е. при действии дестабилизирующих факторов и помеховых импульсов (см. § 8.1, пп. 5—6).

б) При каждом воздействии запускающего импульса триггер должен бесперебойно срабатывать; желательно, чтобы чувствительность триггера к импульсам запуска не очень сильно зависела от рабочей температуры и других дестабилизирующих факторов (см. § 8.1, п. 5).

в) Разрешающее время триггера не должно превышать заданного значения.

г) Рабочий перепад выходного напряжения триггера ΔU_p (рис. 2), не должен быть ниже заданного значения.

д) Триггер должен обладать нужной *нагрузочной способностью*, т. е. он должен быть приспособлен для работы на заданную нагрузку, подключаемую к выходу триггера (см. § 8.4, пп. 14—15); нередко нагрузка триггера является *динамической* (ее входное сопротивление зависит от состояния триггера).

§ 14.2. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ТРИГГЕР

А. СХЕМА И ПРИНЦИП РАБОТЫ

1. Принципиальная схема триггера с коллекторно-базовыми связями и счетным запуском изображена на рис. 3. От схемы симметричного мультивибратора данная схема отличается наличием источника запирающего напряжения $E_6 > 0$ в базовых цепях и резисторов R_1 и R_2 в цепях свя-

ви между устойчивыми каскадами. Благодаря этому триггер приобретает два устойчивых состояния равновесия. Особенностью схемы является ее полная симметрия: $R_{K1} = R_{K2} = R_K$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$. Индексы 1 и 2 указаны на схеме только для различения ее элементов при описании процессов в триггере. От практически реализуемой симметрии схемы триггера за-

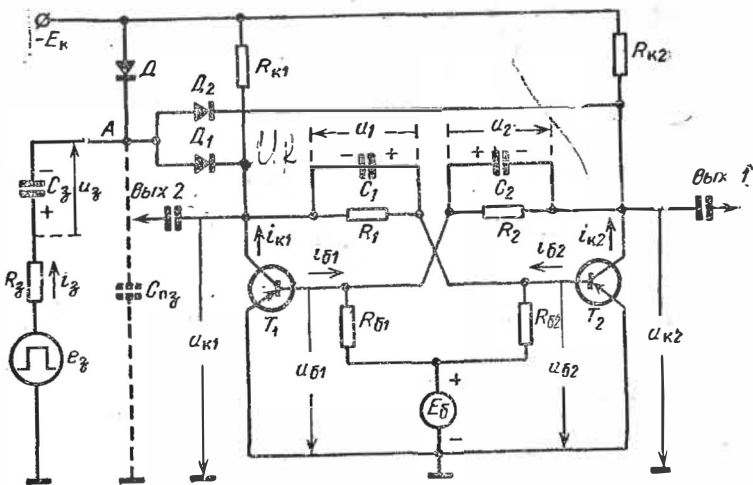


Рис. 3.

метно зависит стабильность его работы. Сопротивления резисторов должны удовлетворять неравенствам

$$R \gg R_K \ll R_B. \quad (14.1)$$

Конденсаторы связи не играют здесь роли времязадающих емкостей. Они включены для ускорения процесса переключения триггера и поэтому называются *ускоряющими емкостями* (работа быстродействующих триггеров без конденсаторов связи затруднена). После переключения роль конденсаторов связи становится вредной — они повышают инерционность триггера в последующих стадиях работы. Поэтому величина емкостей связи выбирается минимально необходимой для надежного срабатывания триггера.

2. *Цепь запуска.* В показанной на рис. 3 схеме триггера используется один из вариантов *симметричной схемы запуска*, называемой в вычислительной технике схемой *счет-*

ного запуска. При такой схеме запуск триггера осуществляется импульсами одной и той же полярности: положительной, если используются транзисторы типа $p-n-p$, независимо от состояния триггера. Импульсы запуска подаются от источника e_3 , обладающего внутренним сопротивлением R_3 . Часто источник e_3 вырабатывает не короткие импульсы запуска, а перепады напряжения (например, когда источник запускающих импульсов представляет собой другой триггер). В этом случае запуск осуществляется только при положительном перепаде напряжения источника

$$\Delta E_3 = E_3^+ - E_3^- > 0, \quad (14.2)$$

где обычно $E_3^- \cong 0$ и $\Delta E_3 \cong E_3^+$. Указанная селекция импульсов запуска по их полярности достигается благодаря действию *клапанирующих диодов* D_1 и D_2 (см. п. 4).

В цепь запуска включены разделительный конденсатор C_3 и *разделительный диод* D . В состоянии покоя конденсатор заряжен до напряжения (его полярность указана на рис. 3)*)

$$u_3 = U_{3\text{н}} = E_R + E_3^- \cong E_R, \quad (14.3)$$

а диод D находится под нулевым напряжением. При воздействии запускающего импульса диод запирается, и в процессе запуска из-за протекания тока i_3 напряжение на конденсаторе повышается. После окончания действия импульса запуска диод D отпирается, и напряжение на конденсаторе восстанавливается.

Рассматриваемая схема цепи запуска обеспечивает высокую четкость процесса запуска триггера, но она приемлема лишь при достаточно большой мощности источника e_3 (см. п. 15 и § 14.3).

3. Принцип работы. Схема триггера симметрична по своим параметрам, но асимметрична по режиму работы транзисторов, так как в данной системе не может быть состояния покоя ни при одновременно запертых (если $E_6 < < E_R$), ни при одновременно отпертых транзисторах. Если $E_6 < 0$, а сопротивления R_1 и R_2 достаточно велики, то в системе может установиться автоколебательный процесс (триггер вырождается в мультивибратор). В интересующем же нас режиме работы благодаря действию запи-

*) Это напряжение устанавливается при подключении триггера к источнику питания, а также в результате действия первых нескольких импульсов запуска.

рающего напряжения E_b колебательный процесс невозможен; в системе устанавливается состояние покоя, но оно получается обязательно при запертом состоянии одного какого-нибудь транзистора и отпертом состоянии другого транзистора. Для обеспечения помехоустойчивости триггера и повышения его нагрузочной способности обычно устанавливается насыщенный режим работы отпертого транзистора, причем при динамической нагрузке триггера (изменяющейся от $R_{н\text{ наиб}}$ до $R_{н\text{ наим}} \ll R_{н\text{ наиб}}$) коэффициент насыщения достигает значительной величины ($s = 3$ и более).

Рассмотрим пока качественно возможность обеспечения указанных состояний покоя триггера. При этом учтем, что в состоянии покоя через конденсаторы связи токи не протекают (рис. 3) и поэтому их можно считать отключенными. Пусть, например, транзистор T_2 насыщен. Тогда коллекторное напряжение $u_{к2} = U_{кн} \cong 0$. Поэтому благодаря действию напряжения $E_b > 0$ базовое напряжение другого транзистора $u_{б1} = U_b^-$ окажется положительным, и при достаточной величине E_b можно обеспечить надежное запираение этого транзистора. С другой стороны, поскольку ток коллектора запертого транзистора $i_{к1} = I_{к0} \cong 0$, а базовое напряжение отпертого транзистора $u_{б2} = U_b^+ \cong 0$, то его ток базы $i_{б2} = I_b^+ \cong E_K / (R_1 + R_{к1})$. Следовательно, при надлежащем выборе сопротивлений R_1 и $R_{к1}$ этот ток окажется достаточным для должного насыщения транзистора T_2 .

4. В состоянии покоя коллекторное напряжение запертого транзистора (рис. 3)

$$U_K^- \cong - \frac{(E_K - I_{к0} R_K) R}{R + R_K} \cong - \frac{E_K R}{R + R_K}, \quad (14.4)$$

где пренебрежено ничтожно малой величиной $U_b^+ R_K / (R + R_K)$ и ввиду сравнительно небольшого сопротивления R_K пренебрегается также падением напряжения $I_{к0} R_K \ll \ll E_K$ (тем более, что ток $I_{к0}$ частично компенсируется обратными токами запертых диодов). Заметим, попутно, что в состоянии покоя напряжение на конденсаторе связи, присоединенном к коллектору запертого транзистора,

$$u = U_{п}^- = U_b^+ - U_K^- \cong -U_K^- \cong \frac{E_K R}{R + R_K}. \quad (14.5)$$

Так как $R \gg R_K$, то напряжения $U_{п}^-$ и $|U_K^-|$ не сильно отличаются от E_K .

В состоянии покоя потенциал точки A (рис. 3) $V_A \cong \cong -U_{зп} \cong -E_{к}$, вследствие чего запирающие диоды закрыты. Но в то время как диод, приключенный к коллектору отпертого транзистора, находится под большим запирающим напряжением, почти равным $V_A \cong -E_{к}$ (так как потенциал коллектора этого транзистора $U_{кн} \cong 0$), другой диод, присоединенный к коллектору запертого транзистора, находится под слабым запирающим напряжением

$$U_{д}^- = V_A - U_{к}^- \cong -E_{к} + \frac{E_{к} R}{R + R_{к}} = -\frac{E_{к} R_{к}}{R + R_{к}}. \quad (14.6)$$

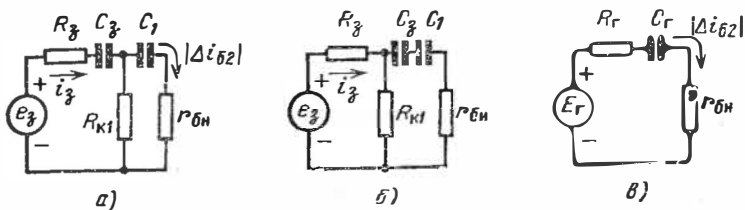


Рис. 4.

По этой причине при воздействии запускающей э. д. с. во время запертого состояния, например транзистора T_1 , отпирается диод D_1 , а диод D_2 остается запертым. Таким образом, в рассматриваемой схеме запуска осуществляется нужная канализация импульсов запуска через диод и конденсатор связи на базу отпертого транзистора. После же отпираания другого транзистора и повышения его коллекторного напряжения отпертый диод запирается, и цепь запуска отключается от триггера.

5. Пусть при отпираании диода D_1 база насыщенного транзистора T_2 подключилась к источнику e_2 , и в базу начал поступать запирающий ток (втекающий в базу). Принимая во внимание неравенства (1), при определении этого тока можно пренебречь влиянием резисторов R и $R_{б2}$; тем более можно пренебречь токами запертых диодов D и D_2 . Принятые упрощения позволяют представить эквивалентную схему для приращения тока базы $\Delta i_{б2}$ в виде, показанном на рис. 4, а, где $r_{бн}$ — объемное сопротивление базы насыщенного транзистора T_2 . Но и упрощенная схема приводит к громоздкому анализу из-за наличия в схеме резистора $R_{к1}$, в который поступает небольшая часть тока i_3 (ибо $R_{к1} \gg \gg r_{бн}$). Имея это в виду, заменим схему рис. 4, а (с не-

большим расчетным запасом) на значительно более простую схему (рис. 4, б). Применяя здесь теорему об эквивалентном генераторе, приходим к простой схеме (рис. 4, в), в которой емкость

$$C_r = \frac{C_3 C}{C_3 + C} \quad (14.7)$$

(мы опускаем здесь и далее индексы 1 и 2), а э. д. с. эквивалентного генератора и его внутреннее сопротивление выражаются равенствами

$$E_r \cong \frac{\Delta E_3 R_K}{R_K + R_3} - \frac{E_K R_K}{R + R_K}; \quad R_r = \frac{R_K R_3}{R_K + R_3}. \quad (14.8)$$

Появление второй составляющей э. д. с. E_r вызвано тем, что исходные напряжения на конденсаторах C_3 и C не одинаковы; они выражаются равенствами (3) и (5). Полагая в схеме рис. 4, в конденсаторы незаряженными, мы обязаны учесть разность напряжений на конденсаторах, которая равна указанной выше составляющей э. д. с.

Суммарный ток базы запираемого транзистора

$$i_b = I_b^+ - |\Delta i_b| \cong I_b^+ - \frac{E_r}{R_r + r_{бн}} e^{-\frac{t}{(R_r + r_{бн})C_r}} \quad (14.9)$$

содержит постоянную составляющую и составляющую отрицательного тока, изменяющегося (от момента отпирания клапанирующего диода) по экспоненциальному закону. Под воздействием тока $\Delta i_{б2}$ транзистор T_2 выходит из насыщения. Затем ток транзистора начинает уменьшаться, а его коллекторное напряжение становится более отрицательным. Изменение этого напряжения, передаваемое через конденсатор C_2 на базу транзистора T_1 , вызывает его отпирание, после чего (при незапертом пока транзисторе T_2) в триггере развивается регенеративный процесс, приводящий к опрокидыванию системы. По истечении некоторого времени в триггере устанавливается состояние покоя, отличающееся от исходного тем, что транзисторы поменялись ролями.

Б. ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ

б. Состояние покоя триггера (транзистор T_2 насыщен, а транзистор T_1 заперт) отображено на временных диаграммах (рис. 5) левее вертикали AA .

7. Отпирание клапанного диода. При возникновении в момент t_0 положительного перепада напряжения запускаяющей э. д. с. e_3 (будем полагать $\Delta E_3 = \text{const}$) запи-

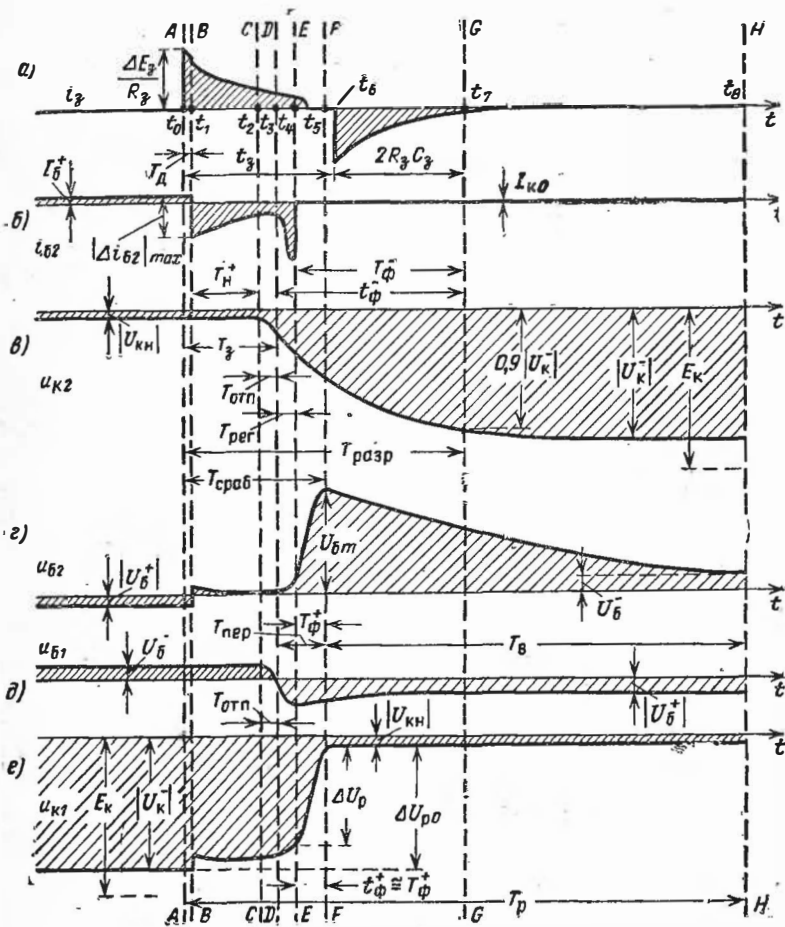


Рис. 5.

рается диод D (см. рис. 4) и возникает импульс тока i_z (рис. 5, а), который до отпирания диода D_1 поступает в паразитные емкости входной цепи. Можно принять, что эти емкости образуют суммарную паразитную емкость $C_{пз}$, подключенную к точке A (см. рис. 3); эта емкость складыва-

ется из барьерных емкостей всех трех диодов и емкости монтажа в входной цепи:

$$C_{\text{пз}} = C_{\text{д}} + C_{\text{д1}} + C_{\text{д2}} + C_{\text{мз}}. \quad (14.10)$$

В состоянии покоя потенциал точки A $V_A \cong -E_{\text{к}}$ ниже потенциала $U_{\text{к}}^-$ коллектора транзистора T_1 (рис. 5, e). Поэтому диод D_1 находится под запирающим напряжением $U_{\text{д}}^- < 0$, выражаемым формулой (6). Под воздействием тока i_3 потенциал V_A повышается и соответственно запирающее напряжение диода понижается по закону

$$u_{\text{д1}} = U_{\text{д}}^- + \Delta V_A \cong U_{\text{д}}^- + \Delta E_3 (1 - e^{-(t-t_0)/R_3 C_{\text{пз}}}),$$

где принято во внимание, что ввиду $C_{\text{пз}} \ll C_3$ напряжение на конденсаторе C_3 остается практически неизменным в течение короткого времени отпирания диода D_1 (рис. 5, интервал $AA-BB$). Момент $t = t_1$ отпирания диода находится из уравнения $u_{\text{д1}}(t_1) = 0$. Отсюда находится длительность процесса отпирания диода:

$$T_{\text{д}} = t_1 - t_0 \cong R_3 C_{\text{пз}} \ln \frac{\Delta E_3}{\Delta E_3 - |U_{\text{д}}^-|}. \quad (14.11)$$

Порядок величины $T_{\text{д}} = (1 \div 10)$ нс.

8. Рассасывание заряда базы насыщенного транзистора. После отпирания диода D_1 ток базы $i_{\text{б2}}$ получает приращение $\Delta i_{\text{б2}} < 0$ (рис. 5, b , интервал $BB-CC$). Соответственно напряжение $u_{\text{б2}}$ (и напряжение $u_{\text{к1}}$) получает приращение $|\Delta i_{\text{б2}}| r_{\text{бн}}$ и даже может стать положительным (рис. 5, z, e). Под воздействием тока $\Delta i_{\text{б2}}$ происходит рассасывание заряда базы. Для определения отрицательного приращения заряда базы $\Delta Q(t')$, где $t' = t - t_1$, воспользуемся интегралом Дюамеля. Переходная характеристика заряда насыщенной базы и приращение тока базы выражаются равенствами:

$$h_Q = \tau_{\text{н}} (1 - e^{-t'/\tau_{\text{н}}}); \quad \Delta i_{\text{б2}} = s_{\text{с}} I_{\text{бн}} e^{-t'/\Theta_{\text{Г}}},$$

где в соответствии с формулой (9) обозначено (см. п. 5):

$$s_{\text{с}} = - \frac{E_{\text{Г}}}{(R_{\text{Г}} + r_{\text{бн}}) I_{\text{бн}}}; \quad I_{\text{бн}} = \frac{I_{\text{б}}^{\dagger}}{s}; \quad (14.12)$$

$$\Theta_{\text{Г}} = (R_{\text{Г}} + r_{\text{бн}}) C_{\text{Г}}. \quad (14.13)$$

Следовательно, приращение заряда базы

$$\begin{aligned} \Delta Q(t') &= \int_0^{t'} e^{-(t'-\tau)/\tau_H} (s_c I_{6H} e^{-\tau/\Theta_T}) d\tau = \\ &= \frac{s_c I_{6H} \tau_H}{(\tau_H/\Theta_T) - 1} (e^{-t'/\tau_H} - e^{-t'/\Theta_T}). \end{aligned} \quad (14.14)$$

В состоянии покоя заряд базы $Q_\infty = I_6^+ \tau_H = s I_{6H} \tau_H$. Согласно формуле (8.55) при выходе транзистора из насыщения заряд базы должен снизиться до граничного значения $Q_H^+ = I_{6H} \tau_H$, т. е. на величину $|\Delta Q| = (s - 1) I_{6H} \tau_H$, где $\Delta Q = \Delta Q(t')$ выражается формулой (14). Следовательно, длительность $t' = T_H^+$ выхода транзистора из насыщения является корнем уравнения

$$(s - 1)(\tau_H/\Theta_T - 1) = |s_c| (e^{-T_H^+/\tau_H} - e^{-T_H^+/\Theta_T}). \quad (14.15)$$

В общем случае это трансцендентное уравнение решается графически. *Способ определения оптимального значения T_H^+ , при котором разрешающее время триггера минимально*, излагается в п. 15.

9. Отпирание запертого транзистора. После выхода транзистора T_2 из насыщения ток i_{K2} начинает под воздействием тока базы $\Delta i_{62} < 0$ уменьшаться, что вызывает понижение напряжений u_{K2} и u_{61} (рис. 5, в, д, интервал $CC-DD$) и приводит к отпиранию транзистора T_1 . В этом активном процессе цепь отпертого транзистора представляет собой электронный ключ с емкостной нагрузкой (влиянием больших сопротивлений R_2 и R_{61} здесь можно пренебречь). Схема ключа изображена на рис. 6, где C_H — емкость полезной нагрузки триггера, а C_3 — барьерная емкость эмиттерного перехода запертого транзистора.

Пусть к моменту t_2 выхода транзистора T_2 из насыщения базовое напряжение запертого транзистора $u_{62} = K^- U_6^-$. Здесь коэффициент $K^- \cong 1 \div 2$; он учитывает возможность поступления запускающего импульса хотя и по истечении разрешающего времени, но до установления состояния покоя триггера (когда базовое напряжение запертого транзистора изменяется аналогично показанному на рис. 5, з на интервале $GG-HH$). В момент t_2 ток базы $i_{62} = I_6^+ + I_{6c}$ (рис. 5, б), где величина I_{6c} определяется из формулы (9), если положить в ней $t = t_2 - t_0$. В течение короткого времени $T_{отп} = t_3 - t_2$ (рис. 5, б, д) можно полагать, что $i_{62} \cong \text{const}$. Тогда из анализа процесса в ключевой

схеме (рис. 6) получаются следующие выражения для длительности отпираания транзистора*):

$$T_{\text{отп}} \cong \sqrt{\frac{2K - U_{\bar{6}} \tau_{\beta} C_{\text{ВЫХ}}}{\gamma_C B |I_{\bar{6}c}|}} < t_{\text{зап}} = \frac{\tau_{\beta} R_K C_{\text{ВЫХ}}}{\Theta_{\beta}}, \quad (14.16)$$

где должно выполняться написанное неравенство; в противном случае

$$T_{\text{отп}} = t_{\text{зап}} + \Theta_{\beta} \ln \frac{\gamma_C B |I_{\bar{6}c}| R_K}{\gamma_C B |I_{\bar{6}c}| R_K - K - U_{\bar{6}}}. \quad (14.16a)$$

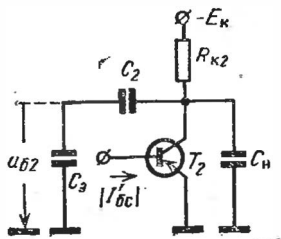


Рис. 6.

В этих формулах τ_{β} — время жизни неосновных носителей в ненапряженной базе и

$$C_{\text{ВЫХ}} = C_K + C_{\text{н}} + \frac{C_M}{2} + \frac{C C_{\bar{6}}}{C + C_{\bar{6}}};$$

$$\gamma_C = \frac{C}{C + C_{\bar{6}}}; \quad (14.17)$$

$$\Theta_{\beta} = \tau_{\beta} + R_K (BC_K + C_{\text{ВЫХ}}); \quad (14.18)$$

здесь C_K — барьерная емкость коллекторного перехода и C_M — емкость монтажа всей схемы.

10. Регенеративный процесс начинается в момент t_3 и завершается в момент t_4 запираем транзистора T_2 (рис. 5, б, интервал DD—EE). На характер протекания этого процесса существенное влияние может оказать ток запуска при значительной его величине. Однако при правильно выбранных величинах емкостей C_3 и C (см. п. 15) к моменту начала процесса регенерации ток $|\Delta i_{\bar{6}2}|$ существенно снижается, а убыль тока i_{K2} , определяющая приращение тока базы $i_{\bar{6}1}$, уже достигает заметной величины**). В силу этого различие базовых токов транзисторов в процессе регенерации оказывается умеренным (тем более, что

*) Формула (16) получена из асимптотического разложения решения дифференциального уравнения; при этом учитывались три члена разложения, представленные в виде полного квадрата суммы. Формула (16a) получена путем представления переходной характеристики ключевой схемы в виде запаздывающей на время $t_{\text{зап}}$ функции (см. § 2.4).

**) Стремление ускорить запираение транзистора, после выхода его из насыщения, током запуска значительной величины не является целесообразным, поскольку и при $\Delta i_{\bar{6}2} = 0$ длительность $T_{\text{рег}}$ мала.

появление тока $i_{к1}$ (см. рис. 3) приводит к уменьшению тока источника запуска). Поэтому к моменту запираания транзистора T_2 ток $i_{к1}$ близок к значению $I_{кн}$. При таком характере протекания процесса регенерации его длительность

$$T_{рег} \cong 2 \left\{ \frac{\tau_{\beta}}{B} + (R_{к} \parallel r_{\sigma}) \left[C_{к} + \frac{1}{2} (C_{н1} + C_{н2} + C_{м}) \right] \right\}, \quad (14.19)$$

где r_{σ} — объемное сопротивление ненасыщенной базы, а $C_{н1}$ и $C_{н2}$ — емкостные нагрузки триггера.

Перед самым запираанием транзистора T_2 существенно возрастает величина $|i_{б2}|$ (см. рис. 5, б) запирающего тока базы (из-за поступления на базу части тока $i_{к1}$). Однако базовое напряжение $u_{б2}$ и соответственно коллекторное напряжение $u_{к1}$ (см. рис. 5, г, е) лишь незначительно повышаются в процессе регенерации*).

Несколько сильнее меняются в процессе регенерации напряжения $u_{б1}$ и $u_{к2}$ (см. рис. 5, в, д). Это обусловлено тем, что по мере запираания транзистора T_2 возрастает ток базы $i_{б1}$ до значения (в момент t_4), близкого к $I_{кн} \cong E_{к}/R_{к}$.

11. Рабочие перепады коллекторных напряжений. После запираания транзистора T_2 образуется быстрое нарастание коллекторного напряжения от п и р а е м о г о транзистора (см. рис. 5, е, интервал $EE-FF$), стремящегося к значению $u_{к1} = U_{кн} \cong 0$. Тем самым нагрузка, подключенная к коллектору отпираемого транзистора, подвергается воздействию положительного перепада напряжения ΔU_p . Быстротечность этого процесса обусловлена двумя обстоятельствами: во-первых, в этой стадии ток базы $i_{б1}$ весьма значителен ($i_{б1} \cong (E_{к}/R_{к2}) e^{-t'/(R_{к2}C_2)}$, где $t' = t - t_4$); во-вторых, уже к моменту t_4 ток $i_{к1} \cong I_{кн}$. Ориентировочно, длительность положительного перепада напряжения

$$T_{\phi}^+ \cong R_{к} C_{вых}, \quad (14.20)$$

где $C_{вых}$ выражается формулой (17), в которой следует принять $C_{н} = C_{н1}$. Более точно длительность T_{ϕ}^+ выражается формулой (11.36). Активная длительность положительного перепада коллекторного напряжения $t_{\phi}^+ \cong 0,8 T_{\phi}^+$.

* Небольшой подъем напряжения $|u_{к1}|$ в интервале $BB-DD$ обусловлен разрядом конденсатора C_1 током $\Delta i_{б2}$ (см. рис. 3) и ответвлением части тока i_{β} в резистор $R_{к1}$. Характер этого медленного изменения напряжения $u_{к1}$ может быть более сложным.

Значительное медленнее формируется отрицательный перепад коллекторного напряжения на выходе запираемого транзистора (см. рис. 5, в, интервал $EE - GG$). Это обусловлено влиянием значительной емкости $C_2 \gg C_{\text{ВЫХ}}$ конденсатора связи. Перед запирающим транзистора T_2 конденсатор C_2 был почти разряжен (см. рис. 3): $u_2 = U_{\text{п}}^+ = U_{\text{б}}^- - U_{\text{кн}} \cong U_{\text{б}}^- \ll E_{\text{к}}$. После же запирающего транзистора конденсатор связи подзарядается до напряжения $U_{\text{п}}^- \cong -U_{\text{к}}^-$, выражаемого формулой (5).

Пусть в момент t_7 напряжение $u_{\text{к}2} = 0,9U_{\text{к}}^-$ (см. рис. 5, в). Длительность интервала $T_{\text{ф}}^- = t_7 - t_4$ равна приблизительно двум постоянным времени заряда конденсатора связи, присоединенного к коллектору запираемого транзистора (рис. 7):

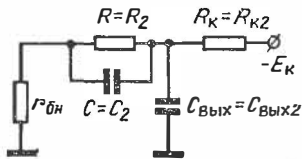


Рис. 7.

$$T_{\text{ф}}^- \cong 2 [(R_{\text{к}2} + r_{\text{бн}}) \parallel R_2] (C_2 + C_{\text{ВЫХ}2}) \cong 2R_{\text{к}} C; \quad (14.21)$$

здесь приняты во внимание неравенства $r_{\text{бн}} \ll R_{\text{к}} \ll R$ и $C \gg C_{\text{ВЫХ}}$. Активная длительность отрицательного перепада коллекторного напряжения $t_{\text{ф}}^- \cong T_{\text{рег}} + T_{\text{ф}}^- \cong \cong 2,2R_{\text{к}}C$.

Полная величина рабочего перепада коллекторного напряжения, действующего на нагрузочный элемент,

$$\Delta U_{\text{р}0} = |U_{\text{к}}^- - U_{\text{кн}}| \cong |U_{\text{к}}^-| \cong E_{\text{к}} R / (R + R_{\text{к}}). \quad (14.22)$$

Активная часть рабочего перепада напряжения

$$\Delta U_{\text{р}} \cong 0,8 \Delta U_{\text{р}0} \cong 0,8 E_{\text{к}} R / (R + R_{\text{к}}). \quad (14.22a)$$

12. Стадия восстановления. Восстановление состояния покоя на всех элементах триггера начинается после завершения переключения триггера, которое можно отнести к моменту t_5 (см. рис. 5, е, вертикаль FF). Наиболее длительным является процесс восстановления напряжения u_1 на конденсаторе связи C_1 , присоединенном к коллектору запираемого транзистора. До воздействия запускающего импульса этот конденсатор был заряжен до напряжения $U_{\text{п}}^-$, близкого к $E_{\text{к}}$. В процессах запуска и регенерации напряжение u_1 заметно уменьшается, но все же остается достаточно большим. После отпирающего транзистора T_1 его коллекторное напряжение достигает значения $U_{\text{кн}} \cong 0$, и базовое напряжение запятого транзистора

(см. рис. 3) $u_{\delta 2} = u_1 + u_{\text{к1}}$ становится практически равным напряжению u_1 . Наибольшая величина этого напряжения $u_1 \cong u_{\delta 2} = U_{\delta 2m}$ получается в момент, близкий к t_5 (см. рис. 5, з). Пока $u_{\delta 2} > U_{\bar{c}}$ чувствительность запертого транзистора к отпирающим сигналам низка.

Длительность восстановления напряжений u_1 и $u_{\delta 2}$ зависит от постоянной времени цепи, приведенной на рис. 8, где отпертый транзистор T_1 представлен сопротивлением $r_{\text{н}} \cong 0$. Практически полная длительность восстановления базового напряжения запертого транзистора

$$T_{\text{в}} \cong 3(R \parallel R_{\delta})C. \quad (14.23)$$

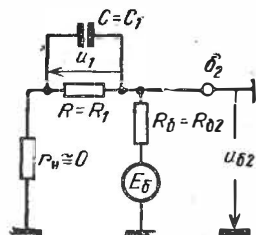


Рис. 8.

13. Процессы в цепи запуска.

Характер изменения тока i_3 (см. рис. 5, а) до момента t_3 был описан выше (см. пп. 5, 7). После отпирания транзистора T_1 ток $i_{\text{к1}}$ (при отпертом пока диоде D_1) частично ответвляется в цепь запуска (рис. 3); это приводит к некоторому ослаблению тока i_3 в стадии регенерации. Затем, по мере повышения коллекторного напряжения $u_{\text{к1}}$ (см. рис. 5, е, интервал $CC-EE$) диод D_1 начинает подзапираться, и в некоторый момент t_{4-5} ($t_4 < t_{4-5} < t_5$) этот диод запирается (запирание может произойти и в завершающей части стадии регенерации). В момент $t_6 = t_0 + t_3$ окончания действия э. д. с. запуска отпирается разделительный диод D , и возникает ток $i_3 < 0$, который восстанавливает исходное напряжение на конденсаторе C_3 .

14. Характерные временные интервалы работы триггера. Полный рабочий цикл триггера (см. рис. 5)

$$T_{\text{р}} = T_{\text{з}} + T_{\text{пер}} + T_{\text{в}}. \quad (14.24)$$

Превалирующую часть рабочего цикла составляет стадия восстановления, а наименьшую часть — стадия переключения триггера (см. рис. 5, в, г, д):

$$T_{\text{пер}} = T_{\text{рег}} + T_{\text{ф}}^+. \quad (14.25)$$

Длительность стадии запуска (см. рис. 5, а, б, д)

$$T_{\text{з}} = T_{\text{д}} + T_{\text{н}}^+ + T_{\text{отп}}. \quad (14.26)$$

Превалирующую часть стадии запуска составляет *стадия рассасывания заряда базы*, а наименьшую часть — *стадия отпираания клапанирующего диода* ($T_{\text{д}} < T_{\text{отп}} < T_{\text{н}}^+$).

Срабатывание триггера осуществляется через время

$$T_{\text{сраб}} = T_{\text{з}} + T_{\text{пер}} \quad (14.27)$$

после начала действия запускающего импульса. Именно с этого момента (момента входа отпираемого транзистора в насыщенное состояние) начинается *рабочая стадия* триггера, в течение которой осуществляются те или иные рабочие операции (например, операции передачи информации в узлах цифровых автоматов, операции управления работой логических элементов и др.).

Разрешающее время триггера (при работе в режиме насыщения)

$$T_{\text{разр}} = T_{\text{з}} + T_{\text{рег}} + T_{\text{ф}}^-; \quad (14.28)$$

здесь основное значение имеют длительности $T_{\text{з}} \cong T_{\text{н}}^+$ и $T_{\text{ф}}^-$ (см. рис. 5, б). По истечении времени $T_{\text{разр}}$ после начала действия запускающего импульса практически завершается восстановление коллекторного напряжения ($u_{\text{к}}^- \cong U_{\text{к}}^-$) запираемого транзистора. Тем самым заканчивается подготовка клапанирующего диода для его нормального отпираания импульсом запуска (см. рис. 3). Преждевременный же (при существенном неравенстве $|u_{\text{к}}^-| < |U_{\text{к}}^-|$) запуск привел бы к уменьшению последующего рабочего перепада (положительного) напряжения $\Delta U_{\text{р}}$ (см. рис. 5, в).

Хотя разрешающее время и содержит составляющую $T_{\text{н}}^+$, обусловленную насыщенным режимом работы транзистора, но это не приводит к существенному понижению быстродействия триггера. Дело в том, что при ненасыщенном режиме работы транзисторов разрешающее время отличается от выражаемого формулой (28):

$$T'_{\text{разр}} \cong (T_{\text{д}} + T_{\text{отп}}) + T_{\text{пер}} + T_{\text{в}}/2; \quad (14.29)$$

При преждевременной подаче запускающего импульса через время $\Delta t < T'_{\text{разр}}$ существенно возрастает длительность $T_{\text{отп}}$ из-за того, что к этому моменту времени базовое напряжение запятого транзистора намного превышает стационарное значение $U_{\text{б}}^-$ (см. рис. 5, г). При насыщенном же режиме работы такое положение исключается благодаря тому, что *одновременно с рассасыванием заряда базы насыщенного транзистора происходит восстановление базового на-*

пряжения запертого транзистора. Существенным явлением является также и то, что процесс вывода транзистора из насыщения удлиняет именно рабочую стадию триггера, в течение которой производятся его полезные рабочие операции.

Из сравнения формул (21) и (23) следует, что $0,5 T_B = 1,5(R \parallel R_B)C > T_{\bar{\phi}} = 2R_K C$, так как $R \gg R_K \ll R_B$ (примерно $0,5 T_B \cong 1,5 T_{\bar{\phi}}$). Таким образом, при $T_H^+ \cong T_{\bar{\phi}}$ быстрдействие насыщенного и ненасыщенного триггеров получается примерно одинаковым. Но насыщенный режим работы обладает тем преимуществом, что при этом повышается помехоустойчивость триггера, возрастает его нагрузочная способность и удлиняется рабочая стадия. Лишь в некоторых специальных случаях могут оказаться более предпочтительными ненасыщенные режимы работы триггеров.

В. ВЫБОР ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ ТРИГГЕРА

15. От правильного выбора емкостей C_3 и C существенно зависит надежность работы триггера и его разрешающее время. Для обеспечения надежного запуска триггера эти емкости должны быть достаточно велики. С увеличением емкостей уменьшается время T_H^+ рассасывания заряда базы, но возрастают длительности $2R_3 C_3$ и $T_{\bar{\phi}} = 2R_K C$ (см. рис. 5, а, в) практического восстановления напряжений на конденсаторах. Следовательно, при некоторых оптимальных значениях емкостей достигается минимум суммы времен

$$T_H^+ + 2R_K C = T_{\text{разр}} - (T_{\text{д}} + T_{\text{отп}} + T_{\text{рег}}) = \tilde{T}_{\text{разр}}, \quad (14.30)$$

которая в основном и определяет $T_{\text{разр}} \cong \tilde{T}_{\text{разр}}$.

16. Согласно формуле (15) T_H^+ является корнем уравнения

$$e^{-x} - e^{-xy} = (y - 1) \xi \gamma_R, \quad (14.31)$$

где

$$x = \frac{T_H^+}{\tau_H}; \quad y = \frac{\tau_H}{\Theta_{\Gamma}} = \frac{\tau_H}{(R_{\Gamma} + r_{\text{бн}}) C_{\Gamma}}; \quad (14.32)$$

$$\xi = \frac{(s-1) E_K}{BE_{\Gamma}}; \quad \gamma_R = \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{бн}}}{R_K} = \frac{R_3 \parallel R_K + r_{\text{бн}}}{R_K}; \quad (14.33)$$

здесь приняты во внимание равенства (12), (13) и соотношение $V I_{\text{бн}} \cong E_K / R_K$. Напомним, что E_{Γ} и R_{Γ} выражаются равенствами (8), которые определяют зависимости этих величин от высоты ΔE_3 запускающей э. д. с. и от отношений R_3 / R_K и R / R_K .

Используя соотношения (32), (7) и (13) запишем

$$\bar{T}_{\text{разр}} = \tau_H x + 2 \frac{\tau_H}{\gamma_R y} \left(1 + \frac{C}{C_3} \right) \quad (14.34)$$

Для возможности повторного запуска триггера через время $T_{\text{разр}}$ необходимо, чтобы к моменту $t_7 = t_0 + T_{\text{разр}}$ (см. рис. 5) напряжение на конденсаторе C_3 успело восстановиться до значения, близкого к стационарному. Для этого должно выполняться соотношение (см. рис. 5, а, в)

$$t_3 + 2R_3 C_3 \leq T_{\text{разр}}, \quad \text{где } t_3 \text{ наин} = T_3 + T_{\text{рег}}. \quad (14.35)$$

Отсюда вытекает, что при минимизации выражения (34) следует установить $t_3 = t_3 \text{ наин}$ и равенство

$$2R_3 C_3 \cong T_{\phi}^- \cong 2R_K C. \quad (14.36)$$

Определяя из этого равенства отношение емкостей и подставляя его в выражение (34), получим

$$\frac{\bar{T}_{\text{разр}}}{\tau_H} = x + \frac{2}{\gamma_R y} \left(1 + \frac{R_3}{R_K} \right) = \psi \left(x, y, \frac{R_3}{R_K}, \gamma_R \right). \quad (14.37)$$

17. При заданных значениях τ_H , s , ΔE_3 и E_K поставленная задача сводится к отысканию такого решения уравнения (31), при котором функция ψ достигает минимума. Как показал анализ, функция ψ монотонно и при том существенно уменьшается с увеличением B , ΔE_3 и с уменьшением R_3/R_K , т. е. ψ уменьшается с увеличением B и мощности источника запускающих импульсов. Уменьшению ψ способствует также увеличение отношения R/R_K . Величина параметра γ_R , входящего в уравнение (31) и в функцию (37), почти не влияет на функцию ψ .

Зависимость функции ψ от y при $x = x(y)$, удовлетворяющем уравнению (31), имеет вид, показанный на рис. 9. Эта функция имеет минимум при значении $y = y_m$, зависящем от произведения $\gamma_R \xi$. При практически встречающихся значениях параметров R_3/R_K и γ_R минимум функции $\psi(y)$ со стороны $y < y_m$ является достаточно пологим (рис. 9); в области же $y > y_m$ функция ψ физически нереализуема. Поэтому приходится ограничиваться рабочим значением $y^* < y_m$; в частности, можно принять $y^* = 0,75y_m$. Как показывает анализ, экстремальное значение y_m удовлетворяет уравнению

$$\gamma_R \xi (1 - y_m) = \exp \left(-\frac{\ln y_m}{y_m - 1} \right) - \exp \left(-\frac{y_m \ln y_m}{y_m - 1} \right).$$

В практически представляющей интерес области $\gamma_R \xi < 0,2$ зависимость y_m от $1/(\gamma_R \xi)$ почти линейна (рис. 10). Это позволяет выразить рабочее значение $y^* = 0,75y_m$ линейной функцией

$$y^* = \frac{\tau_H}{\Theta_r} = 0,75 + 0,7 \left(\frac{1}{\gamma_R \xi} - 3 \right) \left(\frac{1}{\gamma_R \xi} > 5 \right). \quad (14.38)$$

При $y = y^*$ корень $x = x^*$ уравнения (31) хорошо (с погрешностью менее 7%) аппроксимируется функцией

$$x^* = \frac{T_H^+}{\tau_H} \cong \frac{1}{y^*} \ln \left(\frac{1}{1-a^*} \left[1 + \frac{1}{y^*(1-a^*)-1} \right] \right), \quad (14.39)$$

где

$$a^* = \gamma_R \xi (y^* - 1).$$

Зависимости y^* и x^* от $1/\gamma_R \xi$ изображены на рис. 11.

После определения параметров γ_R и ξ , из формул (38) и (39) находятся y^* и x^* , которые определяют соответственно $\Theta_r = (R_r + r_{\text{вн}})C_r$ и T_H^+ . Затем определяется емкость C_r и из формулы (7) и равенства (36) находятся емкости C_3 и C .

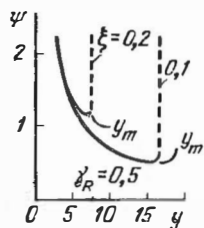


Рис. 9.

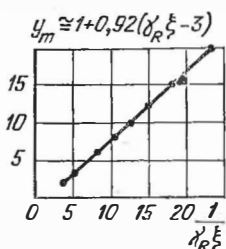


Рис. 10.

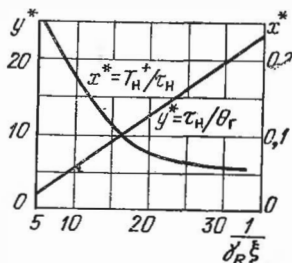


Рис. 11.

При $\gamma_R \xi > 0,2$ применение анализируемой схемы цепи запуска (см. рис. 3) может оказаться неприемлемым, так как при этом разрешающее время триггера $T_{\text{разр}} > 1,5\tau_H$, что при времени жизни $\tau_H > 2$ мкс ограничивает быстродействие триггера значением $F_6 < 300$ кГц.

§ 14.3. СХЕМЫ ЗАПУСКА ТРИГГЕРА

1. Схема счетного запуска на базы. Рассмотренная в § 14.2 схема запуска (см. рис. 3) отличается высокой четкостью работы, обусловленной хорошим управляющим действием клапанирующих диодов. Однако для нормальной работы схемы ускоряющие емкости должны быть весьма значительными: $C = (0,25 \div 0,5)\tau_H/R_K$. Это при $\tau_H \geq 2$ мкс обуславливает довольно большое разрешающее время триггера.

От указанного недостатка свободна распространенная схема запуска, показанная на рис. 12. Цепь запуска содержит источник e_3 с внутренним сопротивлением R_3 , разделительный конденсатор C_3 два клапанирующих диода D_1 и D_2 ,

источник смещающего напряжения $-E_d < 0$ и разделительный диод D . Напряжение E_d устанавливается равным на и б о л ь ш е м у базовому напряжению $|U_6^+|$ насыщенного транзистора. Поэтому в состоянии покоя клапанирующий диод, приключенный к базе насыщенного транзистора, находится либо под нулевым, либо под небольшим запирающим напряжением около $-0,2$ В. В это же время другой клапанирующий диод находится под запирающим напряжением $U_d^- = -(E_d + U_6^-)$, где $U_6^- \cong 1$ В. В состоянии покоя разделительный диод D находится под нулевым напряжением, так как конденсатор C_3 заряжен до напряжения $u_3 = U_{3н} \cong E_d + E_3^-$, где E_3^- — нижний уровень напряжения источника.

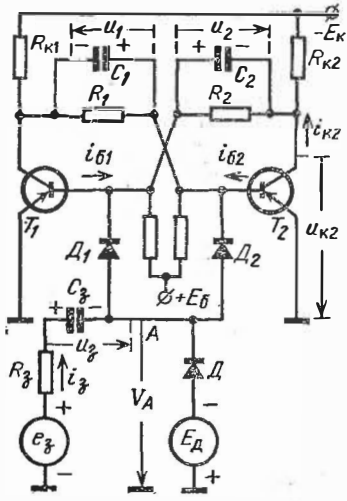


Рис. 12.

При возникновении положительного перепада напряжения $\Delta E_3 = E_3^+ - E_3^-$ диод D запирается. Пусть при этом транзистор T_2 насыщен. Тогда отперется диод D_2 (предполагается, что перепад напряжения ΔE_3 существенно превосходит небольшое запирающее напряжение этого диода), и на базу T_2 поступает запирающий ток $\Delta i_{b2} < 0$. Он вызывает изменение тока базы i_{b2} до значения $I_b^+ - |\Delta i_{b2}| < 0$, благодаря чему происходит рассасывание заряда базы и последующее запираение транзистора T_2 и переброс триггера.

Хотя некоторая часть тока i_3 и ответвляется через конденсатор C_1 в резистор $R_{к1}$, но в отличие от получаемого в схеме запуска, приведенной на рис. 3, при данной схеме запуска этот ток не возрастает, а уменьшается по мере изменения напряжения на конденсаторе, вызванного протеканием тока; последнее к тому же приводит не к уменьшению, а к некоторому возрастанию напряжения u_1 на конденсаторе. Поэтому при данной схеме запуска не происходит уменьшения рабочего перепада напряжения ΔU_p , обусловленного запуском. Таким образом, отпадает необходимость в установке конденсаторов большой емкости C , что и со-

...

...

ставляет основное достоинство данной схемы запуска, которое имеет тем большее значение, чем меньше требуемое отношение $T_{\text{разр}}/\tau_{\text{н}}$. Второе достоинство данной схемы запуска заключается в ее более высокой экономичности: она не требует столь большой мощности источника e_3 , как это нужно при запуске по схеме, приведенной на рис. 3. Но это достоинство реализуется лишь при втором из рассматриваемых ниже режимов работы цепи запуска (см. п. 3).

2. Пусть транзистор T_2 насыщен и из-за появления тока $\Delta i_{b2} < 0$, вызванного перепадом напряжения ΔE_3 , потенциал V_A^+ точки А (рис. 12) повышается. В этом случае при очень сильном запирающем токе $|\Delta i_{b2}|$ может произойти отпирание об о и х клапанирующих диодов. При такой ситуации после выхода из насыщения транзистора T_2 оба транзистора могут оказаться запертыми до окончания действия запускающего импульса. Лишь затем, из-за асимметричного состояния ускоряющих емкостей, играющих роль «запоминающих» элементов схемы, происходит отпирание транзистора T_1 . Такой результат обусловлен более низким напряжением $u_2 \cong 0$ на конденсаторе C_2 сравнительно с напряжением $u_1 = E_K R / (R + R_K) \cong E_K$ на конденсаторе C_1 . Вследствие этого потенциал базы $V_{b1} = u_2 - |u_{к2}| \cong -|u_{к2}|$ оказывается существенно отрицательным, в то время как потенциал базы $V_{b2} = u_1 - |u_{к1}|$ близок к нулю. Переходные процессы при таком режиме запуска детально исследованы [157] (они описаны также в книге [98]).

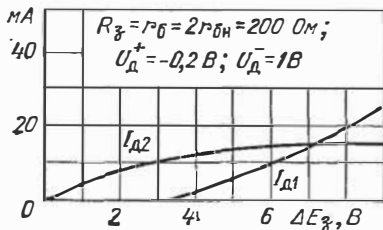


Рис. 13.

3. Описанный в п. 2 режим работы цепи запуска является малоекономичным. Применение чрезмерно большого перепада напряжения ΔE_3 не способствует заметному увеличению запирающего тока $|\Delta i_{b2}|$. Это иллюстрируется показанными на рис. 13 графиками токов, протекающих через клапанирующие диоды типа Д18 в момент возникновения перепада напряжения ΔE_3 (при $I_6^+ = 1$ мА). Как видно, применение перепада $\Delta E_3 > 3,5$ В, не увеличивая практически тока $I_{Д2}$, вызывает быстрое нарастание тока $I_{Д1}$. Ток $i_{Д1}$, протекая через конденсатор C_2 (см. рис. 12), производит вредное повышение его напряжения, что принуждает увеличивать емкость C_2 . Тем самым отмеченное выше достоинство данной схемы не реализуется. Для реализации высокой чувствительности цепи запуска нецелесообразно также применение чрезмерно большой емкости C_3 и малой величины сопротивления R_3 (см. рис. 12). Близким к оптимальному является значение $R_3 \cong 2r_б$ при $R_3 C_3 \cong R_K C$ (при $R_3 C_3 > R_K C$ не реализуется возможное быстрое действие схемы)*). Постоянная $R_3 C_3$ должна быть установлена так,

*) Более точно оптимальное значение емкости C_3 находится из анализа уравнения (31) методом, описанным в пп. 15—17 § 14.2.

чтобы отпирание диода D_1 , после выхода транзистора T_2 из насыщения, происходило бы лишь незначительно раньше отпирания транзистора T_1 (при $u_{б1} < 0,5$ В); в примере расчета, соответствующего представленным на рис. 13 графикам, это будет иметь место, если за время вывода транзистора T_2 из насыщения приращение напряжения на конденсаторе C_3 (см. рис. 12) $\Delta u_3 \cong 0,5\Delta E_3 = 1,75$ В. Вследствие того, что сопротивление $R_3 \cong 2r_б$, существенно ограничивается ток диода D_1 после его отпирания. Благодаря этому в системе развивается регенеративный процесс, который завершается запирающим транзистора T_2 в момент, когда ток транзистора T_1 успевает достигнуть значительной величины. После запирающего транзистора T_2 запирается диод D_2 . Из-за возрастания тока базы $i_{б1}$, отпирание транзистора существенно ограничивается ток $i_{д1}$, который по мере заряда конденсатора C_3 спадает до нуля.

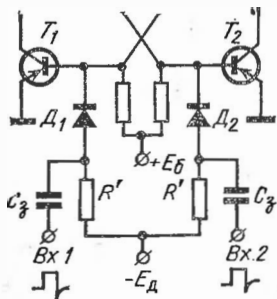


Рис. 14.

4. После окончания действия э. д. с. e_3 отпирается диод D (диод D_1 запирается) и происходит восстановление напряжения на конденсаторе C_3 . Этот конденсатор работает в режиме укорочения перепадов ΔE_3 . При восстановлении напряжения на конденсаторе в точке А (см. рис. 12) возникает отрицательный импульс напряжения, но

он безвреден по двум причинам: во-первых, из-за установки диода D высота этого импульса мала (так как $R_д^+ \ll R_3$); во-вторых, его действие благодаря клапанирующим диодам не передается на базы транзисторов.

5. Для реализации достоинств высокочувствительной схемы запуска на базы (см. рис. 12) нужна достаточно точная настройка схемы, и для обеспечения высокой надежности ее работы (без сбоев) следует предъявить повышенные требования к стабильности источников питания, высоте перепада ΔE_3 и параметров схемы триггера. В этом смысле данная схема запуска существенно более критична к режиму питания и точности настройки схемы, чем схема запуска, приведенная на рис. 3.

Известны также другие более совершенные схемы запуска на базы [157, 15, 111], но ввиду их сложности они не получили широкого распространения.

6. Схема **раздельного запуска триггера** изображена на рис. 14. Здесь запуск триггера производится импульсами положительной полярности, подаваемыми поочередно на два входа триггера. Эти импульсы приводят к запирающему

насыщенного транзистора. Некоторое улучшение работы цепи запуска достигается при замене резисторов диодами. Данная схема запуска работает наиболее надежно, и она наименее критична к режиму питания и к стабильности параметров триггера и цепи запуска. При малой мощности запускающих импульсов применяются импульсы отрицательной полярности, вызывающие отпирание запертых транзисторов. В этом случае следует изменить направление включения диодов.

7. Схема отдельного запуска используется при решении специальных задач [154, 155]. При некоторых применениях (например, при подсчете групп однополярных импульсов [9, 151]) используется отдельный запуск триггера импульсами чередующейся полярности, подаваемыми на базу только одного какого-нибудь транзистора. В этом случае используется только одна половина показанной на рис. 14 цепи запуска, причем диоды и источник смещающего напряжения — E_d не включаются (резистор R' заземляется). Для надежной работы запуск производится короткими импульсами ($t_s < T_{разр}$).

8. Установочный запуск триггера. Схема отдельного запуска широко используется для установки триггера в нужное исходное положение, при котором определенный транзистор находится в запертом состоянии. Если в зависимости от условий работы исходное состояние может быть различным, то применяется показанная на рис. 14 схема. Если же исходное состояние не меняется (например, в исходном состоянии заперт только транзистор T_1), то используется только одна половина показанной на рис. 14 цепи запуска. Наряду с цепью установочного запуска в триггере действует также и отдельная цепь счетного (общего) запуска.

9. В некоторых случаях импульс установочного запуска подается на систему из N триггеров. Для этой цели используется один общий источник запускающих импульсов, работающий по схеме, показанной на рис. 15. Здесь импульс запуска подается одновременно на входы всех триггеров. Резисторы R_y включаются для уравнивания токов во всех каналах запуска, если из-за различия входных сопротивлений триггеров эти токи могут быть различными.

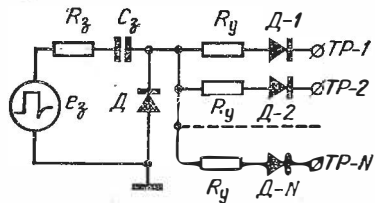


Рис. 15.

А. УСЛОВИЯ СУЩЕСТВОВАНИЯ СОСТОЯНИЙ ПОКОЯ ТРИГГЕРА

1. Надежность работы триггера зависит от стабильности состояний покоя триггера в реальных условиях эксплуатации. При определении условий существования состояний покоя триггера должно быть в возможно большей мере ослаблено влияние начального тока $I_{к0}$ и «малых», не вполне определенных и существенно изменяющихся параметров транзисторов.

В состоянии покоя один из транзисторов триггера насыщен, а другой — надежно заперт. Коэффициент s насыщения устанавливается в соответствии с изложенным в § 8.2, пп. 18—20 и с учетом соотношения наибольшей ($R_{н\text{ наиб}}$) и наименьшей ($R_{н\text{ наим}}$) нагрузок триггера. Граничное значение базового напряжения запертого транзистора [$U_{бг}^- \cong (0,5 \div 1)V$] устанавливается в соответствии с изложенным в § 8.1, пп. 5—6. Будем полагать значения s и $U_{бг}^-$ заданными.

Условия существования покоя триггера находятся из анализа схемы триггера (см. рис. 3), но без учета цепи запуска и всех конденсаторов триггера (их можно полагать отключенными).

2. **Условие насыщенного состояния транзистора** вытекает из соотношений (8.24)—(8.26). Для обеспечения насыщенного состояния с коэффициентам насыщения, не меньшим заданном значения s , должно выполняться соотношение $I_{б}^+ \geq I_{кн} s/B - I_{к0}$. Усиливая немного написанное соотношение, потребуем, чтобы

$$I_{б}^+ \geq \frac{s}{B} I_{кн}. \quad (14.40)$$

Ток $I_{кн}$ равен разности токов, протекающих через резисторы $R_{к}$ и R (рис. 16):

$$I_{кн} = \frac{E_{к} - |U_{кн}|}{R_{к}} - \frac{U_{б}^- + |U_{кн}|}{R} < \frac{E_{к}}{R_{к}}; \quad (14.41)$$

ввиду $|U_{кн}| \ll E_{к} \gg U_{б}^-$ неравенство (41) является слабым.

Ток базы I_b^{\pm} равен разности двух токов (рис. 17):

$$I_b^{\pm} = I_R - I = \frac{E_K - |U_b^{\pm}|}{R + R_K} - \frac{E_6 + |U_b^{\pm}|}{R_6},$$

где ввиду малости $I_{K0} R_K \ll E_K$ пренебрежено влиянием тока I_{K0} . Заменяем $|U_b^{\pm}|$ на $I_b^{\pm} R_{вх}^+$, где $R_{вх}^+$ — входное сопротивление открытого транзистора, выражаемое формулой (8.58). Тогда получим

$$I_b^{\pm} \left[1 + \frac{R_{вх}^+}{R_6 \parallel (R + R_K)} \right] = \frac{E_K}{R + R_K} - \frac{E_6}{R_6}. \quad (14.42)$$

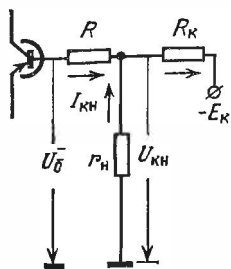


Рис. 16.

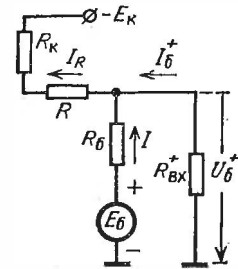


Рис. 17.

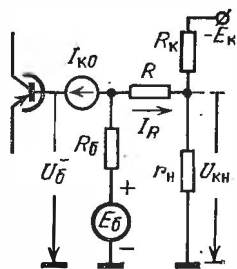


Рис. 18.

Для обеспечения слабой зависимости тока базы от не вполне определенной и нестабильной величины входного сопротивления $R_{вх}^+$, потребуем, чтобы из соображений, указанных в § 8.2, п. 21, отношение

$$\frac{R_{вх}^+}{R_6 \parallel (R + R_K)} = \varepsilon^+ \leq \frac{1}{4}. \quad (14.43)$$

Подставляя ток I_b^{\pm} в соотношение (40) и заменяя в нем ток $I_{КВ}$ незначительно большей величиной из неравенства (41), потребуем тем не менее выполнения соотношения (40):

$$\frac{1}{1 + \varepsilon^+} \left(\frac{E_K}{R + R_K} - \frac{E_6}{R_6} \right) \geq \frac{s E_K}{B R_K}; \quad (14.44)$$

при его выполнении наверняка будет обеспечено насыщение транзистора с коэффициентом насыщения не ниже заданного значения s .

3. Условие надежного запираания транзистора —

$$U_b^- \geq U_{бр}^-. \quad (14.45)$$

Для определения базового напряжения U_b^- запертого транзистора обратимся к схеме, приведенной на рис. 18.

Здесь база затворного транзистора представлена генератором тока $I_{к0}$, а насыщенный транзистор — сопротивлением $r_{н} = |U_{кн}|/I_{кн}$. Как видно из схемы,

$$U_{\bar{б}} = E_{\bar{б}} - R_{\bar{б}}(I_R + I_{к0}), \text{ где } I_R = (U_{\bar{б}} + |U_{кн}|)/R.$$

Отсюда

$$U_{\bar{б}} \left(1 + \frac{R_{\bar{б}}}{R}\right) = E_{\bar{б}} - I_{к0} R_{\bar{б}} - \frac{R_{\bar{б}}}{R} |U_{кн}|.$$

Заменяя здесь напряжение $|U_{кн}|$ незначительно большей величиной из неравенства $|U_{кн}| = r_{н} I_{кн} < r_{н} E_{к}/R_{к}$, можно записать:

$$U_{\bar{б}} > \frac{RE_{\bar{б}}}{R + R_{\bar{б}}} \left[1 - \left(\frac{I_{к0} R_{\bar{б}}}{E_{\bar{б}}} + \frac{r_{н} R_{\bar{б}} E_{к}}{R_{к} RE_{\bar{б}}}\right)\right]. \quad (14.46)$$

Стоящее в круглых скобках выражение определяет параметр, который сильно меняется с температурой и, кроме того, нестабилен. Для обеспечения умеренного (не более чем в 2 раза) изменения чувствительности триггера к запускающим импульсам потребуем, чтобы величина этого параметра даже при наивысшей рабочей температуре была умеренной, т. е., чтобы

$$\frac{I_{к0 \text{ наиб}} R_{\bar{б}}}{E_{\bar{б}}} + \frac{r_{н} R_{\bar{б}} E_{к}}{R_{к} RE_{\bar{б}}} = \varepsilon^- \leq \frac{1}{2}. \quad (14.47)$$

С учетом этого обозначения заменим в соотношении (45) базовое напряжение $U_{\bar{б}}$ несколько меньшей величиной из неравенства (46), и тем не менее потребуем выполнения соотношения

$$(1 - \varepsilon^-) \frac{R}{R + R_{\bar{б}}} E_{\bar{б}} \geq U_{\bar{б}г}. \quad (14.48)$$

При выполнении этого соотношения наверняка будет обеспечено надежное запирающее транзистора в рабочем диапазоне температур в условиях действия помеховых сигналов.

4. Таким образом, искомые условия существования устойчивых состояний покоя триггера выражаются двумя основными соотношениями (44) и (48). Кроме того, влияние «малых» нестабильных и не вполне определенных параметров транзисторов ($I_{к0}$, $R_{вх}^+$ и $r_{н}$) ограничивается соотношениями (43 и (47).

В. ОБЛАСТЬ УСТОЙЧИВЫХ СОСТОЯНИЙ ТРИГГЕРА

5. Для обеспечения надежных состояний покоя триггера следует установить сопротивления резисторов R_K , R_B , R и напряжение E_B , удовлетворяющие соотношениям (44) и (48). Эти соотношения определяют границы области устойчивых состояний покоя триггера. Установим эти границы. При решении такой задачи удобно оперировать с относительными значениями величин.

Из физических соображений вытекает, что для обеспечения насыщенного состояния транзистора смещающее напряжение E_B должно быть достаточно мало, а для обеспечения запертого состояния транзистора это напряжение должно быть достаточно велико. Имея это в виду, решим неравенства (44) и (48) относительно E_B , но предварительно разделим обе части этих неравенств на E_K ; в результате получим:

$$\frac{E_B}{E_K} \geq \frac{U_{B\Gamma}}{(1-\varepsilon^-) E_K} \left(1 + \frac{R_B}{R} \right), \quad (14.49)$$

$$\frac{E_B}{E_K} \leq \frac{R_B}{R} \left[\frac{1}{1 + (R_K/R)} - \frac{R}{R_K} (1 + \varepsilon^+) \frac{s}{B} \right]. \quad (14.50)$$

Неравенство (49) определяет нижнюю границу, а неравенство (50) — верхнюю границу возможных значений E_B . Обозначим:

$$v_B = \frac{E_B}{E_K}; \quad x = \frac{R_B}{R}; \quad y = \frac{R}{R_K}; \quad (14.51)$$

$$K_\Gamma = \frac{U_{B\Gamma}}{(1-\varepsilon^-) E_K}; \quad B_s = \frac{B}{s(1+\varepsilon^+)}. \quad (14.52)$$

Используя эти обозначения, перепишем неравенства (49) и (50)

$$v_B \geq K_\Gamma (1+x); \quad v_B \leq K_y x, \quad (14.53)$$

где

$$K_y = \frac{y}{1+y} - \frac{y}{B_s} = K(y). \quad (14.54)$$

6. Предположим, что y , B_s и, следовательно, K_y каким-то образом определены, что будет сделано ниже. Пусть также величина параметра ε^- установлена и коэффициент K_Γ известен. Тогда правые части неравенств (53) — линейные функции от x с угловыми коэффициентами K_Γ и K_y . Графики этих функций — прямые (рис. 19). Если угловой коэффициент $K_y > K_\Gamma$, то любая точка внутри угла PQL удовлетворяет неравенствам (53). Следовательно, угол PQL ограничивает в плоскости (v_B, x) область устойчивых состояний покоя триггера. Какая-нибудь точка M^* внутри угла PQL определяет значения параметров (рис. 19)

$$x^* = \frac{R_B^*}{R^*}, \quad v_B^* = \frac{E_B^*}{E_K^*}, \quad (14.55)$$

где индексом * отмечаются средние значения величин.

7. Чем ближе точка M^* к вершине Q угла PQL , тем меньше при заданном E_k^* требуемая величина напряжения $E_b^* = v_b^* E_k^*$, т. е. тем экономичнее режим работы триггера. Однако из-за нестабильности параметров триггера и питающих напряжений приходится относить точку M^* от вершины Q . В самом деле, в действительности границы области PQL нестабильны; это в особенности относится к верхней границе, так как даже при неизменном значении y из-за изменения в широких пределах параметра B_0 величина углового коэффициента меняется. Кроме того, при выбран-

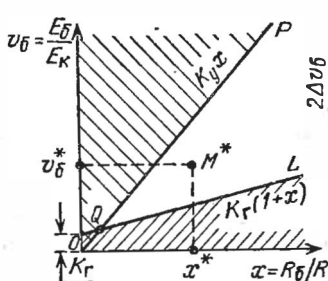


Рис. 19.

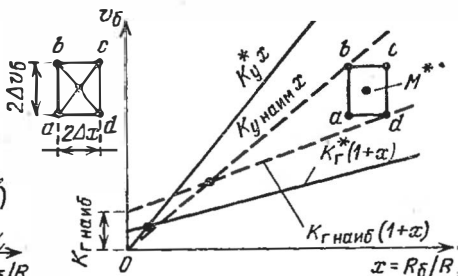


Рис. 20.

ной точке M^* и установленных значениях x^* и v_b^* в действительности, из-за влияния дестабилизирующих факторов (см. § 8.1, п. 5), параметры

$$x = x^* \pm \Delta x, \quad v_b = v_b^* \pm \Delta v_b \quad (14.56)$$

не постоянны, т. е. x^* и v_b^* представляют собой *средние значения* случайных величин x и v_b (их можно считать независимыми), характеризующих некоторыми дисперсиями σ_x^2 и $\sigma_{v_b}^2$.

Пусть $\Delta x = n\sigma_x$ и $\Delta v_b = n\sigma_{v_b}$ (где n достаточно велико) — практически наибольшие отклонения величин x и v_b от их средних значений; это значит, что вероятность большего отклонения менее вероятности, определяющей допустимую вероятность сбоя триггера. Тогда с запасом можно полагать, что прямоугольник $abcd$ (рис. 20) представляет собой *область рассеяния двумерной случайной величины* (x, v_b) . Пусть известны наименьшее ($K_{y\text{наим}}$) и наибольшее ($K_{r\text{наиб}}$) значения угловых коэффициентов. Тогда рабочую точку M^* можно выбрать из построения, приведенного на рис. 20.

8. Согласно формуле (52) наибольшее значение*)

$$K_{r\text{наиб}} = \frac{U_{b\bar{r}}}{(1 - \epsilon_{\text{наиб}}^-)(E_k^* - \Delta E_k)} = \frac{2U_{b\bar{r}}}{E_k^* - \Delta E_k}, \quad (14.57)$$

*) Если по окончании расчета выяснится, что выражаемая формулой (47) величина $\epsilon_{\text{наиб}}^- < 0,5$, то можно либо уточнить проведенный расчет, либо полагать, что он содержит некоторый расчетный запас. В противном же случае построение триггера на транзисторах принятого типа является невозможным.

где ΔE_K — практически наибольшее отклонение E_K от среднего значения E_K^* ($\Delta E_K < 0,1 E_K^*$). В зависимости от уровня помех ($U_{\text{бг}} \leq 1 \text{ В}$) величина $K_{\Gamma \text{ наиб}} \cong 0,1 \div 0,2$.

Определим теперь значение коэффициента $K_y = K(y)$, выражаемого формулой (54). На рис. 21 изображено семейство кривых этой функции, имеющих своим параметром $B_{\text{э}}$; его величина зависит в основном от отношения B/s . Физически реализуемые значения $K_y > 0$; функция $K(y)$ имеет нули в точках $y = 0$ и $y = B_{\text{э}} - 1$. Между этими точками каждая кривая рассматриваемого семейства имеет максимум в точке $y = y_m$, определяемой из условия $dK/dy = 0$:

$$y_m = \sqrt{B_{\text{э}} - 1}; \quad (K_y)_{\text{max}} = (1 - 1/\sqrt{B_{\text{э}}})^2. \quad (14.58)$$

При выборе значения K_y следует учитывать ряд обстоятельств:

а) Чем сильнее выполняется неравенство $K_y \text{ наиб} > K_{\Gamma \text{ наиб}} \cong 0,1 \div 0,2$, тем шире область состояний покоя триггера (рис. 20).

б) Согласно формуле (22а) высота рабочего перепада

$$\Delta U_p \cong 0,8 E_K \frac{R}{R + R_K} = \frac{0,8 y}{1 + y} E_K; \quad (14.59)$$

поэтому при $y < 2$ высота рабочего перепада быстро уменьшается с уменьшением y , а при $y > 3$ она слабо зависит от y .

в) При $B_{\text{э}} > 10$ (рис. 21), что получается при использовании транзисторов с коэффициентом усиления $B > 20 \div 40$, максимум функции $K(y)$ оказывается пологим (особенно при $y > y_m$), а отношение $(K_y)_{\text{max}}/K_{\Gamma \text{ наиб}} = \lambda_K > 2$. Если же $B_{\text{э}} < 6$ (рис. 21), то указанный максимум обостряется и он получается при $y_m < 1,5$, а величина λ_K получается близкой к 1.

г) $y = y^* \pm \Delta y$ — случайная величина, причем практически наибольшее относительное изменение $\Delta y/y < \Delta R/R + \Delta R_K/R_K < 0,2$.

Учитывая отмеченные обстоятельства и чрезвычайно низкую допускаемую вероятность сбоя триггера, целесообразно принять среднее значение $y^* = y_m + 1$, полагая при этом $B_{\text{э}} = B_{\text{э наиб}}$:

$$y^* = R^*/R_K^* = \sqrt{B_{\text{э наиб}}}; \quad (14.60)$$

отсюда согласно формуле (54)

$$K_y \text{ наиб} = \frac{y^* + \Delta y}{y^* + \Delta y + 1} \frac{y^* + \Delta y}{B_{\text{э наиб}}}. \quad (14.61)$$

Так, например, при $B_{\text{э наиб}} = 40$ и $s(1 + \epsilon_{\text{наиб}}^+) = 4$ имеем согласно формуле (52) $B_{\text{э наиб}} = 10$. Отсюда при $\Delta y = 0,1 y^*$ получаем $K_y \text{ наиб} = 0,43$, что является вполне приемлемым.

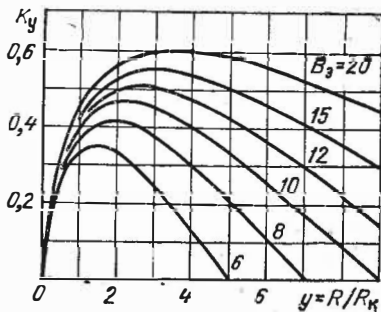


Рис. 21.

Найдя из формулы (60) y^* и определив выражаемые формулами (57) и (61) значения угловых коэффициентов, можно затем по изложенной в п. 7 методике найти средние значения x^* и v_6^* , после чего при известном сопротивлении резистора R_k^* определяются все остальные параметры триггера.

9. Сопротивление R_k^* находится либо из задания нагрузки триггера, либо из требования получения нужного значения ε^+ , выражаемого формулой (43), или, наконец, при применении германиевых транзисторов, из условия минимизации параметра ε^- , выражаемого формулой (47). В этом последнем случае

$$R_k^* = (R_k^*)_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{r_{\text{в}} E_{\text{к}}}{y^* I_{\text{кз}} \text{ наиб}}} \quad (14.62)$$

§ 14.5. ВАРИАНТЫ СХЕМ ТРИГГЕРОВ

1. На рис. 22 изображена схема *триггера с автоматическим смещением* (цепь запуска триггера подобна рассмотренным в § 14.2 или 14.3). Здесь роль источника смещающего напряжения E_6 выполняет резистор R_6 . В соответствии с этим эмиттеры транзисторов заземляются через посредство резистора R_6 .

Так как в состоянии покоя один из транзисторов насыщен, то через резистор R_6 протекает ток $I_6 = I_{\text{кн}} + I_6^+$, создавая на нем падение напряжения

$$V_6 = -I_6 R_6 \cong -I_{\text{кн}} R_6 (1 + s/B). \quad (14.63)$$

Величина $|V_6|$ выбирается из условия обеспечения запертого состояния одного из транзисторов и насыщенного состояния другого.

Для ослабления колебания напряжения смещения в переходных стадиях резистор R_6 иногда шунтируется конденсатором, емкость C_6 которого устанавливается из равенства $R_6 C_6 \cong 5R_k C$.

Достоинство данной схемы заключается в отсутствии дополнительного источника смещающего напряжения E_6 . Однако величина рабочего перепада напряжения в триггере с автоматическим смещением уменьшается примерно на величину напряжения смещения, что является недостатком данной схемы триггера.

2. На рис. 23 изображена схема *триггера с встроенными эмиттерными повторителями*. Здесь основные ключевые каскады триггера собраны на транзисторах T_1 и T_2 . Передача напряжения с коллектора одного из транзисторов на базу второго производится через посредство эмиттерных повторителей на транзисторах T'_1 и T'_2 .

Применение эмиттерных повторителей необходимо при работе триггера на мощную (в особенности динамическую) нагрузку. В этом случае влияние нагрузки на работу триггера практически полностью устраняется. Триггер с эмиттерными повторителями позволяет также реализовать более высокое быстродействие. Особенности работы и расчет таких триггеров излагаются в книге В. Н. Яковлева [109].

3. Кроме симметричных триггеров находят также применение и несимметричные триггеры, в частности триггеры с эмиттерной связью. Они служат для преобразования медленно меняющегося

напряжения в прямоугольные импульсы (колебания прямоугольной формы), а также в качестве пороговых сравнивающих устройств. Различные варианты схем симметричных и несимметричных транзисторных триггеров рассматриваются в книгах [12, 15, 109—111]; там излагаются основы теории и методы расчета таких устройств.

4. Ламповый триггер по своему построению не отличается от транзисторного триггера. Основное различие в работе этих устройств обусловлено различием режимов работы электронных ламп и транзисторов и инерционностью электронных процессов в тран-

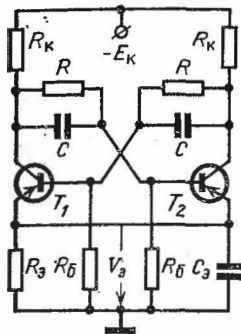


Рис. 22.

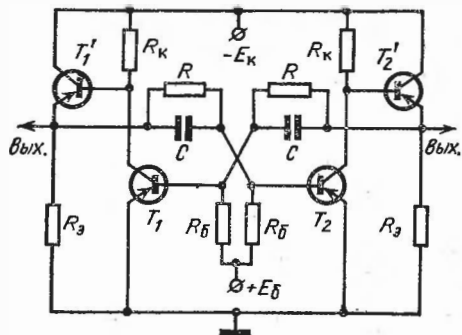


Рис. 23.

зисторах (см. § 11.2, п. 2), Триггеры, построенные на транзисторах наиболее совершенных типов, не уступают ламповым триггерам по быстродействию, но стабильность работы ламповых триггеров в широком диапазоне рабочих температур оказывается существенно более высокой. Ламповые триггеры отличаются устойчивостью к проникающей радиации. Ламповые триггеры позволяют получать высокие рабочие перепады напряжения — в 100 В и выше.

Теория работы и методы расчета ламповых триггеров излагаются в книгах [5, 9—15, 114].

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

§ 15.1. УСТРОЙСТВА НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ (УТД)

1. Общая характеристика УТД. Туннельный диод (ТД)—типичный нелинейный прибор с N -образной вольтамперной характеристикой; на падающем участке характеристики дифференциальное сопротивление диода $\rho = dU/dI < 0$,

Это дает возможность построения на основе ТД разнообразных импульсных устройств: мультивибраторов, триггеров, логических схем и др. Параметры ТД (особенно из арсенида галлия) слабо зависят от температуры и отличаются устойчивостью к проникающей радиации. Однако сильный разброс характеристик ТД одного и того же типа заметно влияет на стабильность работы УТД.

Основное достоинство УТД заключается в их высоком быстродействии; они позволяют формировать импульсы длительностью порядка 1 нс и осуществлять переключения в течение долей 1 нс. УТД отличаются малым потреблением энергии, но они работают при низких напряжениях, и высота формируемых ими импульсов менее 1 В. Для получения большей высоты импульсов применяют комбинированные схемы на ТД и транзисторах [15, 111, 158—161]. В схемном отношении УТД весьма просты, но они

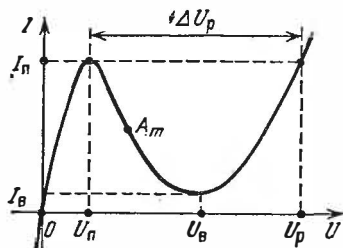


Рис. 1.

обладают тем существенным недостатком, что ТД — двухполюсник. Так как вход и выход двухполюсника совмещены, то возникают трудности в однонаправленной передаче сигналов и приходится изыскивать схемные решения для разделения входного и выходного сигналов.

Отмеченные особенности определили ограниченное применение УТД в основном при работе с импульсами длительностью менее 10 нс и в качестве пороговых элементов логических схем (см. § 20.4), а также в быстродействующих устройствах квантования сигналов.

2. Параметры ТД. На рис. 1 изображена статическая характеристика ТД $I = f_d(U)$. Известны аналитические выражения, хорошо аппроксимирующие характеристику ТД [159—161].

Основными параметрами ТД являются (рис. 1):

I_n — пиковый ток (считается основным классификационным параметром; в зависимости от типа ТД

$$I_n \cong (2 \div 10) \text{ мА};$$

I_B — ток впадины ($I_n/I_B \cong 5 \div 50$);

U_n — напряжение пика (соответствующее I_n);

U_B — напряжение впадины (соответствующее I_B);

U_p — напряжение раствора характеристики;

$\Delta U_p = U_p - U_{п}$ — раствор характеристики;
 $\rho = dU/dI$ дифференциальное сопротивление ТД в области

$$U_{п} < U < U_{в} \quad (\rho < 0);$$

Обычно используются два абсолютных значения ρ :
 — среднее значение модуля ρ :

$$|\rho|_{ср} = \frac{U_{в} - U_{п}}{I_{п} - I_{в}}; \quad (15.1)$$

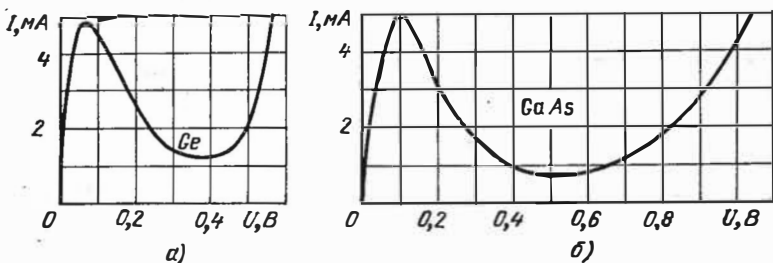


Рис. 2.

— минимальное значение модуля ρ в некоторой точке A_m характеристики (рис. 1):

$$|\rho| = |\rho|_{\min} = |dU/dI|_{\min}. \quad (15.1a)$$

Значения параметров ТД зависят в основном от материала полупроводника. На рис. 2 изображены типовые характеристики ТД из германия и арсенида галлия. ТД из арсенида галлия отличается большим раствором характеристики, что является достоинством. Но в ТД этого типа проявляется свойство *деградации* [161a]; оно заключается в изменении токов $I_{в}$ и $I_{п}$, если диод работает при значительных токах ($I > I_{п}/2$) на диффузионной ветви характеристики (при $U > U_{в}$). Поэтому в ТУ на диоды из арсенида галлия обычно оговаривается наибольший допустимый ток на диффузионной ветви. Это ограничивает возможности использования таких ТД.

Изменение температуры существенно влияет лишь на ток ТД (в частности, изменяются величины токов $I_{п}$ и, в особенности, $I_{в}$). Напряжения $U_{п}$, $U_{в}$ и раствор характеристики ТД с изменением температуры меняются мало. Температурная нестабильность параметров ТД проявляется сильнее у германиевых ТД. По этой причине, а также

ввиду большого раствора характеристики у ТД из арсенида галлия такие ТД применяются более широко.

3. Эквивалентная схема ТД изображена на рис. 3, а. Здесь C_B — емкость ввода и обмотки ТД (примерно несколько пикофард); L_B — индуктивность ввода (около 1 нГ); $r_б$ — объемное сопротивление базы диода (несколько Ом); R_D — нелинейное сопротивление ТД; протекающий

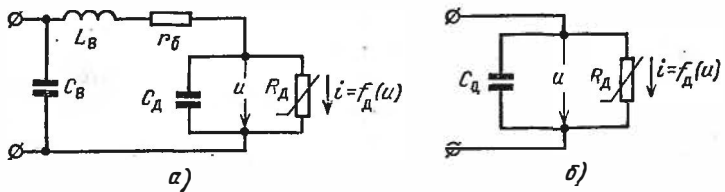


Рис. 3.

через это сопротивление ток определяется вольтамперной характеристикой диода (см. рис. 1); C_D — барьерная емкость pn -перехода; ее величина у ТД различных типов варьирует от единиц до десятков пикофард (разброс этой величины у различных образцов ТД одного и того же типа значительно превосходит изменение емкости pn -перехода от напряжения).

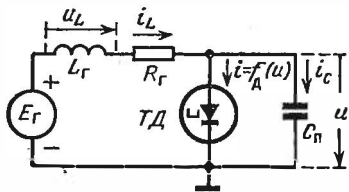


Рис. 4.

При длительностях генерируемых импульсов более 10 нс можно прене-

бречь влиянием параметров L_B , C_B и $r_б$, что позволяет упростить эквивалентную схему ТД (рис. 3, б).

4. Режимы работы УТД. Большинство устройств разного типа строится по представленной на рис. 4 схеме. Здесь $E_r = \text{const}$ — источник питания; R_r — активное сопротивление (учитывающее внутреннее сопротивление источника тока); L_r — индуктивность, которая совместно с сопротивлением R_r являются времязадающими элементами генератора импульсов; $C_п = C_D + C_H$ — суммарная емкость системы, учитывающая емкость нагрузки.

При заданной вольтамперной характеристике ТД состояния равновесия рассматриваемой системы зависят только от величин E_r и R_r (ибо при равновесии $u_L = 0$ и $i_c = 0$).

Устойчивость же состояния равновесия в некоторых случаях зависит и от реактивных параметров.

Можно различить четыре случая равновесия данной системы.

В случаях, иллюстрируемых приведенными на рис. 5, а, б построениями, величины E_r и R_r выбраны так, что нагрузочные прямые DA и DB пересекают вольтамперную характеристику ТД в одной точке, которая расположена на *падающем* участке характеристики. В этих случаях имеется только одно состояние равновесия, которое является устойчивым независимо от величин реактивных па-

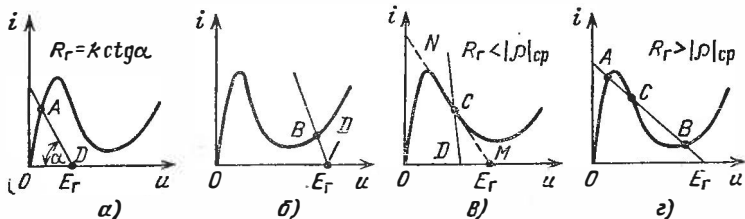


Рис. 5.

раметров системы [21—25]. Как это будет показано, в таких случаях можно на основе представленной на рис. 4 схемы построить *ждущий генератор импульсов*.

Возможен случай, когда единственная точка пересечения нагрузочной прямой с характеристикой ТД расположена на *падающем* участке характеристики (рис. 5, в). Такая точка C пересечения возможна, если сопротивление R_r меньше модуля дифференциального сопротивления диода в точке C . Практически это будет выполняться при

$$R_r < |\rho|_{cp} \quad (15.2)$$

Можно показать [159—161], что рассматриваемое состояние равновесия устойчиво при неравенстве $L_r/R_r < |\rho|_{cp} C_{п}$. Такой режим работы используется в *усилителях на ТД*. Если же последнее неравенство не выполняется, то состояние равновесия в точке C неустойчиво, и в системе возбуждаются автоколебания. При этом, если

$$L_r/R_r \gg |\rho|_{cp} C_{п} \quad (15.3)$$

то возникающие колебания носят релаксационный характер. Именно этот случай представляет интерес для импульсных

устройств: на основе представленной на рис. 4 схемы можно построить генератор импульсов, работающий в автоколебательном режиме.

Наконец, возможен случай пересечения вольтамперной характеристики ТД нагрузочной прямой в трех точках (рис. 5, а), что возможно при

$$R_r > |\rho|_{cp}. \quad (15.4)$$

Тогда независимо от реактивных параметров системы (см. рис. 4) точкам А и В соответствуют устойчивые состояния, а точке С — неустойчивое состояние равновесия. В данном случае на основе рассматриваемой схемы можно построить триггер (здесь индуктивность L_r в принципе не нужна). Триггер такого типа рассматривается в § 20.4.

Принцип построения разнообразных импульсных УТД, анализ их работы и возможности технического применения детально описаны в литературе [12, 15, 111, 158—161а].

ЖДУЩИЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ

5. Схема и режим работы. На рис. 6 изображена схема генератора импульсов. Он содержит ТД и индуктивную катушку; сопротивление R_r включает в себя активное сопротивление катушки и внутреннее сопротивление источника питания. Параметры L_r и R_r удовлетворяют соотношению (3). Генератор импульсов вырабатывает один рабочий импульс напряжения определенной формы и длительности $t_{и}$ при каждом

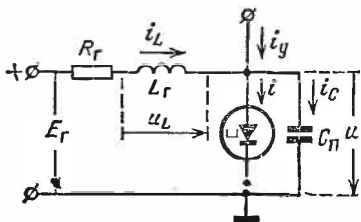


Рис. 6.

воздействии управляющего сигнала. Выходной импульс снимается с диода, на который подается управляющий сигнал в виде кратковременного импульса тока длительностью $t_3 < t_{и}$. Будем полагать, что емкость нагрузки C_n учитывается емкостью C_n , а активное сопротивление нагрузки $R_n \cong \infty$. Напряжение E_r (обычно менее 0,5 В) и сопротивление R_r (около 100 Ом) устанавливаются из условия получения единственной точки А устойчивого равновесия (рис. 7), соответствующей состоянию покоя генератора; в этом состоянии он может находиться произвольно долго до воздействия запускающего импульса.

6. Временные диаграммы процессов в генераторе изображены на рис. 8. Здесь буквенные индексы символов, выражающих ток i_L и выходное напряжение u (см. рис. 6), соответствуют характерным точкам вольтамперной характеристики ТД (рис. 7).

Область $t < 0$ на временных диаграммах соответствует состоянию покоя генератора, когда через все его элементы (кроме емкости C_{II}) протекает ток диода $i = I_A = \text{const}$, а выходное напряжение $u = U_A = \text{const}$.

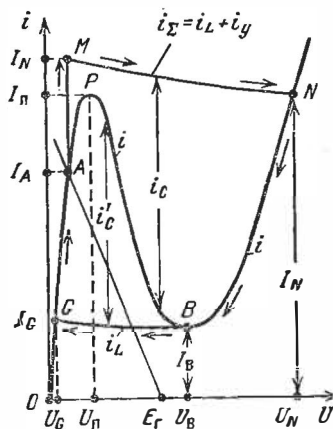


Рис. 7.

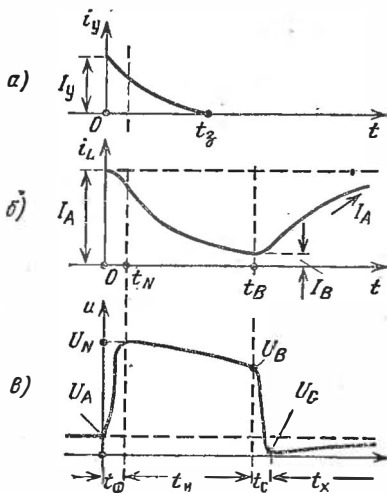


Рис. 8.

В момент $t = 0$ подается запуская импульс тока $i_y = i_y(t)$ (рис 8, а), причем $i_y(0) = I_y > I_{II} - I_A$ (рис. 7). Для уяснения характера возникающих процессов следует учесть, что суммарный ток $i_{\Sigma} = i_L + i_y$ равен сумме токов $i + i_c$ (см. рис. 6). Но ток i_L и напряжение на емкости C_{II} (следовательно, и ток диода i) не могут мгновенно измениться. Поэтому в момент $t = 0$ ток $i_y(0) = I_y$ поступает в емкость C_{II} . В последующие моменты времени, по мере повышения напряжения на емкости, изменяется ток диода. Для иллюстрации этого процесса на рис. 7 показан график AMN зависимости от напряжения u суммы токов $i_{\Sigma} = i_L + i_y$; некоторое снижение тока i_{Σ} обусловлено в основном уменьшением тока i_y (рис. 8, а). В рассматриваемом быстром процессе формирования фронта выходного сигнала и изображающая точка тока i_{Σ} перемещается по кривой MN , а изобра-

жающая точка тока диода перемещается по ветвям характеристики диода — до пересечения с графиком MN в точке N (рис. 7). Разность токов $i_{\Sigma} - i$ выражает ток i_c паразитной емкости, от величины которого зависит скорость изменения напряжения $dU/dt = i_c/C_{\Pi}$. В момент t_N попадания изображающих точек в точку N ток $i_c = 0$. Следовательно, в этот момент производная $dU/dt = 0$, а напряжение $u = u_{\max} = U_N$ (рис. 8, в), т. е. в этот момент заканчивается формирование фронта выходного импульса. *Длительность фронта импульса*

$$t_{\Phi} = \frac{C_{\Pi}(U_N - U_A)}{(i_c)_{\text{ср}}}, \quad (15.5)$$

где $(i_c)_{\text{ср}}$ — среднее значение тока i_c .

7. Состояние системы в точке N не является стабильным, так как в результате изменения напряжения u индуктивность L_r оказывается под отрицательным напряжением $u_L = E_r - u - i_L R_r < 0$. Поэтому ток в индуктивности начинает уменьшаться по закону

$$i_L = I_A + \frac{1}{L_r} \int_{t_N}^t (E_r - u - i_L R_r) dt, \quad (15.6)$$

где интеграл выражает отрицательное приращение тока i_L ; здесь пренебрежено небольшим изменением тока i_L за время t_{Φ} .

В данной стадии работы генератора формируется вершина выходного импульса (рис. 8, в). Ввиду сравнительно медленного изменения напряжения u в этой стадии можно пренебречь емкостным током ($i_c = 0$). Будем также полагать, что уменьшающийся ток $i_y(t)$ (рис. 8, а) не оказывает влияния на последующие процессы в генераторе. При таком положении по мере уменьшения тока i_L , определяемом выражением (6), изображающая точка скользит (вниз) по ветви NB характеристики ТД. В соответствии с этим уменьшается ток $i = i_L$ (рис. 8, б) и несколько уменьшается напряжение u (рис. 8, в). В момент t_B , когда изображающая точка достигает точки B (см. рис. 7), формирование вершины импульса заканчивается. Но напряжение на индуктивности еще продолжает оставаться отрицательным ($u = U_B > E_r - i_L R_r$). Поэтому ток $i = i_L$ должен продолжать уменьшаться, что возможно только при переходе изо-

бражающей точки на ветвь OA характеристики. В наступившей стадии среза выходного импульса изображающая точка тока i_L перемещается почти по горизонтальной прямой BG , а изображающая точка тока диода — по ветвям BPG характеристики ТД. Разность токов $i_L - i = -i'_C$ (см. рис. 7) выражает ток i_C емкости C_{Π} , который в этой стадии оказывается отрицательным. Величина этого тока определяет скорость уменьшения напряжения $u(t)$ и длительность среза импульса (рис. 8, в)

$$t_c = \frac{C_{\Pi}(U_B - U_G)}{(i'_C)_{\text{ср}}}, \quad (15.7)$$

В точке G емкостный ток $i_C = 0$ и напряжение $u = u_{\text{min}} = U_G$ (ток $i_L = i = I_G$). Здесь напряжение на индуктивности становится положительным (так как $E_r - i_L R_r > U_G$). Это обуславливает нарастание тока $i_L = i$ (рис. 8, б) по закону

$$i_L = I_G + \frac{1}{L_r} \int_{t_G}^t (E_r - u - i_L R_r) dt, \quad (15.8)$$

где $I_G \cong I_B$ — значение тока i_L в момент t_G .

С нарастанием тока i_L связана более медленная стадия восстановления исходных условий покоя схемы. Здесь опять можно пренебречь влиянием емкостного тока. В соответствии с этим изображающая точка тока $i_L = i$ скользит (вверх) по первой восходящей ветви характеристики ТД от точки G до точки A — точки покоя системы. На этом заканчивается полный цикл работы генератора.

8. Параметры генерируемого импульса. Рабочий перепад напряжения импульса $u(t)$ (рис. 8, в)

$$\Delta U = U_N - U_A \cong \Delta U_p, \quad (15.9)$$

т. е. он примерно равен раствору характеристики ТД (см. рис. 1).

Для определения длительности t_n вершины импульса (рис. 8, в) продифференцируем выражение (6):

$$L_r \frac{di_L}{dt} = E_r - u - i_L R_r, \text{ откуда } dt = L_r \frac{di_L}{E_r - u - i_L R_r}.$$

Проинтегрируем последнее уравнение в пределах от момента t_N , когда $i_L \cong I_A$ (рис. 7 и 8), до момента t_B , когда $i_L = I_B$:

$$t_{\text{н}} = \int_{t_N}^{t_B} dt \cong L_{\Gamma} \int_{I_A}^{I_B} \frac{di_L}{E_{\Gamma} - u - i_L R_{\Gamma}}. \quad (15.10)$$

Для определения этого интеграла надо найти зависимость между напряжением u и током i_L . Для этого пренебрежем влиянием небольшого тока i_y и будем полагать, что на ветви NB характеристики ток $i_L \cong i$; кроме того, воспользуемся линейной аппроксимацией этой характеристики:

$$u \cong U_B + (i_L - I_B) R_{NB}, \quad \text{где } R_{NB} = \frac{U_N - U_B}{I_N - I_B}.$$

Подставляя это выражение в интеграл (10), получим

$$t_{\text{н}} = L_{\Gamma} \int_{I_A}^{I_B} \frac{di_L}{E_{\Gamma} - U_B + I_B R_{NB} - i_L (R_{\Gamma} + R_{NB})}.$$

Применяя подстановку

$$v = E_{\Gamma} - U_B + I_B R_{NB} - i_L (R_{\Gamma} + R_{NB}),$$

откуда $dv = -(R_{\Gamma} + R_{NB}) di_L$, и интегрируя, найдем

$$t_{\text{н}} = \frac{L_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{NB}} \ln \frac{I_A (R_{\Gamma} + R_{NB}) - I_B R_{NB} - E_{\Gamma} + U_B}{I_B R_{\Gamma} - E_{\Gamma} + U_B}. \quad (15.11)$$

Аналогично из выражения (8) можно найти *длительность t_x хвостовой части импульса*, соответствующей *стадии восстановления* (рис. 8, в). Здесь уместно говорить лишь об *активной длительности t_x* :

$$t_x \cong 2,2 \frac{L_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{GA}}, \quad \text{где } R_{GA} \cong \frac{U_A - U_G}{I_A - I_B} \cong \frac{U_A}{I_A}. \quad (15.12)$$

Из сравнения формул (11) и (12) видно, что длительности $t_{\text{н}}$ и t_x определяются соответственно постоянным времени $L_{\Gamma}/(R_{\Gamma} + R_{NB})$ и $L_{\Gamma}/(R_{\Gamma} + R_{GA})$. Так как сопротивление $R_{GA} < R_{NB}$, то вторая постоянная времени существенно больше первой.

1. Общая характеристика УЛТ. В последнее время в импульсных устройствах стали применять транзисторы, работающие в лавинном режиме, при котором существенную роль играет ударная ионизация носителей в коллекторном переходе. Такие транзисторы называются лавинными. Вольтамперная характеристика лавинного транзистора (ЛТ) отличается наличием в ней участков, на которых дифференциальное сопротивление отрицательно. В зависимости от схемы включения транзистора его вольтамперная характеристика может иметь вид S-образной или N-образной кривой [162]

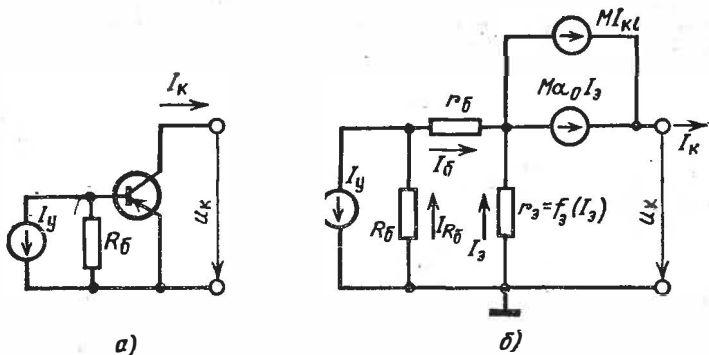


Рис. 9.

ЛТ сочетают в себе широкие возможности обычных транзисторов с качественно новыми возможностями приборов с отрицательным сопротивлением типа ТД, но в отличие от них являющихся *трехполюсниками*, а не *двухполюсниками*. Обладая быстродействием, не уступающим быстродействию ТД, лавинные транзисторы позволяют осуществлять *управление их вольтамперной характеристикой*, и они могут работать в значительно более широком диапазоне напряжений. Используя ЛТ, сравнительно просто удается получать импульсы напряжения с длительностью фронта около 1 нс и высотой в несколько десятков вольт. ЛТ могут использоваться для генерации импульсов с частотой повторения порядка 100 МГц [162]. Эти свойства ЛТ открывают широкую перспективу их разнообразного применения в импульсных устройствах.

2. Характеристики ЛТ. Чаще всего ЛТ используется как прибор с S-образной вольтамперной характеристикой. В этом случае он включается по показанной на рис. 9, а схеме, где источник тока управления I_y и резистор R_b позволяют получать вольтамперные характеристики различной формы.

Уравнения *статических вольтамперных характеристик ЛТ* выводятся из представленной на рис. 9, б эквивалентной схемы. Здесь r_b — объемное сопротивление базы и r_c — эквивалентное

сопротивление эмиттерного перехода, которое определяется известным выражением для тока эмиттера [97, 98]:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э}0} (e^{U_{\text{э-б}}/\Phi_T} - 1),$$

где $I_{\text{э}0}$ — начальный ток эмиттерного перехода. Отсюда

$$r_{\text{э}} = \frac{U_{\text{э-б}}}{I_{\text{э}}} = \frac{\Phi_T}{I_{\text{э}}} \ln \left(\frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{э}0}} + 1 \right). \quad (15.13)$$

Отличительной особенностью эквивалентной схемы является то, что в ней генераторы тока, определяющие ток коллектора

$$I_{\text{к}} = M (I_{\text{к}0} + \alpha_0 I_{\text{э}}), \quad (15.14)$$

умножены на коэффициент M ударной ионизации; он выражается соотношением [97, 98]

$$M = \frac{1}{1 - (U'_{\text{к-б}}/U_M)^n}, \quad (15.15)$$

где $U'_{\text{к-б}}$ — напряжение на коллекторном переходе (практически можно принять $U'_{\text{к-б}} \cong U_{\text{к}}$); U_M — напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода и n — коэффициент, зависящий от типа транзистора.

Используя формулы (13)—(15), из приведенной эквивалентной схемы можно получить такие соотношения [163]:

$$U'_{\text{к-б}} = U_M \sqrt[n]{1 - 1/M}; \quad (15.16)$$

$$M = \frac{\frac{\Phi_T}{R_{\text{б}} + r_{\text{б}}} \ln \left(\frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{э}0}} + 1 \right) + I_{\text{э}} - I_{\text{у}} \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{б}} + r_{\text{б}}}}{\alpha_0 I_{\text{э}} + I_{\text{к}0}}. \quad (15.17)$$

Формулы (14)—(17) полностью определяют семейство вольт-амперных характеристик ЛТ. Задавая значения тока $I_{\text{э}}$ и последовательно определяя M , $I_{\text{к}}$ и $U_{\text{к}} \cong U'_{\text{к-б}}$, можно затем построить вольтамперные характеристики ЛТ для различных значений $I_{\text{у}} = \text{const}$ и $R_{\text{б}} = \text{const}$, являющихся параметрами характеристик. Вид семейства таких характеристик показан на рис. 10 [163].

Кривая *a* (рис. 10) представляет собой характеристику коллекторного перехода при токе эмиттера $I_{\text{э}} = 0$ (т. е. при оборванной цепи эмиттера). Эта кривая описывается уравнением $I_{\text{к}} = MI_{\text{к}0}$. Кривая *б* представляет характеристику транзистора при $I_{\text{у}} = 0$, $R_{\text{б}} = \infty$ и $I_{\text{б}} = 0$ (т. е. при оборванной цепи базы). В этом случае пробой перехода происходит при напряжении

$$U_{\text{к}} = U_{\text{б}} = U_M \sqrt[n]{1 - \alpha_0}. \quad (15.18)$$

Остальные кривые на рис. 10 относятся к случаю, когда $R_{\text{б}} = \text{const}$. При $I_{\text{у}} = 0$ получаем кривую *в*, которая на начальном

участке совпадает с кривой a , но в отличие от нее имеет падающий участок. При $I_y < 0$, создающем базовое напряжение запирающей полярности, получаем кривую g ; на начальном участке она еще в большей области совпадает с кривой a , но здесь наблюдается некоторое увеличение напряжения и тока в экстремальной точке. При $I_y > 0$, создающем базовое напряжение отпирающей полярности, получаем кривую d ; здесь экстремальная точка кривой получается при меньшем значении напряжения U_K .

Таким образом, вольт-амперная характеристика ЛТ в отличие от характеристики ТД является легко управляемой. Область лавинного режима расположена между показанными на рис. 10 вертикальными линиями, фиксирующими на оси абсцисс пороговые напряжения U_B и U_M , которые выражают пробивное напряжение перехода. Ширина области лавинного режима обычно значительно превышает ширину области нормального режима работы (при $U_K < U_B$). Для сопоставления на рис. 10 пунктирными линиями изображены выходные характеристики транзистора при нормальном режиме работы.

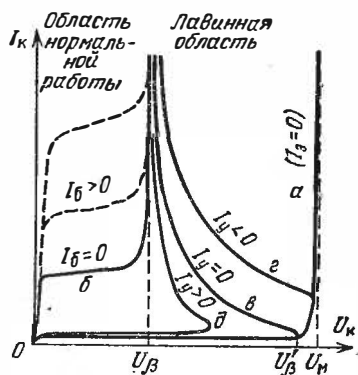


Рис. 10.

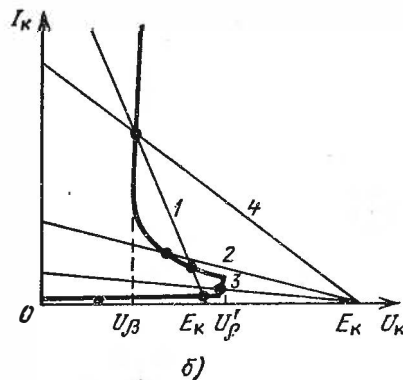
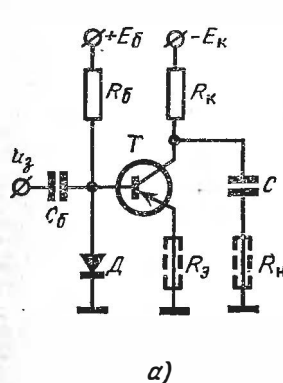


Рис. 11

3. Режимы работы УЛТ. На рис. 11, a изображена основная схема УЛТ. В зависимости от выбора рабочей точки транзистора на основе этой схемы можно построить триггер, релаксационный генератор, работающий в автоколебательном или ждущем режиме, и другие импульсные устройства.

Зависимость режима работы схемы от выбора рабочей точки поясняется построениями, приведенными на рис. 11, б. Здесь показаны возможные положения нагрузочной прямой, определяемые сопротивлением R_K .

В положении 1 нагрузочная прямая пересекает характеристику транзистора в трех точках. В этом случае на основе показанной на рис. 11, а схемы может быть построен *триггер*. Переключение триггера из одного положения в другое может осуществляться разнополярными импульсами напряжения, подаваемыми на базу транзистора. Недостатком такой схемы триггера является большое остаточное напряжение на включенном транзисторе, примерно равное U_{β} . Принципы построения некоторых вариантов схем триггеров на ЛТ описаны в работе [164].

В положении 2 нагрузочная прямая пересекает вольтамперную характеристику в одной точке на участке отрицательного сопротивления. В этом случае на основе рассматриваемой схемы строится *релаксатор, работающий в автоколебательном режиме*. Конденсатор C заряжается через резистор R_K , и как только напряжение на конденсаторе достигнет величины U_{β} (рис. 11, б) развивается регенеративный процесс разряда конденсатора через ЛТ. После разряда конденсатора транзистор запирается и происходит заряд конденсатора через резистор R_K , после чего процесс повторяется. Форма образуемых здесь импульсов типична для классических релаксаторов на приборах с S-образной характеристикой.

В положении 3 нагрузочная прямая пересекает характеристику в одной точке, расположенной на участке положительного дифференциального сопротивления в области малых токов. Это соответствует стабильному исходному состоянию покоя системы. При подаче запускающего импульса отпирающей полярности рабочая точка кратковременно выводится на участок отрицательного сопротивления, что вызывает регенеративный процесс разряда конденсатора. Этот случай соответствует *ждущему режиму работы релаксатора*.

Другой вариант *ждущего релаксатора* возможен при выборе положения 4 нагрузочной прямой. Здесь точка, соответствующая состоянию покоя системы, расположена в области больших токов. В исходном состоянии покоя ЛТ включен и конденсатор разряжен до напряжения, близкого к U_{β} . При подаче импульса запирающей полярности ЛТ запирается и конденсатор начинает заряжаться. Когда напряжение на нем достигнет значения U_{β} , ЛТ вновь отпирается, конденсатор разряжается, и система приходит в исходное состояние покоя. Разрядный импульс в этом случае появляется с задержкой, определяемой временем заряда конденсатора от напряжения U_{β} до U_{β}' .

Для получения положительного наклона вольтамперной характеристики в области допустимых токов транзистора, в цепь эмиттера включается резистор R_3 , показанный на рис. 11, а пунктиром. Иногда в цепь конденсатора включается нагрузочный элемент R_H , также показанный на рис. 11, а пунктиром.

Для получения нужной формы импульсов показанная на рис. 11, а схема дополняется той или иной формирующей цепью. Так, например, на рис. 12 изображена схема генератора прямо-

угловых импульсов малой длительности. Здесь формирование импульса происходит в результате разряда через ЛТ формирующего двухполюсника в виде отрезка кабеля. Применение ЛТ позволяет с помощью такой схемы получать на согласованной нагрузке импульсы напряжения с длительностью фронта менее 1 нс. При импульсах большей длительности можно вместо отрезка кабеля использовать формирующую искусственную линию.

В работах [165—169] описаны принципы построения и особенности работы импульсных устройств различного назначения.

4. Регенеративный процесс в релаксаторах на ЛТ обусловлен лавинной инжекцией неосновных носителей. Возникающие при ударной ионизации основные носители, входя в область базы, снижают потенциальный барьер эмиттерного перехода, что вызывает инжекцию неосновных носителей. Развивающийся при этом процесс носит лавинообразный характер. Он прекращается из-за разряда конденсатора, определяющего коллекторное напряжение u_k , так как при этом уменьшается степень ударной ионизации. Регенеративный процесс накопления заряда в базе пре-

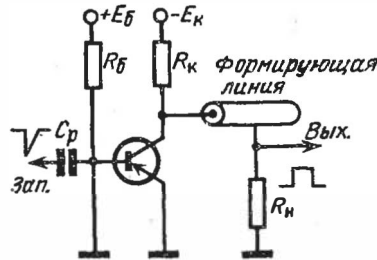


Рис. 12.

кращается в момент, когда коллекторное напряжение падает до критической величины U_{β} . При этом число носителей, входящих в базу со стороны коллектора, равно числу носителей, исчезающих из базы из-за рекомбинации и инжекции в эмиттерную область. Анализ регенеративного процесса в релаксаторе на ЛТ изложен в работе [165].

ЛТ в стадии формирования импульсов работает при высоком уровне инжекции. В этом случае в базе транзистора возникает ускоряющее поле, повышающее быстродействие транзистора (сплавной транзистор становится подобным дрейфовому транзистору). Быстродействие ЛТ возрастает также благодаря уменьшению эффективной ширины базовой области при высоких коллекторных напряжениях.

Импульсные устройства на ЛТ отличаются структурной простотой и содержат небольшое число элементов (как активных, так и пассивных). Наряду с простотой такие устройства отличаются высокими техническими данными, получение которых в устройствах на обычных транзисторах часто оказывается затруднительным.

ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ПРОСТЕЙШИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

§ 16.1. ПАРАМЕТРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

1. В радиоустройствах часто используется *линейно изменяющееся напряжение* (ЛИН), которое называют также *пилообразным напряжением* (ПН); ЛИН (рис. 1) в течение некоторого времени нарастает или спадает по линейному (или близкому к нему) закону. Устройства, формирующие такие напряжения, называются *генераторами линейно изменяющегося напряжения* (ГЛИН) или *генераторами пилообразного напряжения* (ГПН).

2. ГЛИН могут работать в *автоколебательном* или *ждущем* режиме. Показанная на рис. 1, а, б форма ЛИН соответствует автоколебательному режиму. Здесь полный цикл изменения ЛИН содержит две стадии: *рабочую стадию* (T_p), в течение которой напряжение $u(t)$ линейно изменяется от исходного значения U_1 до предельного значения U_2 , и *стадию восстановления* (T_v), во время которой напряжение возвращается к исходному значению. Сумма $T_p + T_v = T_n = 1/F_n$ определяет *период (частоту) повторения* ЛИН. В *ждущем* режиме работы (рис. 1, в) имеется еще *стадия ожидания* ($T_{ож}$), в течение которой $u(t) = \text{const}$.

Рабочим перепадом ЛИН называется величина $\Delta U_p = |U_2 - U_1|$.

3. Строго линейный закон изменения напряжения $u(t)$ получить невозможно, но нужная практически степень приближения к такому закону достижима. Степень отклонения напряжения $u(t)$ от линейного закона (рис. 2) характери-

зуют относительным изменением крутизны напряжения (производной $u'(t) = du/dt$) в рабочей стадии

$$\xi = \frac{|u'(t)|_{\text{наиб}} - |u'(t)|_{\text{наим}}}{|u'(t)|_{\text{наиб}}}, \quad (16.1)$$

которое называют коэффициентом нелинейности. Чем меньше ξ , тем ближе напряжение $u(t)$ к линейному.

4. Эффективность ГЛИН оценивается коэффициентом использования напряжения источника питания E ; этот коэффициент

$$\kappa = \frac{\Delta U_p}{E} = \frac{|U_2 - U_1|}{E}. \quad (16.2)$$

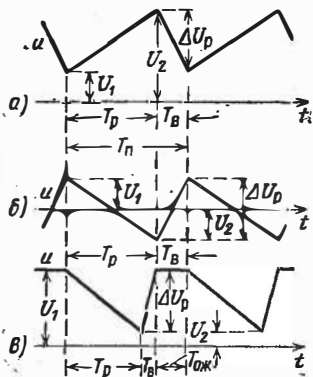


Рис. 1.

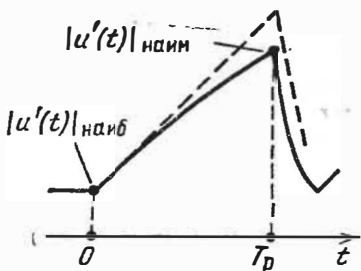


Рис. 2.

5. Из-за действия дестабилизирующих факторов (см. § 8.1, п. 5) имеют место изменения крутизны ЛИН в начале рабочей стадии $[\Delta u'(0)]$ и других параметров ЛИН (ΔU_1 , ΔT_p и т. д.). Стабильность работы ГЛИН характеризуют относительным изменением интересующих нас параметров ЛИН, как, например:

$$\delta u'(0) = \left| \frac{\Delta u'(0)}{u'(0)} \right|; \quad \delta U_1 = \left| \frac{\Delta U_1}{U_1} \right|; \quad \delta T_p = \left| \frac{\Delta T_p}{T_p} \right|. \quad (16.3)$$

6. ЛИН применяется в радиоизмерениях, телевидении, радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии, вычислительной технике и в других областях. Зная скорость изменения ЛИН, можно производить отсчет весьма малых промежутков времени (до ~ 1 нс) с высокой точностью [170]. Эта идея реализуется в устройствах временной развертки луча электроннолучевых приборов [171—175]. ЛИН находит также применение в каскадах сравнения, где фиксируется момент достижения напряжением заданного уровня (см. § 22.6), в устройствах расширения импульсов и, в особенности, в устройствах временной задержки импульсов на калиброванное время (см. § 22.2).

7. Величины параметров ЛИН (в зависимости от назначения):

— *рабочий перепад* ΔU_p — от единиц до сотен вольт;

— *длительность рабочей стадии* T_p — от нескольких микро-секунд до нескольких сотен и тысяч миллисекунд*);

— *длительность стадии восстановления* $T_v = (0,05 \div 0,2)T_p$;

— *коэффициент нелинейности* ξ : в осциллографии — до 10%, в телевидении — до 5%, в электроннолучевых индикаторах — до 2%; в точных каскадах сравнения от 0,1 до 0,2%;

— *коэффициент использования* κ — от 0,01 (у простейших ГЛИН) до 0,9 (у наиболее совершенных ГЛИН);

— *допустимая нестабильность параметров* ЛИН: в осциллографии выражаемые формулами (3) нестабильности составляют около 5%, а в точных каскадах сравнения — около 0,1%.

§ 16.2. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИН

1. Принцип построения ГЛИН основан на использовании свойства конденсатора интегрировать протекающий через него ток; это свойство выражается соотношением

$$u = u(t) = U_0 \pm \frac{1}{C} \int_0^t i dt, \quad (16.4)$$

где $U_0 = u(0) \geq 0$; знак перед интегралом зависит от направления тока i . Согласно формуле (4) для получения линейного изменения напряжения $u(t)$ необходимо, чтобы в рабочей стадии конденсатор заряжался или разряжался постоянным током $i = I = \text{const}$; тогда

$$u = u(t) = U_0 \pm \frac{I}{C} t. \quad (16.5)$$

Следовательно, основными элементами ГЛИН являются *интегрирующий конденсатор* C и *зарядная (разрядная) цепь*, формирующая зарядный (разрядный) ток конденсатора в рабочей стадии. Для восстановления же исходного напряжения на конденсаторе после окончания рабочей стадии служит *коммутирующий элемент*.

Применяются две схемы построения ГЛИН: с параллельным (рис. 3, а) и последовательным (рис. 3, б) включением коммутирующего элемента. В обеих схемах коммутирующий элемент разомкнут в рабочей стадии и замкнут в стадии восстановления. В первой схеме конденсатор в рабочей стадии заряжается от источ-

* При длительности T_p более нескольких секунд обычно применяют электромеханические устройства потенциометрического типа.

ника E , и напряжением на нем изменяется от значения U_1 до U_2 ; в стадии же восстановления конденсатор быстро разряжается до напряжения U_1 . Во второй схеме в рабочей стадии конденсатор разряжается через разрядную цепь, а в стадии восстановления он заряжается через коммутирующий элемент.

2. В качестве коммутирующего элемента ГЛИН используется электронная лампа или полупроводниковый (иногда газоразрядный) прибор. Коммутирующий прибор работает в *ключевом режиме*; он либо входит в состав релакса-

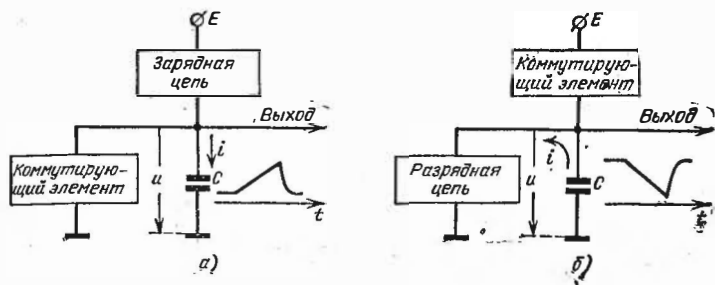


Рис. 3.

ционного генератора (и поэтому периодически отпирается и запирается), либо же управляется внешними импульсами.

Возможны два режима работы коммутирующего прибора, управляемого внешними импульсами. В одном режиме коммутирующий прибор при отсутствии управляющего импульса *заперт*, а при его воздействии (в стадии восстановления) он *отпирается*. В другом режиме, наоборот, при отсутствии управляющего импульса коммутирующий прибор *отперт*, а при его воздействии (в рабочей стадии) он *запирается*. Первый режим будем называть *режимом отпираания коммутирующего прибора*, а другой режим — *режимом запираания коммутирующего прибора*.

3. Так как $|i| = C|u'(t)|$, откуда $|i|_{\text{наиб}} = C|u'(t)|_{\text{наиб}}$ и $|i|_{\text{наим}} = C|u'(t)|_{\text{наим}}$, то представим формулу (1) в виде

$$\xi = \frac{|i|_{\text{наиб}} - |i|_{\text{наим}}}{|i|_{\text{наиб}}} = \frac{\Delta I}{|i|_{\text{наиб}}} = 1 - \frac{|i|_{\text{наим}}}{|i|_{\text{наиб}}}, \quad (16.6)$$

где $\Delta I = |i|_{\text{наиб}} - |i|_{\text{наим}}$. Следовательно, коэффициент нелинейности равен относительному изменению тока конденсатора в рабочей стадии. Степень изменения этого тока

зависит от свойств зарядной (разрядной) цепи. В простейших ГЛИН такую цепь образует резистор, что не способствует стабилизации тока i . Лучшие результаты получаются при замене резистора *токостабилизирующим сопротивлением* (пентодом, транзистором). Еще лучшие результаты достигаются при применении обратных связей в зарядной (разрядной) цепи.

Известно много вариантов схем ГЛИН, описанных в литературе [4, 5, 7, 9, 10, 12, 15, 109, 113, 171—179].

§ 16.3. ПРОСТЕЙШИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЛИН

А. СХЕМА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОММУТИРУЮЩЕГО ПРИБОРА

1. Ламповый ГЛИН. На рис. 4 показана схема ГЛИН с коммутирующим прибором, работающим в режиме *з а п и р а н и я*. Роль такого прибора выполняет лампа (триод) с положительным смещающим напряжением в цепи сетки, работающая в ключевом режиме. Зарядная цепь состоит из источника напряжения $E = \text{const}$ и резистора R . Генератор формирует *н а р а с т а ю щ е е* в рабочей стадии напряжение $u(t)^*$.

При длительном отсутствии управляющего импульса u_y устройство находится в состоянии *п о к о я*. В состоянии покоя сеточное напряжение $u_c = U_{cп} > 0$, но так как сопротивление резистора $R_c \gg r_{c-к}^+$, то $U_{cп} \cong 0$, и лампа отперта: $i_a = u_a/R_0$, где R_0 — сопротивление лампы при $u_c = 0$. В состоянии покоя ток конденсатора $i = 0$ и напряжение $u = u_a$ на нем равно

$$U_1 = U_{II} = \frac{R_0}{R + R_0} E. \quad (16.7)$$

При воздействии управляющего импульса $u_y < 0$ длительностью $t_{и} = T_p$ (рис. 5) лампа запирается и наступает рабочая стадия. В этой стадии конденсатор заряжается через резистор R до напряжения U_2 . По окончании действия управляющего импульса лампа отпирается и наступает стадия восстановления.

*) Влияние сопротивления нагрузки и сопротивления утечки конденсатора может быть учтено методом эквивалентного генератора.

В стадии восстановления сеточное напряжение $u_c \cong 0$, и, полагая $R_0 = \text{const}$, цепь можно считать линейной. Поэтому состояние покоя устройства практически наступает через время $3\theta_B$, где постоянная времени цепи $\theta_B = (R_0 || R)C \cong R_0 C$, так как обычно $R_0 \ll R$.

При $T_{и} > 3\theta_B$ имеет место *ждущий режим* работы ГЛИН (рис. 5), являющийся наиболее стабильным (напряжение $U_1 = U_{п}$ не зависит от вариации длительности $T_{и} > 3\theta_B$). Если же $T_{и} < 3\theta_B$, то в стадии восстановления напряжение на конденсаторе не успевает снизиться до значения $U_{п}$, и начальное напряжение U_1 зависит от длительности

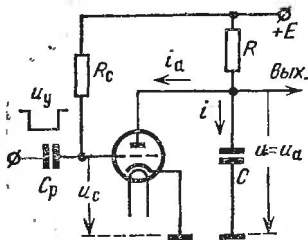


Рис. 4.

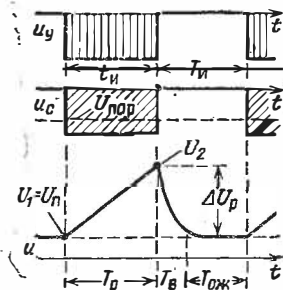


Рис. 5.

ности $T_{в} = T_{и}(T_{ож} = 0)$. В этом случае нестабильность длительности $T_{и}$ приводит к нестабильности изменения напряжения $u(t)$ в рабочей стадии. Следовательно, при $T_{и} < 3\theta_B$ необходимо предъявлять жесткие требования к стабильности длительностей $t_{и}$ и $T_{и}$.

Обычно выполняется неравенство $T_{р} \gg 3\theta_B$. Поэтому при $T_{и} < 3\theta_B$ длительность управляющих импульсов ($u_y < 0$) $t_{и} = T_{р} \gg T_{и}$. В этом случае иногда полезно работать не в режиме запираания, а в режиме *отпирания* ключевой лампы импульсами $u_y > 0$. Для этого следует в цепи сетки (рис. 5) создать не положительное, а отрицательное смещение, запирающее лампу в стадии восстановления.

2. Транзисторный ГЛИН отличается от лампового ГЛИН заменой лампового ключа на транзисторный. При применении транзистора типа *n-p-n* схема и временные диаграммы ГЛИН мало отличаются от рассмотренных в п. 1. При применении транзистора типа *p-n-p* (рис. 6) формируется *падающее* напряжение, что обусловлено изменением полярности источника питания. В стадии покоя транзистор насыщен и напряжение на конденсаторе $u = U_1 = U_{кн}$.

После воздействия упрямляющего импульса рабочая стадия начинается спустя время $T_{\text{выкл}}$, нужное для запираания транзистора; длительность стадии восстановления равна длительности $T_{\text{н}}$ входа транзистора в насыщение (см. § 8.3, пп. 27—29 и 36).

3. Параметры ЛИН. Обратимся к схеме ГЛИН (см. рис. 4). В рабочей стадии ($0 \leq t \leq T_p$) зарядный ток падает по закону

$$i = i(0) e^{-t/RC} = \frac{E - U_1}{R} e^{-t/RC},$$

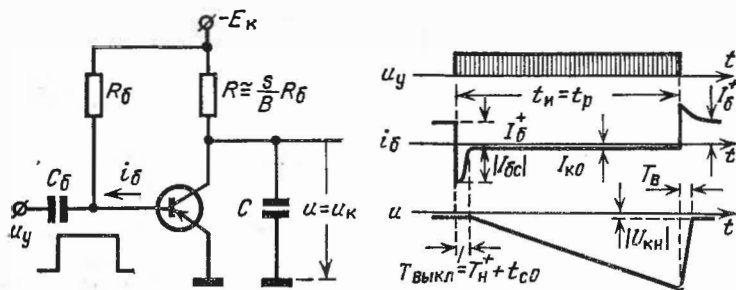


Рис. 6.

где (см. рис. 5) $u(0) = U_1$. Следовательно, наибольшая (в момент $t = 0$) и наименьшая (в момент T_p) величины тока —

$$i_{\text{наиб}} = \frac{E - U_1}{R}; \quad i_{\text{наим}} = \frac{E - U_1}{R} e^{-T_p/RC}. \quad (16.8)$$

Для приближения закона $u(t)$ к линейному должно выполняться $i \approx \text{const}$, что возможно при $T_p \ll RC$. Имея это в виду и используя равенства (8), найдем из формулы (6) коэффициент нелинейности

$$\xi = 1 - e^{-T_p/RC} \approx \frac{T_p}{RC}. \quad (16.9)$$

В рабочей стадии напряжение на конденсаторе

$$u = u(t) = U_1 + (E - U_1)(1 - e^{-t/RC}),$$

и в конце рабочей стадии оно принимает значение

$$U_2 = U_1 + (E - U_1)(1 - e^{-T_p/RC}) = U_1 + (E - U_1)\xi. \quad (16.10)$$

Отсюда рабочий перепад напряжения и коэффициент использования выражаются соответственно равенствами:

$$\Delta U_p = U_2 - U_1 = (E - U_1) \xi \cong (E - U_1) \frac{T_p}{RC}, \quad (16.11)$$

$$\kappa = \frac{\Delta U_p}{E} = \left(1 - \frac{U_1}{E}\right) \xi < \xi. \quad (16.12)$$

Так как $\kappa < \xi$, то с повышением линейности (с уменьшением ξ) неизбежно уменьшается κ . Следовательно, при заданном рабочем перепаде напряжения и малой величине ξ нужная величина напряжения питания получается весьма большой. Так, например, при $\Delta U_p = 10$ В и $\xi = 0,01$ напряжение $E > 1000$ В.

Отмеченное свойство ГЛИН простейшего типа является существенным недостатком. Однако благодаря своей простоте такой генератор применяется в радиоаппаратуре, когда рабочий перепад напряжения невелик и требования к линейности рабочего напряжения не высоки.

Б. СХЕМА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОММУТИРУЮЩЕГО ПРИБОРА

4. На рис. 7, а приведена схема ГЛИН, в котором коммутирующий прибор (триод) включен последовательно с конденсатором и источником питания; ГЛИН работает в режиме отпираия уп-

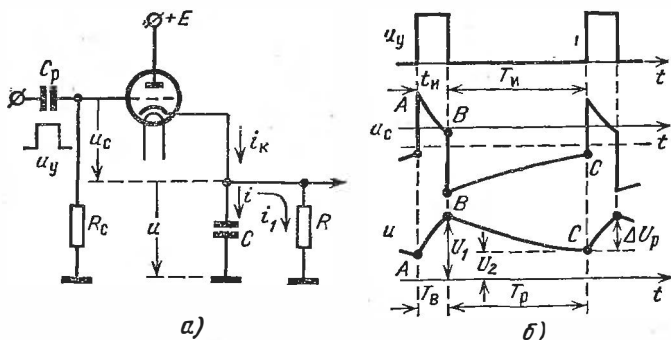


Рис. 7.

равляющими импульсами. Управляющий импульс положительной полярности достаточной высоты U_y подается на сетку лампы в стадии восстановления, причем его длительность $t_n = T_B$. При действии этого импульса лампа работает в форсированном режиме, вследствие чего ее катодный ток $i_k > i_1 = u/R$. В этой стадии конденсатор заряжается током $i = i_k - i_1$ до напряжения U_1 , которое не может превосходить величину $U_y + |U_{пор}|$ (иначе лампа

окажется запертой). Стадия восстановления изображена на рис. 7, б. участками кривых AB . По окончании действия управляющего импульса сеточное напряжение $u_c = -u < U_{пор}$, вследствие чего лампа заперта, и в наступившей рабочей стадии конденсатор разряжается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta_p = RC$ (рис. 7, б, участки BC). Коэффициент нелинейности и рабочий перепад ΔU_p выражаются формулами (9) и (11).

Применяется также схема, в которой ключевой прибор (лампа или транзистор) работает в *режиме вапирания* управляющими импульсами.

В. ФОРМИРОВАНИЕ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

5. В телевизорах и электронно-лучевых индикаторах применяются трубки с магнитным отклонением луча. Для линейной развертки луча к отклоняющим катушкам нужно подвести импульс напряжения трапецеидальной формы (рис. 8), который можно рассматривать в виде суммы ЛИН и прямоугольного импульса — *пьедестала*,

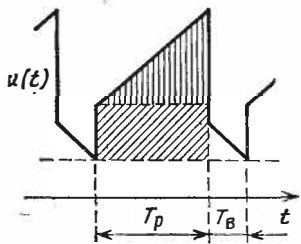


Рис. 8.

который можно рассматривать в виде суммы ЛИН и прямоугольного импульса — *пьедестала*, показанного на рис. 8 кривой штриховкой. Для получения такого напряжения следует в рабочую цепь ГЛИН (рис. 9, а) включить резистор R' , причем должно выполняться неравенство $\theta_p = (R + R')C \gg T_p$.

В данной схеме триод работает в *режиме отпирания* управляющими импульсами $u_y > 0$.

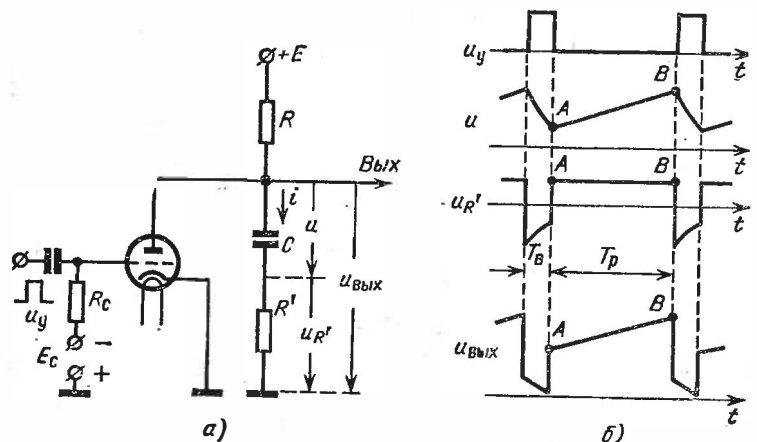


Рис. 9.

6. В рабочей стадии (рис. 9, б, участки АВ) триод заперт, и так как $T_p \ll \theta_p$, то через конденсатор протекает ток $i \cong I = \text{const}$. Поэтому напряжение u на конденсаторе нарастает приблизительно по линейному закону, а напряжение $u_{R'} = iR' \cong \text{const}$. Следовательно, выходной сигнал $u_{\text{вых}} = u + u_{R'}$ (рис. 9, а, б) будет иметь нужную форму (см. рис. 8).

Аналогично строится схема с транзисторным ключом.

Г. МЕТОДЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ

7. Из-за зависимости рабочего тока конденсатора $i = (E - u)/R$ от напряжения u на нем (см. рис. 4), в простейших ГЛИН невозможно получить хорошую линейность при большом коэффициенте использования κ . Известны два метода устранения этого недостатка:

- 1) метод применения *нелинейного токостабилизирующего сопротивления* в зарядной (разрядной) цепи;
- 2) метод применения *компенсирующей э. д. с.*, который реализуется путем использования либо неинвертирующего усилителя (см. § 16.5), либо инвертирующего усилителя (см. § 16.6).

§ 16.4. ГЛИН С ТОКОСТАБИЛИЗИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ

1. **Принцип действия.** Особенность построения данного ГЛИН заключается в замене постоянного зарядного (разрядного) сопротивления токостабилизирующим элементом, обладающим показанной на рис. 10 характеристикой. Подобной характеристикой обладают пентоды и транзисторы.

На рис. 11 приведена схема ГЛИН с токостабилизирующим пентодом \mathcal{L}_1 при последовательном включении коммутирующего триода \mathcal{L}_2 , работающего в режиме *запирания* управляющими импульсами $u_y < 0$.

В стадии ожидания, когда $u_y = 0$, лампа \mathcal{L}_2 отперта, причем сеточное напряжение $u_{c2} = U_{c2} \cong 0$, так как сопротивление резистора $R_c \gg r_{c-k2}^+$. В этой стадии напряжение на конденсаторе $u = u_{a1} = U_1 = \text{const}$, ток $i = 0$ и ток $i_{a1} = i_{k2} \cong i_{a2}$, так как $i_{c2} \cong 0$. При воздействии прямоугольного управляющего импульса напряжения достаточной

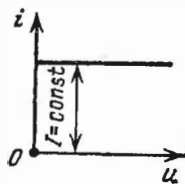


Рис. 10.

высоты U_y длительностью $t_{и} = T_p$ лампа \mathcal{L}_2 запирается. В наступившей рабочей стадии происходит разряд конденсатора через пентод током $i = i_{a1}$. Если бы внутреннее сопротивление пентода $R_B = \infty$, то было бы $i = \text{const}$. В действительности $R_B \neq \infty$, и поэтому коэффициент нелинейности $\xi > 0$. Когда напряжение u снижается до некоторого значения $U_2 < U_1$, управляющий импульс прекращает свое действие и лампа \mathcal{L}_2 отпирается. В наступившей стадии восстановления конденсатор заряжается током $-i = i_{k2} - i_{a1} = i_{вар}$. После завершения этого процесса наступает стадия ожидания.

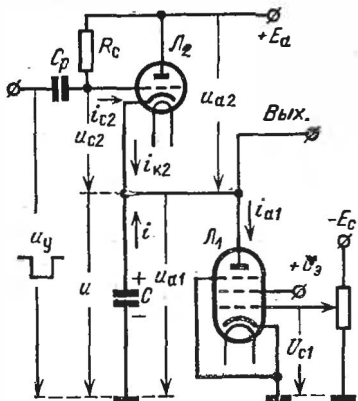


Рис. 11.

2. Обеспечение режима работы. Начальное напряжение $u = U_1$ можно найти, рассматривая триод в качестве анодной нагрузки пентода. Роль нагрузочной характеристики в плоскости характеристик пентода (рис. 12) выполняет статическая выходная характеристика триода

$$i_{a2} = F(u_{a2}) = F(E_a - u_{a1}). \quad (16.13)$$

Так как $i_{a2} \cong i_{a1}$, то стадии ожидания соответствует точка M_1 пересечения характеристики (13) с выходной характеристикой пентода, соответствующей напряжению U_{c1} , приложенному к его сетке. В конце рабочей стадии напряжение $u = u_{a1} = U_2$ (рис. 13) не должно быть меньше критического напряжения $U_{ак}$ пентода (рис. 12).

Так как $\Delta u_y = \Delta u_{c2} + \Delta u$ (см. рис. 11), то для поддержания триода в запертом состоянии в течение всей рабочей стадии должно выполняться неравенство (рис. 13): $U_y > |U_{пор}| + \Delta U_p$.

3. Параметры ЛИН. При определении рабочего перепада ΔU_p можно принять, что ток (при $u_{c2} = 0$) $i \cong i_{наиб} = I = \text{const}$, откуда

$$\Delta U_p = U_1 - U_2 \cong IT_p / C. \quad (16.14)$$

Коэффициент использования напряжения питания

$$\kappa = \frac{\Delta U_p}{E_a} = \frac{T_p I}{E_a C} = \frac{T_p}{R_B C} \frac{I R_B}{E_a}. \quad (16.15)$$

В реальных условиях $U_1 \cong (0,6 \div 0,9)E_a$ и $U_{ак} \cong (0,1 \div 0,2)E_a$. Поэтому наибольшая достижимая величина

$$(\Delta U_p)_{наиб} = U_1 - U_{ак} \cong (0,5 \div 0,8) E_a \quad (16.16)$$

существенно выше получаемой в простейшем ГЛИН.

Используя формулы (14)–(15), найдем коэффициент нелинейности по формуле (6), приняв $\Delta I \cong \Delta U_p / R_B$:

$$\xi = \frac{\Delta I}{i_{\text{наиб}}} = \frac{\Delta U_p}{I R_B} = \frac{T_p}{R_B C} = \kappa \frac{E_a}{I R_B}. \quad (16.17)$$

При $R_B = 1 \text{ МОм}$, $I = 2 \text{ мА}$, $E_a = 200 \text{ В}$ имеем $I R_B / E_a = 10$ и $\xi = 0,1 \kappa$. Следовательно, даже при $\kappa = 0,5$ коэффициент нелинейности $\xi = 0,05$ получается довольно значительным. Некоторое улучшение характеристик генератора можно получить при допол-

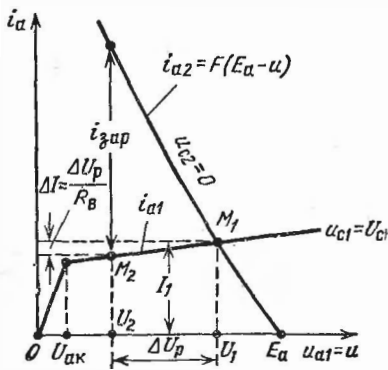


Рис. 12.

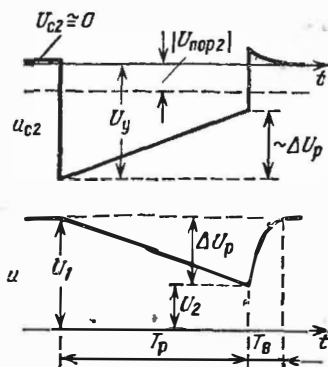


Рис. 13.

нительной стабилизации анодного тока пентода путем применения отрицательной обратной связи по току [9]; для этого в катодную цепь пентода включают резистор R_K .

4. Известны также другие варианты схем ГЛИН с токостабилизирующим пентодом или транзистором. Принцип построения и работы таких схем, а также методика их расчета освещены в литературе [5, 12–15, 109–111, 113].

§ 16.5. ГЛИН С КОМПЕНСИРУЮЩЕЙ Э.Д.С., ВВОДИМОЙ ПОСРЕДСТВОМ НЕИНВЕРТИРУЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

1. Принцип действия. Данный метод линеаризации основан на введении в интегрирующую цепь (рис. 14, а) компенсирующей э. д. с.

$e_K = E_{K1} + \Delta e_K$, где $E_{K1} = \text{const}$, а $\Delta e_K(t) = \Delta u(t) = u(t) - U_1$ (U_1 — напряжение на конденсаторе в начале рабочей стадии). Тогда рабочий ток конденсатора

$$i = \frac{E + e_K - u}{R} = \frac{E + E_{K1} - U_1}{R} = I = \text{const}, \quad (16.18)$$

что определяет идеальную работу ГЛИН ($\xi = 0$).

Для получения компенсирующей э. д. с. следует использовать *неинвертирующий усилитель* (рис. 14, б), входное сопротивление которого $R_{вх} = \infty$, а коэффициент передачи $K = 1$. При подаче на вход усилителя напряжения u с конденсатора на выходе усилителя образуется напряжение $u_{вых} = e_k = E_{к1} + K\Delta u = E_{к1} + \Delta u$, удовлетворяющее соотношениям (18). В качестве усилителя практически используется катодный повторитель, работающий без сеточного тока. Это позволяет также приключать к выходу ГЛИН сравнительно низкоомную нагрузку. Однако приведенная на рис. 14, б схема неудобна в том отношении,

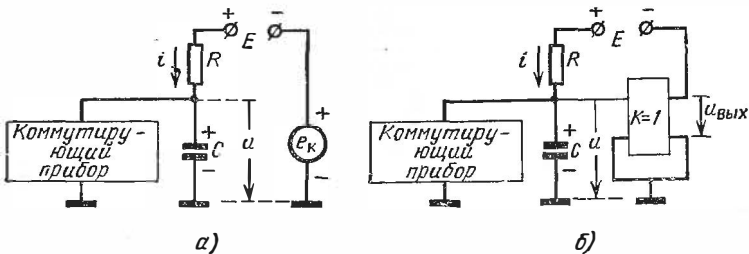


Рис. 14.

что источник питания оказывается изолированным от земли. Для устранения этого недостатка источник E заменяется конденсатором большой емкости $C_0 \gg C$ (рис. 15), который в стадии восстановления заряжается от общего источника питания E_a через диод D и резистор R_k катодного повторителя на лампе L_1 . Так как $C_0 \gg C$, то приближенно можно считать, что в рабочей стадии (при запертом диоде D) интегрирующая RC -цепь питается напряжением $u_0 \cong U_0 = \text{const}$. В рабочей стадии коммутирующий триод L_2 заперт управляющим импульсом $u_y < 0$ (работа в режиме запертия).

2. Временные диаграммы процессов ГЛИН изображены на рис. 16. В начале рабочей стадии наименьшие значения напряжений $u = U_1$, $u_k = U_{к1}$ и $V_A = V_{A1} = U_0 + U_{к1} \cong E_a$ (падением напряжения на открытом диоде можно пренебречь); здесь V_A — потенциал точки A (рис. 15). В рабочей стадии все указанные напряжения возрастают (рис. 16): $u = U_1 + \Delta u$, $u_k = U_{к1} + K\Delta u$, $V_A = V_{A1} + K\Delta u = E_a + K\Delta u > E_a$; в силу последнего диод D в рабочей стадии заперт. В конце рабочей стадии все напряжения достигают наибольших значений: $u = U_2 = U_1 + \Delta U_p$,

$u_K = U_{K2} = U_{K1} + \Delta U_{KP} = U_{K1} + K\Delta U_P$. Вследствие того, что $K < 1$, напряжение u_K растет медленнее напряжения u . Поэтому сеточное напряжение лампы \mathcal{L}_1 $u_{c1} = u - u_K$ возрастает. Сопротивление R_K выбирается так, чтобы в конце рабочей стадии выполнялось неравенство $u_{c1} = U_2 - U_{K2} \leq 0$.

По окончании действия импульса u_y наступает стадия восстановления: лампа \mathcal{L}_2 отпирается и конденсатор C разряжается через нее. По мере уменьшения напряжения u

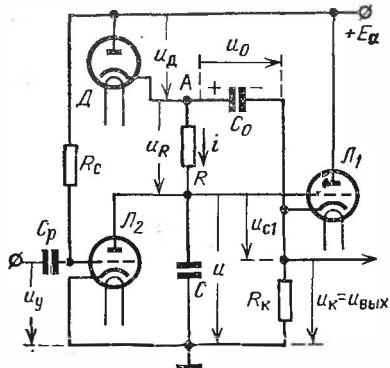


Рис. 15.

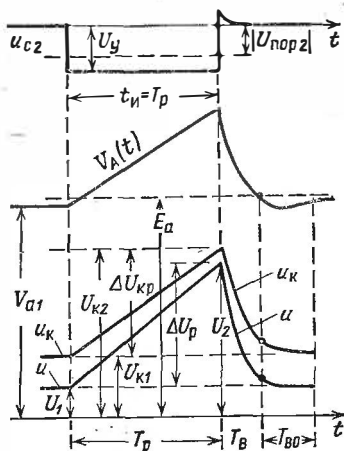


Рис. 16.

снижаются напряжение u_K и потенциал V_A . Однако диод D отпирается, когда потенциал V_A станет меньше E_a . После этого начинается восстановление исходного напряжения на конденсаторе C_0 . Длительности восстановления напряжений на конденсаторах C и C_0

$$T_B \cong 3R_{B2}C; \quad T_{B0} \cong 3(R_D^+ + R_{KЛ})C_0, \quad (16.19)$$

где R_D^+ — сопротивление открытого диода, а $R_{KЛ}$ — выходное сопротивление катодного повторителя.

3. Параметры ЛИН Зарядный ток конденсатора C

$$\begin{aligned} i &= \frac{V_A - u}{R} = \frac{E_a + K\Delta u - U_1 - \Delta u}{R} = \\ &= \frac{E_a - U_1 - (1-K)\Delta u}{R}. \end{aligned} \quad (16.20)$$

Непостоянство этого тока зависит от величины разности $1 - K$. При определении *рабочего перепада напряжения* можно полагать

$$i = i_{\text{наиб}} = I = \frac{E_a - U_1}{R} \quad \text{и} \quad \Delta U_p = \frac{IT_p}{C}. \quad (16.21)$$

Отсюда *рабочий перепад выходного напряжения*

$$\Delta U_{\text{кр}} = K \Delta U_p \cong \frac{KT_p}{RC} (E_a - U_1). \quad (16.22)$$

Следовательно, *коэффициент использования напряжения питания*

$$\kappa = \frac{\Delta U_{\text{кр}}}{E_a} \cong \frac{KT_p}{RC} \left(1 - \frac{U_1}{E_a}\right) \cong \frac{KT_p}{RC}. \quad (16.23)$$

Наибольший рабочий перепад ЛИН ограничен появлением сеточного тока лампы L_1 . При достаточно большом сопротивлении R_K достижима величина $U_{\text{кз наиб}} \cong (0,7 \div 0,8)E_a$. Начальное же напряжение $U_{\text{кз}} \cong 0,1E_a$. Таким образом, $\Delta U_{\text{кр.наиб}} \cong (0,6 \div 0,7)E_a$, и соответственно

$$\kappa_{\text{наиб}} = \Delta U_{\text{кр наиб}}/E_a \cong 0,6 \div 0,7. \quad (16.24)$$

Для оценки коэффициента нелинейности найдем изменение зарядного тока $\Delta i = \Delta u_R/R$ за время рабочей стадии. За это время изменение напряжения $\Delta u_R = \Delta U_R$ обусловлено двумя причинами: во-первых, из-за того, что приращение напряжения $\Delta U_{\text{кр}} < \Delta U_p$ на величину $(1 - K)\Delta U_p$; во-вторых, из-за протекания через конденсатор C_0 разрядного тока $i = I$ его напряжение уменьшается на величину $\Delta U_0 \cong IT_p/C_0$. Таким образом,

$$\Delta U_R \cong (1 - K)\Delta U_p + \Delta U_0 = (1 - K + C/C_0)\Delta U_p. \quad (16.25)$$

Отсюда изменение зарядного тока за время рабочей стадии

$$\Delta I = \frac{\Delta U_R}{R} \cong \left(1 - K + \frac{C}{C_0}\right) \frac{\Delta U_p}{R} \cong \left(1 - K + \frac{C}{C_0}\right) \frac{IT_p}{RC}. \quad (16.26)$$

где принято во внимание равенство (21). Согласно формуле (6) *коэффициент нелинейности*

$$\xi = \frac{\Delta I}{I} \cong \left(1 - K + \frac{C}{C_0}\right) \frac{T_p}{RC} \cong \left(1 - K + \frac{C}{C_0}\right) \kappa \ll \kappa \quad (16.27)$$

Из формулы (27) видно, что наибольший эффект от действия компенсирующей э. д. с. получается при $C_0 = \infty$, когда $\xi \cong (1 - K)\kappa$. Из теории усилителей [123—124а] известно, что

$$K = \frac{\mu_1 R_K}{\mu_1 R_K + R_K + R_{\text{В1}}} = 1 - \frac{R_K + R_{\text{В1}}}{\mu_1 R_K} + \left(\frac{R_K + R_{\text{В1}}}{\mu_1 R_K}\right)^2 - \dots,$$

где $\mu_1 = S_1 R_{\text{В1}}$ — коэффициент усиления лампы L_1 . Следовательно, при $C_0 = \infty$ коэффициент ξ обратно пропорционален μ_1 , и не

представляет труда получить $\xi \cong 0,01$. Однако при большой емкости C_0 возрастает длительность восстановления $T_{в0}$.

Анализ и методика расчета ламповых ГЛИН с компенсирующей э. д. с. приводятся в литературе [5, 9, 178]

4. Схема транзисторного ГЛИН приведена на рис. 17, а на рис. 18 изображены временные диаграммы напряжений в генераторе. Принципы работы транзисторного и лампового генераторов подобны, но имеются особенности, обусловленные специфическими особенностями транзисторов. (см. § 11.2,

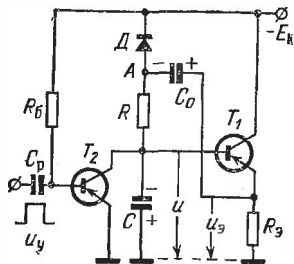


Рис. 17.

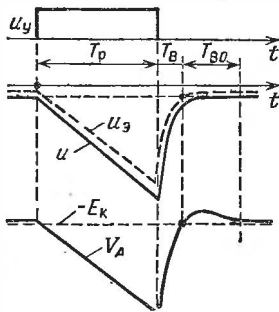


Рис. 18.

п. 2). Отметим, что при использовании транзисторов типа *p-n-p* на выходе эмиттерного повторителя формируется *линейно падающее напряжение*.

Ключевой транзистор T_2 в открытом состоянии насыщен. При его запираии управляющим импульсом получается задержка начала рабочей стадии на время выхода транзистора из насыщения. В отличие от катодного повторителя входное сопротивление эмиттерного повторителя конечно: $R_{вх} \cong (\beta_0 + 1)R_э$. При $\beta_0 = 50$ и $R_э = 5$ кОм сопротивление $R_{вх} \cong 250$ кОм. Это сопротивление шунтирует конденсатор C и является основной причиной нелинейности формируемого напряжения.

Анализ и методика расчета транзисторных ГЛИН данного типа освещены в литературе [12—15, 109, 111, 113].

5. Недостатками ГЛИН с компенсирующей э. д. с. (с неинвертирующим усилителем) являются:

- сложность устройства (3 нелинейных прибора);
- значительное время восстановления из-за необходимости установки конденсатора большой емкости C_0 ;

— наличие нелинейного участка в начале рабочего хода ЛИН, обусловленного влиянием паразитной емкости и, главное, током диода, который в течение небольшого времени в начале рабочего хода остается открытым.

§ 16.6. ГЛИН С КОМПЕНСИРУЮЩЕЙ Э. Д. С., ВВОДИМОЙ ПОСРЕДСТВОМ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

А. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ И ОБЩИЕ СВОЙСТВА ГЛИН

1. Структурная схема ГЛИН. Рассмотрим схему интегрирующей цепи с компенсирующей э. д. с. (рис. 19). Пусть $\Delta e_K = -\Delta u$; тогда потенциал $V_N = u + e_K = \text{const}$ и за-

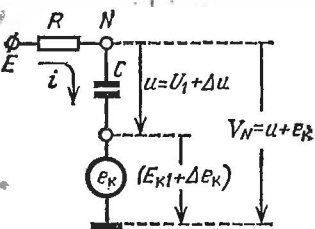


Рис. 19.

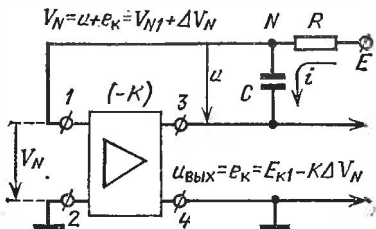


Рис. 20.

рядный ток $i = I = (E - V_N)/R = \text{const}$. Однако практически удается добиться лишь приближенного равенства: $\Delta e_K \cong -\Delta u$ или $\Delta e_K = -\Delta u(1 - \varepsilon)$, где положительная величина $\varepsilon \ll 1$. Тогда потенциал (рис. 19)

$$\begin{aligned} V_N &= U_1 + \Delta u + E_{K1} + \Delta e_K = U_1 + E_{K1} + \varepsilon \Delta u = \\ &= V_{N1} + \Delta V_N \end{aligned} \quad (16.28)$$

содержит переменную составляющую $\Delta V_N = \varepsilon \Delta u \ll \Delta u$. В равенствах (28) индекс 1 соответствует началу рабочей стадии. При подаче напряжения V_N на вход инвертирующего усилителя (рис. 20) с коэффициентом усиления $K \gg 1$ и с входным сопротивлением $R_{\text{вх}} \cong \infty$ на его выходе ($R_{\text{вых}} \cong 0$) образуется напряжение $\Delta e'_K = -K\Delta V_N = -K\varepsilon\Delta u$, которое можно использовать в качестве компенсирующего. Так как при этом должно выполняться равенство $\Delta e'_K = \Delta e_K$, то $K\varepsilon\Delta u = (1 - \varepsilon)\Delta u$, откуда

$$K = \frac{1 - \varepsilon}{\varepsilon}; \quad \varepsilon = \frac{1}{K + 1} \cong \frac{1}{K}. \quad (16.29)$$

Чем больше коэффициент усиления K , тем меньше ε и меньше изменяются потенциал V_N и зарядный ток i . Этим и достигается высокая линейность изменения величин Δu и

$$\Delta e_K = -(1 - \varepsilon) \Delta u = -\frac{K}{K+1} \Delta u \cong -\Delta u. \quad (16.30)$$

Напряжение $u_{\text{вых}} = e_K = E_{\text{к1}} + \Delta e_K$ (точнее, его переменная составляющая) используется в качестве выходного ЛИН. В аналоговой вычислительной технике данное устройство применяется в качестве *интегратора*, на который вместо постоянного напряжения подается напряжение $e(t)$, подлежащее интегрированию. Путем изменения $e(t)$ можно управлять знаком и величиной скорости изменения формируемого в данном устройстве выходного напряжения. Это используется для ряда технических применений [179, 180].

2. Данный метод линеаризации не тождествен описанному в § 16.5, где в принципе (при $K=1$ и $C_0 = \infty$) получается точное равенство $\Delta e_K = \Delta u$ и, следовательно, строго линейный закон изменения выходного напряжения. Здесь же равенство $\Delta e_K = -\Delta u$ является невозможным, так как для получения на выходе компенсирующего напряжения $\Delta e_K = -K\Delta V_N$ обязательно должно быть различие (рассогласование) между Δu и $-\Delta e_K$. Но чем больше K , тем это различие меньше.

3. **Параметры ЛИН.** При определении рабочего перепада напряжения можно полагать зарядный ток неизменным:

$$i \cong i_{\text{наиб}} = i(0) = I = (E - V_{N1})/R. \quad (16.31)$$

Соответственно рабочие перепады напряжений u и $u_{\text{вых}}$ —

$$\Delta U_p \cong \frac{IT_p}{C} = \frac{E - V_{N1}}{RC} T_p, \quad (16.32)$$

$$\Delta U_{\text{вых } p} = \frac{K}{K+1} \Delta U_p \cong \Delta U_p. \quad (16.33)$$

Коэффициент использования напряжения питания

$$\kappa = \frac{\Delta U_{\text{вых } p}}{E} = \frac{K \Delta U_p}{(K+1) E} \cong \frac{KT_p (E - V_{N1})}{(K+1) RCE}. \quad (16.34)$$

Наибольший рабочий перепад напряжения ограничивается областью линейного режима работы усилителя. При использовании пентодов $\kappa_{\text{наиб}} \cong 0,7 \div 0,9$.

Перепад потенциала V_N в рабочей стадии $\Delta V_{Np} = \varepsilon \Delta U_p = \Delta U_p / (K + 1)$. Поэтому изменение зарядного тока в рабочей стадии $\Delta I = \Delta V_{Np} / R = \Delta U_p / [R(K + 1)]$. Следовательно, согласно формулам (6) и (32) коэффициент нелинейности

$$\xi = \frac{\Delta I}{I} = \frac{T_p}{(K+1)RC} = \frac{\kappa E}{K(E-V_{N1})} \cong \frac{\kappa}{K} \ll \kappa; \quad (16.35)$$

здесь использовано равенство (34) и затем принято $E - V_{N1} \cong E$. При $\kappa = 0,8$ и $K = 800$ получим $\xi = 0,1\%$!

Данный тип ГЛИН является наиболее совершенным; он нашел широкое применение в радиоаппаратуре.

4. Эквивалентная постоянная времени интегратора. Для рассматриваемой схемы (рис. 20) справедливы соотношения:

$$\frac{dV_N}{dt} = \frac{du}{dt} + \frac{de_K}{dt}; \quad \frac{de_K}{dt} = -K \frac{dV_N}{dt}; \quad \frac{du}{dt} = \frac{i}{C} = \frac{E - V_N}{RC}.$$

Исключая из них все неизвестные, кроме V_N , получаем

$$\frac{dV_N}{dt} + \frac{V_N}{\theta_a} = \frac{E}{\theta_a}, \quad \text{где } \theta_a = (K + 1) RC. \quad (16.36)$$

Решение этого дифференциального уравнения первого порядка при начальном условии $V_N(0) = V_{N1}$ имеет вид

$$V_N(t) = E - (E - V_{N1}) e^{-t/\theta_a}. \quad (16.37)$$

Так как напряжения u , $u_{\text{вых}}$ и ток i выражаются через потенциал V_N , то все они также изменяются в рабочей стадии с постоянной времени θ_a , которая в $K + 1$ раз больше постоянной времени простой интегрирующей RC -цепи.

5. Описанные эффекты обусловлены действием *емкостной отрицательной обратной связи*, осуществляемой через посредство конденсатора, связывающего выход инвертирующего усилителя с его входом (рис. 20). Идея применения такой емкостной (*безваттной*) обратной связи между анодом и сеткой лампы усилителя с целью регулировки ее входной емкости была впервые высказана Г. В. Брауде в 1930 г. [181]. Впоследствии эта же идея была применена при разработке электронных интеграторов рассматриваемого типа (они известны в иностранной литературе под названием *интеграторов Миллера* [182]), которые широко используются в ГЛИН, называемых *фантастромами* [16, 183, 184].

6. Принципиальная схема ГЛИН данного типа (рис. 20) изображена на рис. 21. Основными элементами ГЛИН являются интегрирующая RC-цепь и инвертирующий усилитель на пентоде. Анодное напряжение u_a (оно играет роль компенсирующей э. д. с. e_k) в сумме с напряжением u на кон-

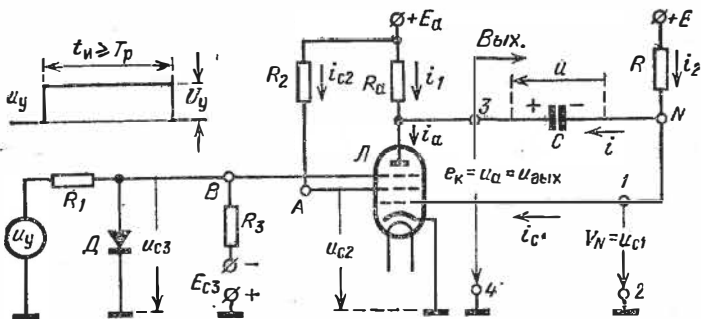


Рис. 21.

денсаторе подается на вход усилителя: $V_N = u + u_a = u_{c1}$ (точки 1—4 принципиальной схемы совпадают с точками 1—4 структурной схемы). Пентод управляется по 3-й сетке прямоугольным импульсом $u_y > 0$, который отпирает пентод по анодному току в рабочей стадии. Диод служит для фиксации напряжения u_{c3} 3-й сетки (во время действия импульса u_y) на нулевом уровне.

7. Режим покоя ГЛИН (в стадии ожидания) таков:

а) пентод заперт по анодному току ($i_a = 0$) смещающим напряжением $E_{c3} < 0$ в цепи 3-й сетки (рис. 21);

б) ток конденсатора $i = 0$ и напряжение на нем $u = U_{II} = -E_a$ (так как $i_1 = i_a - i = 0$);

в) пентод приоткрыт по току управляющей сетки $i_{c1} = i_2$; так как $r_{c-k}^+ \ll R > 1 \text{ МОм}$, то $u_{c1} = U_{c1II} \cong 0$;

г) протекает значительный ток 2-й сетки $i_{c2} = I_{c2II}$.

8. Запуск ГЛИН. При воздействии импульса $u_y > 0$ напряжение u_{c3} становится близким к нулю и возникает анодный ток; он складывается из токов i_1 и i : $i_a = i_1 + i$ (рис. 21). Это вызывает быстрое небольшое снижение напряжения u_a , которое через конденсатор C передается на уп-

точка M_1 . В рабочей стадии изображающая точка перемещается от точки M_1 до точки M_2 на линии OK критического режима лампы.

10. Временные диаграммы процессов в ГЛИН представлены на рис. 23. При $t < t_1$ изображено состояние ГЛИН в стадии покоя. В рабочей стадии ($t > t_1$) действуют закономерности, описанные в разд. А. Вследствие протекания тока $i = i_2 \cong I = \text{const}$ напряжение $-u$ на конденсаторе убывает. С этим связано уменьшение компенсирующей э. д. с. $e_k = u_a$. При этом благодаря большой величине коэффициента усиления $K \gg 1$ величина $\Delta e_k = \Delta u_a = -\Delta u K / (K + 1) \cong -\Delta u$ почти полностью компенсирует изменение напряжения на конденсаторе. Но так как все же $\Delta u < |\Delta u_a|$, то $u_{c1} = V_N = u + u_a$ несколько возрастает, что и вызывает увеличение токов i_a и i_1 и, следовательно, уменьшение напряжения $u_a = e_k$. Приращение напряжения

$$\begin{aligned} \Delta u_{c1} &= \Delta V_N = \Delta u + \Delta u_a = \\ &= \Delta u - \frac{K \Delta u}{K + 1} = \frac{\Delta u}{K + 1}, \end{aligned} \quad (16.39)$$

и так как коэффициент усиления каскада

$$K = SR_0 = S(R_a \parallel R_b \parallel R) \quad (16.40)$$

может достигать сотен единиц, то $\Delta u_{c1} \ll \Delta u$. Поэтому изменение тока конденсатора $\Delta i = \Delta V_N / R \ll I$, что и определяет высокую линейность изменения напряжений u и u_a .

11. Стадия восстановления. По достижении изображающей точкой точки M_2 (рис. 22), где крутизна $S = 0$, дальнейшее нарастание анодного тока становится невозможным.

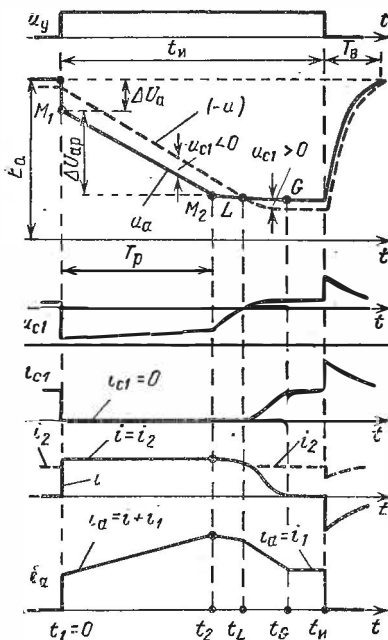


Рис. 23.

Теперь изображающая точка может перемещаться только по линии M_2O (вниз). Поэтому, начиная с момента t_2 (рис. 23), скорость изменения u_a резко уменьшается. Но до достижения точки G (рис. 22) ток заряда $i = i_a - i_1 > 0$, и напряжение u продолжает нарастать. Это приводит к быстрому возрастанию напряжения $u_{c1} = u + u_a$, которое в некоторый момент t_L (в точке L) проходит через нуль, а затем становится положительным. В результате появления сеточного тока зарядный ток $i = i_2 - i_{c1}$ быстро уменьшается, и в момент t_G (в точке G) ток $i = 0$, т. е. $i_2 = i_{c1}$ и ток $i_1 = i_a$. В точке G система находится в устойчивом равновесии, которое продолжается до момента t_n окончания действия управляющего импульса. В этот момент лампа запирается по анодному току, и через конденсатор начинает протекать ток $i_1 = -i$ в обратном направлении, замыкающийся через сопротивление $r_{c-к}^+ \ll R_a$. При этом напряжение $|u|$ нарастает, а ток $|i| = i_1$ падает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta_b \cong R_a C$; соответственно напряжение u_a нарастает. Через время

$$T_b \cong 3\theta_b = 3R_a C \quad (16.41)$$

практически устанавливается исходное состояние покоя ГЛИН.

12. Если управляющий импульс заканчивается до достижения изображающей точкой линии критического режима, то в момент t_n лампа запирается ($i_a = 0$) и ток i_1 скачкообразно уменьшается. Образующийся в результате этого перепад напряжения u_a передается через конденсатор на управляющую сетку. Напряжение u_{c1} становится положительным и возникает сеточный ток $i_{c1} = i_1 + i_2$, где ток $i_1 = -i$ протекает через конденсатор (начинается стадия восстановления).

13. **Параметры ЛИН.** Из динамической характеристики (см. рис. 22) видно, что *наибольший рабочий перепад напряжения*

$$\Delta U_{ар\text{ наиб}} = U_{a1} - U_{a2} \cong E_a - |U_{пор}| - U_{ак}, \quad (16.42)$$

где $U_{ак} = U_{a2}$ — критическое напряжение, соответствующее точке M_2 . Для пентодов лучших типов $|U_{пор}| + U_{ак} \cong \cong 0,1 E_a$, и *наибольший коэффициент использования напряжения*

$$\eta_{наиб} = \frac{\Delta U_{ар\text{ наиб}}}{E_a} \cong 1 - \frac{|U_{пор}| + U_{ак}}{E_a} \cong 0,9. \quad (16.43)$$

Согласно формуле (35) при $E = E_a$ коэффициент нелинейности

$$\xi = \frac{\gamma_{\text{наиб}} E_a}{K E_a + |U_{\text{пор}}|} \approx \frac{\gamma_{\text{наиб}}}{K} \quad (16.44)$$

Если $R_a = R_b \ll R$, то $R_\theta = R \parallel R_b \parallel R_a \approx R_b/2$, откуда:

$$K = SR_\theta \approx \frac{\mu}{2}; \quad \xi \approx \frac{2\gamma_{\text{наиб}}}{\mu} \approx \frac{1,8}{\mu} \quad (16.45)$$

Согласно формулам (32) и (33) длительность рабочей стадии

$$T_p \approx \frac{\Delta U_{\text{ар}}}{E - V_{N1}} RC \approx \frac{\Delta U_{\text{ар}}}{E + |U_{\text{пор}}|} RC, \quad (16.46)$$

где учтены также равенства (38).

В. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ГЛИН С ЕМКОСТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

14. Принципиальная схема ГЛИН изображена на рис. 24. При использовании транзистора типа $p-n-p$ управляющий импульс напряжения $u_y < 0$ подается на базу

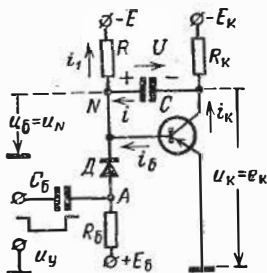


Рис. 24.

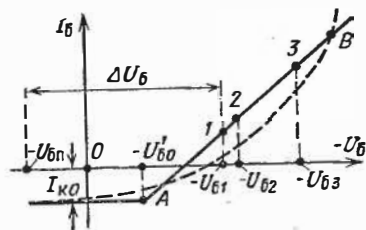


Рис. 25.

транзистора через разделительную цепь $R_b - C_b$ и диод D^* .

Основная особенность в работе транзисторного ГЛИН обусловлена тем, что входной ток транзисторного усилителя не равен нулю. Анализ сравнительно медленных процессов

*) Схема с диодным ключом в базовой цепи отличается простой и широко применяется на практике. В принципе же диодный ключ можно заменить транзисторным; тогда напряжение подпора E_b подается на эмиттер транзистора

в ГЛИН ($T_p \gg \tau_\beta$) допустимо проводить на основе линеаризованной входной характеристики транзистора (рис. 25)

$$I_6 = \frac{-U_6 + U'_{60}}{R_{вх}} - I_{к0}, \quad (16.47)$$

где $R_{вх}$ — среднее значение входного сопротивления транзистора на участке AB , охватывающем рабочий участок 1—3.

15. Временные диаграммы процессов в ГЛИН изображены на рис. 26. В состоянии покоя ($t < t_1 = 0$) ток через конденсатор $i = 0$, диод отперт, а транзистор заперт смещающим напряжением E_6 :

$$u_6 = U_{6п} = E'_6 - (E'_6 + E) \frac{R_6 + R_d^+}{R + R_6 + R_d^+} > 0, \quad (16.48)$$

где $E'_6 = E_6 + I_{к0}(R_6 + R_d^+)$. При этом коллекторное напряжение и напряжение на конденсаторе соответственно равны:

$$U_{кп} = -E_k + I_{к0} R_k;$$

$$U_{п} = U_{6п} - U_{кп} \cong E_k. \quad (16.49)$$

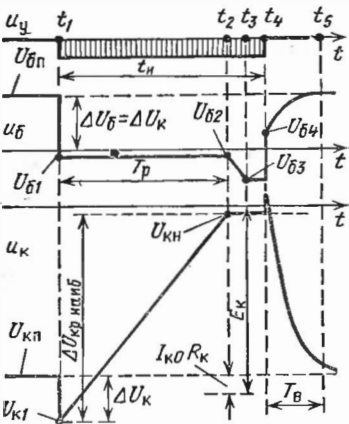


Рис. 26.

16. При воздействии в момент t_1 управляющего напряжения u_y потенциал точки A (рис. 24) снижается. Вследствие этого диод D запирается и цепь запуска отключается от ГЛИН. Одновременно потенциал базы, которая подключена к источнику напряжения $-E < 0$, снижается до некоторого значения $U_{61} < 0$ (рис. 25), что вызывает отпирание транзистора. Таким образом, в результате запуска базовое и коллекторное напряжения снижаются на величину $\Delta U_6 = \Delta U_k = U_{6п} - U_{61}$.

17. В рабочей стадии происходит разряд конденсатора через резистор R и транзистор. По мере уменьшения напряжения u на конденсаторе несколько (весьма мало) уменьшается разрядный ток $i = I - \Delta i$, что вызывает небольшое уменьшение тока i_1 и понижение базового напряжения $u_6 = -E + i_1 R$ (см. рис. 24). Вследствие этого ток базы возрастает (но $\Delta i_6 < \Delta i$), что обуславливает рост тока коллек-

тора $i_K = \beta_0(i_B + I_{K0}) + I_{K0}$ и соответствующее повышение коллекторного напряжения $u_K = -E_K + (i_K - i)R_K$. Именно это обстоятельство и определяет малое изменение базового напряжения $u_B = V_N = u + u_K$, тем меньшее, чем выше коэффициент усиления каскада ($-\Delta u_K = K\Delta u_B$), и стабильность токов

$$i_B \cong I_{B1}; \quad i_1 = \frac{E + u_B}{R} \cong \frac{E - |U_{B1}|}{R} = I_1; \quad i \cong I_1 - I_{B1} = I.$$

18. Процесс почти линейного разряда конденсатора продолжается до момента t_2 входа транзистора в насыщение (рис. 26). С этого момента напряжение $u_K = U_{K2} = U_{KH} = \text{const}$, вследствие чего отрицательная обратная связь прекращается, и базовое напряжение $u_B = u + U_{KH}$ быстро уменьшается (из-за продолжающегося пока разряда конденсатора), что сопровождается ростом тока i_B и уменьшением тока $i = i_1 - i_B$. В момент t_3 достигается равенство $i_B = i_1$, ввиду чего ток $i = 0$, и разряд конденсатора прекращается. Наступает состояние устойчивого равновесия, которое продолжается до момента t_4 окончания импульса u_y . В этот момент диод отпирается и благодаря действию источника $E_B > 0$ напряжение u_B повышается до некоторого значения $U_{B4} > 0$ (рис. 26), что приводит к запираанию транзистора. При этом ток i меняет направление и возникает небольшой выброс коллекторного напряжения.

После запираания транзистора конденсатор заряжается (стадия восстановления) от источника E_B через резистор R_B диод и резистор R_K . Длительность этого процесса

$$T_B \cong 3(R_K + R \parallel R_B)C. \quad (16.50)$$

19. Параметры ЛИН. Пользуясь схемой ГЛИН (см. рис. 24) и учитывая формулу (47), составим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_B &= u + u_K; & u_K &= -E_K + (i_K - i)R_K; \\ i_1 &= i + i_B; & i_K &= \beta_0(i_B + I_{K0}) + I_{K0}; \\ i &= -C \frac{du}{dt}; & i_1 &= \frac{E + u_B}{R}; & i_B &= \frac{U'_{B0} - u_B}{R_{BX}} - I_{K0}. \end{aligned} \right\} \quad (16.51)$$

Исключая из системы (51) все неизвестные токи и напряжения, кроме u_B , получим дифференциальное уравнение

$$\frac{du_B}{dt} + \frac{u_B}{\theta_B} = -\frac{R_B}{\theta_B} \left(\frac{E}{R} - \frac{U'_{B0}}{R_{BX}} + I_{K0} \right), \quad (16.52)$$

где

$$\theta_{\partial} = R_K C \left[\frac{\beta_0 + 1}{1 + \gamma_R} + \frac{\gamma_R}{1 + \gamma_R} + \frac{R_{ВХ}}{R_K} \cdot \frac{1}{1 + \gamma_R} \right]; \quad (16.53)$$

$$R_{\partial} = R \parallel R_{ВХ}; \quad \gamma_R = R_{ВХ}/R. \quad (16.54)$$

Решение уравнения (52) при условии $u_{\partial}(0) = U_{\partial 1}$ имеет вид:

$$u_{\partial}(t) = u_{\partial}(\infty) - [u_{\partial}(\infty) - u_{\partial}(0)] e^{-t/\theta_{\partial}} \quad (0 < t < T_p), \quad (16.55)$$

где

$$u_{\partial}(\infty) = -R_{\partial} \left[\frac{E}{R} - \frac{U'_{\partial 0}}{R_{ВХ}} + I_{К0} \right]. \quad (16.56)$$

Используя формулы (51) и (55), определяем производную

$$\frac{du_K}{dt} = R_K \left(\frac{di_K}{dt} - \frac{dt}{dt} \right) = \left(\frac{\beta_0 + 1}{-R_{ВХ}/R_K} - \frac{R_K}{R} \right) \frac{du_{\partial}}{dt} = A e^{-t/\theta_{\partial}},$$

где

$$A = -R_K \left(\frac{\beta_0 + 1}{R_{ВХ}} + \frac{1}{R} \right) \frac{u_{\partial}(\infty) - U_{\partial 1}}{\theta_{\partial}}. \quad (16.57)$$

Отсюда, полагая $t = 0$ и $t = T_p$, запишем:

$$| du_K/dt |_{\text{наиб}} = | du_K/dt |_{t=0} = A; \quad (16.58)$$

$$| du_K/dt |_{\text{наим}} = | du_K/dt |_{t=T_p} = A e^{-T_p/\theta_{\partial}}. \quad (16.59)$$

Подставляя эти выражения в формулу (1) и учитывая при этом, что $T_p \ll \theta_{\partial}$, найдем коэффициент нелинейности

$$\xi = 1 - e^{-T_p/\theta_{\partial}} \cong T_p/\theta_{\partial}. \quad (16.60)$$

Из выражения (53) следует, что при заданной величине $R_K C$, определяющей длительность стадии восстановления, для достижения наибольшей величины θ_{∂} (с целью уменьшения ξ) надо уменьшать параметр γ_R ; при $\gamma_R = 0$

$$\theta_{\partial} = \theta_{\partial \text{ наиб}} = R_K C (\beta_0 + 1 + R_{ВХ}/R_K) \cong \beta_0 R_K C. \quad (16.61)$$

Отсюда видно, что эффект отрицательной обратной связи проявляется в увеличении постоянной времени процессов в $\sim \beta_0 R_K/R$ раз сравнительно с постоянной времени RC простой интегрирующей цепи. Согласно формулам (53) и (61), при сильном выполнении неравенства $\gamma_R < 1$ (что реально достижимо) величина θ_{∂} практически не зависит от сопротивления R , но она существенно возрастает с увеличением сопротивления R_K и коэффициента усиления β_0 .

20. Подставив в формулы (57) и (58) выражения для $u_{б(\infty)}$ и θ_3 , после некоторых преобразований найдем начальную крутизну ЛИН и величину рабочего перепада ЛИН:

$$\left| \frac{du_{к}}{dt} \right|_{t=0} \cong \frac{1}{RC} \left[E + U_{б1} - \frac{R}{R_{вх}} (U'_{б0} - U_{б1}) + I_{к0} R \right]; \quad (16.62)$$

$$\Delta U_{кр} \cong \frac{T_p}{RC} \left[E + U_{б1} - \frac{R}{R_{вх}} (U'_{б0} - U_{б1}) + I_{к0} R \right]. \quad (16.63)$$

Формула (63) получена при условии, что управляющий импульс заканчивается до входа (или на грани входа) транзистора в насыщение (что является целесообразным), и поэтому $T_p = t_{и}$. Из временных диаграмм видно, что и а и б о л ь ш и й рабочий перепад получается при вхождении транзистора в режим насыщения:

$$\Delta U_{кр \text{ наиб}} = U_{кн} - U_{к1} = E_{к} + \Delta U_{к} - |U_{кн}| - I_{к0} R_{к} \cong E_{к}. \quad (16.64)$$

Наибольший коэффициент использования напряжения питания

$$\kappa_{\text{наиб}} = \frac{\Delta U_{кр \text{ наиб}}}{E_{к}} = 1 + \frac{\Delta U_{к} - |U_{кн}| - I_{к0} R_{к}}{E_{к}} \cong 1. \quad (16.65)$$

Величина рабочего перепада ЛИН несколько зависит от начального тока $I_{к0}$. Изменение этого тока с температурой приводит к нестабильности рабочего перепада ЛИН. Такое же действие оказывает изменение с температурой начального участка входной характеристики транзистора (меняется величина входного сопротивления $R_{вх}$). Для уменьшения дестабилизирующего влияния температуры следует добиваться выполнения неравенства

$$R I_{к0 \text{ наиб}} - \frac{R}{R_{вх}} (U'_{б0} - U_{б1}) \leq \varepsilon_{л}^{-} (E + U_{б1}), \quad (16.66)$$

где $\varepsilon_{л}^{-} < 1$. Обычно приемлемый результат получается при $\varepsilon_{л}^{-} \cong 0,1$.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ ЛИН ФАНТАСТРОННОГО ТИПА

§ 17.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1. Для работы рассмотренных в § 16.6 генераторов требуется управляющий импульс прямоугольной формы длительностью $t_{и} \geq T_p$. Получение таких импульсов представляет непростую задачу. Фантастронные ГЛИН (фантастронны) свободны от этого недостатка.

2. Основу фантастрона составляет ГЛИН с емкостной отрицательной обратной связью (рис. 16.21); путем введения дополнительных обратных связей он приобретает свойства ждущего релаксатора. Для запуска фантастрона служат импульсы u_3 короткой длительности $t_3 \ll T_p$. Управляющее же напряжение, нужное для поддержания отпертого состояния электронного прибора в рабочей стадии, вырабатывается автоматически в самом устройстве. Длительность рабочей стадии в фантастроне не зависит от параметров запускающего импульса и определяется только внутренними процессами, причем она может регулироваться в широких пределах.

3. Применительно к ламповым фантастроном, в зависимости от вида дополнительной обратной связи, определяющей способ получения управляющего напряжения, различают: *фантастрон со связью по экранирующей сетке*, *фантастрон с катодной связью*, *санатрон* и др. Анализу процессов в фантастронных ГЛИН и методике их расчета посвящена обширная литература [3—7, 9, 12, 15, 16, 111, 178, 179, 185—192].

§ 17.2. ФАНТАСТРОН СО СВЯЗЬЮ ПО ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКЕ

А. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

1. **Принципиальная схема.** Фантастрон данного типа получается путем небольшого изменения схемы ГЛИН, представленной на рис. 16.21. В указанном генераторе в состоянии покоя сеточное напряжение $u_{c1} \cong 0$, вследствие чего протекает большой ток $i_{c2} = I_{c2п}$ экранирующей сетки (несколько миллиампер). В рабочей же стадии напряжение u_{c1} близко к $U_{пор}$; поэтому ток $i_{c2} \ll I_{c2п}$ (вплоть до момента t_2 входа лампы в критический режим). Вследствие этого на экранирующей сетке образуется положительный импульс напряжения достаточно большой высоты, длительностью $t_{и} \cong T_p$. Этот импульс можно использовать в качестве управляющего напряжения u_y , которое следует приложить к 3-й сетке для отпирания лампы по анодному току. Для этого резистор R_1 следует отключить от внешнего источника и включить между точками A и B . Тогда повышение напряжения u_{c3} (в точке B) будет связано повышению напряжения u_{c2} . В результате указанных изменений полу-

чается новое устройство (рис. 1), называемое фантастроном со связью по экранирующей сетке, которое приобретает свойства ждущего релаксатора.

2. Режим покоя фантастрома не отличается от рассмотренного в § 16.6, п. 7 (см. рис. 16.21); он характеризуется такими значениями токов и напряжений:

$$U_{c3п} < U_{порз}; \quad i_a = i = i_1 = 0; \quad U_{aп} \cong E_a; \quad U_{c1п} \cong 0; \\ u = U_{п} \cong -U_{aп}; \quad I_{2п} = I_{c1п} \cong E/R; \quad U_{c2п} \cong E_a - I_{c2п} R_2.$$

Методика определения напряжения $U_{c2п}$ иллюстрируется графическим построением (рис. 2) на плоскости стати-

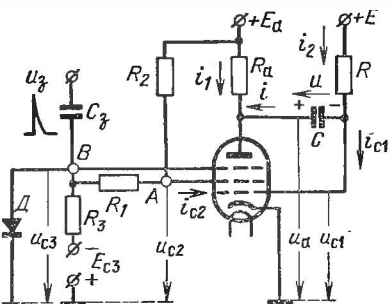


Рис. 1.

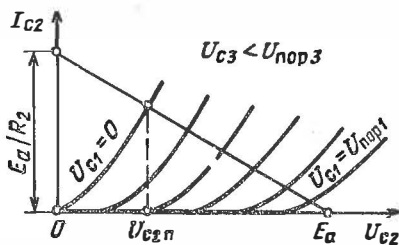


Рис. 2.

ческих характеристик тока экранирующей сетки $I_{c2} = F(U_{c2})u_{c1} = \text{const}$, снятых при $I_a = 0$; построения выполнены с учетом неравенства $R_1 + R_3 \gg R_2$.

Для запираания лампы по анодному току величины E_{c3} , R_1 и R_3 должны удовлетворять неравенству

$$U_{c3п} = -E_{c3} + (U_{c2п} + E_{c3}) \frac{R_3}{R_1 + R_3} < U_{порз}. \quad (17.1)$$

3. Запуск фантастрома производится подачей запускающего импульса $u_3 > 0$ на 3-ю сетку лампы (см. рис. 1), вызывающего появление анодного тока. Вследствие этого снижается как напряжение u_a , так и напряжение u_{c1} . Последнее вызывает уменьшение тока i_{c2} и возрастание напряжения u_{c2} , что обуславливает рост напряжения u_{c3} ; это приводит к дальнейшему росту тока i_a , дальнейшему снижению напряжений u_a и u_{c1} и т. д. Процесс развивается лавинообразно и приводит к опрокидыванию системы. Получающееся в результате опрокидывания снижение напряжений $\Delta U_a =$

$= \Delta U_{c1}$ несколько меньше порогового напряжения лампы $|U_{пор}|$.

4. Временные диаграммы процессов в фантастроне представлены на рис. 3; они аналогичны рассмотренным в § 16.6 (см. рис. 16.23).

Для поддержания отпертого состояния лампы по анодному току в рабочей стадии должно выполняться соотношение

$$u_{c3} = -E_{c3} + (E_{c3} + u_{c2}) \frac{R_3}{R_1 + R_3} \geq 0. \quad (17.2)$$

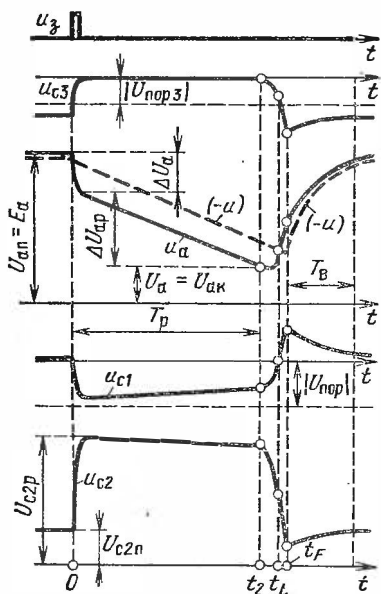


Рис. 3.

Стабилизация напряжения u_{c3} на нулевом уровне осуществляется посредством диода и благодаря протеканию тока i_{c3} при $u_{c3} > 0$.

Рабочая стадия заканчивается в момент t_2 выхода изображающей точки лампы на линию критического режима (см. рис. 16.22), в связи с чем рост тока i_a прекращается. При этом скорость уменьшения u_a резко снижается, вследствие чего напряжение $u_{c1} = u + u_b$ быстро возрастает, вызывая рост тока i_{c2} и уменьшение напряжений u_{c2} и u_{c3} и тока i_a . Теперь анодное напряжение возрастает, вызывая еще более быстрый рост напряжения u_{c1} , и т. д. Во время этого процесса

обратного опрокидывания, развивающегося лавинообразно, происходит запираение лампы ($i_a = 0$) и повышение сеточного напряжения: в момент t_L $u_{c1} = 0$, а затем $u_{c1} > 0$. При этом появляется ток i_{c1} , а ток конденсатора $i = i_2 - i_{c1}$ уменьшается до нуля, и разряд конденсатора прекращается при напряжении на нем $|u|_{\min} = |U| \ll E_a$. Но так как конденсатор подключен к источнику E_a , то он начинает заряжаться током $-i = i_1$, который протекает через резистор R_a и сопротивление участка «сетка — катод»

$r_{с-к}^+ \ll R_a$. Этот процесс (стадия *восстановления*) практически завершается в течение времени $T_v \cong 3R_a C$, после чего устанавливается *состояние покоя*. Параметры ЛИН находятся по формулам, приведенным в § 16.6, Б.

Б. УПРАВЛЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ РАБОЧЕЙ СТАДИИ

5. Фантастроны широко применяются в *устройствах регулируемой временной задержки импульсов* (см. § 22.2). При этом требуется производить *п л а в н у ю* регулировку длительности T_p рабочей стадии, выражаемой формулой (16.46). Подставляя туда величину $\Delta U_{ap} = U_{ap} - \Delta U_a - U_{ак}$ (рис. 3), получим

$$T_p \cong \frac{U_{ap} - \Delta U_a - U_{ак}}{E + |U_{пор}|} RC. \quad (17.3)$$

Как видно, длительность T_p можно регулировать тремя способами: изменяя либо постоянную времени RC , либо напряжение E , или же анодное напряжение U_{ap} пентода в состоянии покоя.

1-й способ применяется для *с т у п е н ч а т о г о* изменения T_p путем переключения резисторов R или конденсаторов C .

2-й способ позволяет плавно регулировать T_p , но он характеризуется нелинейной зависимостью T_p от E . Поэтому он применяется в основном для регулировки скорости изменения $dU_a/dt \cong (E + |U_{пор}|)/RC$.

При обоих указанных способах регулировки рабочий перепад ΔU_{ap} остается неизменным.

3-й способ, называемый *электрической регулировкой длительности рабочей стадии* нашел широкое применение. Его достоинства состоят в высокой линейности зависимости $T_p = F(U_{ap})$ и в постоянстве крутизны ЛИН при изменении T_p .

6. На рис. 4 изображены временные диаграммы напряжения u_a , иллюстрирующие принцип электрической регулировки T_p . Для его осуществления к аноду пентода подключается диод D (рис. 5), на катод которого подается *п о с т о я н н о е* управляющее напряжение $U_y \leq E_a$. При $U_y < E_a$ в состоянии покоя через резистор R_a и диод протекает ток $I_d = (E_a - U_y)/(R_a + R_d^+) \cong (E_a - U_y)/R_a$, так как $R_d^+ \ll R_a \cong 1$ МОм. Поэтому потенциал анода $U_{ap} = U_y + U_d^+ \cong U_y$, т. е. он фиксируется на уровне *управляющего напряжения*.

График зависимости $T_p = F(U_{ан}) \cong F(U_y)$, выражаемой формулой (3), представлен на рис. 6. При изменении управляющего напряжения в пределах $U_{у\text{наим}} = \Delta U_a + U_{ак} \leq U_y \leq E_a$ длительность T_p изменяется в диапазоне

$$0 \leq T_p \leq T_{p\text{наиб}} = \frac{E_a - (\Delta U_a + U_{ак})}{E + |U_{пор}|} RC. \quad (17.4)$$

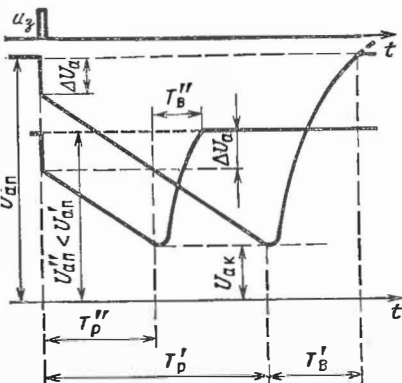


Рис. 4.

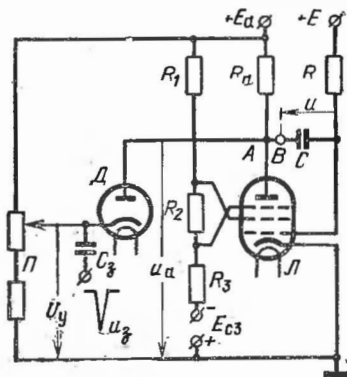


Рис. 5.

7. Для запуска фантастрона (см. рис. 5) используется импульс $u_3 < 0$, который через конденсатор C_3 подается на катод диода. При действии этого импульса ток диода увеличивается, вследствие чего падение напряжения на резисторе R_a возрастает, а напряжения u_a и u_{c1} падают (практически на величину u_3). При этом уменьшается ток i_{c2} и возрастают напряжения u_{c2} и u_{c3} , что обуславливает отпирание пентода по анодному току. Последнее вызывает дальнейшее снижение напряжений u_a , u_{c1} и т. д., т. е. развивается описанный выше

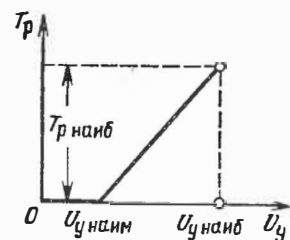


Рис. 6.

процесс опрокидывания. Достоинство такого способа запуска в том, что после опрокидывания и прекращения действия импульса u_3 диод оказывается запертым, так как $u_a < U_{ан} = U_y$. Поэтому цепь запуска и управления отключается от пентода и не влияет на работу фантастрона.

8. Недостатком рассмотренного фантастрона является большая длительность стадии восстановления: $T_{\text{в}} \cong 3R_{\text{а}}C$. Радикальное сокращение $T_{\text{в}}$ достигается в фантастроне с катодным повторителем (КП). Схема такого фантастрона получается из приведенной на рис. 5 схемы путем включения КП на триоде $\mathcal{L}_{\text{к}}$ в разрыв между точками А и В (рис. 7). КП, работающий без сеточного тока, не нарушает свойств фантастрона в рабочей стадии. Действительно, так как коэффициент передачи КП $K_{\text{к}} \cong 1$, то напряжение $u_{\text{к}} = U_{\text{кп}} + \Delta u_{\text{к}} = U_{\text{кп}} + K_{\text{к}} \Delta u_{\text{а}}$ повторяет изменения

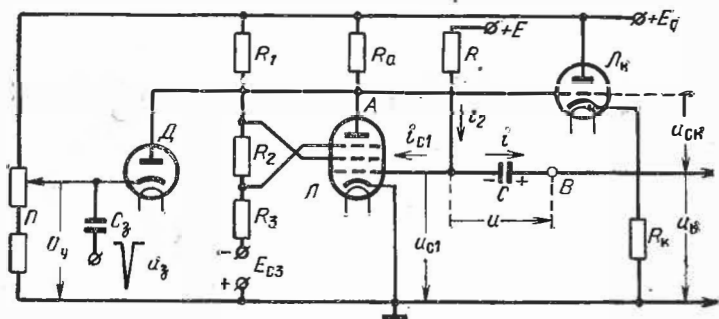


Рис. 7.

анодного напряжения. Поэтому действие отрицательной обратной связи между анодом и первой сеткой пентода сохраняется. Небольшое же различие между напряжениями $U_{\text{аа}}$ и $U_{\text{кп}}$ в стадии покоя не играет роли.

Включение КП приводит к изменению цепей протекания тока конденсатора. В рабочей стадии, когда напряжение $u_{\text{с1}} < 0$ ($i_{\text{с1}} = 0$), ток $i_2 = i$ протекает через резистор R , конденсатор и резистор $R_{\text{к}}$ (а не через пентод, как в схеме без КП). В стадии же восстановления ток $-i$ протекает от источника $E_{\text{а}}$ через триод $\mathcal{L}_{\text{к}}$ и сопротивление $r_{\text{с-к}}^+$ пентода (а не через резистор $R_{\text{а}}$, как в схеме без КП). В результате восстановление напряжения на конденсаторе происходит с постоянной времени $(R_{\text{кп}} + r_{\text{с-к}}^+)C \ll R_{\text{а}}C$, где $R_{\text{кп}}$ — выходное сопротивление КП.

9. Поскольку напряжение $u_{\text{к}}$ на выходе КП повторяет изменения анодного напряжения, его обычно и используют в качестве выходного. Это удобно также и ввиду небольшой величины $R_{\text{кп}}$, что позволяет приключать нагрузку с со-

противлением $R_{\text{н}} \ll R_{\text{а}}$ (приключением такой нагрузки к аноду пентода нарушило бы нормальную работу фантастрона).

10. Лампы L и $L_{\text{к}}$ обычно питаются от одного источника $E_{\text{а}}$. При этом в состоянии покоя напряжение $U_{\text{кп}} \cong$

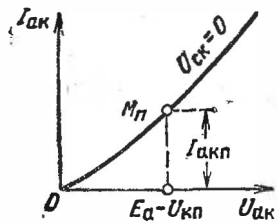


Рис. 8.

$\cong (0,6 \div 0,9)E_{\text{а}}$. Сеточный ток лампы $L_{\text{к}}$ отсутствует при выполнении неравенства $U_{\text{кп}} > U_{\text{ап}} \cong U_{\text{у}}$, что достигается при $U_{\text{у наиб}} \cong U_{\text{ап наиб}} \leq U_{\text{кп}}$. При $U_{\text{у наиб}} = U_{\text{кп}}$ сеточное напряжение триода $U_{\text{скп}} = 0$. Поэтому анодный ток триода в состоянии покоя определяется точкой $M_{\text{п}}$ на статической характеристике, соответствующей $U_{\text{ск}} = 0$ при анодном напряжении $U_{\text{а н}} = E_{\text{а}} - U_{\text{кп}}$ (рис. 8). Нужно для получения заданной величины $U_{\text{кп}}$ сопротивление $R_{\text{к}} = U_{\text{кп}}/I_{\text{акп}}$.

Г. ФАНТАСТРОННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР

11. Принципиальная схема. Рассмотренный фантастрон (см. рис. 1) представляет собой *жадущий* ГЛИН с о д н и м состоянием устойчивого равновесия, при котором пентод

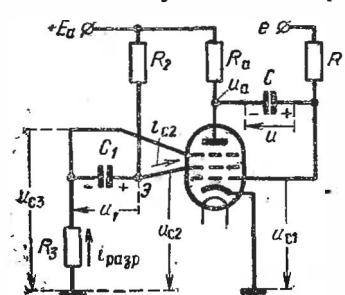


Рис. 9.

заперт по анодному току. Если резистор R_1 заменить конденсатором C_1 и принять напряжение смещения $E_{\text{сз}} = 0$ (рис. 9), то указанное состояние равновесия станет *квазиустойчивым*. В таком состоянии фантастрон находится лишь определенное время, по истечении которого пентод снова отпирается по анодному току. В результате получается *двухтактный генератор*, работающий в режиме

автоколебаний. Условимся считать, что такт I соответствует протеканию анодного тока пентода ($u_{\text{сз}} > U_{\text{порз}}$), а такт II — его отсутствию ($u_{\text{сз}} < U_{\text{порз}}$).

12. **Временные диаграммы.** Опишем работу устройства в такте II; здесь характерны два процесса (рис. 10).

1-й процесс связан с зарядом конденсатора C через резистор R_a и сопротивление r_{c-k}^+ пентода. Его длительность T_{B2} определяет время восстановления напряжения на конденсаторе C , в течение которого напряжение u_a возрастает, приближаясь к E_a , а напряжение $u_{c1} > 0$ приближается

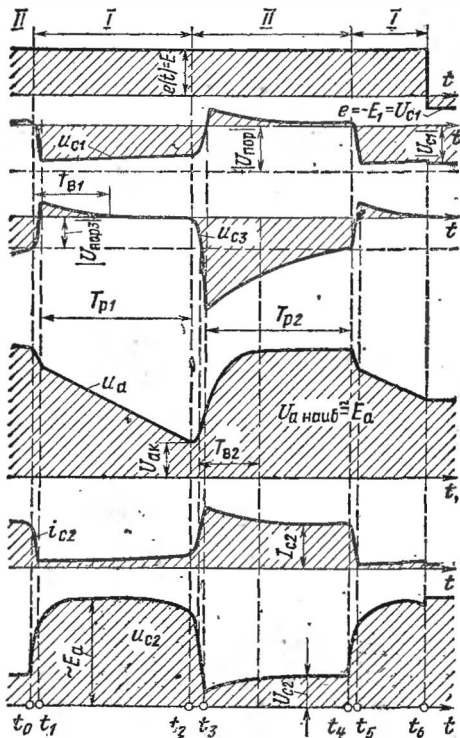


Рис. 10.

к нулю. После завершения этого процесса напряжение $u_{c1} \cong 0$, вследствие чего протекает значительный ток I_{c2} второй сетки, а напряжение $U_{c2} = E_a - I_{c2}R_2$ существенно ниже E_a . Описанный процесс не приводит к изменению состояния фантастрона.

2-й процесс связан с разрядом конденсатора C_1 через цепь 2-й сетки пентода и резистор R_3 . Ток разряда $i_{равр}$ создает на резисторе R_3 напряжение $u_{c3} < U_{пор3} < 0$, благодаря которому пентод заперт по анодному току. По мере уменьшения тока разряда напряжение u_{c3} возрас-

тает, стремясь к нулю. В момент t_0 (или t_4) напряжение $u_{c3} = U_{\text{пор}3}$, после чего появляется анодный ток и наступает такт I.

13. В такте I также характерны два процесса.

Во-первых, при отпирании пентода ($i_a > 0$) развивается типичный для фантастрона быстротечный процесс опрокидывания, во время которого напряжения u_a и u_{c1} снижаются на величину $\Delta U_a = \Delta U_{c1} \cong |U_{\text{пор}}|$, вследствие чего ток i_{c2} падает до незначительной величины, а напряжение u_{c2} возрастает почти до E_a ; после опрокидывания протекает процесс линейного разряда конденсатора С.

Во-вторых, происходит заряд конденсатора C_1 от источника E_a через резистор R_2 , что обусловлено резким уменьшением тока $i_{c2} \cong 0$. Зарядный ток, протекая через резистор R_3 , создает напряжение $u_{c3} > 0$, вследствие чего появляется ток i_{c3} , ускоряющий процесс заряда. Длительность $T_{\text{в1}}$ этого процесса определяет время восстановления напряжения на конденсаторе C_1 . После окончания зарядного процесса напряжение $u_{c3} = 0$, и пентод продолжает оставаться отпертым по анодному току.

Из описания 2-го процесса следует, что он не может быть причиной изменения состояния фантастрона. Изменение возникает в результате завершения 1-го процесса (разряда конденсатора С). Именно, в момент t_2 напряжение u_a снижается до критической величины $U_{aк}$. С этого момента прекращается действие отрицательной обратной связи ($u_a \cong \cong \text{const}$) и начинается быстрый рост напряжения u_{c1} , вследствие чего возрастает ток i_{c2} и снижается напряжение u_{c2} . При этом конденсатор C_1 начинает разряжаться через резистор R_3 и цепь 2-й сетки. Образующееся при протекании разрядного тока через резистор R_3 напряжение $u_{c3} < 0$ вызывает запираание пентода ($i_a = 0$), что способствует еще более быстрому росту напряжений u_a , u_{c1} и т. д. В результате такого лавинообразного процесса осуществляется переход к такту II.

14. Длительности рабочих тактов Будем полагать, что в течение стадий восстановления конденсаторы заряжаются до установившихся напряжений.

Длительность $T_{\text{р1}}$ такта I (время линейного разряда конденсатора С) выражается формулой (3), если принять в ней $U_{aп} = E_a$ и $\Delta U_a \cong |U_{\text{пор}}|$.

Длительность $T_{\text{р2}}$ такта II найдем из рассмотрения схемы разряда конденсатора C_1 (рис. 11), где участок пентода 2-я сетка — катод заменен ключом с внутренним сопротивлением $R_{\text{в2}} \cong \text{const}$. В результате полного заряда конденсатора C_1 при разомкнутом ключе (такт I) устанавливаются напряжения $U_{c3} = 0$ и $U_{c2} \cong$

$\cong E_a$. При замыкании ключа (такт II) напряжение u_{c2} падает до значения $U_{c2} \cong E_a - \Delta U_{c2}$. При этом напряжение u_{c3} быстро снижается до величины $-\Delta U_{c2} = -(E_a - U_{c2})$. В дальнейшем напряжение u_{c3} нарастает, стремясь к нулю, по закону:

$$u_{c3}(t') = -\Delta U_{c2} e^{-t'/\theta_3} \quad (t' = t - t_3), \quad (17.5)$$

где постоянная времени

$$\theta_3 = (R_3 + R_2 \parallel R_{B2}) C_1. \quad (17.6)$$

Учитывая, что при $t' = T_{p2}$ напряжение $u_{c3} = -|U_{порз}|$, найдем

$$T_{p2} = \theta_3 \ln \frac{E_a - U_{c2}}{|U_{порз}|}. \quad (17.7)$$

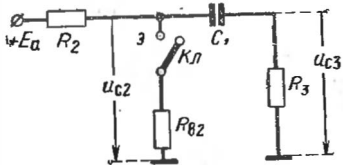


Рис. 11.

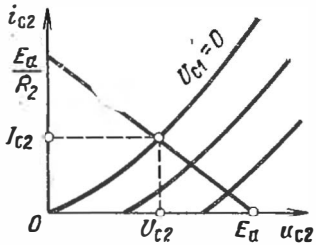


Рис. 12.

Методика определения напряжения U_{c2} иллюстрируется построением на рис. 12, где предполагается, что вследствие неравенства $R_3 \gg R_2 \parallel R_{B2}$ ток разряда конденсатора $i_{равр} \ll I_{c2}$ и поэтому его влиянием на величину U_{c2} можно пренебречь.

15. До сих пор считалось, что напряжение $e = E = \text{const}$. Предположим теперь, что в некоторый момент t_6 (в такте I) напряжение $e = e(t)$ скачком снижается до значения $-E_1 = U_{c1} < 0$. В этом случае ток разряда конденсатора C становится равным нулю и разряд конденсатора прекращается. В дальнейшем напряжение 1-й сетки продолжает поддерживаться на уровне $U_{c1} = -E_1 = \text{const}$, близком к пороговому, вследствие чего ток $i_{c2} \cong 0$, а напряжение $u_{c2} \cong E_a = \text{const}$. Напряжение u_a также поддерживается постоянным на том уровне, который был в момент коммутации напряжения e . Это свойство генератора используется в системах автоматического поиска и захвата частоты в приемниках супергетеродинного типа, в системах автоматического поиска и захвата радиолокационной цели и др. [180].

§ 17.3. ФАНТАСТРОН С КАТОДНОЙ СВЯЗЬЮ

1. Принципиальная схема. Фантастрон с катодной связью (рис. 13) отличается в основном способом запирания и отпираания пентода по анодному току. Здесь для этой цели используется значительное различие катодного тока в стадии покоя и в рабочей стадии. Временные диаграммы процессов в фантастроне изображены на рис. 14.

2. В стадии покоя ($t < t_0$) напряжение $u_{c1} = U_{c1п} \cong 0$, благодаря чему протекает значительный катодный ток $I_{кп} = I_{c2п} + I_{c1п} \cong I_{c2п}$, который создает на резисторе R_K потенциал $V_{кп} = I_{кп}R_K$, превышающий потенциал $V_{c3п}$, подаваемый на 3-ю сетку с делителя $R_3 - R_4$. Резисторы R_K , R_3 и R_4 выбираются из соотношения: $U_{c3п} = V_{c3п} - V_{кп} < U_{порз} < 0$, вследствие чего анодный ток $I_{ап} = 0$. Благодаря наличию фиксирующего диода D потенциал анода $V_{ап} \cong U_y$ (см. § 17.2, п. 6).

3. Запуск фантастрона производится аналогично рассмотренному в § 17.2. При воздействии импульса $u_3 < 0$ (рис. 13) возникают токи i_1 и i и происходит снижение потенциалов V_a , $V_{c1} = V_N$ и напряжения U_{c1} (рис. 14). Вследствие последнего уменьшается катодный ток пентода (в основном за счет тока i_{c2}) и снижается потенциал $V_K = i_K R_K$. Соответственно возрастает напряжение $u_{c3} = V_{c3п} - V_K$ и оно становится больше напряжения $U_{порз}$. Это обуславливает протекание анодного тока, вызывающего дальнейшее понижение потенциалов V_a , V_{c1} и напряжения u_{c1} . Описанный процесс развивается лавинообразно и приводит к опрокидыванию фантастрона. Быстрое снижение потенциалов V_a , V_{c1} и V_K прекращается, когда ток i_{c2} снижается почти до нуля, а напряжение u_{c1} становится близким к пороговому напряжению $U_{пор}$, ввиду чего снижение сеточного напряжения $\Delta U_{c1} \cong |U_{пор}|$. Что же касается снижения потенциала $V_{c1} = V_N$, то ΔV_{c1} в несколько раз превосходит снижение ΔU_{c1} . Это объясняется действием резистора R_K в катодной цепи, создающим отрицательную обратную связь. Снижение потенциала V_{c1} вызывает уменьшение потенциала катода, причем $\Delta V_K = \Delta V_{c1} - \Delta U_{c1} \cong \Delta V_{c1} - |U_{пор}|$. Соответственно напряжение $u_{c3} = V_{c3п} - V_K$ возрастает на величину ΔV_K . Так как обычно $\Delta V_K > |U_{c3п}|$, то после опрокидывания напряжение $u_{c3} > 0$ (рис. 14), вследствие чего возникает ток i_{c3} , который протекает через резистор R_3 и снижает потенциал V_{c3} до уровня, близкого к нулю.

4. В рабочей стадии процессы протекают так же, как в фантастроне со связью по экранирующей сетке. Благодаря действию отрицательной обратной связи происходит стабилизация потенциала $V_{c1} = V_N = V_a + u$. Это обуславливает весьма незначительное изменение разрядного тока конденсатора, благодаря чему напряжение u и потенциал V_a изменяются почти линейно.

5. Стадия восстановления. С момента t_2 выхода изображающей точки пентода на линию критического режима действие отрицательной обратной связи прекращается ($V_a = V_{ак} = \text{const}$) и начинается быстрый рост потенциала $V_{c1} = V_{ак} + u$, напряжения u_{c1} и тока i_K . Благодаря этому возрастает потенциал $V_K = i_K R_K$ и снижается напряжение $u_{c3} = V_{c3} - V_K$, вследствие чего анодный ток уменьшается, а потенциал V_a возрастает, что приводит к еще более быстрому росту потенциала V_{c1} и напряжения u_{c1} и т. д. Процесс обратного опрокидывания протекает лавинообразно. В момент t_3 напряжение $u_{c1} = V_{c1} - V_K = 0$, а затем становится положительным, и появляется ток i_{c1} , вызывающий сначала уменьшение тока i конденсатора, а затем полное его исчезновение. На этом разряд конденсатора заканчивается и начинается стадия восстановления. В этой стадии конденсатор заряжается от источника питания через резистор R_a и сопротивление $r_{с-к}$ пентода. По мере заряда конденсатора постепенно возрастает потенциал V_a .

В момент t_4 , когда потенциал V_a достигает значения U_y , отпирается фиксирующий диод и наступает состояние покоя.

6. Уменьшение длительности T_B стадии восстановления осуществляется путем применения катодного повторителя (КП), вклю-

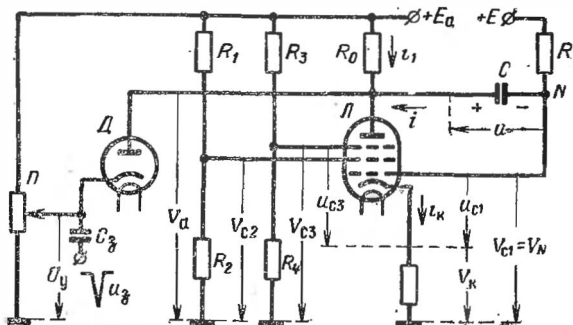


Рис. 13.

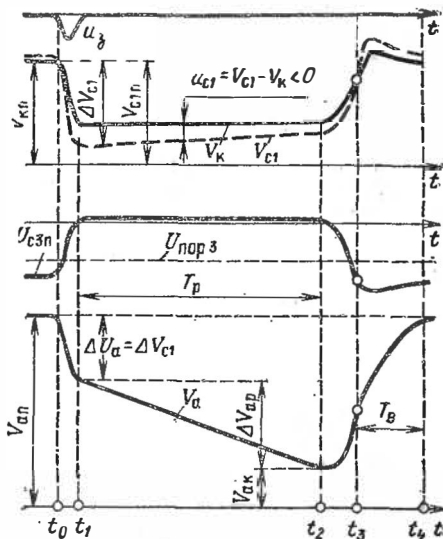


Рис. 14.

чаемого аналогично указанному на рис. 7. В данном случае постоянная времени восстановления $\theta_B = (R_{КП} + R_{ВХ})C$. Здесь $R_{КП}$ — выходное сопротивление КП, а $R_{ВХ}$ — входное сопротивление усилительного каскада с резистором R_K в катодной цепи

пентода (рис. 15). При наличии тока i_{c1}

$$R_{вх} = r_{c-k}^+ + R_K + \frac{\mu_2 (r_{c-k}^+ - R_K / \mu_2)}{1 + (R_{в2} + R_{c2}) / R_K}, \quad (17.8)$$

где $\mu_2 = S_2 R_{в2}$, причем $S_2 = \partial i_{c2} / \partial u_{c1}$ при $u_{c2} = \text{const}$, а $R_{в2} = \partial u_{c2} / \partial i_{c2}$ при $u_{c1} = \text{const}$ (находятся из характеристик 2-й сетки).

Ввиду неравенства $R_{вх} \gg r_{c-k}^+$, постоянная θ_B получается значительно большей, чем в фантастроне со связью по экранирующей сетке.

7. Параметры ЛИН. Начальные перепады потенциалов $\Delta V_a = \Delta V_{c1}$ получаются в несколько раз большими, чем в фантастроне со связью по экранирующей сетке. Величина перепадов возрастает с увеличением сопротивления R_K и может достигать $(2 \div 5) |U_{пор}|$. Увеличение начального перепада ΔV_a обуславливает уменьшение *рабочего перепада* ЛИН (см. рис. 14), что является недостатком фантастрона с катодной связью.

Коэффициент нелинейности ξ в фантастроне с катодной связью выше, чем в фантастроне со связью по экранирующей сетке. Это обусловлено уменьшением коэффициента усиления каскада K из-за отрицательной обратной связи, создаваемой резистором R_K [9]:

$$K = \frac{SR_\partial}{\lambda}; \quad \lambda = \frac{SR_\partial R_K}{R_a} + S_2 R_K + 1; \quad (17.9)$$

здесь $R_\partial = R_a || R_{в} || R$. Учитывая эти выражения, из формулы (16.35) найдем

$$\xi \cong \frac{T_p}{RCSR_{в}} \lambda. \quad (17.10)$$

При используемых на практике значениях R_K коэффициент $\lambda \cong 5 \div 10$. Уменьшая сопротивление R_K , можно уменьшить величины λ и ξ . Однако в этом случае для получения требуемой величины потенциала $V_{кп}$, обеспечивающего запираение пентода по анодному току, следует увеличивать ток $I_{кп} \cong I_{c2п}$, что достигается повышением напряжения $U_{c2п}$. В результате этого возрастает мощность $P_{c2п} = U_{c2п} I_{c2п}$, рассеиваемая на 2-й сетке лампы в стадии п о к о я. Среднее значение этой мощности не должно превосходить максимально допустимое значение, и это обстоятельство ограничивает минимальное значение сопротивления R_K .

8. Начальная (наибольшая) крутизна ЛИН (при $t = t_1$)

$$\left| \frac{dV_a}{dt} \right|_{t_1} = \left| - \frac{du}{dt} + \frac{dV_{c1}}{dt} \right|_{t_1} \cong \left| \frac{du}{dt} \right|_{t_1} = \frac{I}{C} = \frac{E - V_{c1}(t_1)}{RC}.$$

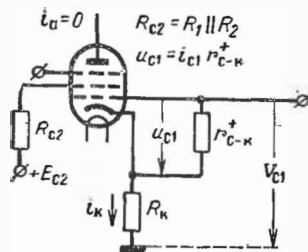


Рис. 15

рицательной обратной связи, создаваемой резистором R_K [9]:

Потенциал $V_{c1}(t_1) \cong V_K(t_1) \cong |U_{пор}|$ может быть положительным или отрицательным (в зависимости от R_K и параметров пентода), но практически можно пренебречь ничтожно малой величиной $|V_{c1}(t_1)| \ll E$ (см. рис. 14). Имея это в виду, оценим *длительность рабочей стадии*:

$$T_p \cong \frac{\Delta V_{ap}}{|dV_a/dt|_{t_1}} \cong \frac{V_{ap} - \Delta V_a - V_{ак}}{E} RC. \quad (17.11)$$

Регулировка длительности T_p осуществляется теми же способами, что и в фантастроне со связью по экранирующей сетке.

9. По всем своим параметрам фантастрон с катодной связью уступает фантастрону со связью по экранирующей сетке. Поэтому он применяется в случаях, когда требуется получить задержанный на время T_p импульс напряжения, причем не требуется высокая линейность рабочего хода и малая длительность стадии восстановления. Для этой цели используются перепады потенциала V_K , подаваемые на укорачивающую цепь. На выходе такой цепи образуется положительный импульс в конце рабочей стадии, задержанный по отношению к импульсу запуска на время $T_B \cong T_p$.

§ 17.4. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ФАНТАСТРОН

1. **Принципиальная схема.** ГЛИН такого типа нельзя построить на одном транзисторе, являющемся трехполюсником. Для этой цели приходится использовать несколько

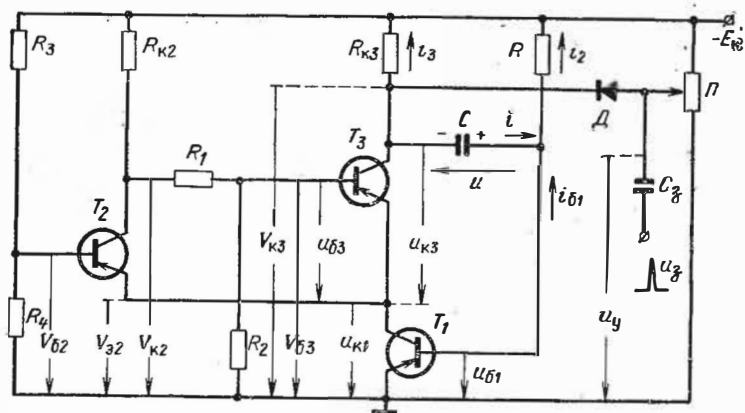


Рис. 16.

транзисторов. Один из вариантов схем транзисторных фантастронов изображен на рис. 16. Здесь три транзистора выполняют функции пентода. Эмиттер транзистора T_1 выполняет функцию катода, а его база — функцию 1-й сетки;

транзистор T_2 выполняет роль 2-й сетки, причем коллектор эквивалентен выводу этой сетки; база транзистора T_3 играет роль 3-й сетки, а его коллектор — роль анода. Рассматриваемая схема является аналогом схемы *фантастрона со связью по экранирующей сетке*. Диод D , потенциометр Π и конденсатор C_3 служат для управления длительностью рабочей стадии и для запуска фантастрона.

Принцип работы фантастрона (в ждущем режиме) поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 17.

2. В состоянии покоя транзисторы T_1 и T_2 открыты, а транзистор T_3 заперт; ток конденсатора $i = I_{\Pi} = 0$. Ток базы транзистора T_1 $I_{\text{б1п}} = I_{2\text{п}} \cong \cong E_{\text{к}}/R$ устанавливается из условия, чтобы этот транзистор находился на границе насыщения ($U_{\text{к1п}} \cong \cong -0,3 \div -0,5\text{В}$). Резисторы R_3 и R_4 выбраны так, чтобы потенциал $V_{\text{б2п}}$ был несколько ниже напряжения $U_{\text{к1п}}$, а базовый ток транзистора T_2 обеспечивал насыщенный режим работы этого транзистора.

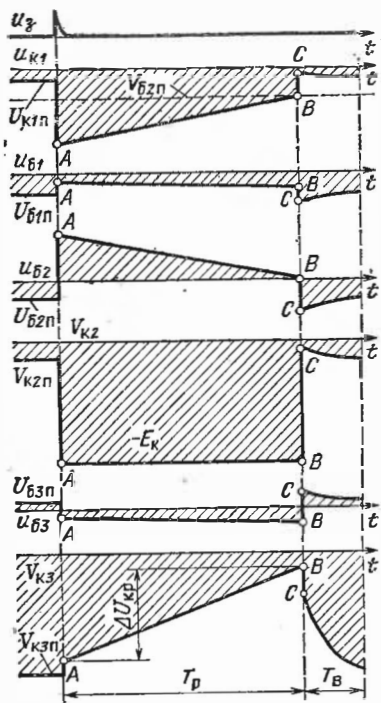


Рис. 17.

Приближенно, заменяя насыщенный транзистор T_2 короткозамкнутым элементом, можно принять потенциал его коллектора $V_{\text{к2п}} \cong U_{\text{к1п}}$. При этом потенциал базы транзистора T_3

$$V_{\text{б3п}} = \frac{V_{\text{к2п}} R_2}{R_1 + R_2} \cong \frac{U_{\text{к1п}} R_2}{R_1 + R_2} < 0,$$

а базовое напряжение $U_{\text{б3п}} = V_{\text{б3п}} - U_{\text{к1п}} > 0$, вследствие чего транзистор T_3 заперт и потенциал $V_{\text{к3п}} = -E_{\text{к}} + R_{\text{к3}} I_{\text{кб}}$. Конденсатор C заряжен до напряжения $u = U_{\text{п}} = U_{\text{б1п}} - V_{\text{к3п}} \cong -|U_{\text{б1п}}| + E_{\text{к}} \cong E_{\text{к}}$.

3. Запуск фантастрона производится импульсом $u_3 > 0$, поступающим через конденсатор C_a , диод D и конденсатор C на базу транзистора T_1 . Вследствие этого коллекторный ток транзистора уменьшается, а напряжение $u_{к1}$ становится более отрицательным. Соответственно базовое напряжение $u_{б2} = V_{б2} - u_{к1}$ повышается, что приводит к уменьшению тока $i_{к2}$ и снижению потенциалов $V_{к2}$ и $V_{б3}$. В некоторый момент начинает выполняться неравенство $u_{б3} = V_{б3} - u_{к1} < 0$; при этом транзистор T_3 отпирается. Появляющийся ток коллектора этого транзистора повышает потенциал $V_{к3}$ и напряжение $u_{б1}$, что приводит к дальнейшему уменьшению тока $i_{к1}$ и т. д. Процесс развивается лавинообразно и приводит к опрокидыванию фантастрона, в результате чего устанавливается состояние, отмеченное на временных диаграммах точкой A .

Положительные приращения потенциала $V_{к3}$ и напряжения $u_{б1}$ ($\Delta V_{к3} = \Delta u_{б1}$), возникающие при опрокидывании, не превосходят величины $|U_{б1п}|$; иначе получилось бы $u_{б1} > 0$, вследствие чего транзистор T_1 и, следовательно, оба других транзистора оказались бы запертыми, чего не может быть. После опрокидывания заперт только транзистор T_2 , так как напряжение $u_{б2} = V_{б2} - u_{к1} > 0$; транзисторы же T_1 и T_3 отперты, причем весь ток коллектора транзистора T_1 протекает через транзистор T_3 .

4. В рабочей стадии происходит почти линейный разряд конденсатора C ; стабилизация разрядного тока i обусловлена механизмом отрицательной обратной связи, рассмотренной в § 16.6. Применительно к рассматриваемой схеме этот механизм выглядит так: по мере уменьшения напряжения u базовое напряжение $u_{б1} = u + V_{к3}$ снижается; вследствие этого коллекторные токи транзисторов T_1 и T_3 возрастают, потенциал $V_{к3}$ повышается, благодаря чему напряжение $u_{б1} = u + V_{к3}$ понижается не в такой степени, как напряжение u . При большом коэффициенте усиления каскада на транзисторах T_1 и T_3 приращение потенциала $V_{к3}$ в рабочей стадии весьма близко к изменению напряжения на конденсаторе; поэтому напряжение $u_{б1}$ хотя и понижается, но весьма незначительно. По этой причине токи i_2 , $i_{б1}$ и, следовательно, ток $i = i_2 - i_{б1}$ остаются приблизительно постоянными.

Изменения потенциалов и напряжений в рабочей стадии отображены на диаграммах (рис. 17) участками AB .

5. Обратное опрокидывание. Рабочая стадия заканчивается в момент, когда напряжение $u_{к1}$ превысит потенциал

$V_{\text{б}2} = -E_{\text{к}}R_3/(R_3 + R_4)$, а напряжение $u_{\text{б}2}$ станет отрицательным; при этом транзистор T_2 отпирается. Возникающее повышение потенциала $V_{\text{к}2}$ вызывает уменьшение токов $i_{\text{б}3}$ и $i_{\text{к}3}$ и понижение потенциала $V_{\text{к}3}$ и напряжения $u_{\text{б}1}$. Это приводит к еще большему увеличению токов $i_{\text{б}1}$ и $i_{\text{к}1}$ и повышению напряжения $u_{\text{к}1}$, вследствие чего напряжение $u_{\text{б}2} = V_{\text{б}2} - u_{\text{к}1}$ еще больше снижается и т. д. Процесс развивается лавинообразно и приводит к обратному опрокидыванию фантастрона, в результате чего транзистор T_3 оказывается запертым, а остальные транзисторы — отпертыми.

Напряжения и потенциалы в конце обратного опрокидывания отмечены на диаграммах (рис. 17) точкой С.

6. Стадия восстановления начинается после обратного опрокидывания. В этой стадии конденсатор заряжается от источника питания через участок эмиттер — база транзистора T_1 и резистор $R_{\text{к}3}$. Пока протекает ток заряда потенциал $V_{\text{к}3}$ отличается от $-E_{\text{к}}$, но по мере заряда конденсатора он приближается к $-E_{\text{к}}$ по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta_{\text{в}} = R_{\text{к}3}C$.

Если управляющее напряжение $|U_{\text{у}}| < E_{\text{к}}$, то процесс заряда прекращается в момент, когда потенциал $V_{\text{к}3}$ станет равен $U_{\text{у}}$. При этом отпирается диод, и дальнейшее снижение потенциала $V_{\text{к}3}$ прекращается.

Как и в ламповых фантастронах существенное уменьшение длительности стадии восстановления достигается путем применения в схеме фантастрона эмиттерного повторителя.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

§ 18.1. ПАРАМЕТРЫ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

1. В индикаторных устройствах и в телевизионной технике применяются электроннолучевые трубки с электромагнитным управлением луча. Отклонение луча в таких трубках производится магнитным полем, создаваемым током *отклоняющих катушек*. Отклонение луча линейно связано с напряженностью магнитного поля, которая пропорциональна току в отклоняющих катушках. В телевидении для

управления движением луча по экрану трубки используются устройства строчной и кадровой развертки [172, 174—176]. В соответствии с требованиями к таким устройствам ток в отклоняющих катушках должен иметь пилообразную форму, подобную показанной на рис. 16.1. Рабочий ход луча должен совершаться за время T_p (в течение рабочей стадии) с постоянной скоростью, что определяет требование линейного во времени закона изменения тока отклоняющих катушек. Обратный ход луча (возврат в исходное положение) производится за время T_v (в течение стадии восстановления); желательно возможно более сильное выполнение неравенства $T_v < T_p$. Нужную форму тока в отклоняющих катушках создают генераторы пилообразного тока (ГПТ).

2. Форма тока отклоняющих катушек в рабочей стадии характеризуется коэффициентом нелинейности ξ ; он выражается формулой (16.1), в которой напряжение $u(t)$ заменяется током $i(t)$. Получение пилообразного тока с малой величиной ξ — задача более сложная, чем получение пилообразного напряжения. Это объясняется тем, что отклоняющие катушки потребляют ток значительной силы и представляют собой комплексную нагрузку.

В телевидении допускается сравнительно высокое значение $\xi \cong 0,05$. Так как длительность строчной развертки не очень мала, а длительность кадровой развертки не очень велика, то этому требованию удастся удовлетворить сравнительно простыми средствами. В радиолокационных индикаторах предъявляются часто более жесткие требования к линейности изменения тока в катушках ($\xi \cong 0,01$). Поэтому ГПТ в таких устройствах более сложны; в них применяются обратные связи, способствующие стабилизации скорости изменения тока в катушках [12]. Разнообразные варианты схем ГПТ описаны в литературе [12, 15, 16, 175, 176].

§ 18.2. ПРИНЦИП ФОРМИРОВАНИЯ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

1. Пусть отклоняющая катушка, обладающая индуктивностью L_k и активным сопротивлением R_k (рис. 1), питается от источника э. д. с. $e(t)$ с внутренним сопротивлением $R_{и}$. Выясним, какова должна быть форма э. д. с., при которой ток i в катушке меняется по пилообразному закону (рис. 2). Для упрощения положим, что обратный ход также осуществляется по линейному закону, хотя это и не обязательно.

Напряжение на индуктивности $u_L = L_K di/dt$. Так как во время рабочего хода скорость изменения тока должна быть постоянной, то и напряжение $u_L = \text{const}$. В момент перехода от рабочего хода к обратному производная di/dt должна скачком изменить знак и величину (рис. 2). Напряжение $u_R = iR$ на активном сопротивлении $R = R_B + R_K$ по форме совпадает с током (рис. 2). Суммируя колебания u_L и u_R , найдем $e(t) = u_L + u_R$ (рис. 2). Как видно, для получения пилообразного тока в катушках э. д. с. генератора должна иметь трапециевидную форму. Скачки напряжения при переходе от обратного хода к прямому и наоборот обусловлены э. д. с. самоиндукции, возникающей в катушке.

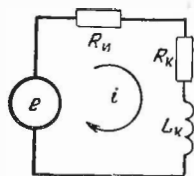


Рис. 1.

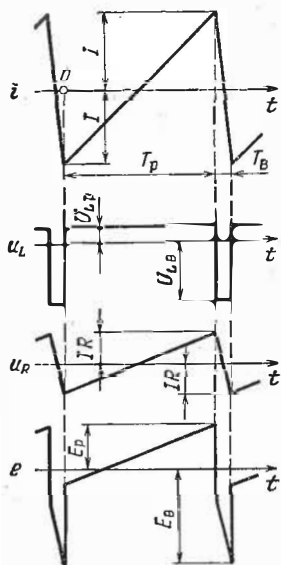


Рис. 2.

2. Законы изменения тока $i = i_p(t)$ за время рабочего хода и тока $i = i_B(t)$ во время возврата (рис. 2) имеют вид:

$$i_p(t) = 2I \frac{t}{T_p} - I; \quad i_B(t) = I - 2I \frac{t - T_p}{T_B}. \quad (18.1)$$

Напряжение на индуктивности L_K меняется от значения $U_{Lp} > 0$ до значения $-U_{Lb} < 0$ (рис. 2), причем

$$U_{Lp} = L_K \frac{di_p}{dt} = \frac{2L_K I}{T_p},$$

$$U_{Lb} = -L_K \frac{di_B}{dt} = \frac{2L_K I}{T_B}. \quad (18.2)$$

Отсюда $U_{Lp} : U_{Lb} = T_B : T_p$. Так как обычно требуется, чтобы $T_B \ll T_p$, то должно выполняться неравенство $U_{Lb} \gg U_{Lp}$.

Э. д. с. $e(t)$ должна в рабочей стадии меняться по закону

$$e_p(t) = U_{Lp} + i_p R = iR \left(\frac{2L_K}{RT_p} - 1 + 2 \frac{t}{T_p} \right), \quad (18.3)$$

а в стадии восстановления (начиная от момента $t' = t - T_p = 0$ начала обратного хода) по закону

$$e_B(t') = -U_{LB} + i_B R = -IR \left(\frac{2L_K}{RT_B} - 1 + 2 \frac{t'}{T_B} \right). \quad (18.4)$$

Пиковые значения E_p и E_B э. д. с. определяются соотношениями (3) (при $t = T_p$) и (4) (при $t' = T_B$):

$$E_p = I \left(2 \frac{L_K}{T_p} + R \right); \quad E_B = I \left(2 \frac{L_K}{T_B} + R \right). \quad (18.5)$$

Из этих равенств следует, что

$$\frac{E_B}{E_p} = \frac{T_p}{T_B} \cdot \frac{1 + T_B/2\theta}{1 + T_p/2\theta}; \quad \theta = \frac{L_K}{R}. \quad (18.6)$$

Обычно $\theta \gg T_p \gg T_B$. Поэтому $E_B : E_p \cong T_p : T_B$, т. е. $E_B \gg E_p$. Электрическая прочность изоляции определяется пиковым значением э. д. с. обратного хода.

3. Реальный характер изменения напряжений и

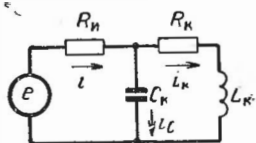


Рис. 3.

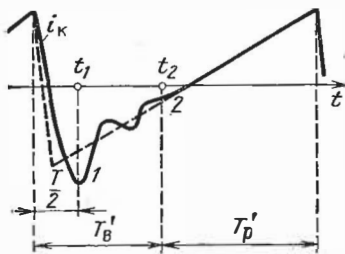


Рис. 4.

токов в ГПТ оказывается более сложным, чем в рассмотренной идеализированной схеме. Это обусловлено влиянием паразитной емкости C_K (рис. 3), равной эквивалентному динамическому значению распределенной емкости катушки. Емкость C_K и индуктивность L_K образуют колебательный контур, в котором возникают колебания, наиболее сильно проявляемые при переходе от прямого хода к обратному, как это показано на рис. 4, где пунктиром намечен закон изменения тока при $C_K = 0$. Частота колебаний

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}} \sqrt{\frac{R_И}{R_И + R_K}}. \quad (18.7)$$

Амплитуда и продолжительность этих колебаний существенно зависят от коэффициента затухания контура

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_K}{L_K} + \frac{1}{R_{и} C_K} \right). \quad (18.8)$$

Из рис. 4 видно, что колебательный процесс может существенно исказить закон изменения тока i на участке 1—2. Во избежание искажений развертку луча, соответствующую рабочему ходу, следует начинать с момента t_2 . Практически это приводит к укорочению рабочей стадии (T'_p вместо T_p) и к удлинению стадии восстановления ($T'_в$ вместо $T_в$). Длительность $T_в$ можно уменьшить путем подключения параллельно катушке активного сопротивления; часто последовательно с ним включается диод. Однако минимально достижимая длительность $T_в$ не может быть меньше полупериода собственных колебаний ($T/2$), определяемого формулой (7).

При проектировании ГПТ стремятся добиться малой величины емкости C_K как путем рациональной конструкции отклоняющих катушек так и путем выбора оптимальной схемы их включения.

§ 18.3. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

1. Отклоняющие катушки обычно питаются от каскада, работающего в режиме усиления мощности. Катушка может включаться как анодная или катодная нагрузка этого каскада. Однако при таком включении трудно регулировать начальный ток катушки, нужный для установки исходного положения луча на экране трубки. От этого недостатка свободны схемы, в которых катушка подключена параллельно лампе усилителя. При этом анодной нагрузкой лампы служит дроссель или активное сопротивление.

Индуктивная нагрузка сильно увеличивает паразитную емкость каскада. Поэтому для быстрых разверток целесообразно использовать усилитель с активной анодной нагрузкой. При не очень быстрых развертках (например, в генераторах кадровой развертки телевизионных установок), роль паразитных емкостей не велика. В этом случае катушка часто включается через посредство трансформатора. Такое включение при коэффициенте трансформации $n \ll 1$ позволяет снизить требования к величине тока выходной лампы.

2. Схема лампового ГПТ с регулировкой постоянной составляющей тока в отклоняющей катушке $L_K - R_K$ приведена на рис. 5. Катушка приключена к выходному каска-

ду L_2 . Первой каскад L_1 служит для формирования напряжения $u_c = u_c(t)$, используемого в качестве управляющего напряжения лампы L_2 . С помощью потенциометра Π можно регулировать величину и направление постоянной состав-

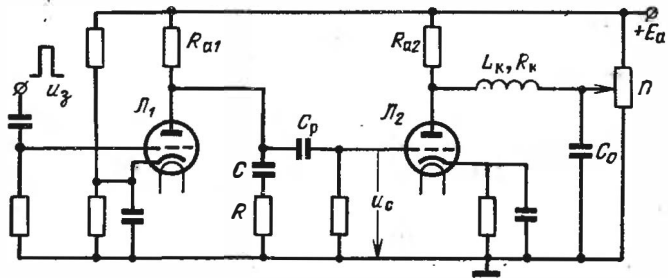


Рис. 5.

ляющей тока в катушке от нуля до нужного значения. Переменная же составляющая тока в катушке замыкается через конденсатор достаточно большой емкости C_0 и не нагружает потенциометр.

3. Выясним, какую форму должно иметь управляющее напряжение u_c при работе лампы L_2 в линейном режиме.

Пренебрегая емкостью катушки и полагая емкость $C_0 = \infty$, составим эквивалентную схему каскада (рис. 6, а). Заменяем делитель напряжения $R_B - R_A$ эквивалентным генератором с параметрами

$$R_{\text{и}} = R_A \parallel R_B, \quad e_{\text{ЭКВ}} = \mu u_c \frac{R_A}{R_A + R_B} = SR_{\text{и}} u_c. \quad (18.9)$$

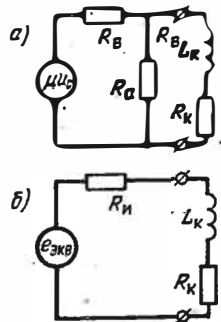


Рис. 6.

Таким образом, приходим к схеме (рис. 6, б), которая совпадает со схемой (см. рис. 1), рассмотренной в § 18.2. Поэтому в рабочей стадии э. д. с. $e_{\text{ЭКВ}}$ должна выражаться формулой (3), т. е. $e_{\text{ЭКВ}} = SR_{\text{и}} u_c = e_p(t)$. Отсюда находим

$$u_c = u_{\text{ср}} = \frac{e_p(t)}{SR_{\text{и}}} = \frac{IR}{SR_{\text{и}}} \left[\frac{2L_K}{RT_p} - 1 + 2 \frac{t}{T_p} \right], \quad (18.10)$$

где $R = R_{\text{н}} + R_{\text{к}}$. Аналогично для стадии восстановления восстановления получаем $u_{\text{с}} = u_{\text{св}} = e_{\text{в}}(t')/SR_{\text{н}}$, где $e_{\text{в}}(t')$ выражается формулой (4). Таким образом, напряжение $u_{\text{с}}(t)$, подводимое к сетке лампы $L_{\text{з}}$, должно содержать линейно зависящую от времени и не зависящую от времени составляющие, т. е. оно должно иметь трапецеидальную форму (см. рис. 2). Такую же форму должна иметь и э. д. с. $e(t)$, создающая $u_{\text{с}}(t)$. Способ формирования такой э. д. с. был рассмотрен в § 16.3, В.

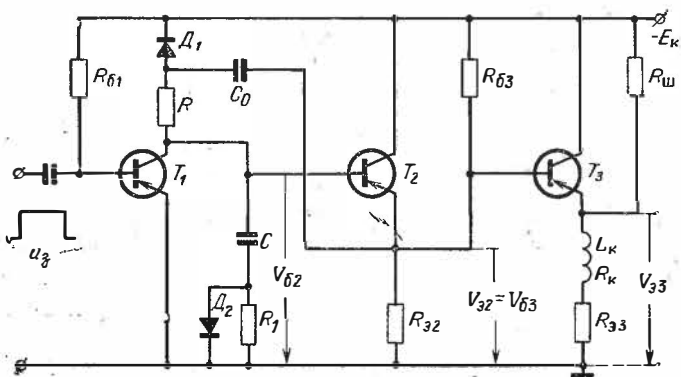


Рис. 7.

4. Схема транзисторного ГПТ приведена на рис. 7. Здесь выходной каскад построен по схеме с общим коллектором (отклоняющая катушка включена в эмиттерную цепь транзистора). Последовательно с катушкой включен резистор $R_{\text{зз}}$, который совместно с сопротивлением $R_{\text{к}}$ и резистором $R_{\text{ш}}$ создает требуемый потенциал $V_{\text{ззп}}$ в стадии покоя. Этот потенциал должен обеспечивать состояние транзистора T_3 на границе режима отсечки. Резистор $R_{\text{ш}}$ служит также для гашения паразитных колебаний тока в катушке (см. рис.4). К базе транзистора T_3 подводится напряжение $V_{\text{бз}} = V_{\text{б2}}$ трапецеидальной формы. Так как выходной каскад представляет собой эмиттерный повторитель, то его выходное напряжение $V_{\text{зз}}$, приложенное к катушке и резистору $R_{\text{зз}}$, практически совпадает с потенциалом $V_{\text{бз}}$, т. е. оно имеет трапецеидальную форму. Такое напряжение формируется посредством ГЛИН с компенсирующей э. д. с., выполненного на транзисторах T_1 и T_2 . Данный ГЛИН отличается от рассмотренного в § 16.5 (см. рис. 16.17, 16.18)

только тем, что последовательльно с конденсатором C включен резистор R_1 , нужный для формирования «пьедестала» (см. § 16.3, В). Диод D_2 служит для уменьшения длительности стадии восстановления.

5. Особенности транзисторных ГПТ. Максимально допустимое коллекторное напряжение транзисторов значительно меньше, чем у электронных ламп. Поэтому в транзисторных ГПТ приходится применять отклоняющие катушки с значительно меньшей индуктивностью, чем в ламповых ГПТ. Такие катушки имеют небольшое число витков (и соответственно малую паразитную емкость, что является положительным фактором), но они потребляют ток значительной силы, нужный для получения требуемого числа ампер-витков. Поэтому в выходных каскадах применяются транзисторы средней и большой мощности. Большинство типов таких транзисторов обладают значительной инерционностью, которая ухудшает линейность тока в начале рабочего хода. При короткой длительности развертки (десятки микросекунд) это обстоятельство может значительно ухудшить параметры пилообразного тока. В таких случаях желательно применять наиболее совершенные мощные высокочастотные транзисторы, выпускаемые промышленностью.

Транзисторные выходные каскады ГПТ в отличие от ламповых имеют значительный входной ток. Поэтому между выходным каскадом и маломощным генератором трапецидальных импульсов напряжения приходится включать развязывающий каскад — чаще всего эмиттерный повторитель.

Из-за небольшого числа витков отклоняющих катушек в транзисторных ГПТ труднее осуществить регулировку начального смещения развертки относительно центра экрана трубки, так как для этого требуется значительная постоянная составляющая тока в катушке. Поэтому способ смещения развертки, подобный применяемому в ламповых схемах (см. рис. 5), оказывается малоэффективным. Он позволяет производить лишь небольшое отклонение развертки от центра экрана. В тех же случаях, когда требуется смещать развертку на 1—2 радиуса экрана (например, в радиолокационных индикаторах), применяют специальные центрирующие отклоняющие системы с большим числом витков в катушках. Это значительно усложняет конструкцию отклоняющей системы в транзисторных устройствах развертки луча.

Описанию различных вариантов схем транзисторных ГПТ, а также изложению методики их расчета и проектирования посвящен специальный раздел в книге [113].

ЭЛЕМЕНТЫ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА
ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

§ 19.1. ОСНОВНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ

1. При обработке информации приходится находить решения *логических задач*. Пусть, например, для нормальной работы сложного устройства параметры S_i процессов в устройстве должны лежать в допустимых границах:

$$M_i \leq S_i \leq N_i \quad (i = 1, 2, \dots, m). \quad (19.1)$$

Тогда задача контроля работы устройства сводится: 1) к измерению m параметров S_i ; 2) к сопоставлению измеренных значений с допустимыми границами; 3) к принятию решения, работает устройство нормально или нет. Если все параметры находятся в заданных границах, то делается *логическое заключение* о нормальной работе устройства; в противном случае делается *логическое заключение* о нарушении нормальной работы устройства. При небольшом числе контролируемых параметров с решением такой логической задачи справляется один оператор. При большом их числе (например, $m > 10$) для этой цели применяют разнообразные автоматические устройства — в основном *цифровые автоматы (информационно-логические машины)*.

2. Рассмотренный пример можно перевести на язык *событий*. Если параметр S_i удовлетворяет неравенствам (1), то говорят о *наступлении события* A_i ; в противном случае говорят, что *событие* A_i *не наступило*. Если все события A_i наступают одновременно, то делается логическое заключение о нормальной работе устройства. Если хотя бы одно из событий A_i не наступило, то делается обратное логическое заключение. Определив, какое из событий A_i не наступило,

пило, можно установить, в каком элементе устройства имеется неисправность.

Наряду с исходными событиями A_i рассматривают также событие B , которое наступает при условии нормальной работы устройства и не наступает — в противном случае.

3. Особенностью событий A_i и B является то, что они имеют только два исхода: эти события либо наступают, либо нет. Поэтому полезно поставить в соответствие таким событиям переменные $x_i \rightarrow A_i$ и $y \rightarrow B$, которые принимают два значения: 1 при наступлении события и 0 в противном случае; эти переменные называются логическими. Решение логической задачи заключается в выполнении некоторых логических операций над переменными $x_i (i = 1, 2, \dots, m)$, позволяющих определить значение переменной y . В общем случае эти операции выражаются функциональной зависимостью

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_m), \quad (19.2)$$

которая называется *логической* или *переключательной функцией*.

Для рассмотренного выше примера логическая функция выражается произведением всех логических переменных

$$y = x_1, x_2, \dots, x_m. \quad (19.3)$$

В самом деле, если все события A_i наступили (все параметры S_i находятся в допустимых границах), то все $x_i = 1$ и произведение $y = 1$, что соответствует наступлению события B (устройство работает нормально). Если хотя бы одна из переменных $x_i = 0$, то $y = 0$, т. е. событие B не наступило (устройство работает ненормально).

4. В рассмотренном примере событие A_i заключается в том, что некоторая физическая величина принимает определенные численные значения. При решении логических задач приходится также оперировать с событиями, которые связаны с наличием или отсутствием качественных признаков объектов, процессов и т. п. В общем случае при обработке информации приходится иметь дело со сложными логическими функциями. Законы выполнения логических операций над логическими переменными рассматриваются в *алгебре Буля* [33, 193]. Можно доказать, что *любое сложное логическое преобразование можно произвести, используя три элементарные логические операции: логиче-*

ское отрицание (логическое НЕ), логическое сложение (логическое ИЛИ) и логическое умножение (логическое И)*).

5. Логическим отрицанием события A называется событие B , противоположное событию A . Эту операцию записывают в виде: $B = \bar{A}$. Черта над A означает отрицание события A (\bar{A} — НЕ A). Иначе говоря, при наступлении события A ($x = 1$) событие $B = \bar{A}$ не наступает ($y = \bar{x} = 0$). Наоборот, отсутствию события A ($x = 0$) соответствует наступление события $B = \bar{A}$ ($y = \bar{x} = 1$).

Для наглядного пояснения смысла логической операции пользуются таблицами соответствия значений входных логических переменных (x) и выходной логической переменной (y). Такие таблицы называются таблицами истинности. Для операции НЕ таблица истинности имеет вид табл. 1.

ТАБЛИЦА 19.1

x	$y = \bar{x}$
1	0
0	1

6. Логической суммой событий A_i ($i = 1, 2, \dots, m$) называется событие B , которое состоит в наступлении ИЛИ события A_1 ИЛИ события A_2, \dots , ИЛИ события A_m , ИЛИ нескольких различных событий A_i одновременно. Логическое сложение называется также дизъюнкцией (объединением) и в булевой алгебре обозначается символом \vee . В тех же случаях, когда логическое и алгебраическое сложения не сопутствуют друг другу, для логического сложения применяют знак $+$ и записывают операцию логического сложения в виде

$$B = A_1 + A_2 + \dots + A_m; \quad y = x_1 + x_2 + \dots + x_m, \quad (19.4)$$

Таблица истинности для операции ИЛИ при $m = 3$ иллюстрируется табл. 2.

ТАБЛИЦА 19.2

x_1	x_2	x_3	ИЛИ	И
			$y = x_1 + x_2 + x_3$	$y = x_1 x_2 x_3$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
1	0	0	1	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

Из табл. 2 видно, что операция ИЛИ представляет собой операцию сборки информации из разных источников и ее объединение в один канал.

*) Законы выполнения логических преобразований, называемых законами алгебры логики, подробно рассмотрены в литературе 193—195.

7. Логическим произведением событий A_i ($i = 1, 2, \dots, m$) называется событие B , которое состоит в одновременном наступлении всех событий A_i (т. е. И A_1 , И A_2 , ..., И A_m). Если хотя бы одно из событий A_i не наступает ($x_i = 0$), то и событие B не наступает ($y = 0$). Поэтому операцию логического умножения называют операцией совпадения. В алгебре логики такая операция, называемая конъюнкцией (пересечением), обозначается символом \wedge или специальным символом (см. рис. 1), но чаще она записывается в виде

$$B = A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_m; \quad y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_m. \quad (19.5)$$

Таблица истинности для операции И иллюстрируется табл. 2.

§ 19.2. КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

1. Логическим элементом (схемой) называется устройство, реализующее ту или иную логическую операцию (функцию). В общем случае такое устройство имеет m входов

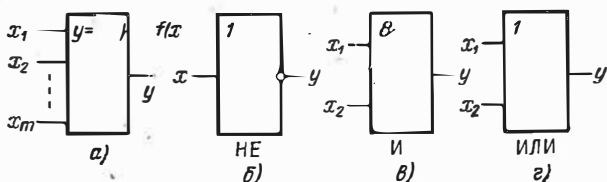


Рис. 1.

и один выход. На функциональных (структурных) схемах оно изображается в виде прямоугольника (рис. 1), в верхнем левом углу которого показывается вид выполняемой логической операции (рис. 1, а). Элемент, выполняющий операцию НЕ, называется *инвертором* (рис. 1, б), элементы, выполняющие операции И и ИЛИ, называются *конъюнктором* (рис. 1, в) и *дизъюнктором* (рис. 1, г)*). К входам логического элемента подводится информация о логических переменных x_i ($i = 1, 2, \dots, m$); с выхода снимается информация y , выражающая результат решения логической задачи.

2. Способы физического представления логических переменных. Для этой цели в электронных логических схемах используются электрические сигналы. Различают по-

*1) Приведенные на рис. 1 обозначения соответствуют ГОСТ 2743—68 на «Единую систему конструкторской документации».

тенциальный и импульсный способы представления логических переменных.

При *потенциальном* способе двум значениям x ставятся в соответствие два значения потенциала E' и $E'' = E' + \Delta E > E'$, которые могут быть как положительными, так и отрицательными (рис. 2). Логика называется *положительной*

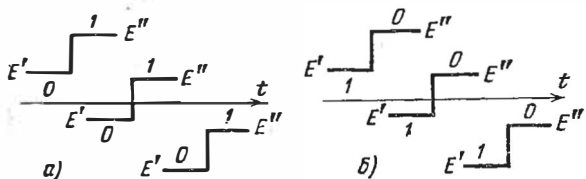


Рис. 2.

ной, если высокий и низкий потенциалы отображают соответственно $x = 1$ и $x = 0$ (рис. 2, а); если же потенциалы E'' и E' отображают соответственно $x = 0$ и $x = 1$, то логика называется *отрицательной* (рис. 2, б). Обычно стараются, чтобы соответственные уровни потенциалов на разных входах логического элемента были одинаковы.

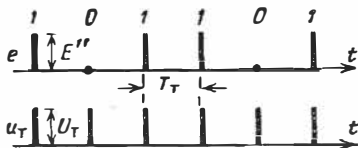


Рис. 3.

обычно стараются, чтобы соответственные уровни потенциалов на разных входах логического элемента были одинаковы. При *импульсном* способе представления двум значениям x (1 и 0) ставится в соответствие появление или непоявление импульса e в определенные моменты (на *сигнальных позициях*), фиксируемые *тактовыми (главными) импульсами* u_T (рис. 3)*). Тактовые импульсы вырабатываются стабилизированным по частоте генератором ($F_T = 1/T_T$), и они подаются на один из входов логического элемента.

Независимо от способа представления логических переменных условимся называть вход элемента *возбужденным*, если сигнал на нем соответствует $x = 1$; в противном случае ($x = 0$) назовем вход *невозбужденным*.

3. Классификация логических схем строится по виду выполняемых операций, по виду рабочих сигналов, по виду используемых нелинейных элементов и по особенностям построения принципиальных схем.

*) Иногда значениям $x = 1$ и $x = 0$ ставятся в соответствие импульсы положительной и отрицательной полярности.

а) По сложности выполняемых операций логические схемы разделяются на *элементарные и сложные*. К элементарным относятся схемы, выполняющие простейшие логические операции НЕ, ИЛИ, И. Такие логические схемы составляют основу для построения сложных логических схем, выполняющих более сложные логические операции в виде той или иной комбинации элементарных операций. Поэтому сложные логические схемы называются *комбинированными логическими схемами*. В целях миниатюризации электронного оборудования промышленностью выпускаются составные логические схемы, объединяющие несколько элементарных логических схем, и некоторые другие схемы. Наиболее распространены составные логические схемы, выполняющие логические операции ИЛИ—НЕ, И—НЕ, И—ИЛИ—НЕ. Составные схемы выполняются на основе *интегральной технологии* и выпускаются промышленностью в виде отдельных микроминиатюрных устройств в герметизированном корпусе. Составные логические схемы можно использовать для реализации переключательной функции любой сложности.

б) По виду рабочих сигналов логические схемы делятся на *потенциальные и импульсные*. Иногда применяются смешанные — *потенциально-импульсные* схемы (на одних входах действуют импульсные сигналы, а на других — потенциальные); выходные сигналы в таких схемах являются импульсными.

в) По виду *нелинейных приборов* логические схемы делятся на ламповые, полупроводниковые, ферритовые и смешанные. Иногда применяются резисторные логические схемы. В дальнейшем рассматриваются полупроводниковые логические схемы, применяемые наиболее широко. Простейшие полупроводниковые логические схемы подразделяются на диодные, транзисторные и схемы на туннельных диодах. В составных логических схемах разные ступени логических преобразований могут выполняться на диодах, транзисторах или резисторах. В соответствии с этим говорят о *транзисторной логике* (ТЛ), *диодно-транзисторной логике* (ДТЛ), *транзисторно-транзисторной логике* (ТТЛ), *резисторно-транзисторной логике* (РТЛ)*¹. В зависимости от вида связи между ступенями логических преобразований каж-

*¹) Вопросы терминологии и классификации логических схем находятся в стадии разработки и обсуждения. Приведенная в тексте классификация и терминология (не вполне удачная) широко применяется в технической литературе.

дый из указанных видов логических схем делится на схемы с непосредственной связью (НС), с резисторной связью (РС), с резисторно-конденсаторной связью (РКС) [202, 203].

4. Уровни входных потенциалов (E' и $E'' > E'$) зависят от вида используемых в логической схеме нелинейных приборов и от величины питающего напряжения. В ламповых схемах потенциалы E' и E'' положительны и имеют величину порядка (10—100) В. В схемах с транзисторами типа $p-n-p$ эти потенциалы отрицательны, а в схемах с транзисторами типа $n-p-n$ — положительны; их величина обычно

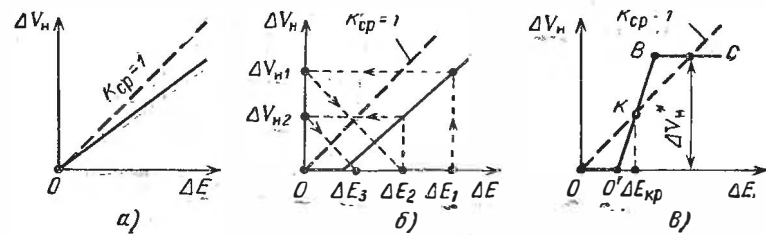


Рис. 4.

лежит в пределах (0—10)В. В диодных схемах входные потенциалы могут быть положительными и отрицательными.

5. Амплитудная характеристика логического элемента. В устройствах обработки информации применяется множество логических элементов, выходы которых соединяются со входами других элементов. Выходные потенциалы $V'_{\text{н}}$ и $V''_{\text{н}} = V'_{\text{н}} + \Delta V_{\text{н}}$ для выходной логической переменной y того или иного логического элемента должны обеспечивать нормальный режим работы последующих логических элементов. Поэтому важным свойством логических элементов является воспроизводимость входных сигналов, т. е. способность формировать выходные потенциалы $V'_{\text{н}}$ и $V''_{\text{н}}$ равные соответственно потенциалам E' и E'' .

Воспроизводимость входных сигналов связана с амплитудной характеристикой логического элемента, выражающей зависимость $\Delta V_{\text{н}}$ от ΔE . Амплитудные характеристики (идеализированные) изображены на рис. 4 сплошными линиями. Резисторные и диодные логические элементы обладают характеристиками, подобными показанным соответственно на рис. 4, а и 4, б. Их особенностью является то, что средний коэффициент передачи $K_{\text{ср}} = \Delta V_{\text{н}}/\Delta E < 1$ независимо от величины $\Delta E = E'' - E'$. При последовательном соединении нескольких логических элементов с таки-

ми характеристиками происходит постепенное затухание рабочего перепада $\Delta V_{\text{н}}$ выходного потенциала. Действительно, перепад потенциала ΔE_1 на входе 1-го элемента вызывает появление на его выходе перепада $\Delta V_{\text{н1}} < \Delta E_1$ (рис. 4, б). Перепад потенциала $\Delta V_{\text{н1}} = \Delta E_2$ является входным для 2-го логического элемента, на выходе которого образуется перепад потенциала $\Delta V_{\text{н2}} < \Delta V_{\text{н1}}$, и т. д.

Один способ борьбы с затуханием выходного потенциала состоит в применении после пассивных логических элементов формирующих каскадов с активными элементами (обычно транзисторных ключей, реализующих одновременно операцию НЕ). Такие составные элементы обладают амплитудной характеристикой, показанной на рис. 4, в. Другой способ борьбы с затуханием состоит в применении логических элементов с активными компонентами (транзисторами), позволяющих совместно выполнять логические функции и функции формирования выходного сигнала. Амплитудные характеристики таких логических элементов также подобны изображенным на рис. 4, в.

Для элементов с амплитудной характеристикой, подобной показанной на рис. 4, в, характерно наличие критического перепада входного потенциала $\Delta E_{\text{кр}}$, для которого $K_{\text{ср}} = \Delta V_{\text{н}} / \Delta E_{\text{кр}} = 1$. При $\Delta E < \Delta E_{\text{кр}}$ величина $K_{\text{ср}} < 1$, а при $\Delta E > \Delta E_{\text{кр}}$ величина $K_{\text{ср}} > 1$. При последовательном включении нескольких подобных элементов затухание выходного сигнала отсутствует, если на входе 1-го элемента действует перепад $\Delta E > \Delta E_{\text{кр}}$. В этом случае по мере увеличения числа элементов, проходимых сигналом, рабочий перепад стремится к значению $\Delta V_{\text{н}}^*$, называемому асимптотическим значением перепада выходного потенциала.

6. Допустимая нестабильность выходного потенциала на нижнем и верхнем уровнях выражается отношениями:

$$\delta V_{\text{н}}' = \frac{\Delta V_{\text{н}}'}{\Delta E}; \quad \delta V_{\text{н}}'' = \frac{\Delta V_{\text{н}}''}{\Delta E}. \quad (19.6)$$

Нестабильность верхнего ($\Delta V_{\text{н}}''$) и нижнего ($\Delta V_{\text{н}}'$) уровней выходного потенциала вызывается температурным изменением параметров компонентов логического элемента, а главное из-за изменения нагрузки при коммутациях в последующих логических элементах. Допустимая нестабильность определяется из условий обеспечения воспроизведения выходного сигнала и нужной помехоустойчивости логической схемы (см. п. 11).

7. Нагрузочная способность логического элемента характеризуется коэффициентом объединения K_0 и коэффициентом разветвления K_p . Коэффициент K_0 равен наибольшему числу логических элементов, которое можно подключить к входу данного элемента, а коэффициент K_p равен наибольшему числу логических элементов, которое можно подключить к выходу данного элемента. Обычно K_0 и K_p не более 5—10.

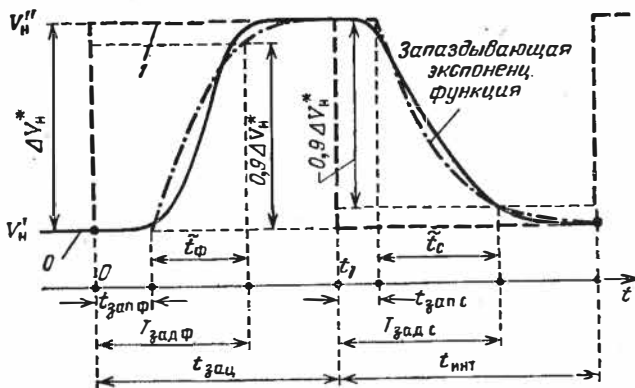


Рис. 5.

8. Длительность зацепления входных сигналов. Реально входные сигналы e_i действуют в течение ограниченного времени $t_{иi}$:

$$e_i = \left\{ \begin{array}{l} E' \rightarrow 0 \text{ при } t < t_i, \\ E'' \rightarrow 1 \text{ при } t_i \leq t \leq t_i + t_{иi} \end{array} \right\} \quad (19.7)$$

Назовем *временем зацепления* $t_{зац}$ входных сигналов интервал времени, в течение которого существует такая комбинация «единиц» на входах логической схемы, которая в соответствии с таблицей истинности приводит к появлению выходного сигнала $V''_{н}(y = 1)$. Пусть зацепление началось в момент $t = 0$ и закончилось в момент $t_1 = t_{зац}$ (рис. 5). Тогда в идеальном случае выходной сигнал изменялся бы, как это показано на рис. 5 жирным пунктиром. В действительности же из-за влияния паразитных емкостей и инерционности нелинейных приборов в схеме форма выходного сигнала имеет вид, показанный на рис. 5 сплошной линией. Применяя метод аппроксимации (с помощью *запаздывающей экспоненциальной функции*), описанный в § 2.4, п. 2,

можно оценить задержку $T_{\text{задф}}$ в достижении выходным сигналом уровня $V_{\text{н}} = V'_{\text{н}} + 0,9\Delta V_{\text{н}}^*$. Аналогично можно найти задержку $T_{\text{задс}}$ (относительно момента t_1) в снижении выходного сигнала до уровня $V_{\text{н}} = V'_{\text{н}} + 0,1\Delta V_{\text{н}}^*$.

Из рис. 5 видно, что если $t_{\text{зац}} < T_{\text{задф}}$, то величина перепада выходного сигнала будет меньше $0,9\Delta V_{\text{н}}^*$, что может привести к нарушению работы устройств, подключенных к выходу логического элемента. Для нормальной работы таких устройств *время зацепления не должно быть меньше некоторой величины $T_{\text{зац}}$* . Эту величину следует устанавливать с учетом порога срабатывания последующих устройств и нужной длительности зацепления сигналов на их входах. В некоторых случаях можно принять $T_{\text{зац}} \cong \cong T_{\text{задф}}$.

9. Разрешающее время. Быстродействие. Из рис. 5 видно, что для надежной работы логического элемента очередное воздействие входных сигналов на элемент должно происходить после снижения выходного сигнала практически до уровня $V'_{\text{н}}$, т. е. через интервал времени $t_{\text{инт}}$ (отсчитываемый от момента t_1), не меньший некоторой минимальной величины $T_{\text{инт}}$. Практически можно принять $T_{\text{инт}} \cong T_{\text{задс}}$.

Сумма $t_{\text{зац}} + t_{\text{инт}} = t_{\text{ц}}$ определяет длительность одного цикла работы логического элемента. Наименьшая допустимая длительность одного цикла называется *разрешающим временем* элемента:

$$T_{\text{разр}} = T_{\text{зац}} + T_{\text{инт}}. \quad (19.8)$$

Обратная величина выражает быстродействие элемента:

$$F_{\text{б}} = 1/T_{\text{разр}}. \quad (19.9)$$

В особых случаях за разрешающее время принимают наибольшую из длительностей $T_{\text{зац}}$ и $T_{\text{инт}}$. Их среднее значение

$$0,5(T_{\text{зац}} + T_{\text{инт}}) = 0,5T_{\text{разр}} = T_{\text{задр}} \quad (19.10)$$

называется *задержкой распространения* (сигнала); этот параметр фигурирует в паспортных данных элемента.

Требуемое быстродействие зависит от назначения устройства обработки информации; оно лежит в очень широких пределах: от значения $F_{\text{б}} = 1$ кГц до значения $F_{\text{б}} = (1 \div \div 10)$ МГц (например, в устройствах обработки радиолокационной информации).

10. Паразитный сигнал (помеха). При возникновении на входах логической схемы комбинации сигналов e_i , которые не приводят к появлению выходного сигнала V''_H , выходной сигнал должен был бы оставаться на уровне V'_H . Однако из-за влияния паразитных емкостей и несовершенства используемых в устройстве электронных ключей на выходе схемы все же возникает некоторое приращение потенциала ΔV_H , которое представляет собой *паразитный сигнал (помеху)*. Обычно интересуются относительной величиной

$$\varepsilon_{\Pi} = \Delta V_{\Pi} / \Delta V^*_H, \quad (19.11)$$

называемой *коэффициентом прохождения паразитного сигнала*; величина $\rho_{\Pi} = 1/\varepsilon_{\Pi}$ называется *коэффициентом отбора*.

11. Помехоустойчивость логических элементов. При интегральной технологии изготовления логических схем, отличающихся особо высокой плотностью монтажа, существенное значение

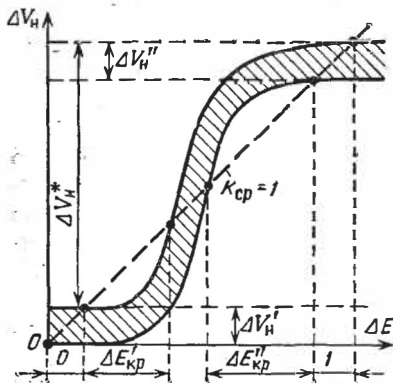


Рис. 6.

приобретают внутренние помеховые сигналы, возникающие при коммутации смежных логических элементов. Из-за наличия паразитных связей такие помехи проникают на входы логических схем и могут нарушить их нормальную работу. Такое же действие оказывают паразитные сигналы.

Оценку помехоустойчивости логического элемента можно произвести, пользуясь его амплитудной характеристикой. На рис. 6 приведена область возможных смещений амплитудной характеристики, обусловленных действием дестабилизирующих факторов (см. п. 6). Если элемент находится в состоянии «0», то при воздействии помехи высотой $U_{\text{пом}} < \Delta E'_{\text{кр}}$ на выходе появится ложный сигнал меньшей величины ($\Delta V_H < \Delta E'_{\text{кр}}$), который к тому же будет затухать в последующих каскадах (см. п. 5). Таким образом, область входного сигнала $\Delta E'_{\text{кр}}$ определяет *запас устойчивости нижнего уровня*, а отношение $\Delta E'_{\text{кр}} / \Delta V^*_H = \varepsilon'_{\text{пом}}$ определяет *относительную помехоустойчивость нижнего уровня*. Аналогично $\Delta E''_{\text{кр}}$ определяет *запас устойчи-*

чивает *относительную помехоустойчивость* верхнего уровня, а отношение $\Delta E''_{кр} / \Delta V_H^* = \epsilon''_{пом}$ определяет *относительную помехоустойчивость* верхнего уровня (рис. 6). Эти оценки помехоустойчивости являются предельными (снизу), так как они не учитывают инерционность логического элемента.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

ОСНОВНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

§ 20.1. СХЕМА ЛОГИЧЕСКОГО ОТРИЦАНИЯ (НЕ)

1. Принцип построения схемы НЕ. В данном параграфе рассматривается схема *потенциального типа*. Согласно определению, при подаче на вход схемы НЕ высокого потенциала E'' на выходе должен получиться низкий потенциал V''_H и наоборот (рис. 1). Таким свойством обладает *инвертирующий усилитель*. Поэтому схемы НЕ выполняются как инверторы на основе транзисторного или лампового усилителя.

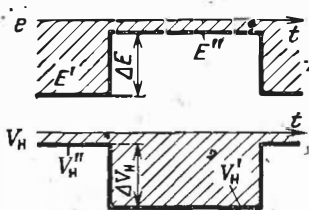


Рис. 1.

2. Транзисторная схема НЕ (рис. 2) содержит в качестве основного элемента ключевой каскад. Особенность схемы — отсутствие в ней разделительных конденсаторов, которые не могут быть использованы при передаче постоянных потенциалов. Нагрузкой инвертора служат резистор R_{H0} и входные сопротивления $R_{Hj} (j = 1, 2, \dots, n)$ логических схем, приключенных к выходу инвертора. Будем полагать, что величина $R_{Hj} \cong R_H$ не зависит от j , но в процессе работы некоторые из нагрузочных элементов могут отключаться (*динамическая нагрузка*). Найдем эквивалентное сопротивление нагрузки инвертора, когда число подключенных нагрузочных элементов равно $l (l = 0, 1, 2, \dots, n)$:

$$R_{H\equiv} = R_H(l) = R_{H0} \parallel (R_H/l) = \frac{R_{H0}}{1 + lR_{H0}/R_H}. \quad (20.1)$$

Пользуясь теоремой об эквивалентном генераторе, преобразуем данную схему к виду, показанному на рис. 3, где

$$E_F = E_{\Gamma l} = E_K R_{H\equiv} / (R_K + R_{H\equiv}); \quad R_F = R_{\Gamma l} = R_K \parallel R_{H\equiv}. \quad (20.2)$$

3 Входные и выходные потенциалы. Применительно к инвертору на транзисторе типа $p-n-p$ (см. рис. 2) целесообразно использовать входной сигнал, оба уровня которого отрицательны (см. рис. 1):

$$e = \begin{cases} E'' = E' + \Delta E < 0, \\ E' < E''. \end{cases} \quad (20.3)$$

Обычно $E' \cong -(5 \div 15)$ В, а $E'' > -0,5$ В (при выполнении последнего неравенства часто принимают $E_6 = 0$).

Параметры входной цепи выбираются так, что при $e = E''$ транзистор заперт, а при $e = E'$ он насыщен. В соот-

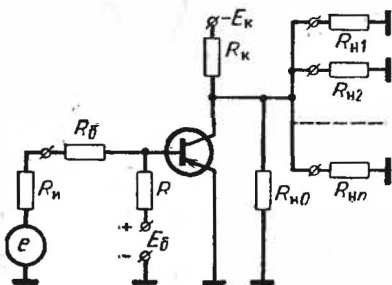


Рис. 2.

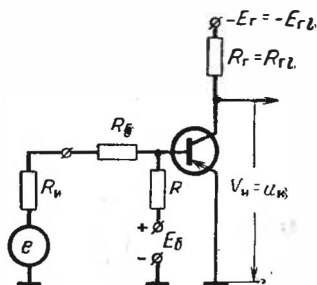


Рис. 3.

ветствии с этим отрицательные уровни выходного потенциала (см. рис. 1).

$$V_n = \begin{cases} V_n'' = U_{кн} \cong -(0,2 \div 0,4) \text{ В,} \\ V_n' = -E_{rl} + I_{к0} R_{rl} \cong -E_{rl}. \end{cases} \quad (20.4)$$

В целях воспроизведения входных сигналов (см. § 19.2, п. 5) обычно устанавливают верхние и нижние уровни входного и выходного потенциалов приблизительно одинаковыми: $V_n'' \cong E''$, $V_n' \cong E'$. Для обеспечения последнего равенства устанавливают резистор $R_{но}$.

4. Анализ стационарных режимов работы схемы целесообразно производить при низкой или умеренной частоте коммутации, когда длительности запертого или насыщенного состояний транзистора превосходят практические длительности переходных процессов в схеме. Анализ стационарных режимов в принципе не отличается от изложенного в § 8.4, пп. 3—5. При этом следует учесть, что при изменении числа l приключенных нагрузочных элементов меняет-

ся уровень V'_H выходного потенциала. Поэтому параметры схемы (R_K и R_{H0}) должны выбираться с учетом допустимого изменения уровня V'_H . Это изменение будет тем меньше, чем сильнее выполняются неравенства $R_K < R_{H0} < R_H/l$ (см. § 8.4, Г).

5. Быстродействие схемы НЕ ограничено длительностью переходных процессов размыкания и замыкания транзисторного ключа (ТК). Характер этих процессов иллюстрируется временными диаграммами (рис. 4).

Пусть длительность коммутаций входного потенциала $e = e(t)$ весьма мала и при $t < 0$, когда $e = E'$, транзистор был насыщен, причем ток базы $i_B = I_B = sI_{BH}$, где $I_{BH} \cong \cong I_{KH}/\beta$ и s — коэффициент насыщения, устанавливаемый из соображений, приведенных в § 8.2, пп. 19—20. Заметим, что при показанной на рис. 2 схеме ток насыщения $I_{KH} \cong \cong E_K/R_K$ практически не зависит от числа l подключенных нагрузочных элементов. Пусть после коммутации и до полного размыкания ТК обратный ток базы $i_B = -|I_{bc}| = -s_c I_{BH} \cong \text{const}$, где для сокращения длительности размыкания ТК устанавливается достаточно большая величина $s_c > 0$ (это достигается включением источника смещающего напряжения $E_B > 0$). При этих условиях длительности размыкания и замыкания ТК соответственно равны (рис. 4):

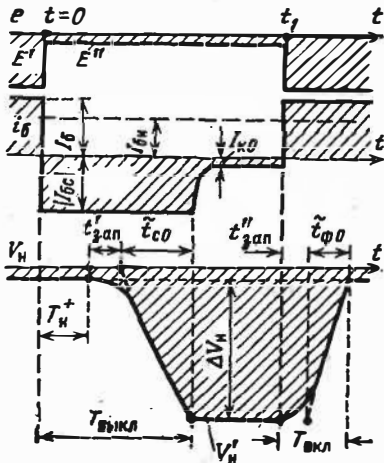


Рис. 4.

$$T_{\text{выкл}} \cong T_H^+ + t'_{\text{zap}} + \tilde{t}_{c0}; \quad T_{\text{вкл}} \cong t''_{\text{zap}} + \tilde{t}_{\phi 0}; \quad (20.5)$$

здесь согласно формулам, приведенным в § 8.3 (а также формул приближенной оценки длительностей переходных процессов, приведенным в § 2.4, п. 2),

$$T_H^+ = \tau_H \ln \frac{s + s_c}{1 + s_c}; \quad \tilde{t}_{c0} \cong (1 - \lambda) \theta_{\beta} \ln \left(1 + \frac{1}{s_c} \right), \quad (20.6)$$

$$t'_{\text{зап}} = t''_{\text{зап}} \cong \lambda \theta_{\beta}; \quad \tilde{t}_{\text{ф0}} \cong (1 - \lambda) \theta_{\beta} \ln \frac{s}{s-1}, \quad (20.7)$$

$$\theta_{\beta} = \tau_{\beta} + R_{\Gamma I} [(B+1)C_{\text{к}} + C_{\text{н}}]; \quad \lambda = \frac{R_{\Gamma I} (C_{\text{н}} + C_{\text{к}}) \tau_{\beta}}{\theta_{\beta}^2}. \quad (20.8)$$

В написанных формулах $\tau_{\text{н}}$ и τ_{β} — время жизни неосновных носителей в насыщенной и ненасыщенной базе; $C_{\text{к}}$ — среднее значение барьерной емкости коллекторного перехода и $C_{\text{н}}$ — суммарная емкость нагрузки.

В качестве *разрешающего времени* схемы НЕ, определяющей ее *быстродействие*, можно принять *среднее значение* минимального интервала времени между двумя очередными коммутациями:

$$T_{\text{разр}} = 0.5 (T_{\text{выкл}} + T_{\text{вкл}}); \quad F_{\text{б}} = 1/T_{\text{разр}}. \quad (20.9)$$

§ 20.2. ДИОДНЫЕ СХЕМЫ ЛОГИЧЕСКОГО УМНОЖЕНИЯ (И)

А. ДИОДНЫЕ СХЕМЫ И ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ТИПА

1. Диодные схемы И для положительной и отрицательной логик изображены на рис. 5. На m входов схемы подаются сигналы

$$e_i = \begin{cases} E'' = E' + \Delta E, \\ E' \end{cases} \quad (i = 1, 2, \dots, m). \quad (20.10)$$

Нагрузка схемы, как и в схеме НЕ (см. § 20.1, п. 2), является *динамической*; ее эквивалентное сопротивление $R_{\text{нз}}$ выражается формулой (1). Для удобства анализа заменим делитель напряжения из сопротивлений R и $R_{\text{нз}}$ эквивалентным источником E_{Γ} с внутренним сопротивлением R_{Γ} (рис. 6), где

$$E_{\Gamma} = E \frac{R_{\text{нз}}}{R_{\text{нз}} + R}; \quad R_{\Gamma} = \frac{R_{\text{нз}} R}{R_{\text{нз}} + R}. \quad (20.11)$$

2. Принцип работы схемы И при положительной логике ($E' \rightarrow 0$, $E'' \rightarrow 1$) рассмотрим (рис. 6), полагая пока, что $R_{\text{п}} = 0$, а диоды являются идеальными ключами ($R_{\text{д}}^+ = 0$ и $R_{\text{д}}^- = \infty$); пусть также $E_{\Gamma} \gg E''$.

Пусть ни один из входов не возбужден, т. е. на всех входах действуют потенциалы E' . Так как $E_{\Gamma} > E'' > E'$, то все диоды отперты ($R_{\text{д}} = R_{\text{д}}^+ = 0$), и потенциал точки G

равен E' (ибо $R_{и} = 0$). Следовательно, потенциал на выходе схемы $V_{н} = E'$.

Пусть один из входов оказался возбужденным и на его входе действует потенциал E'' . При этом в невозбужденных

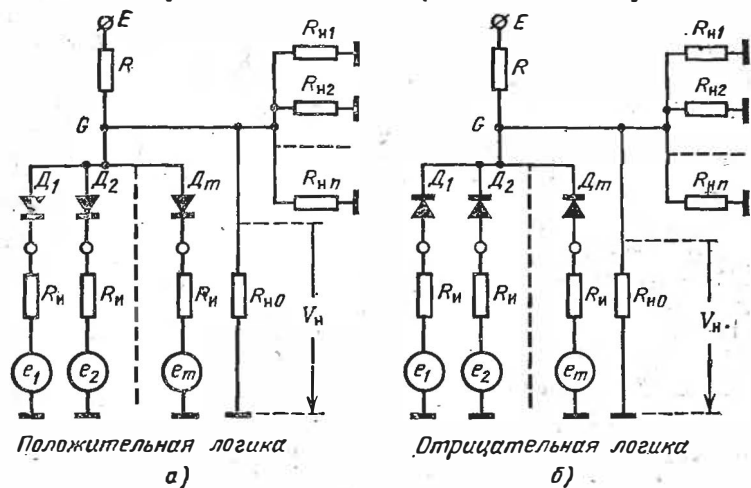


Рис. 5.

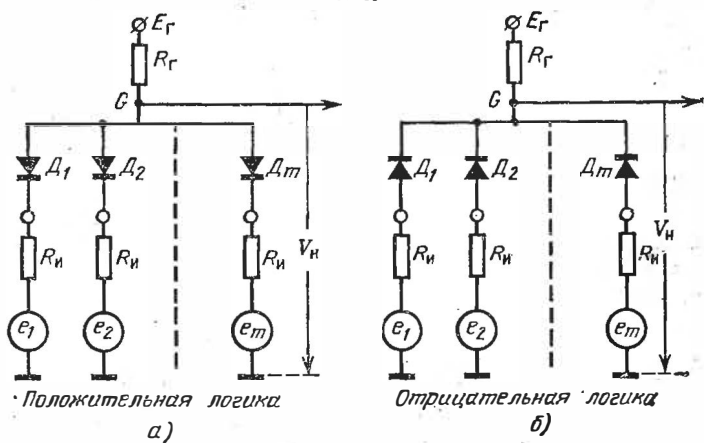


Рис. 6.

ветвях диоды по-прежнему открыты, ввиду чего по-прежнему выходной потенциал $V_{н} = E'$. Результатом возбуждения одного входа является лишь то, что диод в возбужденной ветви оказывается запертым, так как приложенное к нему

напряжение $U_{\text{д}} = V_{\text{н}} - E'' = E' - E'' < 0$. При этом суммарный ток отпертых диодов, протекающий через сопротивление $R_{\text{г}}$, остается прежним, хотя ток каждого из отпертых диодов несколько возрастает.

При любом другом числе $k < m$ возбужденных входов (даже при $k = m - 1$) диоды во всех невозбужденных ветвях отперты, вследствие чего выходной потенциал $V_{\text{н}} = E'$; во всех же возбужденных ветвях диоды заперты. Иная ситуация возникает, если возбуждены все входы: на всех входах действует высокий потенциал $E'' < E_{\text{г}}$, ввиду чего все диоды отперты, и выходной потенциал $V_{\text{н}} = E''$.

Таким образом, только при одновременном действии на всех входах высоких потенциалов $E'' \rightarrow 1$ выходной потенциал также имеет высокий уровень $V_{\text{н}}'' = E'' \rightarrow 1$. Если хотя бы на одном из входов действует низкий потенциал $E' \rightarrow 0$, то и выходной потенциал имеет низкий уровень $V_{\text{н}}' = E' \rightarrow 0$. Следовательно, данная схема (*каскад совпадений*) выполняет операцию логического умножения при положительной логике.

Из приведенных рассуждений вытекает, что потенциал на выходе идеализированной схемы И при положительной логике равен наименьшему из входных потенциалов.

3. Аналогично работает схема И при отрицательной логике (рекомендуется самостоятельно проанализировать работу представленной на рис. 6, б схемы). Из анализа этой схемы вытекает, что выходной потенциал идеализированной схемы И при отрицательной логике равен наибольшему из входных потенциалов.

4. Режимы работы схемы И при положительной логике. Необходимым условием работоспособности диодной схемы И (рис. 6, а) является выполнение неравенства

$$E_{\text{г}} > E'. \quad (20.12)$$

Действительно, при $E_{\text{г}} < E'$ все диоды заперты независимо от ситуации на входах. Поэтому выходной потенциал неизменен: $V_{\text{н}} = E_{\text{г}}$, т. е. схема не выполняет своих функций.

В зависимости от величины $E_{\text{г}}$ различают три режима работы схемы, иллюстрируемые показанными на рис. 7 диаграммами:

$$\left. \begin{array}{l} \text{режим А при } E' < E_{\text{г}} < E'', \\ \text{режим В при } E_{\text{г}} = E'', \\ \text{режим С при } E_{\text{г}} > E'', \end{array} \right\} \quad (20.13)$$

Режим А. Если число возбужденных входов $k < m$, то потенциалы на невозбужденных входах равны $E' < E_r$. Поэтому диоды в таких ветвях открыты и выходной потенциал $V''_н = E'$. При $k = m$ на всех входах действуют потенциалы $E'' > E_r$; поэтому все диоды закрыты, ввиду чего выходной потенциал $V''_н = E_r < E''$. Следовательно, перепад выходного потенциала

$$\Delta V_н = V''_н - V'_н = E_r - E' < E'' - E' = \Delta E. \quad (20.14)$$

Режим В. В этом режиме ситуация при $k < m$ такая же, как в режиме А: $V'_н = E'$. При $k = m$ на всех входах действ-

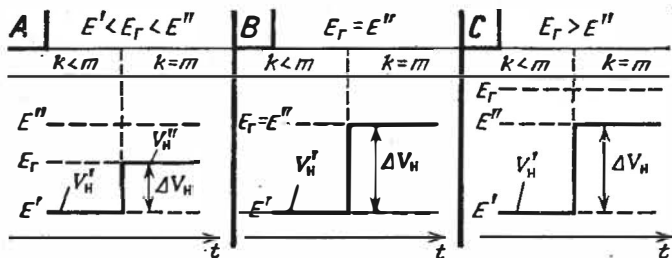


Рис. 7.

уют потенциалы E'' . Поскольку $E_r = E''$, токи через сопротивление R_r и диоды не протекают (напряжения на диодах равны нулю), и выходной потенциал $V''_н = E''$. Перепад выходного потенциала

$$\Delta V_н = E'' - E' = \Delta E. \quad (20.15)$$

Режим С. В этом режиме ситуация при $k < m$ такая же, как и в режимах А и В: $V'_н = E'$. При $k = m$ на всех входах действуют потенциалы $E'' < E_r$; поэтому все диоды открыты и выходной потенциал $V''_н = E''$, а перепад выходного потенциала

$$\Delta V_н = E'' - E' = \Delta E. \quad (20.16)$$

Из сравнения режимов А, В и С следуют выводы:

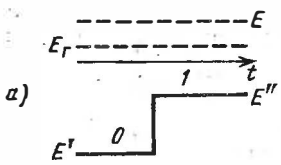
а) В режиме А перепад выходного потенциала получается наименьшим и применять его нецелесообразно.

б) При возбуждении всех входов диоды в режиме А закрыты, в режиме С — открыты, а в режиме В — находятся на пороге отпираия ($u_n = 0$). Следовательно, режим В наиболее экономичен.

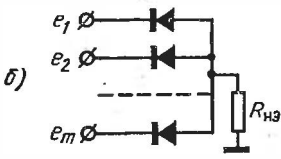
5. Аналогично три режима работы возможны и в схеме И при отрицательной логике. Но условия получения этих режимов отличаются от рассмотренных выше и имеют вид: режим А: $E_T > E'$; режим В: $E_T = E'$; режим С: $E_T < E'$. (20.17)
При этом в любом режиме должно выполняться неравенство

$$E_T < E'' \quad (20.18)$$

6. Обеспечение требуемого режима работы при положительной логике достигается выбором величин E и R ,



(рис. 5, а), которые должны удовлетворять условию (12) и одному из трех условий (13); напряжения E' , E'' и сопротивление $R_{нз}$ будем полагать заданными. Рассмотрим несколько характерных случаев.



1) Пусть $E > E'' > E' > 0$. Подставляя 1-е равенство (11) в неравенство (12) и решая его относительно R , получим

$$R < \gamma' R_{нз}, \quad \text{где } \gamma' = E/E' - 1. \quad (20.19)$$

Рис. 8.

Поступая аналогично в отношении условий (13) существования режимов А, В и С, представим их в виде:

$$\underbrace{R > \gamma'' R_{нз}}_A; \quad \underbrace{R = \gamma'' R_{нз}}_B; \quad \underbrace{R < \gamma'' R_{нз}}_C; \quad (20.20)$$

здесь

$$\gamma'' = E/E'' - 1, \quad (20.21)$$

причем в данном случае $\gamma'' < \gamma'$.

2) Пусть $E' < E'' < 0$, а $E > 0$ (рис. 8, а). Этот случай интересен тем, что независимо от величины R напряжение $E_T > 0 > E''$. Поэтому здесь возможен только режим С (при $k = m$ все диоды открыты). Для уменьшения тока диодов желательна предельно низкая величина $E_T = 0$. Из формулы (11) видно (рис. 5, а), что это получается при $R = \infty$, т. е. при отключенном источнике E . Тогда схема принимает вид, показанный на рис. 8, б. Такая схема работает в режиме С, не являющемся самым благоприятным, но она широко применяется из-за своей простоты. Если же $E'' \cong 0$ (это бывает, если $E'' = U_{кв}$ — напряжение, снимаемое с коллек-

тора транзистора типа $p-n-p$), то получающийся в схеме «слабый» режим C мало отличается от режима B .

3) Пусть $E < E' < E'' < 0$. Согласно формуле (11) в этом случае также и напряжение $E_r < 0$. С учетом этого из формул (11) и (13) получаются такие условия обеспечения режимов A , B и C :

$$\underbrace{R < \gamma'' R_{нз}}_A; \quad \underbrace{R = \gamma'' R_{нз}}_B; \quad \underbrace{R > \gamma'' R_{нз}}_C, \quad (20.22)$$

причем в данном случае выражаемая формулой (21) величина γ'' обычно больше величины γ' , выражаемой формулой (19).

Если в рассматриваемом случае потенциал $E'' < 0$ близок к 0, то в целях упрощения схемы работают при $E_r = 0$, т. е. при $R = \infty$ (источник E отключен). Тогда схема имеет вид, показанный на рис. 8, б, причем она работает в «слабом» режиме C .

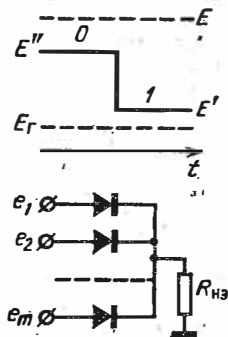


Рис. 9.

7. Обеспечение требуемого режима работы при отрицательной логике достигается выбором величин E и R (см. рис. 5, б и 6, б), которые должны удовлетворять неравенству (18) и условиям (17).

1) В случае $E > E'' > E' > 0$ (рис. 9, а) эти условия таковы:

$$\underbrace{R < \gamma' R_{нз}}_A; \quad \underbrace{R = \gamma' R_{нз}}_B; \quad \underbrace{R > \gamma' R_{нз}}_C. \quad (20.23)$$

Данный случай аналогичен 3-му случаю при положительной логике, причем, если потенциал E' близок к 0 (но $E' > 0$), то в целях упрощения схемы целесообразно работать при $E_r = 0$ ($R = \infty$). Тогда схема приобретает вид, показанный на рис. 9, б.

2) Случай $E'' > E' > 0$ и $E < 0$ подобен 2-му случаю при положительной логике. Так как $E_r < 0 < E'$, то схема работает в режиме C . Здесь также желательно, чтобы $E_r = 0$ ($R = \infty$). Это получается при отключенном источнике E , причем схема принимает вид, показанный на рис. 9, б.

3) Случай $E < E' < E'' < 0$ подобен 1-му случаю при положительной логике. Условия обеспечения режимов работы таковы:

$$\underbrace{R > \gamma' R_{нз}}_A; \quad \underbrace{R = \gamma' R_{нз}}_B; \quad \underbrace{R < \gamma' R_{нз}}_C. \quad (20.24)$$

8. Влияние сопротивлений диодов и источников сигналов В реальных схемах (рис. 5) сопротивления $R_{и} \neq 0$,

$R_d^+ \neq 0$ и $R_d^- \neq \infty$. Это обстоятельство отражается на величине $V_{нk}$ выходного сигнала, которая становится зависящей от числа k возбужденных входов: $V_{нk} = V_{нk} = F(k)$.

На рис. 10 показан характер изменения потенциала $V_{нk}$ в зависимости от числа $k = 0, 1, \dots, m$ последовательно возбужденных входов схемы И, работающей в режиме В при положительной логике. Как видно, влияние сопротивлений диодов и источников сигналов сказывается

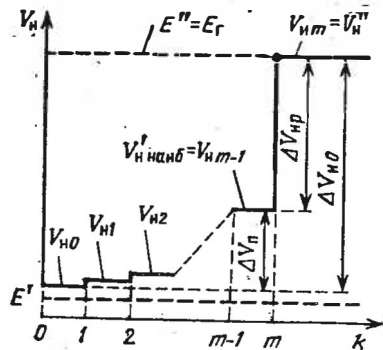


Рис. 10.

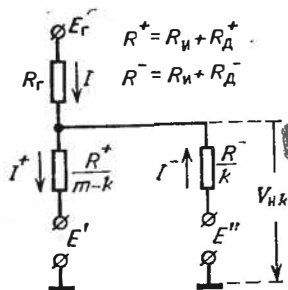


Рис. 11.

на нижнем уровне $V'_н$, который *расщепляется* на m уровней: $V_{н0} < V_{н1} < \dots < V_{нm-1}$, причем $V_{н0} > E'$. При отрицательной логике расщепляются уровни $V''_н$: $V_{н0} > V_{н1} > \dots > V_{нm-1}$, причем $V_{н0} < E''$.

9. Для количественного анализа величины потенциала $V_{нk}$ при k возбужденных входах схемы И (при положительной логике) воспользуемся приближенной эквивалентной схемой (рис. 11). Она получается из схемы рис. 6, а при представлении открытых и закрытых диодов постоянными сопротивлениями R_d^+ и R_d^- (см. § 8.5, п. 3) после объединения идентичных (по предположению) возбужденных и невозбужденных ветвей. Согласно схеме (рис. 11), токи

$$I = \frac{E_\Gamma - V_{нk}}{R_\Gamma}; \quad I^+ = \frac{V_{нk} - E'}{R^+/(m-k)}; \quad I^- = \frac{E'' - V_{нk}}{R^-/k}.$$

Подставляя эти выражения в равенство $I^+ = I + I^-$ и решая полученное уравнение относительно потенциала $V_{нk}$, найдем

$$V_{нk} = \frac{E_\Gamma + E' (m-k) R_\Gamma/R^+ + E'' k R_\Gamma/R^-}{1 + (m-k) R_\Gamma/R^+ + k R_\Gamma/R^-}. \quad (20.25)$$

Выражение (25) в режимах A и B справедливо при любом $k \leq m$, а в режиме C — только при $k < m$. Это объясняется тем, что в режиме C при $k = m$ все диоды отперты и, следовательно, в этом случае надо в формуле (25) заменить R_d^- на R_d^+ (R^- на R^+). Таким образом, в режиме C при $k = m$

$$(V_{н''})_C = (V_{нm})_C = \frac{E_\Gamma + E'' m R_\Gamma / R^+}{1 + m R_\Gamma / R^+}. \quad (20.26)$$

9. Рабочий перепад выходного потенциала получается при переходе схемы от состояния $k < m$ к состоянию $k = m$:

$$\Delta V_{нk} = V_{нm} - V_{нк} \quad (0 \leq k \leq m-1). \quad (20.27)$$

Величина перепада $\Delta V_{нk}$ зависит от состояния, предшествующего переходу схемы к состоянию $k = m$ (см. рис. 10). Если до такого перехода ни один из входов не был возбужден ($k = 0$), то перепад потенциала $\Delta V_{н0}$ оказывается наибольшим. Но в реальных условиях до перехода к состоянию $k = m$ некоторые входы могли быть возбужденными. Поэтому из соображений надежности следует ориентироваться на наименьшую величину перепада выходного потенциала

$$\Delta V_{н \text{ наим}} = V_{нm} - V_{нm-1} = \Delta V_{нр}, \quad (20.28)$$

который мы будем называть *рабочим перепадом* $\Delta V_{нр}$.

Как показал анализ [197], зависимость $\Delta V_{нр}$ от R имеет максимум при $R = \gamma'' R_{нэ}$, т. е. при работе в режиме B , что составляет еще одно достоинство этого режима. Величина $\Delta V_{нр}$ сравнительно быстро падает при переходе от режима B к режиму A , но значительно медленнее уменьшается при переходе от режима B к режиму C . Поэтому, если в целях упрощения схемы работают в «слабом» режиме C (см. п. 6), то с небольшой погрешностью можно полагать, что величина $\Delta V_{нр}$ получается такой же, как и в режиме B .

Из формулы (25) можно найти рабочий перепад выходного потенциала в режиме B :

$$\Delta V_{нр} = V_{нm} - V_{нm-1} = \frac{E'' - E'}{1 + R^+ / R_{\Gamma B} + (m-1)R^+ / R^-}, \quad (20.29)$$

где $R_{\Gamma B}$ — величина сопротивления R_Γ в режиме B . Принимая во внимание выражение (21), получим

$$R_{\Gamma B} = R \parallel R_{нэ} = (\gamma'' R_{нэ}) \parallel R_{нэ} = R_{нэ} (1 - E''/E). \quad (20.30)$$

Из формул (29) и (30) следует, что рабочий перепад $\Delta V_{нр}$ менее перепада $\Delta E = E'' - E'$ входных потенциалов. Для

меньшению неравенств:

$$R^+ = R_d^+ + R_{и} \ll R_{гВ} = R_{нв} (1 - E''/E); \quad (20.31)$$

$$R^- = R_d^- + R_{и} \gg (m-1) R^+. \quad (20.32)$$

10. Паразитный перепад выходного потенциала (*паразитный сигнал*) образуется при возбуждении некоторого числа $k < m$ входов. Наибольшая величина паразитного перепада получается, когда в исходном состоянии $k = 0$, а затем одновременно возбуждаются $m - 1$ входов (см. рис. 10). В этом случае

$$\Delta V_{п} = \Delta V_{п \text{ наиб}} = V_{н m-1} - V_{н0}. \quad (20.33)$$

Находя из формулы (25) значения $V_{н m-1}$ и $V_{н0}$, после пренебрежения некоторыми малыми величинами получаем

$$\Delta V_{п} \cong \frac{E''}{1 + R_{гВ}/\chi R^+}, \quad \text{где } \chi = 1 + \frac{(m-1) R_{гВ}}{R^-} \quad (20.34)$$

а $R_{гВ}$ выражается формулой (30). Из соотношений (34) видно, что паразитный перепад уменьшается с усилением неравенства (31) и неравенства

$$(m-1) R_{гВ} < R^-. \quad (20.35)$$

Формулы (29) и (33) позволяют найти наибольшее значение коэффициента прохождения паразитного сигнала: $\epsilon_{п} = \Delta V_{п} / \Delta V_{нр}$.

11. Переходный процесс формирования паразитного сигнала. При изменении состояния схемы И возникает переходный процесс, обусловленный инерционностью диодов и паразитными емкостями схемы. Основной интерес представляет анализ влияния переходного процесса на формирование паразитного перепада выходного потенциала, так как в переходном процессе возможно появление значительного выброса этого потенциала. Выброс оказывается наибольшим при одновременном возбуждении $m - 1$ входов схемы И, если один из входов остается невозбужденным (см. рис. 5, а и 6, а). Этот наиболее опасный в практике эксплуатации схемы случай рассматривается ниже.

Барьерная емкость импульсных диодов очень мала [$C_b \ll \ll (1 \div 15) \text{ пФ}$] и при отпертом диоде она шунтируется небольшим сопротивлением R_d^+ ($R_d^+ C_b < 1 \text{ нс}$). Поэтому при внезапной коммутации входного сигнала от значения E' до E'' напряжение на $p-n$ переходе диода практически

мгновенно снижается до нуля. До рассасывания накопленного в базе диода заряда $Q_d^+ = I_d^+ \tau_n$ диод можно заменить короткозамкнутым элементом (см. § 8.5, пп. 6—8)*). Это позволяет представить работающую в режиме В схему И (при внезапном в момент $t = 0$ возбуждении $m - 1$ ее входов) эквивалентной схемой, изображенной на рис. 12. Здесь C_H — емкость нагрузки с учетом емкости монтажа, а источник V_{H0} учитывает начальное напряжение на этой емкости.

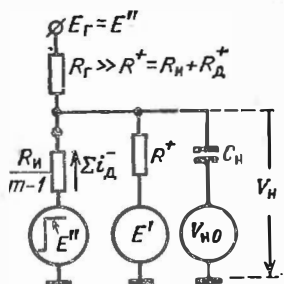


Рис. 12.

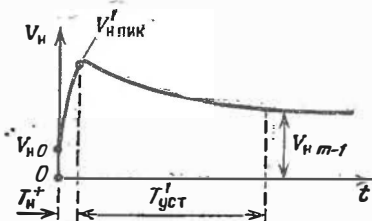


Рис. 13.

Согласно схеме (рис. 12) до момента $t = T_H^+$ рассасывания базовых зарядов закон нарастания выходного потенциала можно выразить экспоненциальной функцией (рис. 13)

$$V_H(t) \cong E' + \frac{(E'' - E') R^+}{R^+ + R_H/(m-1)} (1 - e^{-t/\theta^+}) \quad (0 \leq t \leq T_H^+), \quad (20.36)$$

где

$$\theta^+ = \left(\frac{R_H}{m-1} \parallel R^+ \parallel R_F \right) C_H \cong \frac{R_H C_H}{m}. \quad (20.37)$$

Здесь принято $V_{H0} \cong E'$ и учтено, что $R_\gamma \gg R_H/(m-1)$, а $R^+ = R_H + R_d^+$ близко к R_H .

В момент T_H^+ выходной потенциал достигает пикового значения $V'_H \text{ пик}$ (рис. 13). При $t > T_H^+$ начинается быстрое восстановление обратных сопротивлений $m - 1$ запираемых диодов и, соответственно, спад паразитного сигнала**).

*) Весьма малое объемное сопротивление диода ($r_{бн} < 5 \text{ Ом}$) можно считать включенным в сопротивление R_H источника

**) При большой емкости C_H может иметь место $V_H \text{ пик} < V_H m-1$ и соответственно монотонное нарастание V_H к значению $V_H m-1$

Если с некоторым расчетным запасом пренебречь влиянием больших сопротивлений запираемых диодов, но учесть их барьерные емкости, то длительность установления стационарного паразитного сигнала

$$T'_{уст} \cong 2(R^+ \parallel R_{\Gamma}) [C_{\text{в}} + (m-1)C_{\text{б}}]. \quad (20.38)$$

Если, например, суммарная емкость равна 500 пФ и $R^+ = 200 \text{ Ом}$, то длительность $T'_{уст} < 0,2 \text{ мкс}$.

12. Для определения из формулы (36) пикового значения $V'_{\text{н пик}}$ надо предварительно найти величину $T_{\text{н}}^+$. С этой целью выразим закон изменения суммарного обратного тока переключаемых диодов

$$\Sigma i_{\text{д}}^- = (m-1) i_{\text{д}}^- = \Sigma i_{\text{д}}^- (\infty) + [\Sigma i_{\text{д}}^- (0) - \Sigma i_{\text{д}}^- (\infty)] e^{-t/\theta^+}, \quad (20.39)$$

где в моменты $t = 0$ и $t = \infty$ суммарный обратный ток (рис. 12)

$$\Sigma i_{\text{д}}^- (0) \cong \frac{(E'' - V_{\text{н0}})(m-1)}{R_{\text{и}}} \cong \frac{(E'' - E')(m-1)}{R_{\text{и}}}, \quad (20.40)$$

$$\Sigma i_{\text{д}}^- (\infty) \cong \frac{E'' - E'}{R^+ + R_{\text{и}}/(m-1)} < \Sigma i_{\text{д}}^- (0). \quad (20.41)$$

До коммутации, когда все диоды были открыты, ток диода

$$i_{\text{д}}^+ = \frac{E'' - E'}{m(R_{\Gamma} + R^+/m)} \cong \frac{E'' - E'}{mR_{\Gamma}} \ll i_{\text{д}}^- = \frac{\Sigma i_{\text{д}}^-}{m-1}. \quad (20.42)$$

Поэтому процесс высасывания зарядов из баз переключаемых диодов протекает весьма интенсивно. Это позволяет пренебречь рекомбинацией носителей заряда и полагать, что длительность $T_{\text{н}}^+$ высасывания зарядов определяется равенством

$$(m-1) I_{\text{д}}^+ T_{\text{н}}^+ \cong \int_0^{T_{\text{н}}^+} \Sigma i_{\text{д}}^- (t) dt. \quad (20.43)$$

Подставляя сюда выражение для тока $I_{\text{д}}^+$ и функцию (39) с учетом выражений (40)—(41), после интегрирования получим трансцендентное относительно x уравнение

$$\varepsilon x + (1 - e^{-x}) = (1 + \varepsilon) \frac{\tau_{\text{н}}}{R_{\Gamma} C_{\text{н}}}, \quad (20.44)$$

где

$$x = \frac{T_{\text{н}}^+}{\theta^+} = \frac{m T_{\text{н}}^+}{R_{\text{и}} C_{\text{н}}}; \quad \varepsilon = \frac{R_{\text{и}}}{(m-1) R^+} < 1. \quad (20.45)$$

Заметим, что при $C_{\text{н}} \cong 0$ ($R_{\Gamma} C_{\text{н}} \ll \tau_{\text{н}}$) длительность $T_{\text{н}}^+$ находится из формулы (8.112), в которой следует положить $|I_{\text{дс}}| = \Sigma i_{\text{д}}^- (0)/(m-1)$. Но этот случай практического интереса не

представляет; обычно $\tau_H < R_T C_H$ или даже $\tau_H \ll R_T C_H$. При $\tau_H < 0,5 R_T C_H$ достаточно точное выражение корня уравнения (44) имеет вид:

$$x \cong (1-\varepsilon) \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2\tau_H}{(1+\varepsilon) R_T C_H}} \right] \cong \frac{\tau_H}{R_T C_H}; \quad (20.46)$$

последнее приближение справедливо при $\tau_H < 0,3 R_T C_H$.

После определения наименьшего корня уравнения (44) и соответствующего ему значения $T_H^+ = x\theta^+$ можно найти пиковое значение выходного потенциала из формулы (36)

$$V'_{H\text{пик}} = E' + \Delta E \left(\frac{\tau_H}{R_T C_H} - \frac{\varepsilon x}{1+\varepsilon} \right). \quad (20.47)$$

Так как $\varepsilon < 1$, то из формул (46) и (47) можно заключить, что для снижения пикового значения паразитного сигнала до приемлемого значения ($V'_{H\text{пик}} < E' + 0,5\Delta E$) следует применять диоды со временем жизни $\tau_H < 0,5 R_T C_H$.

13. Переходный процесс формирования рабочего сигнала. Наибольшая длительность формирования рабочего сигнала получается при переходе схемы от состояния $k = m - 1$ к состоянию $k = m$. В этом случае $m - 1$ диодов остаются запертыми, а напряжение на отпертом до коммутации диоде практически мгновенно снижается до нуля. В соответствии с изложенным в п. 11, несколько упрощенная эквивалентная схема устройства, представленного на рис. 5, а и 6, а, приводится к виду, показанному на рис. 14.

Здесь ветви с запертыми диодами представлены в виде системы параллельно соединенных барьерных емкостей (пренебрежено влиянием обратных сопротивлений диодов и принято $R_d/(m-1) \cong 0$), а один диод представлен короткозамкнутым элементом (до рассасывания заряда базы этого диода). Начальные условия в работе схемы (при внезапной в момент $t = 0$ коммутации входного сигнала в возбуждаемой ветви от значения E' до E'') выражаются взаимосвязанными равенствами (рис. 14)

$$V_H(0) = V_{H\ m-1}; \quad u_d^-(0) = V_{H\ m-1} - E''.$$

В течение времени T_H^+ рассасывания заряда базы диода выходной потенциал нарастает на величину ΔV_Q (рис. 15), которая, приближенно, может быть оценена из уравнения баланса зарядов:

$$Q_d^+ = I_d^+ \tau_H \cong \Delta V_Q [C_H + (m-1) C_0], \quad (20.48)$$

где $i_d^+ \cong (E_r - V_{н m-1})/R_r = \Delta V_{нр}/R_r$ — прямой ток переключаемого диода, до коммутации; здесь (см. рис. 10) учтено, что $E_r = E''$. Из уравнения (48) находим, что

$$\Delta V_Q \cong \frac{\Delta V_{нр} \tau_H}{R_r [C_H + (m-1) C_0]} \quad (20.49)$$

Так как обычно $\tau_H < R_r [C_H + (m-1) C_0]$, то $\Delta V_Q < \Delta V_{нр}$.

Используя примененный в п. 12 прием, можно найти, что

$$T_H^+ \cong \tau_H R_{нл}/R_r \ll \tau_H \quad (20.50)$$

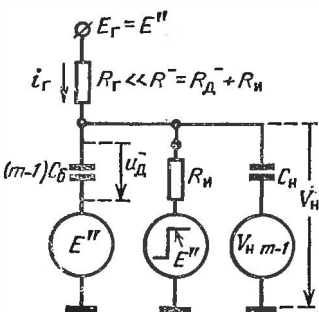


Рис. 14.

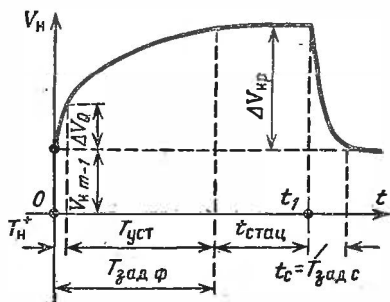


Рис. 15.

В момент $t = T_H^+$ начинается быстрое восстановление обратного сопротивления запираемого диода ($R_d \rightarrow R_d^- \gg \gg R_r$), и дальнейшее нарастание выходного потенциала вызывается током i_r источника E_r (рис. 14). Оценивая приблизительно влияние обратных сопротивлений в всех диодах, можно принять, что практическая длительность установления стационарного выходного потенциала (рис. 15)

$$T_{уст} \cong 2 \left(R_r \parallel \frac{R^-}{m} \right) (C_H + m C_0), \quad \text{где } R^- = R_d^- + R_{нл}. \quad (20.51)$$

Из изложенного следует, что инерционность диодов не препятствует, а способствует формированию рабочего сигнала.

14. Пусть в момент t_1 один из входов схемы перестает возбуждаться. Так как в режиме В диоды в рабочем состоянии находятся при нулевом напряжении, то в момент t_1 один диод отпирается, а остальные — начинают запираются. В результате этого суммарная емкость системы оказы-

ваается зашунтированной небольшой сопротивлением $R^+ = R_n + R_d^+ \ll R_r$, что приводит к быстрому срезу выходного потенциала (рис. 15). Активная длительность среза

$$t_c = T_{\text{зад } c} \cong 2,2 (R^+ \parallel R_r) [C_n + (m-1) C_{\delta}] \ll T_{\text{уст}}, \quad (20.52)$$

где пренебрежено обратными сопротивлениями запертых диодов. При прекращении возбуждения не одного, а $m - k$ входов, длительность среза быстро уменьшается с возрастанием $m - k > 1$.

15. Разрешающее время схемы И. Для последующего использования рабочего сигнала обычно требуется, чтобы длительность $t_{\text{стац}}$ существования стационарного рабочего перепада потенциала (рис. 15) не была меньше некоторого допустимого значения $T_{\text{стац}}$. Следовательно, в соответствии с изложенным в п. 13 разрешающее время схемы

$$T_{\text{разр}} = T_{\text{зад } \phi} + T_{\text{стац}} + T_{\text{зад } c} = T_n^+ + T_{\text{уст}} + T_{\text{стац}} + t_c, \quad (20.53)$$

где составляющие последней суммы выражаются формулами (50)—(52).

16. Влияние динамической нагрузки на работу схемы И. С изменением эквивалентного сопротивления $R_{\text{вз}}$ динамической нагрузки меняются величины R_i и E_r схемы, показанной на рис. 6 (см. § 20.1, п. 2). Из-за этого может произойти изменение режима B (или C) на нежелательный режим работы A . Для предотвращения этого следует режим B (или C) устанавливать, исходя из наименьшей возможной величины $R_{\text{вз}}$. При сильных колебаниях мощности динамической нагрузки целесообразно подключать ее к схеме I через средство эмиттерного повторителя.

В. ОСОБЕННОСТИ СХЕМ И ИМПУЛЬСНОГО ТИПА

17. Источники с открытым выходом. Рассмотрим раньше случай, когда источники входных импульсных сигналов не содержат на выходе разделительных конденсаторов, причем все источники имеют одинаковые исходные потенциалы E' при отсутствии импульса, а высоты импульсов $\Delta E = E'' - E'$ одинаковы (рис. 16). В этом случае импульсные сигналы отличаются от потенциальных только тем, что верхний уровень сигнала действует в течение длительности t_n импульса. Поэтому все выводы и соотношения, полученные в разд. А для схем потенциального типа, останутся справедливыми.

ливными и в данном случае, если длительность импульсов настолько велика, что длительность $t_{\text{зац}}$ их зацепления при одновременном возбуждении всех входов ($k = m$) достаточно велика (см. п. 14):

$$t_{\text{зац}} \geq T_{\text{зад ф}} + t_{\text{стац}} \quad (20.54)$$

Если моменты появления импульсов на всех входах совпадают и не подвергаются случайным колебаниям, то $t_{\text{зац}} = t_{\text{и}}$.

Условие (54) предъявляет определенные требования к длительностям импульсов при заданных параметрах схемы И или же, наоборот, — определенные требования к параметрам схемы И при заданной длительности зацепления импульсов.

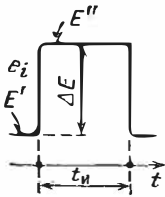


Рис. 16.

18. Источники с закрытыми выходами.

Иногда входные импульсы поступают от разнотипных источников, причем их нижние уровни E' сильно различаются, что может нарушить нормальную работу схемы И. В таких случаях импульсы подаются на входы схемы И через разделительные конденсаторы (рис. 17). При большой

скважности следования импульсов нижние уровни импульсов на входах A_i схемы И практически равны нулю, а эквивалентное выходное сопротивление источников $R'_{\text{и}} = R_{\text{и}} \parallel R_1$. Емкость разделительных конденсаторов выбирается из условия $C_{\text{р}}(R_{\text{и}} + R_1) \gg t_{\text{и}}$. В остальном работа схемы И не отличается от рассмотренной в п. 16.

В. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ДИОДНОЙ СХЕМЫ И

19. Диодная схема И с двумя входами (рис. 18) часто используется в качестве *вентилля*, пропускающего импульсы, поступающие на один из входов схемы И, лишь в течение времени $t_{\text{и}}$ действия *управляющего сигнала* e_1 , поступающего на другой вход схемы И. На рис. 19 приведены временные диаграммы, поясняющие работу вентилля. Характер сигналов на выходе схемы вытекает из правила, сформулированного в конце п. 2. Для правильной работы схемы параметры сигналов e_1 и e_2 должны удовлетворять соотношениям, указанным на рис. 19.

20. Диодная схема И с двумя входами (рис. 18) используется также для получения *амплитудно-модулированной*

последовательности импульсов. Работа схемы поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 20. Здесь $e_1(t)$ — непрерывный сигнал, подаваемый на один из входов

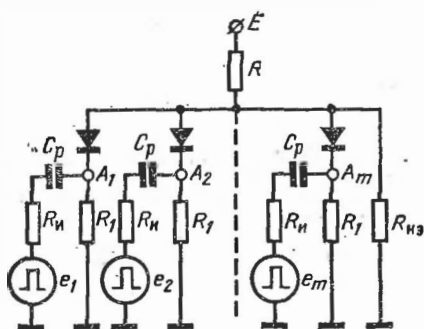


Рис. 17.

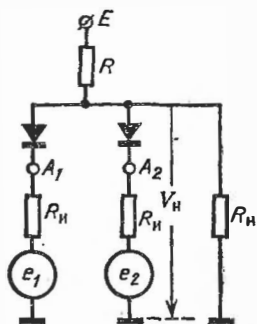


Рис. 18.

схемы, а последовательность импульсов высотой $E''_2 > e_{1\text{наиб}}$ подается на другой вход схемы И. Согласно правилу, сформулированному в конце п. 2, на выходе схемы

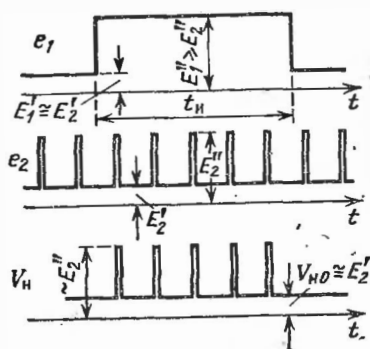


Рис. 19.

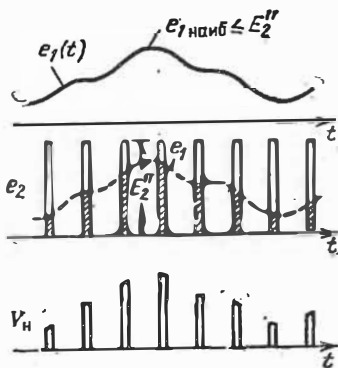


Рис. 20.

должна получиться последовательность импульсов, промодулированных по амплитуде.

Четкость и эффективность работы схемы И, применяемой для решения указанных выше задач, повышается с усилением неравенства $R_n + R_d^+ \ll (R \parallel R_n)$.

А. ДИОДНЫЕ СХЕМЫ ИЛИ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО
ТИПА

1. Принципиальные и эквивалентные схемы. Схема ИЛИ для положительной логики совпадает со схемой И для отрицательной логики (рис. 5, б). При отрицательной логике схема ИЛИ совпадает со схемой И для положительной логики (см. рис. 5, а). Аналогично указанному в § 20.2,

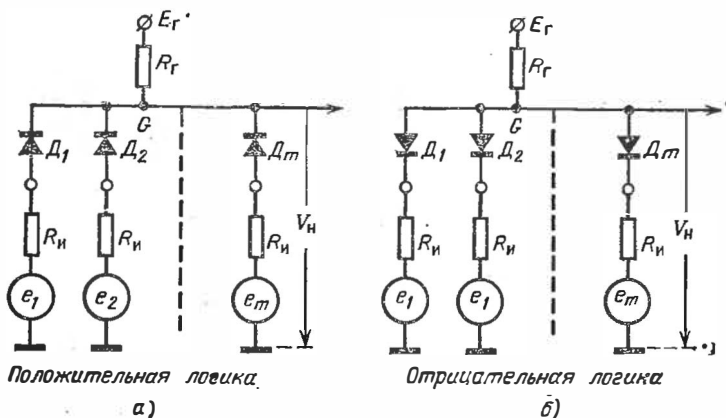


Рис. 21.

п. 1, схемы ИЛИ приводятся к эквивалентным схемам, изображенным на рис. 21. Здесь величины E_r и R_r выражаются формулами (11), которые учитывают влияние сопротивления $R_{нв}$ нагрузки, подключаемой к выходу схемы ИЛИ.

2. Эквивалентность схемы ИЛИ и схемы И при противоположных логиках вытекает из рассмотрения принципа работы схемы И (см. § 20.2, п. 2). Действительно, пусть входные сигналы e_i потенциального типа выражаются формулой (10). Тогда в схеме И при положительной логике (рис. 6, а или 21, б) низкий уровень выходного потенциала $V'_н$ получается, если хотя бы на одном из входов схемы действует потенциал низкого уровня E' . Но при отрицательной логике $E' \rightarrow 1$ и $V'_н \rightarrow 1$. Следовательно, этот результат, получаемый в схеме рис. 21, б, удовлетворяет логике работы схемы ИЛИ при отрицательной логике. С дру-

гой стороны, высокий уровень выходного потенциала $V''_н$ в схеме И при положительной логике (рис. 6, а или 21, б) возникает лишь в том случае, когда на все входы схемы подаются сигналы высокого уровня E'' . Но при отрицательной логике $E'' \rightarrow 0$ и $V''_н \rightarrow 0$. Следовательно, и этот результат, получаемый в схеме рис. 21 б, удовлетворяет логике работы схемы ИЛИ при отрицательной логике.

Все выводы и соотношения, относящиеся к диодной схеме И сохраняют свою силу при использовании этой схемы в качестве схемы ИЛИ, работающей при логике, противоположной логике схемы И.

3. Принцип работы схемы ИЛИ при положительной логике (рис. 21, а). Необходимое условие работоспособности схемы выражается неравенством

$$E_r < E''; \quad (20.55)$$

в противном случае диоды всегда заперты и выходной потенциал $V_н = E_r = \text{const}$.

Рассмотрим пока идеализированную схему ИЛИ ($R_и = 0, R_д^+ = 0, R_д^- = \infty$) при условии, что $E'' > E' > E_r > 0$. Если ни один из входов не возбужден ($e_i = E'$), то ввиду $E' > E_r$ все диоды будут отперты и выходной потенциал $V_н = E' = V_н'$. При возбуждении одного или любого числа входов, т. е. при приложении к этим входам потенциала E'' , диоды в возбужденных ветвях не могут запереться. Поэтому выходной потенциал $V_н = E'' = V_н''$. Диоды же в невозбужденных ветвях запрутся, но это не изменит величины $V_н = E''$. Следовательно, рассматриваемая схема выполняет логическую операцию ИЛИ.

4. Режимы работы схемы ИЛИ при положительной логике. В зависимости от соотношения потенциалов E_r и E' (рис. 21, а) возможны три режима работы схемы: режим А при $E_r > E'$, режим В при $E_r = E'$ и режим С при $E_r < E'$. При всех невозбужденных входах ($e_i = E'$) в режиме А все диоды заперты, в режиме В — находятся на грани отпираания ($u_д = 0$) и в режиме С — диоды слегка приоткрыты. Проводя рассуждения, аналогичные приведенным в § 20.2, п. 4, можно показать, что предпочтительным является режим В и приемлемым — режим С; режим А нецелесообразен из-за уменьшения рабочего перепада выходного потенциала.

5. При $E'' > E' > 0$ и $E > E'$ (см. рис. 5, б) режим В обеспечивается выбором сопротивления R из равенства

$E_r = E'$. Подставляя в это равенство выражение E , из формулы (1) и решая его относительно R , найдем

$$R = \gamma' R_{нз}, \text{ где } \gamma' = E/E' - 1. \quad (20.56)$$

Режимы A и C получаются соответственно при $R < \gamma' R_{нз}$ и $R > \gamma' R_{нз}$.

6. В случае, когда нижний уровень $E' > 0$, но он близок к нулю, с целью упрощения схемы принимают $E_r = ER_{нз}/(R_{нз} + R) = 0$. Это достигается при $R = \infty$, т. е. при отключении источника E от схемы (см. рис. 5, б). В результате схема ИЛИ принимает простой вид (рис. 22). Такая схема работает в режиме C .

7. Если потенциалы $e_i < 0$ ($E' < E'' < 0$), то для получения режима B следует установить напряжение источника $E < 0$, причем должно выполняться $|E| > |E'|$, а сопротивление R должно удовлетворять равенству (56). Режимы же A и C получаются соответственно при $R > \gamma' R_{нз}$ и $R < \gamma' R_{нз}$.

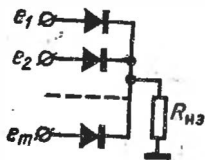


Рис. 22.

8. Влияние сопротивлений диодов и источников входных сигналов. Рассмотрим работу схемы в режиме B при положительной логике (рис. 21, а) в случае последовательного возбуждения входов.

Если ни один из входов схемы не возбужден ($k = 0$), то нижний уровень выходного потенциала $V_{н'} = V_{н0} = E_r = E'$ независимо от величины сопротивлений диодов и источников входных сигналов. Верхний же уровень $V'_{н} = V_{нк}$ зависит от числа $k > 0$ одновременно возбужденных входов (рис. 23): $V_{н1} < V_{н2} < \dots < V_{нm}$. «Расщепление» уровня $V''_{н}$ объясняется тем, что с увеличением k уменьшается эквивалентное сопротивление R^+/k возбужденных ветвей ($R^+ = R_{и} + R_{д}^+$).

В качестве рабочего перепада выходного потенциала принимается наименьшая его величина (при $k = 1$):

$$\Delta V_{нр} = V_{н1} - V_{н0}. \quad (20.57)$$

Для определения величины $V_{н1}$ обратимся к эквивалентной схеме (рис. 24), соответствующей одному возбужденному входу ($k = 1$). Согласно схеме ток $I^+ = I + I'$. Подставляя в это равенство выражения токов, получаем уравнение относительно $V_{н1}$:

$$\frac{E'' - V_{н1}}{R^+} = \frac{V_{н1} - E_r}{R_r} + \frac{V_{н1} - E_1'}{R^-} (m - 1).$$

Решая это уравнение, получим

$$V_{н1} = \frac{E'' + E_r R^+ / R_r + E' (m-1) R^+ / R^-}{1 + R^+ / R_r + (m-1) R^+ / R^-} \quad (20.58)$$

Подставляя это выражение в формулу (57), получим

$$\Delta V_{нр} = \frac{E'' - E'}{1 + R^+ / R_r + (m-1) R^+ / R^-} \quad (20.59)$$

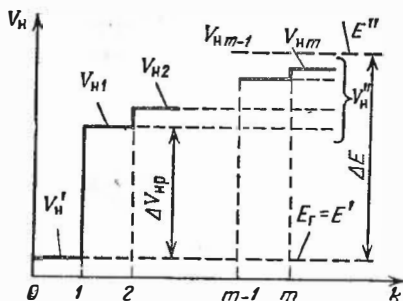


Рис. 23.

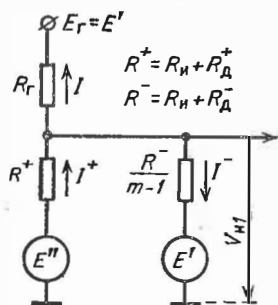


Рис. 24.

Из формулы (59) видно, что $\Delta V_{нр} < \Delta E = E'' - E'$. Для сближения величин этих перепадов надо стремиться к выполнению неравенств

$$R^+ = R_H + R_D^+ \ll R_r, \quad R^- = R_H + R_D^- \gg (m-1) R^+, \quad (20.60)$$

аналогичных неравенствам (31) и (32) для схемы И.

9. Переходные процессы в схеме ИЛИ идентичны процессам в схеме И, но из-за противоположного направления включения диодов (рис. 6 и 21) эти процессы развиваются как бы в противоположных направлениях. Кроме того, так как в схеме ИЛИ паразитный сигнал отсутствует (рис. 23), то здесь нас интересует либо скорость нарастания рабочего сигнала, либо скорость его спадания при прекращении возбуждения схемы ИЛИ. Наибольшие длительности указанных процессов получаются при возбуждении одного входа схемы ИЛИ. Рассмотрим эти процессы применительно к работе схемы в режиме В при положительной логике.

В невозбужденном состоянии все диоды схемы находятся на грани отпираания ($u_D = 0$). При внезапном возбужде-

нии одного входа схемы один диод отпирается, а остальные — запираются. Возникающий при этом переходный процесс, по существу, не отличается от рассмотренного в § 20.2, п. 14 переходного процесса среза рабочего сигнала в схеме И. Поэтому длительность фронта выходного сигнала в схеме ИЛИ (рис. 25) равна длительности среза выходного сигнала в схеме И, выражаемой формулой (52):

$$t_{\phi} = T_{\text{зад } \phi} = 2,2 (R^+ \parallel R_r) [C_H + (m-1)C_6]. \quad (20.61)$$

Пусть в момент t_1 (рис. 25) прекращается возбуждение схемы ИЛИ. Тогда в течение времени T_H^+ рассасывания заряда базы переключаемого диода через этот диод протекает ток в обратном направлении, который разряжает емкость C_H нагрузки и барьерные емкости $m-1$ запертых диодов на некоторую величину ΔV_Q (рис. 25). По окончании быстрого процесса рассасывания заряда базы в течение времени $T_{\text{уст}}$ продолжается более медленный процесс восстановления исходного потенциала $V'_H = E_r = E'$ на выходе схемы

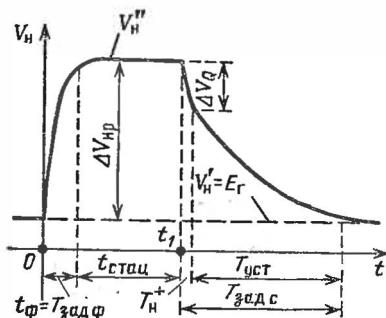


Рис. 25.

мы ИЛИ. В этой стадии разряд емкостей системы обусловлен протеканием тока, замыкаемого через сопротивление R_r и источник E_r . Процессы при $t > t_1$ отличаются от процессов нарастания выходного потенциала в схеме И, описанных в § 20.2, п. 13, лишь тем, что в схеме И имел место не разряд, а заряд паразитных емкостей схемы. Величины же ΔV_Q , V_H^+ и $T_{\text{уст}}$ получаются в обоих случаях одинаковыми и они выражаются формулами (49)—(51). Таким образом, длительность задержки среза выходного потенциала.

$$T_{\text{зад } c} = T_H^+ + T_{\text{уст}} \cong \frac{R_H}{R_r} \tau_H + 2 \left(R_r \parallel \frac{R^-}{m} \right) (C_H + m C_6). \quad (20.62)$$

Сказанное выше позволяет заключить что изложенные в § 20.2, п. 15 положения о разрешающем времени схемы И справедливы и для схемы ИЛИ.

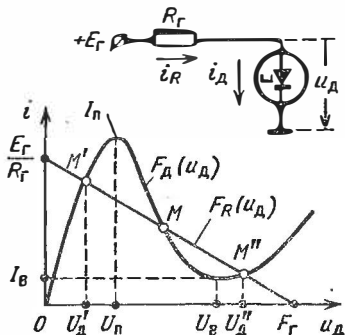
10. Особенности работы схемы ИЛИ в импульсном режиме аналогичны особенностям работы в импульсном режиме схемы И (см. § 20.2, пп. 17 и 18) с той лишь разницей, что при возбуждении только одного входа схемы ИЛИ отпадает вопрос о зацеплении входных импульсов ($t_{зац} = t_{и}$).

§ 20.4. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

А. ОСНОВНОЙ ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ И ЕГО СВОЙСТВА

1. Пороговые свойства туннельного диода (ТД) позволяют его использовать для построения логических схем. Достоинствами таких схем являются высокое быстродействие (выше 100 МГц), малая потребляемая мощность, температурная стабильность и радиационная стойкость. Недостатки ТД были отмечены в § 15.1, п. 1.

2. Схема логического элемента на ТД изображена на рис. 26. Напряжение $E_{г}$ и сопротивление $R_{г}$ учитывают приключаемые к ТД входные и выходные цепи. Пороговые свойства такого элемента определяются вольтамперной характеристикой ТД $i_{д} = F_{д}(u_{д})$ (рис. 26). Если нагрузочная прямая, уравнение которой



$$i_R = (E_{г} - u_{д})/R_{г} = F_{R}(u_{д}), \quad (20.63)$$

Рис. 26.

пересекает вольтамперную характеристику в трех точках M' , M и M'' , то точки M' и M'' соответствуют устойчивым состояниям равновесия системы. В точке M' напряжение на ТД имеет низкий уровень $U_{д} = U'_{д}$, а в точке M'' — высокий уровень $U_{д} = U''_{д}$. Эти уровни соответствуют логическим переменным 0 и 1, причем при *положительной логике* $U'_{д} \rightarrow 0$ и $U''_{д} \rightarrow 1$. В отличие от диодных логических схем логический элемент на ТД сохраняет введенную в него информацию (0 или 1), т. е. он обладает *памятью* и в этом смысле является типичным триггером.

3. Обеспечение двух устойчивых состояний равновесия должно производиться с учетом нестабильностей вольтамперной характеристики ТД и величин $E_{г}$ и $R_{г}$. Для иллюстрации на рис. 27 изображены возможные области разброса характеристики ТД и нагрузочной прямой. Для обеспечения двух устойчивых состояний равновесия необходимо, чтобы верхняя граница области разброса нагрузочной прямой проходила не выше точки a на нижней границе области разброса характеристики ТД, а нижняя граница

области разброса нагрузочной прямой должна проходить не ниже точки q на верхней границе области разброса характеристики ТД. Зная допуски величин I_{Π} , I_B , R_{Γ} и E_{Γ} , можно найти точки g и d , через которые должна проходить номинальная нагрузочная прямая, и токи, соответствующие этим точкам (рис. 27):

$$I_g \leq I_{\Pi} - \delta_1 I_{\Pi}; \quad I_d \geq I_B + \delta_2 I_{\Pi}. \quad (20.64)$$

Отсюда определяются величины R_{Γ} и E_{Γ} , при которых обеспечивается два устойчивых состояния равновесия:

$$R_{\Gamma} = \frac{U_B - U_{\Pi}}{I_g - I_d} \geq R_{\Gamma \text{ наим}} = \frac{U_B - U_{\Pi}}{I_{\Pi} - I_B - (\delta_1 + \delta_2) I_{\Pi}}; \quad (20.65)$$

$$E_{\Gamma} = U_{\Pi} + I_g R_{\Gamma} \leq U_{\Pi} + (1 - \delta_1) I_{\Pi} R_{\Gamma}. \quad (20.66)$$

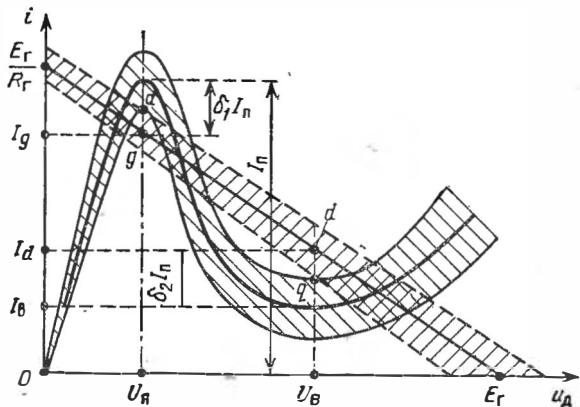


Рис. 27.

4. Переключение логического элемента. Пусть логический элемент (рис. 28) находится в состоянии $U'_d \rightarrow 0$ (рис. 29). Для переключения его в состояние $U''_d \rightarrow 1$ надо сместить нагрузочную прямую вверх — выше пика характеристики ТД (с учетом области разброса). Это можно осуществить либо увеличением напряжения питания на ΔE^+ , либо подведением к точке D (рис. 28) тока запуска $i_s = I_s^+ = \Delta E^+ / R_{\Gamma}$. Из рис. 27 следует, что для надежного переключения системы должно выполняться неравенство $I_s^+ \geq 2\delta_1 I_{\Pi}$. После воздействия запускающего сигнала в системе развивается переходный процесс, обусловленный действием паразитной емкости $C = C_d + C_H + C_M$, где C_H — емкость нагрузки; C_M — емкость монтажа и C_d — емкость ТД при напряжении $u_d \cong U_B$ (в области впадины). Если $I_s^+ = \text{const}$, то по окончании переходного процесса система приходит к состоянию, соответствующему точке M^+ (рис. 29), в которой $u_d = U_d^+$. После прекращения действия тока запуска система приходит в устойчивое состояние $U''_d \rightarrow 1$, соответствующее точке M'' .

Для переключения элемента из состояния $U'_D \rightarrow 1$ в состояние $U'_D \rightarrow 0$ надо уменьшить напряжение питания на ΔE^- или же подвести к точке D диода обратный ток запуска $i_3 = -I_3^- = -\Delta E^-/R_\Gamma$; при этом нагрузочная прямая (рис. 29) должна

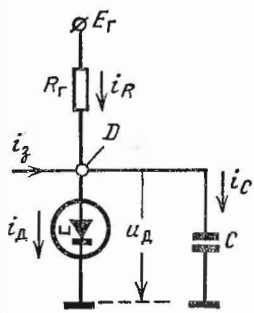


Рис. 28.

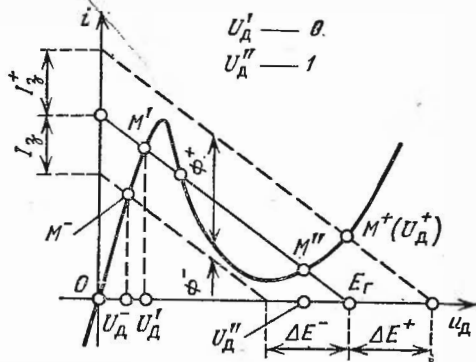


Рис. 29.

проходить ниже впадины характеристики ТД (с учетом областей разброса). При таком переключении также возникают переходные процессы, в результате которых система приходит к состоянию, соответствующему точке M^- ($u_D = U_D^-$), затем, по прекращении действия отка запуска, — к устойчивому состоянию $U'_D \rightarrow 0$.

На рис. 30 приведены временные диаграммы процессов переключения логического элемента. Рабочий перепад $\Delta U_{др} = U_D'' - U_D'$.

5 Длительность переключения. Для определения длительности переключения логического элемента из состояния $U'_D \rightarrow 0$ в состояние $U''_D \rightarrow 1$ обратимся к уравнению токов в системе (см. рис. 28):

$$i_C = i_3 + i_R - i_D.$$

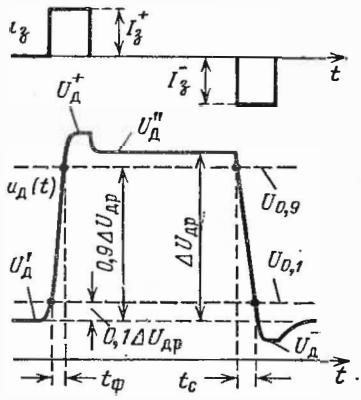


Рис. 30.

Подставляя сюда выражения $i_C = C du_D/dt$, $i_3 = I_3^+ = \text{const}$, $i_D = F_D(u_D)$ и i_R из формулы (63), получим нелинейное дифференциальное уравнение

$$C \frac{du_D}{dt} = \Phi^+(u_D), \text{ где } \Phi^+(u_D) = I_3^+ + \frac{E_\Gamma - u_D}{R_\Gamma} - F_D(u_D)$$

— нелинейная функция от $u_{\text{д}}$ (см рис. 29), равная разности ординат смещенной вверх нагрузочной прямой и характеристики ТД. Разделяя переменные в дифференциальном уравнении, получим

$$dt = C \frac{du_{\text{д}}}{\Phi^+(u_{\text{д}})}$$

Интегрируя это уравнение, найдем активную длительность переключения (рис. 30)

$$t_{\Phi} = \int_{t_{0,1}}^{t_{0,9}} dt = C \int_{U_{0,1}}^{U_{0,9}} \frac{du_{\text{д}}}{\Phi^+(u_{\text{д}})} \cong C \frac{U_{0,9} - U_{0,1}}{(i_C)_{\text{ср}}^+} \quad (20.67)$$

Пределы интегрирования $t_{0,1}$ и $t_{0,9}$ соответствуют напряжениям $u_{\text{д}} = U_{0,1}$ и $u_{\text{д}} = U_{0,9}$ (рис 30), а $(i_C)_{\text{ср}}^+$ — среднее значение тока i_C , равное среднему значению функции $\Phi^+(u_{\text{д}})$ (см рис. 29) на интервале $(U_{0,1}, U_{0,9})$.

Аналогично находится активная длительность обратного переключения из состояния $U_{\text{д}}''$ в состояние $U_{\text{д}}'$ (рис 30):

$$t_{\text{с}} = -C \int_{U_{0,9}}^{U_{0,1}} \frac{du_{\text{д}}}{\Phi^-(u_{\text{д}})} = C \frac{U_{0,9} - U_{0,1}}{(i_C)_{\text{ср}}^-} \quad (20.68)$$

где $\Phi^-(u_{\text{д}}) = F_{\text{д}}(u_{\text{д}}) - [(E_{\text{г}} - u_{\text{д}})/R_{\text{г}} - I_{\text{з}}^-]$ — нелинейная функция от $u_{\text{д}}$ (см. рис 29), равная разности ординат характеристики ТД и смещенной вниз нагрузочной прямой, а $(i_C)_{\text{ср}}^-$ — среднее значение функции $\Phi^-(u_{\text{д}})$ на интервале $(U_{0,1}, U_{0,9})$.

Длительности переключения уменьшаются с увеличением токов запуска $I_{\text{з}}^+$ или соответственно $I_{\text{з}}^-$.

Б. СХЕМА ЛОГИЧЕСКОГО СЛОЖЕНИЯ (ИЛИ)

6. Принципиальная схема ИЛИ изображена на рис. 31. Выходной сигнал $u_{\text{д}} = u_{\text{в}}$ снимается с ТД. Источниками входных сигналов e_i ($i = 1, 2, \dots, m$) потенциального вида обычно являются аналогичные логические схемы на ТД, которые будем полагать идентичными. Поэтому низкие и высокие уровни входных и выходных сигналов близки друг к другу: $E' \cong U_{\text{д}}'$ и $E'' \cong U_{\text{д}}''$, где $E'' - E' = \Delta E > 0$. Будем также считать, что выходные (внутренние) сопротивления источников $R_{\text{д}} \cong \text{const}$, хотя в действительности они несколько (не сильно) зависят от уровня e_i^*). На схеме указаны положительные направления токов i_i источников; величины этих токов зависят от числа k возбужденных входов. На схеме пунктиром обозначена цепь импульсного генератора тока $i_{\text{з}}$, которая служит только для установки исходного состояния схемы; после такой установки можно полагать $i_{\text{з}} = 0$ и цепь генератора отключенной от схемы.

* Эта зависимость очень сильна, если для обеспечения однонаправленной передачи информации включают диоды во входные цепи (см. п. 10)

Преобразуем схему ИЛИ (рис. 31) к более удобному виду (рис. 32). Для этого отключим часть схемы, расположенную правее точки D , а оставшуюся часть преобразуем на основе теоремы об эквивалентном генераторе. Сопротивление эквивалентного генератора

$$R_{\Gamma} = R_T \parallel \frac{R_{\text{И}}}{m} = \frac{R_T R_{\text{И}}}{m R_T + R_{\text{И}}}. \quad (20.69)$$

Э. д. с. $E_{\Gamma} = V_D$ генератора зависит от состояния схемы. Пусть k ее входов возбуждены ($e_i = E''$, $i_i = I''$), а $m - k$ входов — не возбуждены ($e_i = E'$, $i_i = I'$). Тогда уравнение токов в исходной

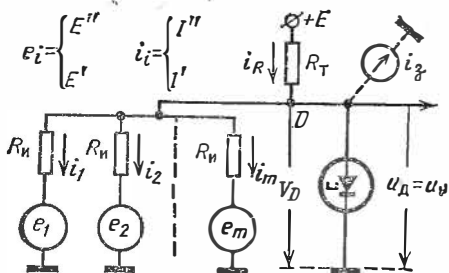


Рис. 31.

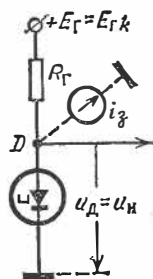


Рис. 32.

схеме имеет вид: $i_R = kI'' + (m - k)I'$. Подставляя в это уравнение выражения токов (рис. 31), получим

$$\frac{E - V_D}{R_T} = k \frac{V_D - E''}{R_{\text{И}}} + (m - k) \frac{V_D - E'}{R_{\text{И}}}.$$

Решая это уравнение относительно $V_D = E_{\Gamma}$ и учитывая затем формулу (69), найдем

$$E_{\Gamma} = R_{\Gamma} \left[\frac{E}{R_T} + k \frac{E''}{R_{\text{И}}} + (m - k) \frac{E'}{R_{\text{И}}} \right] = E_{\Gamma k}. \quad (20.70)$$

Как видно, с увеличением k э. д. с. $E_{\Gamma} = E_{\Gamma k}$ возрастает.

7. Принцип работы схемы ИЛИ Согласно формуле (70) при $k = 0$

$$E_{\Gamma 0} = R_{\Gamma} \left(\frac{E}{R_T} + m \frac{E'}{R_{\text{И}}} \right). \quad (20.71)$$

Пусть параметры схемы выбраны так, что при $k = 0$ нагрузочная прямая занимает положение, показанное на рис. 33 сплошной линией, и, следовательно, в невозбужденном состоянии система имеет два устойчивых состояния равновесия, которые соответствуют точкам M' ($U'_D \rightarrow 0$) и M'' ($U''_D \rightarrow 1$).

Пусть вначале путем подачи импульса тока $i_3 < 0$ от генератора тока логический элемент приведен в состояние $U'_D \rightarrow 0$ (см.

п. 4), а затем производится возбуждение одного входа схемы ($k=1$). Тогда согласно формуле (70) э. д. с. E_{Γ} возрастает до значения

$$E_{\Gamma 1} = R_{\Gamma} \left[\frac{E}{R_{\Gamma}} + \frac{E''}{R_{\Pi}} + (m-1) \frac{E'}{R_{\Pi}} \right] > E_{\Gamma 0}, \quad (20.72)$$

причем приращение э. д. с.

$$\Delta E_{\Gamma 1} = E_{\Gamma 1} - E_{\Gamma 0} = R_{\Gamma} \frac{E'' - E'}{R_{\Pi}} = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Pi}} \Delta E. \quad (20.73)$$

В результате возрастания э. д. с. E_{Γ} нагрузочная прямая смещается вверх. При правильном выборе параметров схемы она проходит выше пика характеристики ТД, как это показано пунктиром на рис. 33. Это приводит к переключению логического элемента в состояние $U_{\text{д}}^+ > U_{\text{д}}''$. Заметим, что при любом выходящем напряжении $U_{\text{д}}^+ > U_{\text{д}}''$ считается $U_{\text{д}}'' \rightarrow 1$.

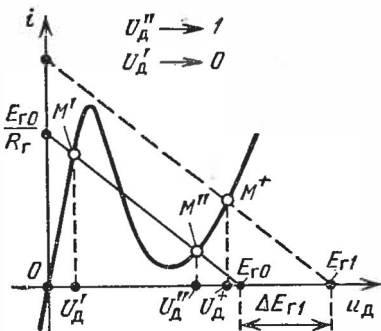


Рис. 33.

Переключение логического элемента в состояние $U_{\text{д}}^+ > U_{\text{д}}'' \rightarrow 1$ получается также при возбуждении любого числа входов ($k > 1$). Следовательно, данный элемент выполняет операцию ИЛИ.

После прекращения возбуждения всех входов ($k=0$) логический элемент переходит от состояния $U_{\text{д}}^+$ в состояние $U_{\text{д}}'' \rightarrow 1$ (рис. 33). Для его перевода в состояние $U_{\text{д}}'' \rightarrow 0$ необходимо подвести к ТД импульс тока $i_3 < 0$ от генератора тока.

8. Обеспечение работоспособности схемы ИЛИ. Нормальная работа схемы ИЛИ возможна при выполнении ряда условий.

Во-первых, выражаемые формулами (69) и (71) сопротивление R_{Γ} и э. д. с. $E_{\Gamma} = E_{\Gamma 0}$ должны удовлетворять соответственно соотношениям (65) и (66), которые выражают условия существования двух устойчивых состояний равновесия системы.

Во-вторых, параметры схемы должны обеспечивать надежное переключение логического элемента при возбуждении одного его входа ($k=1$). Для этого выражаемое формулой (73) приращение э. д. с. $\Delta E_{\Gamma 1}$ должно быть достаточно велико. Как указывалось в п. 4, увеличение э. д. с. E_{Γ} равносильно действию прямого тока, приложенного к диоду, величиной

$$I_3^+ = \frac{\Delta E_{\Gamma 1}}{R_{\Gamma}} = \frac{\Delta E}{R_{\Pi}}. \quad (20.74)$$

Следовательно, как это вытекает из рис. 27, с учетом области разброса характеристики ТД должно выполняться соотношение

$$\frac{\Delta E}{R_{\Pi}} \geq 2\delta_1 I_{\Pi}, \quad \text{откуда} \quad R_{\Pi} < \frac{\Delta E}{2\delta_1 I_{\Pi}}. \quad (20.75)$$

Формулы (65), (66), (69), (71) и соотношения (74) и (75) позволяют произвести выбор параметров схемы ИЛИ.

9. **Наибольший коэффициент объединения (разветвления).** Формулы (65) и (69) совместно с соотношением (75) накладывают ограничение на максимальное число входных цепей логического элемента ИЛИ. Действительно, из формул (69) и (65) вытекает, что

$$R_{\Gamma} = \frac{R_{\Gamma} R_{\Pi}}{m R_{\Gamma} + R_{\Pi}} \cong \frac{R_{\Pi}}{m} > R_{\Gamma \text{ наим}} = \frac{U_{\text{В}} - U_{\text{П}}}{I_{\text{П}} - I_{\text{В}} - (\delta_1 + \delta_2) I_{\text{П}}}$$

Решая это неравенство относительно m и учитывая при этом соотношение (75), получаем

$$m < \frac{\Delta E}{2\delta_1 I_{\text{П}} R_{\Gamma \text{ наим}}} = \frac{\Delta E (1 - \delta_1 - \delta_2 - I_{\text{В}}/I_{\text{П}})}{2\delta_1 (U_{\text{В}} - U_{\text{П}})} \quad (20.76)$$

Для типовых диодов характерны приближенные равенства: $\Delta E \cong 1,5 (U_{\text{В}} - U_{\text{П}})$; $\delta_1 \cong \delta_2 \cong 0,1$; $I_{\text{В}}/I_{\text{П}} \cong 0,1$. При подстановке этих значений в формулу (76) получим $m = 5$, т. е. коэффициент объединения схем ИЛИ не более 5.

Приключение к ТД нагрузки в виде аналогичной логической схемы на ТД через сопротивление R_{Π} равносильно увеличению числа входных цепей, которое ограничено неравенством (76).

10. **Развязка входных и выходных цепей.** При переключении схемы ИЛИ в состояние $U_{\text{д}}'' \rightarrow 1$ на диоде возникает перепад напряжения $U_{\text{д}}'' - U_{\text{д}}'$, который через сопротивление связи R_{Π} воздействует на невозбужденные входные ветви. Это может вызвать переключение источников e_i из состояния E' в состояние E'' , что является одним из серьезных недостатков простейших логических схем на одном ТД. Для устранения этого недостатка во входные цепи включаются диоды, не пропускающие ток в направлении от ТД к источникам e_i . Аналогично и нагрузочные цепи подключаются через посредство диодов. Это обеспечивает *однонаправленную передачу информации в логической схеме*. Другой способ развязки входных и выходных цепей состоит в применении комбинированных схем на ТД и транзисторах. Различные варианты таких схем описаны в литературе [160, 161].

В. СХЕМА ЛОГИЧЕСКОГО УМНОЖЕНИЯ (И)

11. Схема И имеет такой же вид, как и схема ИЛИ (см. рис. 31 и 32), причем сопротивление R_{Γ} и э. д. с. $E_{\Gamma} = E_{\Gamma k}$ также выражаются формулами (69) и (70). Однако режим работы схемы И выбирается таким образом, чтобы при $k = 0$, когда $E_{\Gamma} = E_{\Gamma 0}$, нагрузочная прямая проходила достаточно низко (рис. 34), но все же имела 3 точки пересечения с характеристикой ТД.

Предварительно с помощью импульсного генератора тока $i_{\text{в}}$ система переводится в состояние $U_{\text{д}}' \rightarrow 0$. При возбуждении одного входа ($k = 1$) э. д. с. E_{Γ} возрастает до значения $E_{\Gamma 1} = E_{\Gamma 0} + \Delta E_{\Gamma 1}$, и нагрузочная прямая перемещается вверх (рис. 34), но остается и в этом состоянии характеристика ТД. Поэтому состояние схемы не меняется ($u_{\text{д}} < U_{\text{д}}''$). Увеличение числа возбужденных

входов приводить к большему смещению нагрузочной прямой. Схема работает правильно, если при $k = m - 1$ нагрузочная прямая располагается ниже пика характеристики ТД, а при $k = m$ она проходит выше пика этой характеристики; в последнем случае возникает переходный процесс, приводящий систему к состоянию $U_D^+ \geq U_D'' \rightarrow 1$. Таким образом, только при возбуждении всех входов схемы И на выходе образуется высокий потенциал. Следовательно, рассматриваемая схема выполняет операцию И.

12. Как показывает анализ, надежная работа схемы И (с учетом влияния выходной цепи, если она идентична входной цепи) достигается лишь при минимальном числе входов $m = 2$. Свойства

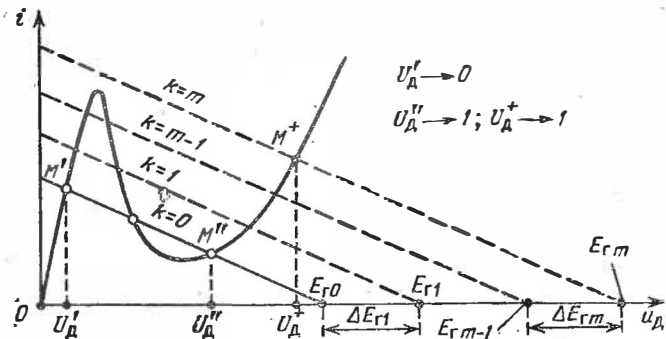


Рис. 34.

схемы И на ТД существенно улучшаются (допустимо иметь $m > 2$) при включении последовательно с источниками e_i обращенных диодов или при применении комбинированных схем на ТД и транзисторах [160, 161].

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

СЛОЖНЫЕ И КОМБИНИРОВАННЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

§ 21.1. ДИОДНО-ТРАНЗИСТОРНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ (ДТЛС)

1. Диодно-транзисторная логика (ДТЛ). Диодные схемы не содержат активных элементов. Поэтому рабочий перепад выходного потенциала ΔV_H в таких схемах всегда меньше перепада входного потенциала ΔE . Это приводит к затуханию сигналов, проходящих через несколько логичес-

ких элементов (см. § 19.2, п. 5). Для устранения такого недостатка на выходе диодной схемы устанавливают активный элемент в виде *транзисторного инвертора*, который восстанавливает исходные уровни потенциалов. Образующая таким образом комбинированная логическая схема называется *диодно-транзисторной логической схемой* (ДТЛС) или, как говорят, схемой с *диодно-транзисторной логикой* (ДТЛ). Промышленность выпускает такие схемы в микро-модульном и интегральном исполнении [200, 202, 205].

2. ДТЛС относятся к классу комбинированных (составных) логических схем с двумя ступенями преобразования информационных сигналов. В 1-й ступени выполняется либо операция ИЛИ, либо операция И, для чего используются диодные логические схемы. Во 2-й ступени — транзисторном инверторе — производится инвертирование сигнала, т. е. выполняется операция НЕ. Таким образом ДТЛС имеют логическую структуру вида ИЛИ—НЕ или И—НЕ. Однако считается, что основное логическое преобразование производит 1-я ступень. Поэтому ДТЛС называют иногда *логическими схемами со входной логикой*.

3. **Принцип работы ДТЛС.** На рис. 1 изображена схема ДТЛС с резисторной связью между диодной схемой и инвертором на транзисторе типа *n-p-n*, работающим в *ключевом режиме*. Подобная схема обычно применяется для работы с сигналами потенциального вида:

$$e_i = E' \text{ или } e_i = E'' = E'' + \Delta E > E'. \quad (21.1)$$

Вход e_0 используется, если надо осуществить только операцию инвертирования; при этом остальные входы не возбуждаются. При выполнении же логической операции над сигналами e_1, \dots, e_m вход e_0 не используется.

4. Рассмотрим работу ДТЛС (рис. 1) при *положительной* логике; в этом случае выполняется операция И—НЕ.

Особенностью работы диодной схемы в ДТЛС является нелинейный характер нагрузки диодной схемы. Режим работы транзистора устанавливается таким, чтобы даже при возбуждении $k = m - 1$ входов диодной схемы транзистор оставался запертым ($V_n = V''_n \cong E_k \rightarrow 1$). При этом в зависимости от числа k возбужденных входов потенциал точки G (рис. 1) $V_G = V_{G,k}$ изменяется согласно указанному на рис. 2. При возбуждении же всех входов ($k = m$) этот потенциал повышается до значения $V_{G,m} = V''_G = E'' \rightarrow 1$ (имеется в виду режим B работы диодной схемы), при кото-

ром транзистор отпирается и насыщается ($V_H = V'_H = V_{KH} \rightarrow 0$).

Свяжем потенциалы e_i , V_G и V_H с логическими переменными x , y , z : $e_i \rightarrow x$, $V_G \rightarrow y$, $V_H \rightarrow z$. Тогда рассмотренные выше логические преобразования можно описать равенствами, выражающими операцию И—НЕ:

$$y = x_1 \cdot x_2 \dots x_m; \quad z = \bar{y} = \overline{x_1 \cdot x_2 \dots x_m}. \quad (21.2)$$

5. При отрицательной логике ДТЛС (рис. 1) выполняет логическую операцию ИЛИ—НЕ. В самом деле, при такой логике, если хотя бы на одном из входов дейст-

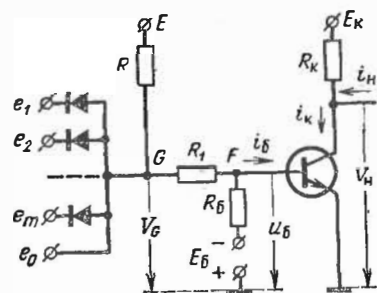


Рис. 1.

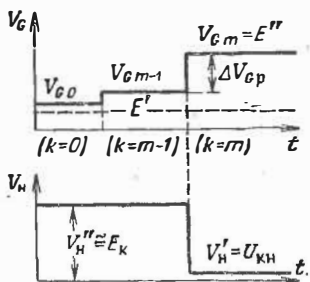


Рис. 2.

вует низкий потенциал $e_i = E' \rightarrow 1$, то потенциал V_G также имеет низкий уровень $V'_G \rightarrow 1$; транзистор при этом заперт, и выходной потенциал $V_H = V''_H \cong E_k \rightarrow 0$. Только если на всех входах $e_i = E'' \rightarrow 0$, то потенциал $V_G = V''_G = E'' \rightarrow 0$; при этом транзистор насыщен и выходной потенциал $V_H = V'_H = V_{KH} \rightarrow 1$.

6. Для реализации операции И—НЕ в отрицательной логике или же операции ИЛИ—НЕ в положительной логике можно применить ДТЛС, отличающуюся от приведенной на рис. 1 только направлением включения диодов. Рекомендуется провести в отношении такой схемы рассуждения, аналогичные изложенным в пп. 3—5.

7. Режимы работы ДТЛС рассмотрим на примере схемы, выполняющей операцию И—НЕ в положительной логике (рис. 1 и 2). Здесь в диодной схеме И также возможны режимы А, В и С (см. § 20.2, п. 4), но выбор параметров схемы должен производиться с учетом требований к надежной работе транзисторного инвертора. В этом смысле предпочтительным является режим В, при котором получается наи-

больший рабочий перепад ΔV_{GF} потенциала V_G . Это облегчает обеспечение двух крайних режимов работы транзистора — отсечки и насыщения.

При отпирании транзистора его входное сопротивление, определяющее нагрузку диодной схемы, резко падает. Поэтому для получения режима В приходится устанавливать напряжение $E > E_K$; часто выбирают $E \cong 2E_K$. Сопротивление R_K выбирается, исходя из допустимого значения тока насыщения транзистора (с учетом наибольшего тока $i_H = I_H$ нагрузки при $V_H = V'_H = U_{KH}$):

$$I_{KH} \cong E_K/R_K + I_H \leq I_{H \text{ доп}} \quad (21.3)$$

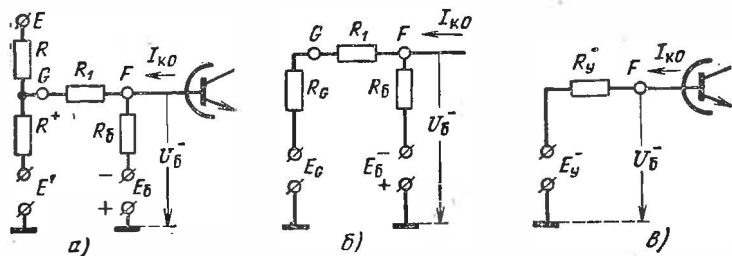


Рис. 3.

Рассмотрим, каким образом обеспечивается нужный режим работы ДТЛС в диапазоне температур.

8. **Обеспечение надежного запираения транзистора.** Нужный для этого режим работы следует установить применительно к ситуации, возникающей при возбуждении $k = m - 1$ входов (рис. 1 и 2). Соответствующая такому состоянию схема входной цепи транзистора изображена на рис. 3, а, где диодная схема представлена одной невозбужденной ветвью, в которой диод отперт. Поэтому сопротивление такой ветви $R^+ = R_d^+ + R_H$, где R_H — сопротивление источника входных сигналов. Влиянием же возбужденных ветвей с запертыми диодами обычно можно пренебречь (предполагается, что $R_d^-(m-1) \gg R^+$). Заменяя цепь, расположенную левее точки G, эквивалентным генератором, получим показанную на рис. 3, б схему, где

$$E_G = E' + (E - E') \frac{R^+}{R + R^+}; \quad R_G = R \parallel R^+. \quad (21.4)$$

Эта схема преобразуется к показанному на рис. 3, в виду, где эквивалентный источник управляющего напряжения

транзистора имеет э. д. с. и внутреннее сопротивление, выражаемые равенствами

$$E_y^- = -E_6 + \frac{R_6(E_G + E_6)}{R_G + R_1 + R_6}; R_y^- = R_6 \parallel (R_1 + R_G). \quad (21.5)$$

Для обеспечения надежного запираания транзистора потребуем, чтобы при наивысшей температуре базовое напряжение

$$U_6^- = E_y^- - I_{\text{кЮ наиб}} R_y^- \leq U_{6\Gamma}^-, \quad (21.6)$$

где граничное значение $U_{6\Gamma}^-$ определяется необходимой помехоустойчивостью схемы (см. § 8.2, п. 16). Часто желательно также выполнение соотношений (8.21)—(8.23).

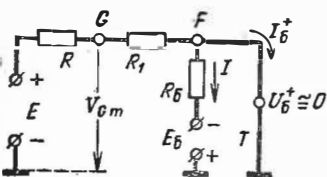


Рис. 4.

9. Обеспечение режима В схемы И. В этом режиме при всех возбужденных входах ($k = m$, $e_k = E'' \rightarrow 1$) потенциал $V_G = V_{Gm}$ должен быть равен E'' (см. рис. 1 и 2); тогда токи всех диодов равны нулю и можно считать диодную схему отключенной (рис. 4). Так как в этом режиме транзистор насыщен и базовое напряжение $U_6^+ \cong 0$ (транзистор почти короткозамкнут), то для выполнения равенства $V_{Gm} = E''$ должно выполняться соотношение

$$V_{Gm} \cong \frac{R_1}{R + R_1} E = E''. \quad (21.7)$$

10. Обеспечение насыщенного состояния транзистора. Для этого ток базы должен удовлетворять соотношению (8.24)

$$I_6^+ = \frac{s\Psi}{B} I_{\text{кЮ}}, \quad \text{где } \Psi = 1 - \frac{BI_{\text{кЮ}}}{I_{\text{кБ}}}. \quad (21.8)$$

Здесь коэффициент насыщения s выбирается согласно указанному в § 8.2, п. 18, а ток базы находится из схемы рис. 4:

$$I_6^+ \cong \frac{E}{R + R_1} - \frac{E_6}{R_6}. \quad (21.9)$$

Это приближенное равенство справедливо при условии, что управляющее сопротивление

$$R_y^+ = R_6 \parallel (R + R_1) \gg R_{\text{вх}}^+, \quad (21.10)$$

где эквивалентное входное сопротивление транзистора $R_{вх}^+$ выражается формулой (8.31). В противном случае ток базы должен находиться согласно указанному в § 8.2, п. 21.

11. Повышение помехоустойчивости ДТЛС. Выпускаемые промышленностью ДТЛС отличаются от рассмотренных тем, что с целью повышения помехоустойчивости вместо сопротивления R_1 включают один или два диода D_1 и D_2 (рис. 5). В этом случае подбирают такой режим работы схемы, чтобы при наибольшем значении низкого потенциала точки G , т. е. при $V_G = V_{G.m-1}$, ток диодов D_1 и D_2 был близок к нулю (рабочая точка диодов находится у нижнего сгиба их характеристик); тогда базовое напряжение $u_b = U_b^- \cong -E_b$. При высоком же потенциале $V_G = V_G'' = V_{Gm}$ рабочая точка диодов перемещается на крутую часть их характеристик, их сопротивление резко уменьшается, и к базе транзистора подводится ток $i_b = I_b^+$, обеспечивающий надлежащий режим насыщения транзистора.

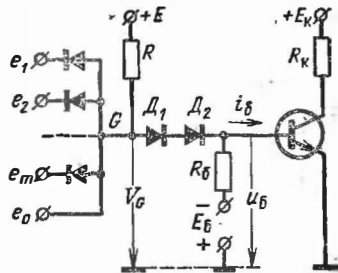


Рис. 5.

12. Применение инверторов для изменения логики диодных схем. Диодная схема И в положительной логике может быть использована для осуществления операции ИЛИ также в положительной логике (без изменения направления включения диодов), если предварительно произвести инверсию входных сигналов и на выходе схемы И установить инвертор (рис. 6). В самом деле, после инверсии входных сигналов $e_i \rightarrow x_i$ получим сигналы u_i . Свяжем с этими сигналами логические переменные y_i ($u_i \rightarrow y_i$) в отрицательной логике (рис. 7). В этом случае логические переменные x_i и y_i тождественно равны. Поэтому в смысле логических преобразований безразлично, над какой из них выполнять логические операции. Но поскольку переменные y_i соответствуют отрицательной логике, для выполнения операции ИЛИ можно использовать показанную на рис. 6 диодную схему. При этом, когда все входы диодной схемы не возбуждены ($k = 0$), т. е. сигналы $u_i = E'' \rightarrow y_i = 0$, потенциал $V_G = V_G'' = E'' \rightarrow u_G = 0$, а выходной потенциал $V_H = V_H' = U_{KH} \rightarrow z = 1$ (ибо логика отрицательна). Если же хотя бы на одном из входов сигнал $u_i = E' \rightarrow y_i = 1$, то потенциал $V_G = V_G' \cong E' \rightarrow u_G = 1$, а выходной потенциал $V_H = V_H'' \cong E_K \rightarrow z = 0$. Следовательно, в отношении переменных y_i ДТЛС (рис. 6) выполняет логическую операцию ИЛИ — НЕ в отрицательной логике:

$$u_G = y_1 + y_2 + \dots + y_m; \quad z = \overline{u_G} = \overline{y_1 + y_2 + \dots + y_m}.$$

Учитывая, однако, что исходные переменные выражены в положительной логике, целесообразно связать выходной потенциал V_H с переменной z_H , также выражаемой в положительной логике. Тогда окажется, что всякий раз, когда хотя бы один из сигналов e_i имеет высокий уровень $E'' \rightarrow x_i = 1$, то и выходной сигнал имеет высокий уровень $V_H'' \cong E_K \rightarrow z_H = 1$. Лишь когда все входные сигналы $e_i = E' \rightarrow x_i = 0$, выходной потенциал также имеет низкий уровень $V_H' = U_{KH} \rightarrow z_H = 0$ (рис. 7). Следовательно, рассматриваемое устройство в отношении сигналов e_i выполняет операцию ИЛИ в положительной логике.

Аналогичными рассуждениями можно показать, что при отрицательной логике рассматриваемое устройство выполняет операцию И.

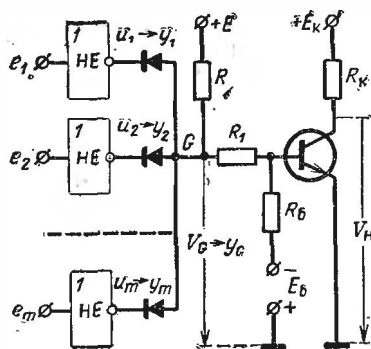


Рис. 6.

Логика	Сигнал и логические переменные	Вид сигнала
+	$e_i \rightarrow x_i$	
-	$u_i \rightarrow y_i$	
-	$V_G \rightarrow y_G$	
-	$V_H \rightarrow z$ $z = y_G$	
+	$V_H \rightarrow z_H$	

Рис. 7.

Таким образом, производя (когда нужно) инверсию полярности логики (положительная \leftrightarrow отрицательная), можно, используя диодную схему одного типа, выполнять как операцию ИЛИ, так и операцию И.

§ 21.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ (ТЛС)

1. Транзисторная логика (ТЛ). Наряду с диодными находят применение логические элементы, выполненные на основе транзисторных ключей. Различают транзисторные логические схемы (ТЛС) с последовательным и параллельным включением транзисторов. Формирование требуемых

урвней выходного потенциала в ТЛС осуществляется теми же элементами, которые выполняют логические преобразования. Поэтому ТЛС являются *устройствами с совмещенными функциями*.

2. Таблицы истинности. ТЛС осуществляют не только выполнение логической операции И или операции ИЛИ, но также и инверсию выходного сигнала, что является следствием физических свойств применяемых в ТЛС приборов. При объяснении работы ТЛС целесообразно кроме входных (x_i) и выходной (z) логической переменных вводить в рассмотрение вспомогательную переменную y , отображающую результат выполнения основной логической операции (без инвертирования). При этом переменная z является инверсией переменной y , т. е. $z = \bar{y}$. Работа ТЛС часто иллюстрируется *таблицами истинности*, подобным приведенным в табл. 1 (для двух входных переменных).

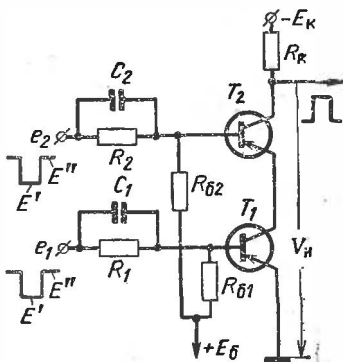


Рис. 8.

ТАБЛИЦА 21.1

а) Операция ИЛИ—НЕ

x_1	x_2	y	z
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

б) Операция И—НЕ

x_1	x_2	y	z
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

3. ТЛС с последовательным включением транзисторов на два входа изображена на рис. 8. Благодаря включению ускоряющих емкостей схема может работать как с потенциальными, так и импульсными сигналами. При отрицательной логике, т. е. при сигналах вида

$$e_i = \begin{cases} E'' \rightarrow 0 & (E'' < 0), \\ E' \rightarrow 1 & (E' < E'' < 0) \end{cases} \quad (21.11)$$

данное устройство выполняет операцию И—НЕ (см. табл. 1, б).

Когда оба входа схемы не возбуждены ($e_1 = e_2 = E' \rightarrow 0$), оба транзистора заперты, что достигается надлежащим выбором напряжения смещения E_6 и параметров схемы. При возбуждении только одного из входов (например, $e_1 = E' \rightarrow 1$) другой транзистор остается запертым и поэтому коллекторные токи обоих транзисторов близки к нулю. В обоих рассмотренных случаях выходной потенциал $V_{\text{н}} = V'_{\text{н}} \cong -E_{\text{к}} \rightarrow z = 1$. Лишь при возбуждении обоих входов схемы ($e_1 = e_2 = E' \rightarrow 1$) оба транзистора отпираются и насыщаются, что достигается надлежащим выбором параметров схемы. При этом выходной потенциал $V_{\text{н}} = V''_{\text{н}} = U_{\text{кн}} \rightarrow z = 0$.

При положительной логике рассматриваемая схема реализует логическую функцию ИЛИ—НЕ (см. табл. 1, а). При использовании транзисторов типа *n-p-n* ТЛС реализует логическую функцию И—НЕ при положительной логике и функцию ИЛИ—НЕ при отрицательной логике.

Достоинством ТЛС с последовательным включением транзисторов является отсутствие на выходе схемы паразитного сигнала. Однако такие схемы могут применяться лишь при малом числе входов ($m \leq 3$), так как при $m > 3$ возникают трудности в обеспечении одинаковых условий работы всех входных цепей.

Методика выбора параметров и режима работы ТЛС с последовательным включением транзисторов рассмотрена в литературе [197].

4. ТЛС с параллельным включением транзисторов применяются наиболее широко. Особенностью таких схем является объединение некоторых одноименных электродов транзисторов. Различают ТЛС с *объединенными коллекторами*, с *объединенными эмиттерами* и с *объединенными базами*. Не следует смешивать эти термины с терминами: схема с *общим эмиттером* (ОЭ), с *базой общей* (ОБ), с *общим коллектором* (ОК). Последние термины означают что входная и выходная цепи транзисторного каскада связаны с одним общим для этих цепей электродом одного транзистора, причем переменная составляющая потенциала этого электрода обычно равна нулю. ТЛС с объединенными электродами строятся на основе транзисторных ключей, собранных по схемам ОЭ, ОБ, ОК, но у них в отличие от подобных транзисторных ключей некоторые элект-

роды транзисторов объединяются и подключаются к общей нагрузке.

5. ТЛС с объединенными коллекторами и числом входов m изображена на рис. 9. Выходной сигнал V_H снимается с общей коллекторной нагрузки R_K . На рис. 9 пунктиром обведены цепи связи. В ТЛС с непосредственной связью цепь связи не содержит никаких элементов, и тогда следует полагать $R = R_{и}$, где $R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника $e_i (i = 1, 2, \dots, m)$ входных сигналов. В ТЛС с резисторной связью элемент связи представляет собой сопро-

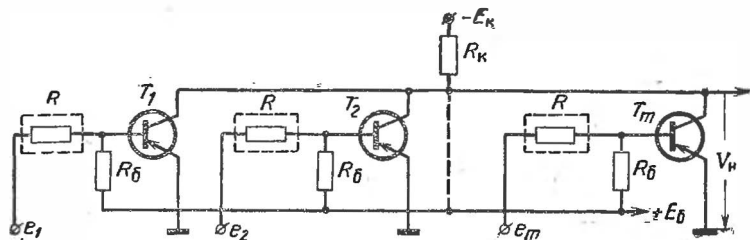


Рис. 9.

тивление R ; можно полагать, что это сопротивление учитывает также сопротивление $R_{и}$. При использовании резисторно-конденсаторной связи сопротивления R шунтируются конденсаторами (см. рис. 8).

При положительной логике ТЛС выполняет операцию И—НЕ. В этом случае при применении транзисторов типа $p-n-p$ (рис. 9) входные сигналы имеют отрицательную полярность, причем

$$e_i = \begin{cases} E'' \rightarrow 1 & (E'' \cong 0, \text{ но } E'' < 0), \\ E' \rightarrow 0 & (E' < E'' < 0). \end{cases} \quad (21.12)$$

Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы при любой рабочей температуре транзисторы в невозбужденных ветвях ($e_i = E'$) были насыщены, а в возбужденных ветвях ($e_i = E''$) были заперты. Тогда, если потенциал $E'' \rightarrow 1$ приложен не ко всем входам, то выходной потенциал равен коллекторному напряжению насыщенных транзисторов, т. е. $V_H = V'_H = U_{KB} \rightarrow z = 1$. Лишь при приложении ко всем входам потенциалов $E'' \rightarrow 1$ все транзисторы заперты и

$$V_H = V'_H = -E_K + m I_{K0} R_K \cong -E_K \rightarrow z = 0.$$

Следовательно, ТЛС выполняет операцию И—НЕ (см. табл. 1б). При этом же режиме работы транзисторов и о т -

рицательной логике ($E'' \rightarrow x = 0$ и $E' \rightarrow x = 1$) рассматриваемое устройство (рис. 9) выполняет операцию ИЛИ—НЕ (см. табл. 1, а). При замене же $p-n-p$ транзисторов на $n-p-n$ транзисторы ТЛС выполняет операцию ИЛИ—НЕ в положительной логике и операцию И—НЕ в отрицательной логике.

При построении сложных функциональных устройств бывает полезно иметь в логических схемах, кроме *основного выхода*, еще *инверсный выход*, на котором образуется сигнал, являющийся *инверсией* сигнала на основном выходе. В рассматриваемых ТЛС это достигается применением еще одного транзисторного инвертора, на базу которого подается сигнал с выхода основного инвертора ТЛС.

Быстродействие ТЛС меньше быстродействия транзисторного ключа (на одноступенчатом транзисторе). Это объясняется двумя причинами: во-первых, увеличением выходной емкости ТЛС из-за сложения барьерных емкостей коллекторных переходов параллельно включенных транзисторов; во-вторых, в ТЛС получается больший коэффициент насыщения, чем в транзисторном каскаде, что обуславливает увеличение длительности рассасывания зарядов в насыщенных базах.

Возрастание коэффициента насыщения транзисторов при их параллельном включении объясняется тем, что сумма коллекторных токов насыщенных транзисторов ТЛС почти не зависит от числа n насыщенных транзисторов (их суммарный ток определяется сопротивлением R_K и током нагрузки); но в процессе работы ТЛС n может меняться от 1 до $m - 1$, и во столько же раз должен меняться ток коллектора. Ток же базы транзистора I_B^+ устанавливается из условия должного насыщения транзистора при $n = 1$, когда ток коллектора максимален. Поэтому при уменьшении тока коллектора в $m - 1$ раз во столько же раз повышается коэффициент насыщения.

6. Переключатель эмиттерного тока. В основе ТЛС с объединенными эмиттерами лежит *транзисторный усилитель-переключатель со связанными эмиттерами* (рис. 10), называемый также переключателем тока. Такому устройству свойственны два стационарных состояния (I и II):

$$\begin{array}{l}
 \text{I} \left\{ \begin{array}{l} \text{транзистор } T_2 \text{ заперт, } i_{\text{э}2} \cong 0, u_{\text{б}2} = U_{\text{б}2}^- < 0; \\ \text{транзистор } T_1 \text{ отперт, } i_{\text{э}1} = I_{\text{э}1}^+ = i_1, u_{\text{б}1} = U_{\text{б}1}^+ > 0; \end{array} \right. \\
 \text{II} \left\{ \begin{array}{l} \text{транзистор } T_1 \text{ заперт, } i_{\text{э}1} \cong 0, u_{\text{б}1} = U_{\text{б}1}^- < 0; \\ \text{транзистор } T_2 \text{ отперт } i_{\text{э}2} = I_{\text{э}2}^+ = i_{11}, u_{\text{б}2} = U_{\text{б}2}^+ > 0. \end{array} \right.
 \end{array}$$

Переход от одного состояния к другому создается изменением э. д. с. e (в случае транзисторов типа $n-p-n$) от значения $e_1 = E''$ до значения $e_{II} = E' < E''$. Напряжение E_0 источника в цепи эмиттеров выбирается настолько большим, чтобы выполнялись неравенства: $|U_{62}^-| \ll E_0 \gg U_{62}^+$.

Так как (рис. 10) $e = u_{61} - u_{62}$ и $V_0 = -u_{62} = R_0 i - E_0$, то в состояниях I и II должны выполняться соотношения:

$$e_1 = E'' = U_{61}^+ - U_{62}^- > 0; V_{0I} = -U_{62}^- \geq 0; \quad (21.13)$$

$$I_{01}^+ \cong i_1 = \frac{E_0 - U_{62}^-}{R_0} \cong \frac{E_0}{R_0}; \quad (21.14)$$

$$e_{II} = E' = U_{61}^- - U_{62}^+ < 0; V_{0II} = -U_{62}^+ < 0; \quad (21.15)$$

$$I_{02}^+ \cong i_{II} = \frac{E_0 - U_{62}^+}{R_0} \cong \frac{E_0}{R_0}. \quad (21.16)$$

Из приближенных равенств (14) и (16), справедливых при достаточно большой величине E_0 , вытекает, что при переходе устройства от одного состояния к другому ток i почти не меняется, но переключается из одного транзистора в другой; соответственно потенциалы V_{H1} и V_{H2} коллекторов (рис. 10) меняются в противоположных направлениях. Из равенств (14) и (16) также следует тот важный вывод, что токи эмиттеров открытых транзисторов $I_{01}^+ \cong I_{02}^+$ определяются в основном величинами E_0 и R_0 , т. е. они слабо зависят от температуры и параметров транзисторов.

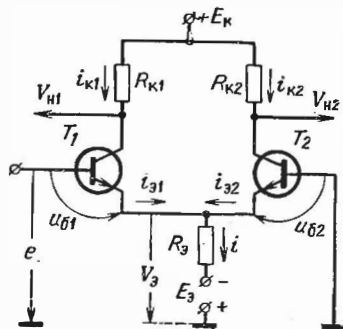


Рис. 10.

Изменения этих величин влияют лишь на базовые напряжения U_6^+ и U_6^- и на базовый ток I_6^+ открытого транзистора. Но если $I_6^+ \ll I_0^+$, то токи коллекторов открытых транзисторов почти не зависят от температуры и параметров транзисторов. Это обстоятельство позволяет использовать транзисторы в ненасыщенном режиме работы, что способствует повышению быстродействия схемы (уменьшается время запираения открытого транзистора).

Из соотношений (13) и (15) следует, что перепад напряжений входной э. д. с.

$$\Delta E = E'' - E' = U_{\bar{6}1}^+ - U_{\bar{6}1}^- + U_{\bar{6}2}^+ - U_{\bar{6}2}^- = \Delta U_{\bar{6}1} + \Delta U_{\bar{6}2}. \quad (21.17)$$

равен сумме перепадов базовых напряжений транзисторов, т. е. составляет около (1 ÷ 1,5) В. При этом полярность напряжений E' и E'' противоположна: $E' < 0$, а $E'' > 0$. Последнее является недостатком рассмотренного устройства, так как оно приводит к несовместимости (несогласованности) выходных и входных потенциалов. Поэтому приходится применять специальные меры для согласования указанных потенциалов [111, 204]. Обычно для этой цели устанавливают на выходах ТЛС эмиттерные повторители. При

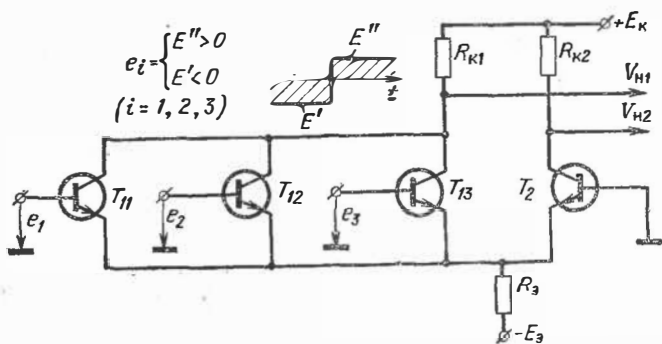


Рис. 11.

этом также возрастает коэффициент разветвления ТЛС, т. е. повышается нагрузочная способность устройства. Так как для управления другими логическими схемами требуется перепад выходного потенциала $\Delta V_n = \Delta E \cong 1$ В, то обычно приемлема установка сопротивления $R_n \cong \cong (100 \div 200)$ Ом и напряжения $E_n \cong (2 \div 3)$ В (рис. 10).

7. ТЛС с объединенными эмиттерами (на 3 входа) изображена на рис. 11, где вместо одного переключающего транзистора T_1 (рис. 10) установлены 3 транзистора: T_{11} , T_{12} и T_{13} .

При положительной логике ТЛС реализует функцию ИЛИ—НЕ на 1-м выходе и функцию ИЛИ на 2-м выходе. Действительно, при возбуждении одного какого-нибудь входа ($e_i = E'' \rightarrow 1$) соответствующий транзистор T_{1i} открыт, а транзистор T_2 заперт. При этом на 1-м выходе

получается низкий потенциал $V'_{н1} \rightarrow 0$, а на 2-м выходе — высокий потенциал $V''_{н2} \cong E_K \rightarrow 1$. Только если ни один из входов не возбужден ($e_i = E' \rightarrow 0$), то все транзисторы T_{1i} заперты, а транзистор T_2 открыт; при этом $V_{н1} = V''_{н1} \cong \cong E_K \rightarrow 1$, а $V_{н2} = V'_{н2} \rightarrow 0$. Работа ТЛС отображается таблицей истинности (табл. 2, а), в которой $e_i \rightarrow x_i$, $y = x_1 + x_2 + x_3$ — вспомогательная логическая переменная, отображающая результат выполнения основной логической операции, и $V_{н1} \rightarrow z_1 = \bar{y}$, а $V_{н2} \rightarrow z_2 = \bar{z}_1 = y$.

ТАБЛИЦА 21.2

а) Логика положительная

$e_i \rightarrow x_i$			Логич. функция		
$V_{н1,2} \rightarrow z_{1,2}$			y	ИЛИ—НЕ	ИЛИ
x_1	x_2	x_3		$z_1 = \bar{y}$	$z_2 = \bar{z}_1$
0	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	1
0	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	1

б) Логика отрицательная

$e_i \rightarrow x_i$			Логич. функция		
$V_{н1,2} \rightarrow z_{н1,2}$			y	И—НЕ	И
x_1	x_2	x_3		$z_1 = \bar{y}$	$z_2 = \bar{z}_1$
0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	0
1	1	1	0	1	0
1	1	1	1	0	1

При отрицательной логике ТЛС (рис. 11) реализует функцию И—НЕ на 1-м выходе и функцию И на 2-м выходе (табл. 2, б).

ТЛС данного типа может строиться и на *p-n-p* транзисторах.

8. Переключатель базового тока. Основным элементом ТЛС с объединенными базами является усилитель-переключатель со связанными базами (рис. 12). Подобно переключателю эмиттерного тока данному переключателю также свойственны два стационарных состояния: в состоянии I транзистор T_1 насыщен, а транзистор T_2 заперт; в состоянии II транзистор T_2 насыщен, а транзистор T_1 заперт. Так как независимо от указанных состояний потенциал баз

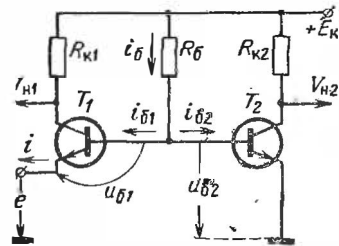


Рис. 12.

$|V_{\bar{6}}| = |u_{\bar{6}2}| \ll E_K$, то практически можно полагать ток базы неизменным:

$$i_{\bar{6}} \cong I_{\bar{6}}^{\dagger} \cong E_K/R_{\bar{6}}, \quad (21.18)$$

причем его величина должна обеспечивать нужное насыщение транзисторов при наибольшем токе нагрузки и наиминимальшей рабочей температуре. При переходе устройства от одного состояния к другому ток $I_{\bar{6}}^{\dagger}$ переключается к базе отпираемого транзистора. Таковой переход создается изменением входной э. д. с. e от значения (для транзисторов типа $n-p-n$) $e_I = E'$ до значения $e_{II} = E'' > E'$, причем, как это видно из схемы (рис. 12),

$$\left. \begin{aligned} e_I = E' &= -U_{\bar{6}1}^{\dagger} + U_{\bar{6}2} < 0 \quad (T_1 \text{ насыщен}), \\ e_{II} = E'' &= -U_{\bar{6}1} + U_{\bar{6}2}^{\dagger} > 0 \quad (T_2 \text{ насыщен}). \end{aligned} \right\} \quad (21.19)$$

Отсюда следует, что полярность напряжений E' и E'' противоположна, а перепад напряжений входной э. д. с. также выражается равенствами (17). Следовательно, для управления данным устройством нужен входной сигнал e , аналогичный входному сигналу переключателя эмиттерного тока (см. п. 6), с перепадом $E'' - E' \cong 1$ В. Однако для управления переключателем входной ток i должен быть весьма значительным. Так, при переключении из состояния II (транзистор T_2 насыщен) входной ток i должен быть равен стационарному току эмиттера $i_{\bar{6}1} = I_{\bar{6}1}^{\dagger}$. В этом случае происходит быстрое отпирание транзистора T_1 (в начальные моменты времени, пока ток $i_{K1} \cong 0$, базовые токи $i_{\bar{6}1} \cong I_{\bar{6}1}^{\dagger}$ и $i_{\bar{6}2} \cong I_{\bar{6}}^{\dagger} - I_{\bar{6}1}^{\dagger} < 0$). Но после входа транзистора T_1 в насыщение ток базы $i_{\bar{6}2}$ падает почти до нуля, и дальнейшее запираение транзистора T_2 протекает вяло*).

В рассматриваемом переключателе тока, как и в переключателе эмиттерного тока, приходится принимать меры по обеспечению совместимости выходных и входных потенциалов (см. п. 6). В отличие от переключателя эмиттерного тока в данном переключателе тока (рис. 12) транзистор T_1 не инвертирует входной сигнал, так как этот транзистор включен по схеме с общей базой.

9. ТЛС с объединенными базами (на 3 входа) изображена на рис. 13. Здесь вместо одного переключающего транзисто-

*) Вызывает сомнение имеющееся в работе [204] утверждение о том, что быстродействие переключателя базового тока (при существенно насыщенном режиме работы) приближается к быстродействию переключателя эмиттерного тока.

ра T_1 имеется 3 транзистора: T_{11} , T_{12} и T_{13} . Сигналы с коллекторов этих транзисторов подаются на эмиттерный повторитель T_{31} , а с коллектора транзистора T_2 — на эмиттерный повторитель T_{32} . Группа входных транзисторов T_{1i} может быть также выполнена в виде *транзисторной матрицы* на одном полупроводниковом кристалле. Пригодным для этой цели является также *многоэмиттерный транзистор* — МЭТ (рис. 14).

Если хотя бы на одном входе действует низкий потенциал $e_i = E' < 0$, то соответствующий транзистор T_{1i} открыт,

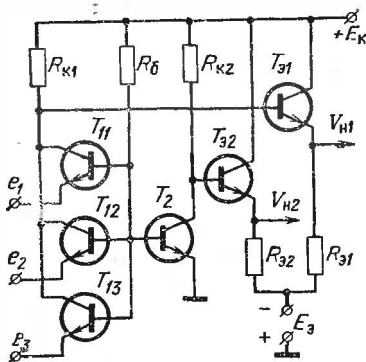


Рис. 13.

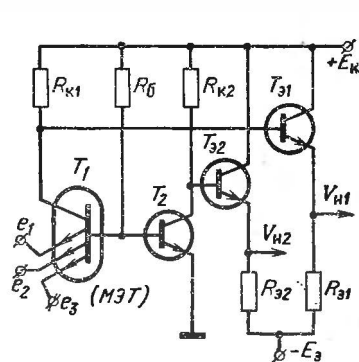


Рис. 14.

а транзистор T_2 заперт. При этом на 1-м выходе получается низкий потенциал $V'_{н1} \cong 0$, а на 2-м выходе — высокий потенциал $V''_{н2} \cong E_K$. Только если на всех входах действуют высокие потенциалы $e_i = E'' > 0$, то все транзисторы T_{1i} заперты, а транзистор T_2 открыт. При этом $V_{н1} = V''_{н1} \cong \cong E_K$, а $V_{н2} = V'_{н2} \cong 0$. Следовательно, при положительной логике устройство реализует логическую функцию И по 1-му выходу и функцию И—НЕ по 2-му выходу (табл. 3, а). При отрицательной логике реализуется функция ИЛИ по 1-му выходу и функция ИЛИ—НЕ по 2-му выходу (табл. 3, б).

10. Рассмотренные ТЛС могут использоваться во взаимной комбинации друг с другом, образуя более сложные комбинированные (двухступенчатые) логические схемы. 1-я ступень выполняет входную логику, а 2-я ступень — выходную. Такие логические схемы относятся к классу схем *транзисторно-транзисторной логики* (ТТЛ). Схемы таких устройств рассмотрены в литературе [200, 204]. При использовании во входной ступени диодных логических схем образуемые схемы относятся к классу *диодно-транзисторной*

а) Логика положительная

$e_i \rightarrow x_i$			Логич. функция	
$V_{Н1} \rightarrow z_1$			И	И-НЕ
$V_{Н2} \rightarrow z_2$				
x_1	x_2	x_3	z_1	$z_2 = \overline{z_1}$
0	0	0	0	1
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	0

б) Логика отрицательная

$e_i \rightarrow x_i$			Логич. функция	
$V_{Н1} \rightarrow z_1$			ИЛИ	ИЛИ-НЕ
$V_{Н2} \rightarrow z_2$				
x_1	x_2	x_3	z_1	$z_2 = \overline{z_1}$
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	1	0
1	0	0	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

логики (ДТЛ). Один из вариантов таких схем, рассмотренный в § 1 (см. рис. 1), отличался тем, что в выходной ступени использовался транзисторный инвертор. В схемах класса ДТЛ в выходной ступени могут использоваться и другие виды транзисторных логических элементов, например ТЛС с объединенными эмиттерами или базами.

Рассмотренные ТЛС могут выполняться из дискретных компонентов и на основе микромодульной и интегральной технологии.

§ 21.3. ЛОГИЧЕСКАЯ СХЕМА ЗАПРЕЩЕНИЯ (ЗАПРЕТ)

1. Структурная схема. Схема ЗАПРЕТ выполняет операцию

$$z = \overline{xy}. \quad (21.20)$$

ТАБЛИЦА 21.4

x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

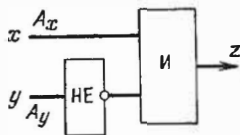


Рис. 15.

Эта схема включает в себя схему НЕ и схему И (рис. 15). Здесь в отличие от простой схемы И один из входных сигналов предварительно инвертируется. Смысл операции ЗАПРЕТ поясняется табл. 4. Операцию ЗАПРЕТ можно

трактовать как запрещение передачи информации с потенциальной единицы ($x = 1$) со входа A_x на выход посредством сигнала $y = 1$, поступающего на вход A_y . Вход A_x называется *информационным*, а вход A_y — *запрещающим*. Схема ЗАПРЕТ называется также схемой НЕТ.

2. Принципиальная схема ЗАПРЕТ для работы с потенциальными сигналами при отрицательной логике изображена на рис. 16. Она содержит диодную схему И и транзисторный инвертор. В данном случае входные сигналы $e_x \rightarrow x$ и $e_y \rightarrow y$ имеют отрицательную полярность,

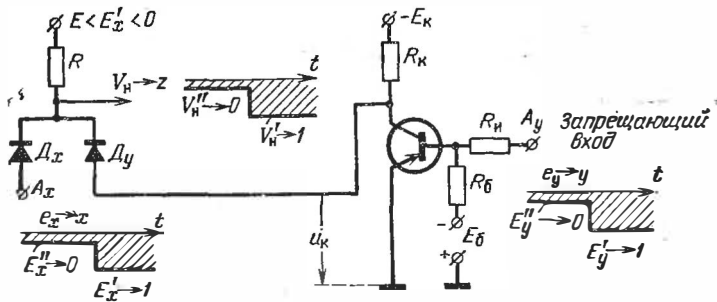


Рис. 16.

причем их высокий уровень $E'_x = E'_y \cong 0$. Информационный сигнал низкого уровня $E'_x \cong -E_K$, а запрещающий сигнал низкого уровня E'_y должен вводить в насыщение транзистор, который должен оставаться запертым при действии сигнала E''_y . Указанный режим работы транзистора обеспечивается выбором напряжения $E_б$ и параметров инвертора. Напомним, что при отрицательной логике напряжение питания схемы И $E < E'_x \cong -E_K$.

Пусть на запрещающем входе A_y действует сигнал низкого уровня $e_y = E'_y$ ($y = 1$). Тогда транзистор насыщен и коллекторное напряжение $u_K = U_{KH} \cong 0$ ($u_K \rightarrow \bar{y} = 0$). В этом случае независимо от величины информационного сигнала e_x на выходе схемы И получается сигнал $V_n = V''_n \cong U_{KH} \cong 0$ ($z = 0$). Различие будет заключаться лишь в том, что при $e_x = E'_x$ ($x = 1$) диод D_x будет заперт, а диод D_y отперт; в случае же $e_x = E'_x \cong 0$ могут быть отперты оба диода (если $E'_x \cong U_{KH}$).

Пусть теперь сигнал $e_y = E''_y \cong 0$ ($y = 0$). Тогда транзистор заперт и коллекторное напряжение $u_K \cong -E_K$ ($y = 1$). В этом случае при поступлении информационного

сигнала $e_x = E'_x$ ($x = 1$) он проходит на выход схемы И, т. е. $V_n = V'_n \cong E'_x \cong -E_K$ ($z = 1$); если же $e_x = E'_x \cong 0$ ($x = 0$), то выходной сигнал $V''_n \cong E''_x \cong 0$ ($z = 0$).

Таким образом, появление сигнала $e_y \rightarrow 1$ на запрещающем входе A_y не допускает прохождения информационного сигнала $e_x \rightarrow 1$.

3. Операция ЗАПРЕТ при импульсных сигналах часто выполняется в условиях, когда значения логической переменной 1 и 0 отображаются присутствием или отсутствием импульса на некоторых определенных временных (сигнальных) позициях. Когда на запрещающем входе A_y (рис. 15)

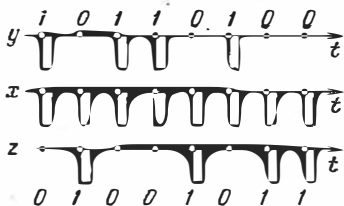


Рис. 17.

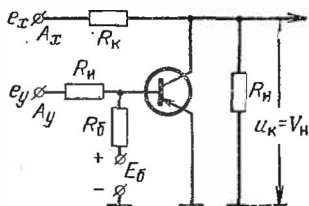


Рис. 18.

импульса нет ($y = 0$), то импульс ($x = 1$), поступающий на информационный вход A_x , проходит на выход схемы ($z = 1$). Если же одновременно на оба входа поступают импульсы ($x = 1$ и $y = 1$), то на выход импульс не проходит ($z = 0$).

Если на вход A_x подать периодическую последовательность тактовых импульсов ($x = 1$), а на вход A_y поступают импульсы, отображающие логическую переменную y (рис. 17), то схема ЗАПРЕТ выполняет логическую операцию отрицания по отношению к переменной y . Действительно, так как в данном случае всегда переменная $x = 1$, то операция ЗАПРЕТ $z = xy = \bar{y}$ вырождается в операцию НЕ.

4. Схема ЗАПРЕТ на одном транзисторе типа $p-n-p$ при работе в отрицательной логике приведена на рис. 18. Схема представляет собой транзисторный ключ, в котором источник питания коллекторной цепи $-E_K = \text{const}$ заменен входным сигналом $e_x \rightarrow x$. В базовую цепь поступают сигналы $e_y \rightarrow y$. Вход A_x является информационным, а вход A_y — запрещающим. Схема может работать как с потенциальными, так и импульсными сигналами.

Предположим, что на входы схемы поступают импульсные сигналы отрицательной полярности. При отсутствии сигнала e_y в базовой цепи ($y = 0$) транзистор заперт смещающим напряжением $E_b > 0$ в цепи базы, и при воздействии сигнала $e_x < 0$ ($x = 1$) на выходе возникает сигнал $V_H = e_x R_H / (R_K + R_H)$ ($z = 1$). Если же одновременно с сигналом $e_x < 0$ поступает сигнал $e_y < 0$ ($y = 1$), то транзистор отпирается и насыщается. В этом случае выходной сигнал $V_H = U_{KH} \cong 0$, чему соответствует значение логической переменной $z = 0$.

§ 21.4. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ РАВНОЗНАЧНОСТИ И НЕРАВНОЗНАЧНОСТИ

1. **Операция равнозначности** двух логических переменных x и y реализует логическую функцию

$$z = xy + \bar{x} \cdot \bar{y}, \quad (21.21)$$

смысл которой поясняется в табл. 5. Как видно, выходной сигнал, изображающий логическую переменную $z = 1$, должен появляться только в случаях, когда обе входные логические переменные имеют равные значения, т. е. либо при $x = 0$ и $y = 0$, либо при $x = 1$ и $y = 1$. В случае же, когда $x = 0$ и $y = 1$ или $x = 1$ и $y = 0$, выходной сигнал должен соответствовать $z = 0$.

ТАБЛИЦА 21.5

x	y	$x \cdot y$	$\bar{x} \cdot \bar{y}$	z
0	0	0	1	1
0	1	0	0	0
1	0	0	0	0
1	1	1	0	1

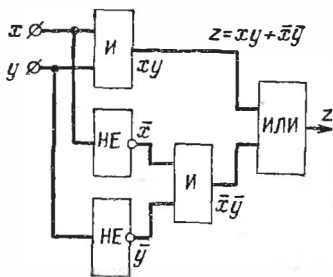


Рис. 19.

гические переменные имеют равные значения, т. е. либо при $x = 0$ и $y = 0$, либо при $x = 1$ и $y = 1$. В случае же, когда $x = 0$ и $y = 1$ или $x = 1$ и $y = 0$, выходной сигнал должен соответствовать $z = 0$.

Структура логической функции (21) указывает путь ее реализации посредством логических схем НЕ, И, ИЛИ. Функциональная схема устройства, реализующего операцию равнозначности, изображена на рис. 21.19.

2. Операция неравнозначности двух логических переменных x и y реализует логическую функцию

$$z = x \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot y, \quad (21.22)$$

смысл которой поясняется в табл. 6. Как видно, выходной сигнал, изображающий логическую переменную $z = 1$, должен появляться только в случаях, когда значения входных логических переменных x и y не совпадают, т. е. либо при $x = 0$ и $y = 1$, либо при $x = 1$ и $y = 0$. В противных случаях выходной сигнал должен соответствовать $z = 0$.

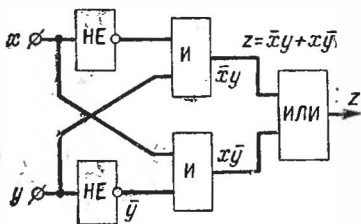


ТАБЛИЦА 21.6

x	y	$x \cdot \bar{y}$	$\bar{x} \cdot y$	z
0	0	0	0	0
0	1	0	1	1
1	0	1	0	1
1	1	0	0	0

Рис. 20.

Из формулы (22) вытекает, что для реализации операции неравнозначности следует применить устройство, функциональная схема которого изображена на рис. 20. Такое устройство состоит из двух схем ЗАПРЕТ (т. е. схем НЕ—И) и одной схемы ИЛИ.

§ 21.5. МНОГОСТУПЕНЧАТЫЕ ДИОДНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

1. Пусть даны 2 группы логических переменных x_{1i} ($i = 1, 2, \dots, m$) и 2_j ($j = 1, 2, \dots, n$) и нужно реализовать логическую функцию

$$z = (x_{11} + x_{12} + \dots + x_{1m}) \cdot (x_{21} + x_{22} + \dots + x_{2n}). \quad (21.23)$$

Структура этой функции указывает на то, что логическое преобразование можно произвести в два этапа (в две ступени): на 1-м этапе посредством схем ИЛИ объединяется информация о переменных x_{1i} и x_{2j} , а на 2-м этапе посредством схемы И выполняется операция логического умножения переменных, получаемых на выходах схем ИЛИ. В соответ-

стии с этим структурная схема устройства, реализующего операцию (23), имеет показанный на рис. 21 вид.

2. Аналогично логическая функция

$$z = (x_{11} \cdot x_{12} \dots x_{1m}) + (x_{21} \cdot x_{22} \dots x_{2n}) \quad (21.24)$$

реализуется посредством устройства, структурная схема которого изображена на рис. 22.

3. Приведенные на рис. 21 и 22 логические схемы называются *двухступенчатыми переключательными схемами*. В зависимости от вида выполняемой в каждой ступени операции различают двухступенчатые схемы типов ИЛИ—И

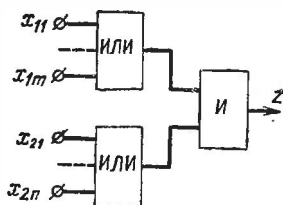


Рис. 21.

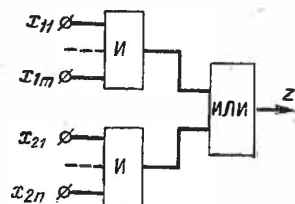


Рис. 22.

(рис. 21), И—ИЛИ (рис. 22), ИЛИ—ИЛИ, И—И. Применяются также трехступенчатые и с большим числом ступеней переключательные схемы.

Работоспособность многоступенчатых схем достигается выбором надлежащих режимов работы логических схем во всех ступенях. При этом, так как наиболее нежелательным является режим А работы логических схем, а режим В при случайном изменении параметров схем или питающих напряжений может перейти в режим А, то применительно к сложным многоступенчатым схемам часто устанавливается менее критичный режим работы С. Пример выбора нужного режима работы двухступенчатой переключательной схемы приводится в пп. 4 и 5.

4. Выбор режима работы двухступенчатой схемы. Для определенности рассмотрим схему типа ИЛИ — И, содержащую в 1-й ступени s двухвходовых схем ИЛИ, а во 2-й ступени схему И на s входов (рис. 23). Будем полагать сопротивление $R_{нз}$ нагрузки фиксированным и примем, что устройство работает в положительной логике, причем на всех входах действуют потенциальные сигналы

$$e = E' \rightarrow 0 \quad \text{или} \quad e = E'' \rightarrow 1 \quad (E'' > E') \quad (21.25)$$

Определим, при каком соотношении параметров схемы обеспечивается работа всех логических схем в режиме С.

При работе в режиме С либо открыт один диод, либо открыты оба диода любой схемы ИЛИ; первое имеет место при возбуждении только одного входа схемы ИЛИ, а второе — при возбуждении двух или ни одного входа схемы ИЛИ. Имея это в виду, представим каждую схему ИЛИ в виде эквивалентного источника входных сигналов e_{G_r} ($r = 1, 2, \dots, s$) схемы И, который обладает внутренним сопротивлением R_{G_r} (рис. 24, а). Эти величины определяются из теоремы об эквивалентном генераторе (э. д. с. e_{G_r} равна потен-

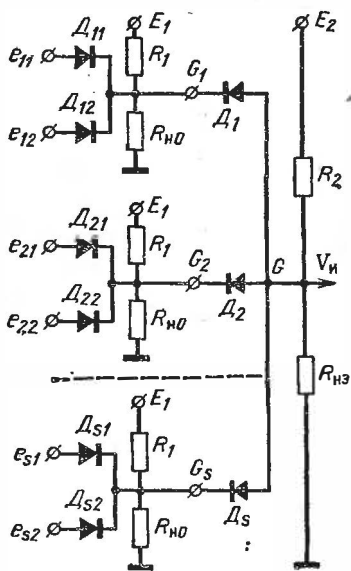


Рис. 23.

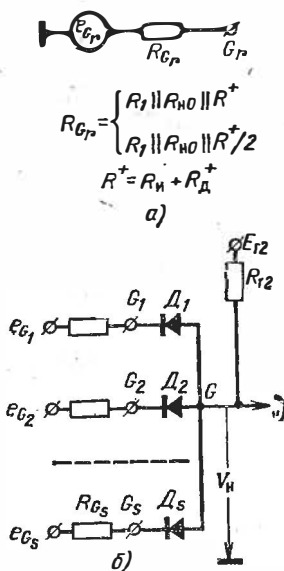


Рис. 24.

циалу V_{G_r} точки G_r (рис. 23) при отключенной схеме И). В зависимости от того, действуют ли на обоих входах схемы ИЛИ сигналы E' или хотя бы один вход этой схемы возбужден, э. д. с.

$$e_{G_r} = \begin{cases} V''_{G_r} < E'', \\ V'_{G_r} < E'. \end{cases} \quad (21.26)$$

Написанные здесь неравенства не являются сильными; они обусловлены небольшим падением напряжения $I_d^+ R^+$ на сопротивлении $R^+ = R_d^+ + R_{и}$ ($R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника входных сигналов), вызванным протеканием тока открытого диода схемы ИЛИ.

Что же касается сопротивления эквивалентного генератора (рис. 24, а), то оно зависит от того, открыты ли оба или только один диод схемы ИЛИ.

Применяя также теорему об эквивалентном генераторе в отношении делителя напряжения $R_2 - R_{HЭ}$ (рис. 23), получим эквивалентную схему всего устройства, представленную на рис. 24, б, где

$$E_{Г2} = E_2 R_{HЭ} / (R_{HЭ} + R_2); \quad R_{Г2} = R_{HЭ} \parallel R_2. \quad (21.27)$$

Из анализа работы схемы И (см. § 20.2, п. 4) следует, что для обеспечения режима С работы схемы И должно выполняться неравенство $E_{Г2} > V_{G_1}$. Для этого, учитывая неравенство (26), достаточно удовлетворить равенствам

$$E_{Г2} = E'' \quad \text{или} \quad R_2 = \left(\frac{E_2}{E''} - 1 \right) R_{HЭ}, \quad (21.28)$$

где принято во внимание первое равенство (27).

Чем меньше сопротивление R^+ тем более слабым будет режим С (он приближается к режиму В работы схемы И).

5. Обратимся теперь к вопросу об обеспечении режима С работы схем ИЛИ. Для этого рассмотрим какую-нибудь из схем ИЛИ (рис 23), например схему на диодах D_{11} и D_{12} . Из анализа схемы ИЛИ (см. § 20.3, п. 4) вытекает, что для обеспечения режима С схемы ИЛИ потенциал точки G_1 при отключенных источниках e_{11} и e_{12} (обозначим этот потенциал через V_{01}) должен быть меньше потенциала E' . Можно заметить, что чем больше ток отпертого диода D_1 , тем выше потенциал V_{01} . Значит, наибольшая величина этого потенциала будет иметь место, когда в схеме И отперт только диод D_1 , а остальные $s - 1$ диодов заперты (т. е. при возбуждении в схеме И $k = s - 1$ входов). Рассмотрим для этого случая представленную на рис. 25 схему, в которой источники e_{11} и e_{12} отключены, отпертый

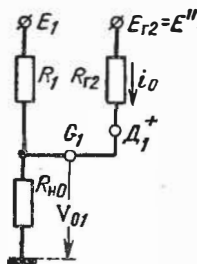


Рис. 25.

диод D_1 заменен короткозамкнутым элементом ($R_{Г2} \gg R_D^+ \approx 0$) и пренебрежено влиянием запертых диодов схемы И. Из этой схемы видно, что если $E_1 \geq E_{Г2} = E''$, то включение сопротивления R_{H0} является обязательным. Действительно, только в этом случае возможно протекание тока i_0 в показанном на рис. 25 направлении, что необходимо для понижения потенциала точки G_1 до значения $V_{01} < E' < E''$, где $E'' = E' + \Delta E$ ($\Delta E > 0$).

В общем случае, из схемы рис. 25 видно, что $V_{01} = E'' - i_0 R_{Г2}$, откуда

$$V_{01} = E'' - \left(E'' - E_1 \frac{R_{H0}}{R_1 + R_{H0}} \right) \frac{R_{Г2}}{R_{Г2} + (R_1 \parallel R_{H0})}.$$

Требую для обеспечения режима С выполнения неравенства $V_{01} < E'$ и решая его относительно E_1 с учетом формул (27) и (28), найдем

$$E_1 < \frac{R_1}{R_{H0} \parallel R_1} \left[E' - \Delta E \frac{R_{H0} \parallel R_1}{R_{HЭ} (1 - E''/E_2)} \right]. \quad (21.29)$$

В случае же если $R_{\text{нз}} = \infty$ и $E_2 = E''$, это неравенство принимает вид

$$E_1 < \frac{R_1}{R_{\text{н0}} \parallel R_1} \left(E' - \Delta E \frac{R_{\text{н0}} \parallel R_1}{R_2} \right). \quad (21.30)$$

Эти формулы позволяют найти параметры схемы при заданных напряжениях источников и сигналов и заданном сопротивлении нагрузки $R_{\text{нз}}$. Для предотвращения снижения величины выходного сигнала должны достаточно сильно выполняться неравенства $R_{\text{н0}} \gg \gg R^+$ ($R^+ = R_{\text{и}} + R_{\text{д}}^+$) и $R_{\text{г2}} \gg R_{\text{Г}}$ (см. рис. 24).

Из формул (29) и (30) видно, что при $E_1 > 0$ значение $R_{\text{н0}} = \infty$ возможно лишь при достаточно большой величине нижнего уровня $E' > 0$. В случае же $E_1 < 0$ для возможности $R_{\text{н0}} = \infty$ абсолютная величина $|E_1|$ должна быть достаточно велика.

МНОГОКАСКАДНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ

УСТРОЙСТВА КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

§ 22.1. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ КОДОВ С ФИКСИРОВАННЫМИ ИНТЕРВАЛАМИ МЕЖДУ ИМПУЛЬСАМИ

1. При решении ряда технических задач для передачи сообщений используются *кодовые серии импульсов*. В показанной на рис. 1 серии импульсов, образующих *трехимпульсный код*, информация заключена в фиксированных

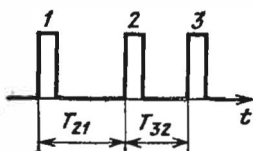


Рис. 1.

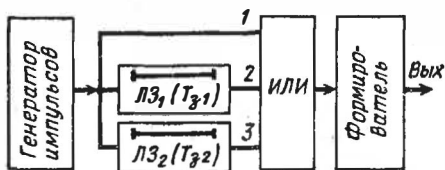


Рис. 2.

интервалах T_{21} и T_{32} между импульсами. Подобные кодированные сигналы применяются в *системах опознавания, в телеметрических линиях связи и др.*

2. **Функциональная схема** распространенного устройства формирования кодовых серий импульсов изображена на рис. 2. Устройство содержит генератор периодически повторяющихся импульсов (обычно прямоугольной формы), линии задержки импульсов $ЛЗ_1$ и $ЛЗ_2$ (на время T_{31} и T_{32}), схему сборки импульсов (схему ИЛИ) и выходной формирователь импульсов.

Принцип работы устройства поясняется временными диаграммами (рис. 3). Каждый импульс I , вырабатываемый генератором (рис. 3, а), поступает непосредственно на схему ИЛИ и, кроме того, на входы линий задержки; на вы-

ходах линий задержки появляются импульсы 2 и 3 с запаздываниями T_{21} и T_{32} соответственно (рис 3, б, в). В результате на входах схемы ИЛИ появляются последовательно импульсы 1, 2 и 3 с интервалами $T_{21} = T_{21}$ и $T_{32} = T_{32} - T_{21}$. Эти импульсы собираются схемой ИЛИ в один канал и подаются на выходное формирующее устройство.

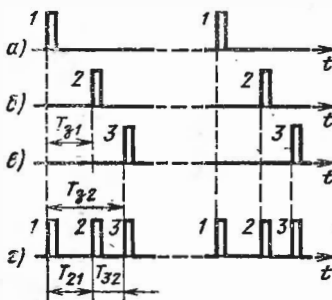


Рис. 3.

Импульсы, проходящие через линии задержки, несколько затухают и искажаются. Часто требуется, чтобы все импульсы кодовой группы имели одинаковую форму и высоту. Тогда в качестве выходного устройства применяется ждущий генератор импульсов, запускаемый импульсами, поступающими с выхода схемы ИЛИ.

На выходе ждущего генератора формируются импульсы, нормированные по высоте и длительности.

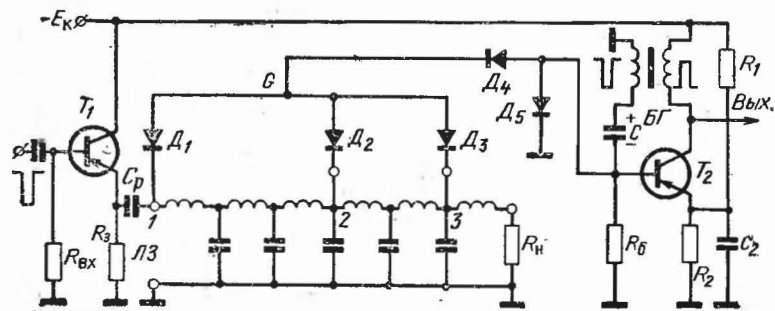


Рис. 4.

3. Принципиальная схема устройства формирования трехимпульсного кода изображена на рис. 4. Импульсы отрицательной полярности поступают на вход эмиттерного повторителя на транзисторе T_1 , а с его выхода через разделительный конденсатор на вход электромагнитной линии задержки (ЛЗ). Практически вместо двух ЛЗ (см. рис. 2) применяется одна ЛЗ с отводами. Первый отвод сделан от

начала ЛЗ (точка 1), второй — от точки 2, в которой им импульс появляется с запаздыванием на время T_{31} , а третий — от точки 3, в которой импульс появляется через время $T_{32} > > T_{31}$ (число отводов равно числу импульсов кодовой группы).

Все отводы ЛЗ соединены со входами схемы ИЛИ, выполненной на диодах $D_1—D_3$ и резисторе R_6 . При появлении отрицательного импульса, на каком-нибудь входе схемы ИЛИ соответствующий диод отпирается, и потенциал точки G становится отрицательным (до этого он был равен нулю). Вследствие этого остальные диоды схемы ИЛИ запираются. Последнее благоприятно в том отношении, что импульс, поступающий в схему ИЛИ через какой-нибудь диод, не проходит в ЛЗ через другие диоды. Это предотвращает появление в ЛЗ и, следовательно, в формируемом коде дополнительных (ложных) импульсов. Таким образом схема ИЛИ выполняет не только функцию сборки импульсов, но также и развязку отводов ЛЗ.

Отрицательные импульсы из точки G через диод D_4 поступают на базу транзистора T_2 ждущего блокинг-генератора (БГ). Такой режим работы БГ достигается благодаря действию отрицательного напряжения смещения на эмиттере транзистора T_2 , которое создается в цепочке $R_2—C_2$ делителем напряжения $R_1—R_2$. При поступлении отрицательного импульса со схемы ИЛИ транзистор T_2 отпирается, и БГ формирует импульс напряжения положительной полярности, снимаемый с коллектора транзистора.

При возникновении регенеративного процесса в БГ потенциал базы транзистора T_2 быстро падает, вследствие чего клапанирующий диод D_4 запирается, и цепь базы отсекается от схемы ИЛИ и ЛЗ (предотвращается влияние паразитных емкостей на работу БГ). Диод D_5 иногда включается для уменьшения времени восстановления ждущего режима работы БГ; длительность стадии восстановления должна быть меньше наименьшего интервала между импульсами кода.

Для предотвращения отражений от конца ЛЗ ее характеристическое сопротивление ρ должно быть согласовано с сопротивлением резистора $R_H = \rho$. Кроме того, необходимо сильное выполнение неравенства $R_6 \gg \rho$ (иначе нарушается однонаправленная передача импульсов к нагрузочному концу ЛЗ).

4. Изменение интервалов между импульсами кода осуществляется механическим переключением отводов ЛЗ.

§ 22.2. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ КОДОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ИНТЕРВАЛАМИ МЕЖДУ ИМПУЛЬСАМИ

1. В некоторых случаях применяются кодовые группы импульсов с плавно регулируемыми интервалами между импульсами. Формирование такого сигнала с помощью ЛЗ (рис. 4) невозможно, и в качестве устройств задержки импульсов применяют ждущие генераторы импульсов.

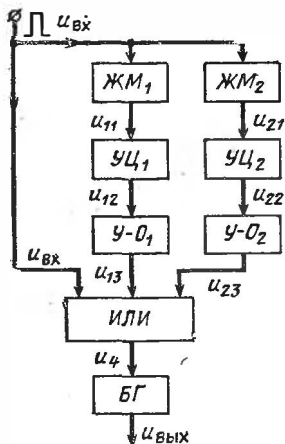


Рис. 5.

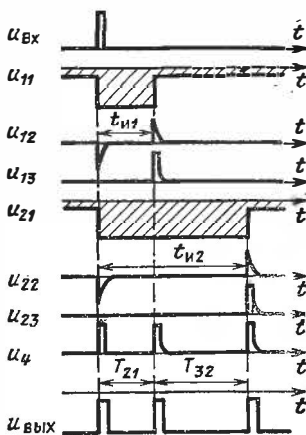


Рис. 6.

2. Функциональная схема устройства формирования трехимпульсного кода с плавно регулируемыми интервалами изображена на рис. 5. На рис. 6 приведены временные диаграммы, поясняющие работу устройства. Исходные импульсы $u_{вх}$ поступают непосредственно на один вход схемы ИЛИ и на два устройства задержки. Одно из них содержит ждущий мультивибратор ЖМ₁, укорачивающую цепь УЦ₁ и усилитель-ограничитель У-О₁. Импульс напряжения $u_{вх}$ запускает ждущий мультивибратор ЖМ₁, а на его выходе формируется отрицательный импульс напряжения u_{11} , длительность $t_{н1}$ которого определяется только параметрами мультивибратора. В результате прохождения этого импульса через укорачивающую цепь УЦ₁ на ее выходе образуются два разнополярных импульса (u_{12}), причем импульс положительной полярности задержан относительно входного импульса на время $T_{21} = t_{н1}$. Именно этот импульс

проходит через усилитель-ограничитель У-О₁, и с его выхода импульс u_{13} поступает на вход схемы ИЛИ. Аналогично работает второе устройство задержки, создающее на 3-м входе схемы ИЛИ положительный импульс u_{23} , задержанный относительно импульса $u_{вх}$ на время T_{32} , равное длительности $t_{и2}$ импульса ждущего мультивибратора ЖМ₂.

Таким образом, на входе схемы ИЛИ получаются три импульса, образующие трехимпульсный код. Обычно эти импульсы нормализуются с помощью ждущего генератора импульсов (например, БГ).

Так как интервалы между импульсами $T_{21} = t_{и1}$, а $T_{32} = t_{и2} - t_{и1}$, то, меняя тем или иным способом длительности импульсов, формируемых мультивибраторами, можно плавно регулировать интервалы между импульсами кода. Недостатком данного способа формирования импульсных кодов является нестабильность длительностей интервалов между импульсами, обусловленная нестабильностью длительностей импульсов, вырабатываемых ждущими мультивибраторами [69].

3. Известен ряд других способов изменения интервалов между импульсами кода, в основе которых лежат различные методы временной задержки импульсов (в том числе методы квантованной задержки с помощью элементов цифровых устройств) [69].

§ 22.3. РЕГИСТРАЦИЯ ДВОИЧНОГО ЦИФРОВОГО КОДА

1. **Двоичная система счисления.** В такой системе целое положительное число N представляется суммой

$$N = a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0, \quad (22.1)$$

где коэффициенты a_i принимают одно из двух значений: 0 или 1 (*двоичные цифры*). Отдельные слагаемые в сумме (1) называются *разрядами* числа; при $a_i \neq 0$ они имеют разный вес, определяемый множителем 2^i ($0 \leq i \leq n - 1$). При написании числа в двоичной системе применяется сокращенная форма, в которой указываются только значения двоичных цифр. Так, например, число

$$N = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 83$$

записывается в виде $N = 1010011$.

2. **Отображение двоичных цифр.** Для отображения цифры в каждом разряде можно применить любое устройство, об-

ладающее двумя состояниями устойчивого равновесия. Такими устройствами являются электронные триггеры, индуктивная катушка с сердечником из магнитного материала и др. Широко применяются для этой цели транзисторные триггеры.

В дальнейшем будем полагать, что для отображения двоичной цифры применяется триггер на транзисторах типа $p-n-p$, схематически показанный (согласно ГОСТу) на рис. 7, а (часто выходы триггера изображаются так, как это показано на рис. 7, а пунктиром). Коллектор одного из транзисторов считается *основным выходом* триггера (y),

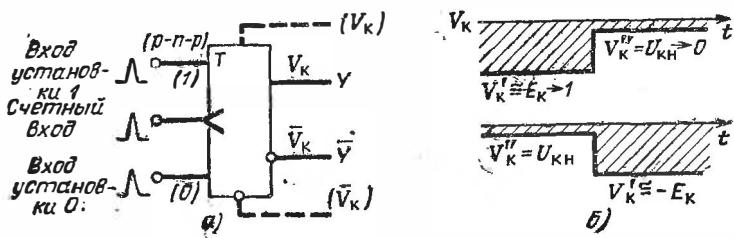


Рис. 7.

а коллектор другого транзистора — *инверсным (дополнительным) выходом* (\bar{y}). Выходной потенциал триггера принимает одно из двух значений (рис. 7, б): $V'_K \cong -E_K$ или $V''_K = U_{KH} \cong 0$. При использовании транзисторов типа $p-n-p$ обычно применяют отрицательную логику, при которой уровню V'_K (на основном выходе) соответствует цифра 1, а уровню V''_K — цифра 0.

Уровень $V''_K = U_{KH}$ получается при открытом транзисторе основного плеча триггера, а уровень $V'_K = -E_K$ — при закрытом транзисторе. Для установки (для записи) в триггере цифры 0 надо закрыть транзистор дополнительного плеча триггера. Для этого на вход этого плеча (вход установки 0) посредством несимметричной цепи запуска подается положительный импульс, запирающий транзистор этого плеча; транзистор основного плеча при этом отпирается, и выходной потенциал принимает значение $V_K = V''_K = U_{KH} \rightarrow 0$. Для записи в триггере цифры 1 подают положительный импульс через несимметричную цепь запуска на вход основного плеча (вход установки 1); при этом транзистор запирается и выходной потенциал принимает низкое значение $V_K = V'_K \cong -E_K \rightarrow 1$.

3. Регистр. Для записи числа в двоичной системе требуется столько триггеров, сколько необходимо разрядов для выражения этого числа. Так, для записи числа $83 = 1010011$ необходимо иметь 7 триггеров. Система триггеров, служащая для записи (регистрации) числа, называется *регистром*. Записанное в регистре число может храниться в нем произвольно долго, т. е. регистр представляет собой *устройство памяти*.

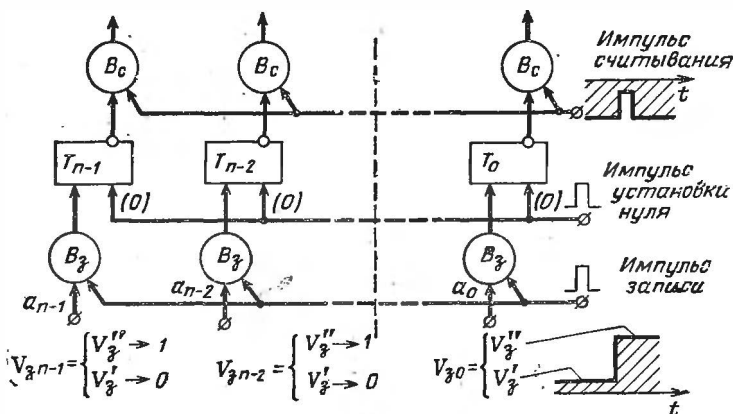


Рис. 8.

4. Регистр параллельного действия — регистр, в котором применяется способ параллельного ввода (записи) числа в регистр и его вывода (считывания) из регистра. Функциональная схема такого регистра изображена на рис. 8.

Устройство записи состоит из *вентилей записи* B_z , число которых равно числу разрядов регистра. На информационные входы вентилей подаются потенциалы V_{zi} ($i = 0, 1, \dots, n-1$), формируемые источниками информации, а на другие входы всех вентилей подается *импульс записи*. Так как запуск триггера на $p-n-p$ транзисторах производится положительными импульсами, то при записи цифры 1 с выхода вентиля записи на вход триггера должен поступать положительный импульс. Если вентили записи выполнены в виде диодных схем II, то появление на их выходе положительных импульсов возможно только при положительной логике работы схемы II, т. е. если на ее информационном входе цифре 1 соответствует высокий потенциал.

При этом, если информационные сигналы имеют положительную полярность, как это показано на рис. 8, то положительный импульс записи не должен иметь отрицательного смещения. Если же информационные сигналы имеют отрицательную полярность, то положительный импульс записи должен иметь отрицательное смещение (см. импульс считывания).

Считывание числа из регистра производится посредством *вентилей считывания* V_c (рис. 8). Если эти вентили выполнены в виде диодных схем И, работающих в положительной логике, то их информационные входы должны соединяться с дополнительными выходами триггеров. Действительно, так как высокий уровень потенциала получается на дополнительных выходах триггеров, в которых записана цифра 1, то показанный на рис. 8 положительный импульс считывания (он имеет отрицательное смещение) проходит через вентили V_c , приключенные к таким триггерам.

При считывании записанное в регистре число сохраняется.

5. Из рассмотренного примера (рис. 8) видно, что в сложном логическом устройстве часть элементов (вентили записи и считывания) могут работать в положительной логике, а другая часть (триггеры) — в отрицательной логике. При этом в некоторых случаях приходится импульсные сигналы смещать по полярности в должном направлении. Однако такое положение не является обязательным. Так, работу регистра можно было бы осуществить целиком в отрицательной логике при применении вентилей, которые пропускают положительный импульс, если на информационном входе действует низкий потенциал. Такими свойствами обладают, в частности, вентили в виде *диодно-трансформаторных схем совпадения* [197].

6. *Сдвигающий регистр* — регистр, в котором можно производить *сдвиг записанного числа на один или несколько разрядов с сторону старшего или младшего разряда.*

Рассмотрим принцип работы сдвигающего регистра на примере четырехразрядного регистра (рис. 9). Для осуществления сдвига записанного в регистре числа в сторону с т а р ш е г о разряда следует основной выход каждого триггера связать с тем входом триггера соседнего старшего разряда который служит для установки 1 (см. рис. 7).. Указанная связь производится через посредство укорачивающей цепи (УЦ) и линии задержки (ЛЗ) на время $T_в$, немного превышающее длительность переходного процесса, вызванного

опрокидыванием триггера. Сдвиг записанного числа производится подачей на входы установки 0 всех триггеров положительного импульса сдвига.

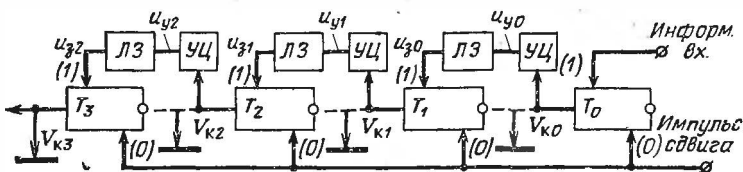


Рис. 9.

Пусть в регистре записано число $N = 0101 = 5$. При такой ситуации выходные потенциалы $V_{к0}$ и $V_{к2}$ триггеров T_0 и T_2 имеют низкие уровни $V'_к \cong -E_к \rightarrow 1$, а выходные потенциалы $V_{к1}$ и $V_{к3}$ триггеров T_1 и T_3 имеют высокие уровни $V''_к \cong U_{кн} \rightarrow 0$ (рис. 10). В результате действия одного импульса сдвига состояния триггеров T_1 и T_3 не меняются (поскольку в них уже записана цифра 0), но триггеры T_0 и T_2 опрокидываются и их выходные потенциалы повышаются до уровня $V''_к = U_{кн} \rightarrow 0$ (рис. 10). Положительные перепады этих потенциалов создают на выходах укорачивающих цепей импульсы $u_{у0}$ и $u_{у2}$ положительной полярности, которые задерживаются в ЛЗ; задержанные импульсы $u_{з0}$ и $u_{з2}$ поступают на входы триггеров T_1 и T_3 , вызывая их опрокидывание. Вследствие этого на выходах триггеров возникают низкие потенциалы, которым соответствует цифра 1. Образованные при опрокидывании триггера T_1 отрицательные импульсы $u_{у1}$ и $u_{з1}$ не приводят к изменению состояния триггера T_2 . Таким образом, в резуль-

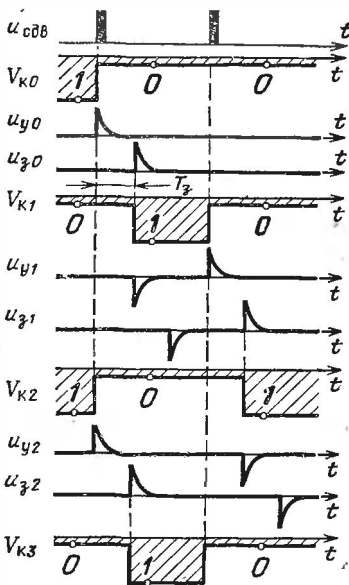


Рис. 10.

гате действия одного импульса сдвига в регистре оказалось записанным число $N_1 = 1010 = 10 = 2N$. Можно заметить, что при наличии пустых (в которых не записана цифра 1) старших разрядов регистра после каждого импульса сдвига происходит умножение зафиксированного в регистре числа на 2. Если же число пустых разрядов регистра оказывается ограниченным, как это имеет место в рассматриваемом регистре (см. рис. 9), то после действия 2-го импульса сдвига (рис. 10) в регистре окажется записанным число 0100, после 3-го импульса сдвига — получится запись 1000 и после 4-го импульса сдвига регистр окажется пустым (0000).

Аналогичным путем осуществляется сдвиг записанного в регистре числа в сторону младшего разряда, что (при наличии пустых младших разрядов в регистре) соответствует делению числа на 2. Для реализации такого сдвига нужно основной выход каждого триггера связать посредством укорачивающей цепи и линии задержки со входом установки 1 триггера соседнего младшего разряда.

7. Регистр последовательного действия строится на основе сдвигающего регистра. В отличие от регистра параллельного действия здесь запись числа в регистр производится путем последовательного ввода цифр записываемого числа, начиная со старшего разряда, если сдвиг производится в сторону старших разрядов.

Пусть, например, в четырехразрядный регистр (см. рис. 9) требуется записать число $N = 0101$. Полагая, что перед записью регистр был пустым (0000) рассмотрим процесс записи, который иллюстрируется временными диаграммами (рис. 11) и таблицей состояний (рис. 12). В момент t_1 на информационный вход триггера младшего разряда подается сигнал, изображающий цифру старшего разряда числа N . У заданного числа такой цифрой является 0 (рис. 11), причем ей не соответствует положительный импульс (т. е. в момент t_1 фактически никакой сигнал не поступает), и триггер остается в исходном состоянии. Тем не менее будем считать, что в момент t_1 в младший разряд триггера записывается цифра 0 (рис. 12). В момент $t'_1 > t_1$ на все триггеры подается импульс сдвига (см. рис. 11); можно считать, что при этом записанная в младший разряд цифра 0 сдвигается в следующий по старшинству разряд, а младший разряд становится пустым. В момент t_2 на информационный вход триггера младшего разряда поступает положительный импульс, с которым связана цифра 1, вызывающий опрокидывание триггера T_0 (см. рис. 9). Вследствие этого в данном триггере окажется записанной цифра 1 (рис. 12). Появляющийся в момент t'_2 импульс сдвига перемещает записанные в регистре цифры на один разряд, и младший разряд регистра снова оказывается пустым. В момент t_3 в этот разряд записывается цифра 0, а в момент t'_3 производится сдвиг записанных цифр еще на один разряд. Наконец, в момент t_4 в младший разряд записывается цифра 1, и в регистре оказывается записанным число 0101.

Считывание числа из регистра производится последовательной подачей импульсов сдвига. Число требуемых для этого им-

пульсов сдвига равно числу разрядов регистра. Считываемое число выдается, начиная с цифры старшего разряда. Информация о цифрах считываемого числа появляется на выходе триггера старшего разряда (на рис. 9 на выходе триггера T_3) в виде значения выход-

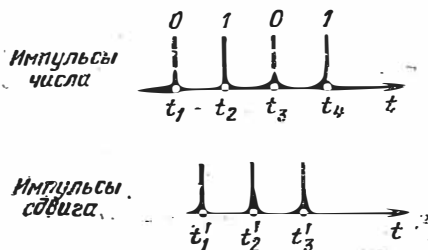


Рис. 11.

t_1				0
t'_1			0	
t_2			0	1
t'_2		0	1	
t_3		0	1	0
t'_3	0	1	0	
t_4	0	1	0	1

Рис. 12.

ного потенциала триггера (потенциала V_{K3}) или в виде укороченного импульса, возникающего при перепаде этого потенциала. В отличие от регистра параллельного действия при считыва-

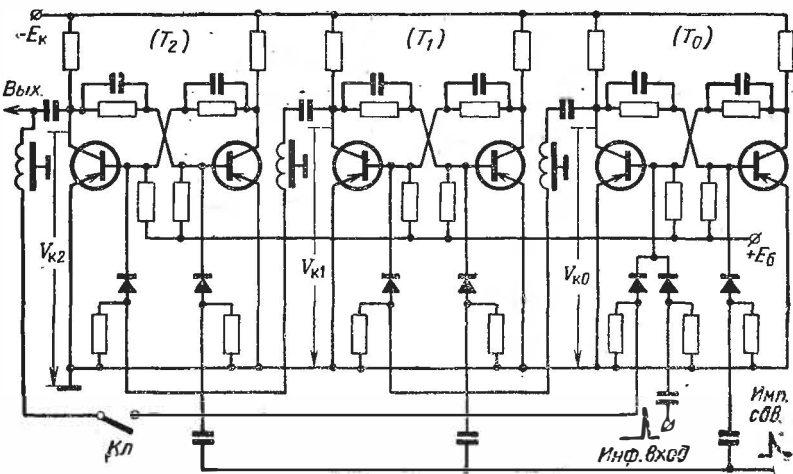


Рис. 13.

н и и числа из регистра последовательного действия (см. рис. 9) происходит также и с п и с ы в а н и е этого числа (т. е. регистр оказывается пустым).

На рис. 13 приведена принципиальная схема трехразрядного сдвигающего регистра последовательного действия

При применении регистра со сдвигом в сторону младшего разряда запись и считывание числа начинается с цифры младшего разряда.

8. Реверсивный регистр — регистр последовательного действия, в котором сдвиг может осуществляться как в сторону старшего, так и в сторону младшего разряда. Такой регистр имеет, кроме цепей связи, также и цепи управления этими связями. Принцип построения и работы реверсивных регистров описан в учебной литературе [33, 194].

9. Кольцевой регистр. Иногда требуется, чтобы при считывании числа из регистра последовательного действия информация о числе не списывалась, а сохранялась в регистре. Для этого следует выход старшего разряда регистра связать со входом установки 1 триггера младшего разряда (предполагается, что регистр производит сдвиг числа в сторону старших разрядов). Тогда одновременно со считыванием числа снова происходит его запись. Такой регистр называется кольцевым. На рис. 13 кольцевой регистр получается при замыкании ключа Кл.

10. Циркулятор. Пусть в младшем разряде кольцевого регистра, в котором сдвиг производится в сторону старшего разряда, записана цифра 1, а остальные разряды — пусты. Тогда при действии непрерывной последовательности импульсов сдвига цифра 1 будет последовательно проходить все разряды регистра, причем из старшего разряда она снова перейдет в младший разряд и т. д. Такое устройство называется циркулятором.

§ 22.4. ДИОДНЫЕ ДЕШИФРАТОРЫ

1. Дешифратором называется устройство, позволяющее определить число N , записанное в регистре. Как будет показано, для выполнения такой функции дешифратор должен быть связан с основными и дополнительными выводами триггеров всех разрядов регистра (рис. 14) и он должен иметь столько выходов L , сколько различных чисел ($N = 0, 1, 2, \dots, L - 1$) может быть записано в регистре. Каждый выход дешифратора соответствует одному из L возможных значений числа N . На каждом из таких выходов образуется двухуровневый сигнал V_{z_j} , связанный с логической переменной z_j ($j = 0, 1, 2, \dots, L - 1$), которая принимает одно из двух значений: 0 и 1. Появление на одном каком-нибудь выходе ($j = r$) значения $z_r = 1$ (при нулевых значениях z_j на всех остальных выходах) служит указанием на то, что в регистре записано именно r -е значение числа N .

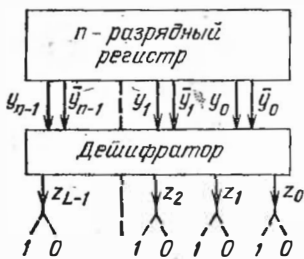


Рис. 14.

переменной z_j ($j = 0, 1, 2, \dots, L - 1$), которая принимает одно из двух значений: 0 и 1. Появление на одном каком-нибудь выходе ($j = r$) значения $z_r = 1$ (при нулевых значениях z_j на всех остальных выходах) служит указанием на то, что в регистре записано именно r -е значение числа N .

2. Принцип работы дешифратора основан на использовании диодных логических схем И. Рассмотрим этот принцип на примере расшифровки чисел трехразрядного регистра (рис. 15), в котором может быть записано число

$$N = y_2 2^2 + y_1 2^1 + y_0 2^0; y_i = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} (i = 0, 1, 2).$$

В трехразрядном регистре ($n = 3$) можно записать $L = 2^n = 2^3 = 8$ различных чисел ($N = 0, 1, 2, \dots, 7$).

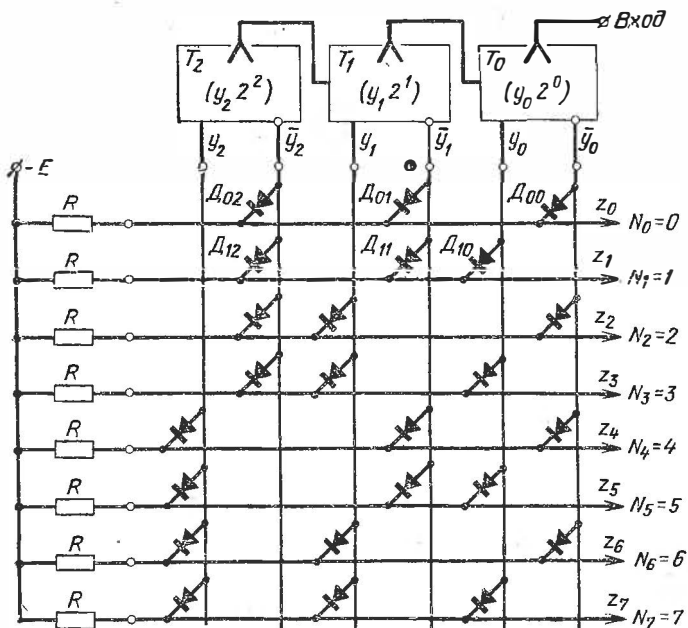


Рис. 15.

Пусть регистр построен на $p-n-p$ транзисторах и работает в отрицательной логике. В этом случае двум значениям потенциала V_{ki} на основном выходе триггера каждого разряда соответствуют два значения логической переменной y_i и два значения переменной \bar{y}_i , связанной с инверсным выходом триггера:

$$V_{ki} = -E_k \rightarrow y_i = 1, \bar{y}_i = 0,$$

$$V_{ki} = U_{кн} \rightarrow y_i = 0, \bar{y}_i = 1.$$

Реализация восьми функций z_j осуществляется восемью трехходовыми схемами И (рис. 15) каждая из схем работает в отрицательной логике и построена на трех диодах, связанных одной общей шиной. Так, например, схема И, реализующая функцию $z_0(N=0)$, построена на диодах D_{00} , D_{01} , D_{02} , связанных на рис. 15 верхней шиной. На этой шине появится сигнал $V_{z_0} = V'_{z_0} \cong -E_R \rightarrow z_0 = 1$ в случае, если в регистре записано число $N = 0$. При любом другом значении числа N сигнал на этой шине $V_{z_0} = V''_{z_0} = U_{RH} \rightarrow z_0 = 0$. Аналогично устроены и работают другие схемы И.

Сигналы, возникающие на выходах дешифратора, можно использовать для коммутации цепей, приключенных к этим выходам.

3. Дешифратор типа, показанного на рис. 15, называется *прямоугольным* или *матричным*. В некоторых случаях требуется зафиксировать только одно какое-нибудь число, появляющееся в регистре. Тогда достаточно иметь в дешифраторе только одну схему И, соответствующую этому числу.

4. Полный прямоугольный дешифратор требует применения $M = n2^n$ диодов, где n — число разрядов в управляющем регистре. С увеличением n число диодов быстро возрастает. Так, при $n = 5$ число диодов $M = 5 \cdot 2^5 = 160$, а при $n = 10$ имеем $M = 10240$. Поэтому при $n > 3$ применяются дешифраторы другой структуры, требующие меньшего количества диодов. Таковыми являются описанные в литературе *пирамидальные* и *многоступенчатые* дешифраторы [33, 199, 206, 207].

§ 22.5. ЦИФРОВЫЕ СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

1. **Счетчик числа импульсов.** Пусть имеется n -разрядный регистр (будем полагать, что он выполнен на триггерах с транзисторами типа p - n - p), в котором основной выход триггера каждого разряда (кроме самого старшего) через укорачивающую цепь связан со счетным входом триггера следующего по старшинству разряда (рис. 16). (Показанные на рис. 16 пунктиром связи будем полагать отсутствующими.) Рассмотрим процессы в устройстве при воздействии последовательности положительных импульсов на счетный вход триггера младшего разряда, который является также входом устройства. Эти процессы иллюстрируются временными диаграммами (рис. 17).

Пусть в исходном состоянии регистр был пустым. При появлении 1-го импульса на основном выходе триггера T_0 возникает отрицательный перепад потенциала ($V_{K0} \cong -E_K$). Образующийся при этом на выходе укорачивающей цепи отрицательный импульс не меняет состояния триггера.

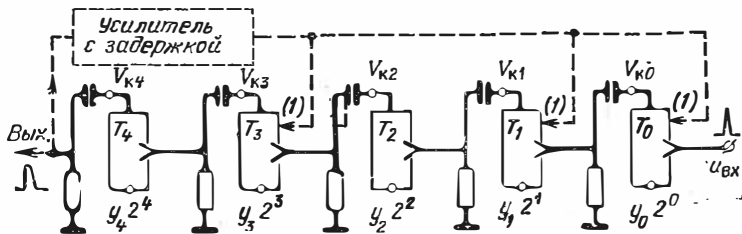


Рис. 16.

гера T_1 . В результате в регистр записывается число $N_1 = 00001 = 1$. 2-й импульс переводит триггер T_0 в исходное состояние, в результате чего его выходной потенциал

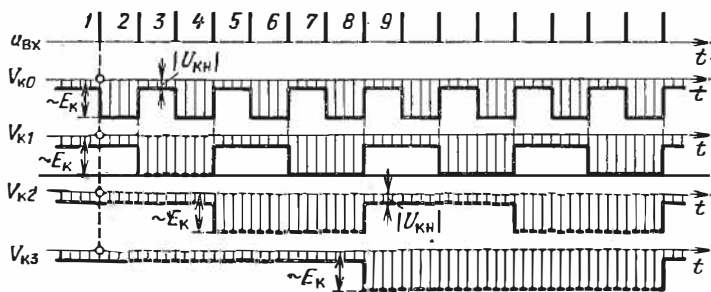


Рис. 17.

повышается до уровня $V_{K0} = U_{KH} \rightarrow 0$. При этом образуется положительный перепад выходного потенциала, а на выходе укорачивающей цепи — положительный импульс напряжения. Последний воздействует на счетный вход триггера T_1 и переводит триггер в состояние $V_{K1} \cong -E_K \rightarrow 1$. В результате в регистре окажется записанным число $N_2 = 00010 = 2$.

Положительный импульс, возникающий на выходе триггера T_0 в результате воздействия на него двух импульсов, содержит в себе информацию о двух поступивших импульсах и называется *импульсом переноса*. Его образование

отражает процесс суммирования в двоичной системе счисления. Действительно, перед приходом 2-го импульса в регистре было записано число $N_1 = 00001$. При воздействии 2-го импульса в регистр добавляется еще одна единица. В результате получаются две единицы:

$$\begin{array}{r} N_1 + 1 = 00001 \\ + 00001 \\ \hline 00010 = 2. \end{array}$$

Обе единицы не могут быть записаны в младшем разряде (он переполняется), и для их записи используется следующий по старшинству разряд, который должен быть переведен в состояние $V_{к1} \cong -E_k \rightarrow 1$; эту функцию и выполняет импульс переноса.

При воздействии 3-го, 4-го и т. д. импульсов на вход регистра в нем оказываются записанными числа $N_3 = 00011$, $N_4 = 00100$ и т. д. Таким образом, состояние регистра отображает число импульсов, поступивших на его вход, т. е. регистр считает (суммирует) это число импульсов. Поэтому данное устройство называется *счетчиком числа импульсов*, а также *сумматором последовательного действия*.

2. Пересчетное устройство. Пусть в n разрядном счетчике числа импульсов выходной потенциал триггеров во всех разрядах $V_{ки} \cong -E_k \rightarrow 1$ и, следовательно, в счетчике записано число

$$N = 11 \dots 1 = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i = \frac{2^n - 1}{2 - 1} = 2^n - 1. \quad (22.3)$$

Если теперь на вход счетчика поступит еще один импульс, то все триггеры счетчика опрокинутся и перейдут в исходное состояние $N_0 = 00\dots 0$, а на выходе счетчика появится положительный импульс, несущий информацию о том, что на счетчик поступило $2^n - 1 + 1 = 2^n$ импульсов. При этом счетчик вновь готов к подсчету следующей серии импульсов, и после поступления еще 2^n импульсов на выходе счетчика возникнет еще один импульс, а счетчик опять окажется пустым и т. д. Следовательно, счетчик можно рассматривать как *пересчетное устройство*, осуществляющее деление числа поступивших на него импульсов на число $M = 2^n$. Это число M называется *коэффициентом деления*. В зависимости от числа n разрядов в счетчике $M = 2, 4, 8, \dots$

3. Делитель числа импульсов. В ряде случаев требуется осуществить деление числа импульсов, поступающих на счетчик, на произвольное целое число $m \leq M = 2^n$. Один из способов решения этой задачи состоит в том, что перед началом каждого цикла счета импульсов регистр счетчика устанавливается не в состояние $N_0 = 00\dots 0$, а в состояние N_{M-m} , при котором в нем записано число $M-m$. Тогда при поступлении на счетчик m импульсов он полностью заполнится, и на его выходе возникнет положительный импульс, фиксирующий поступление m импульсов на счетчик. После этого счетчик снова устанавливается в состояние N_{M-m} и т. д. Для установки в регистре нужного начального числа $M-m$ применяется система связей выхода счетчика со входами триггеров установки 1, показанная на рис. 17 пунктиром; эти связи распространяются только на те триггеры, в которых перед началом счета должна быть записана цифра 1. Запись осуществляется положительным импульсом, появляющимся на выходе счетчика, который предварительно усиливается и задерживается на время завершения переходных процессов в регистре, вызванных импульсом переноса.

Известен ряд других способов построения делителей числа импульсов с произвольным коэффициентом деления [152, 153, 208].

§ 22.6. КОДИРОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНО ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВЕЛИЧИН

А. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

1. При цифровой обработке информации предварительно необходимо преобразовать подлежащую обработке *аналоговую* (непрерывно изменяющуюся) величину $f(t)$ в цифровой код (рис. 18). Такое преобразование осуществляется в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на интервал T_d , называемый *интервалом дискретизации*. Операция замены непрерывно изменяющейся величины $f(t)$ ее значениями (*выборками*) в дискретные моменты времени называется *дискретизацией по времени*.

Чем меньше интервал дискретизации, тем точнее, вообще говоря, отображается исходная функция $f(t)$. Однако вместе с этим увеличивается и объем обрабатываемой информации, что требует увеличения как объема памяти, так и быстро-

действия устройства обработки информации. При ограниченных же памяти и быстродействии чрезмерное уменьшение интервала дискретизации может привести даже к возрастанию погрешности обработки информации [111]. С другой стороны, нет необходимости в чрезмерном уменьшении интервала дискретизации, так как согласно теореме Котельникова, если спектр функции $f(t)$ ограничен величиной F , то для восстановления функции $f(t)$ по ее дискретным отсчетам достаточно такие отсчеты брать через интервалы времени $T_d = 1/2F$ [21—24, 196].

2. Для кодирования выборок величины $f(t)$ производят *квантование по уровню* этой величины (рис. 18). При этом, если в момент t_1 отсчета значение функции $f(t_1)$ лежит между уровнями $k\Delta$ и $(k+1)\Delta$, то ей приписывают дискретное значение $k\Delta$.

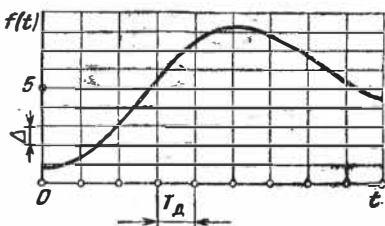


Рис. 18.

Число уровней квантования (*интервала квантования* Δ) зависит от требуемой точности кодирования. Здесь также приходится учитывать реальный объем памяти и быстродействие устройства обработки информации. В некоторых случаях ограничиваются *бинарным квантованием* — на 2 уровня; в ряде случаев число уровней квантования не превышает 2^4 — 2^5 . Вопросу выбора целесообразной величины уровня квантования посвящена значительная литература, которая приводится в работе [196].

Б. КОДИРОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

3. Пусть имеется протекающий во времени процесс, начало и конец которого фиксированы, и требуется с заданной точностью измерить продолжительность этого процесса. Типичный пример такой задачи — измерение дальности до цели в радиолокационных станциях, которое сводится к измерению интервала времени между моментом излучения зондирующего радиоимпульса и моментом приема отраженного целью радиоимпульса.

4. Один из способов решения указанной выше задачи состоит в применении цифрового автомата, функциональная схема которого изображена на рис. 19. Основными элементами устройства являются: генератор тактовых импульсов

(ГТИ), счетчик тактовых импульсов, схема И, управляющий триггер T_y и вентили B_c считывания цифрового кода.

Работа рассматриваемого устройства иллюстрируется временными диаграммами (рис. 20). ГТИ вырабатывает пе-

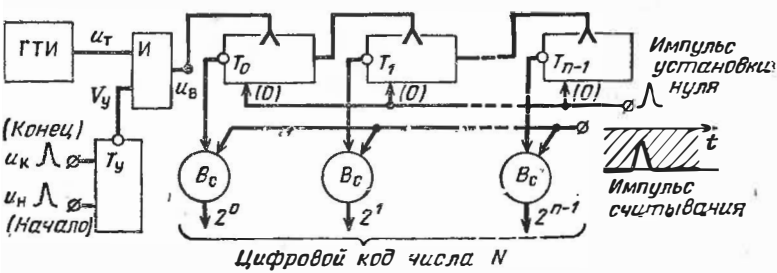


Рис. 19.

риодическую (с периодом T_T) последовательность положительных импульсов (u_T), к которым для обеспечения нужного режима работы диодной схемы И (предполагается ее работа

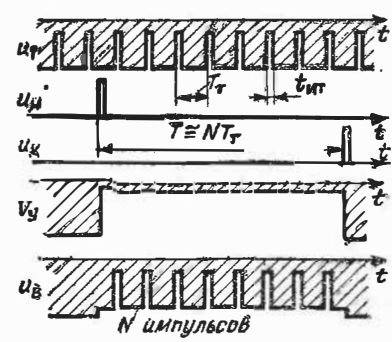


Рис. 20.

в положительной логике) добавляется отрицательное смещающее напряжение. Короткий импульс (u_H), возникающий одновременно с началом анализируемого процесса, продолжительность которого подлежит измерению, переключает триггер T_y , управляющий работой схемы И, в состояние, при котором схема И пропускает импульсы (u_T) на вход счетчика импульсов (триггер T_0). С этого вре-

мени производится счет тактовых импульсов до момента появления импульса (u_K) фиксирующего окончание анализируемого процесса. Импульс (u_K) подается на другое плечо триггера T_y и переключает его, в результате чего схема И закрывает доступ тактовых импульсов на вход счетчика. Счет импульсов на этом заканчивается.

Цифровой код числа N , поступивших на вход счетчика тактовых импульсов, выражает в известном масштабе длительность T процесса (с точностью примерно до периода

T_T длительности $T \approx NT_T$). Полученный в счетчике цифровой код числа N считывается посредством вентилях B_C , управляемых импульсом считывания (см. § 22.3, п. 4). После этого импульсом *установки нуля* счетчик устанавливается в исходное нулевое состояние.

Число разрядов счетчика выбирается, исходя из наибольшей длительности $T = T_{\text{наиб}}$ измеряемого интервала времени. Число n разрядов должно удовлетворять неравенству $2^n > N_{\text{наиб}} = T_{\text{наиб}}/T_T$. Анализ погрешности измерения интервала времени T , обусловленной действием различных факторов, приводится в работе [69].

В. КОДИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

5. Известен ряд способов преобразования величины напряжения в цифровой код [33, 206, 207]. Рассмотрим один из них, называемый *методом временного кодирования*. Его сущность состоит в том, что раньше напряжение преобразуется во временной интервал, пропорциональный величине напряжения, а затем временной интервал преобразуется в цифровой код.

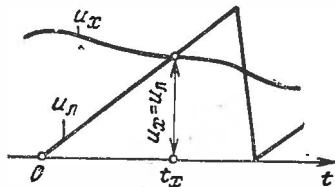


Рис. 21.

6. Идея преобразования напряжения во временной интервал иллюстрируется приведенным на рис. 21 построением. Здесь кодируемое напряжение $u_x(t)$ сравнивается с линейно изменяющимся напряжением $u_{\text{л}} = S_{\text{л}} t$, где $S_{\text{л}}$ — крутизна напряжения на участке линейного нарастания*). Пусть в момент t_x напряжение $u_{\text{л}}$ равно напряжению u_x , которое нужно закодировать, т. е. $u_x = S_{\text{л}} t_x$. Следовательно, если зафиксировать момент достижения указанного равенства и измерить длительность t_x , то при $S_{\text{л}} = \text{const}$ можно определить и u_x . Для фиксации момента t_x применяются специальные *схемы сравнения*, называемые *компараторами*, которые в момент выполнения равенства $u_{\text{л}} = u_x$ вырабатывают короткий импульс напряжения.

7. На рис. 22 представлена функциональная схема устройства, в котором реализуется метод временного кодиро-

*) Мы будем полагать начальное напряжение $u_{\text{л}}(0) = 0$; в действительности же необходимо к результату измерения величины u_x добавлять начальное значение $u_{\text{л}}(0)$.

вания напряжения. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы устройства, изображены на рис. 23*).

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает последовательность импульсов u_T с периодом T_T , значительно меньшим интервала дискретизации T_D (см. п. 1). Тактовые импульсы подводятся к цифровому пересчетному устройству (делителю) с коэффициентом пересчета M , который удовлетворяет неравенству $MT_T > T_p + T_v$, где T_p и T_v — длительности рабочей стадии и стадии восстановления генератора линейно изменяющегося напряжения

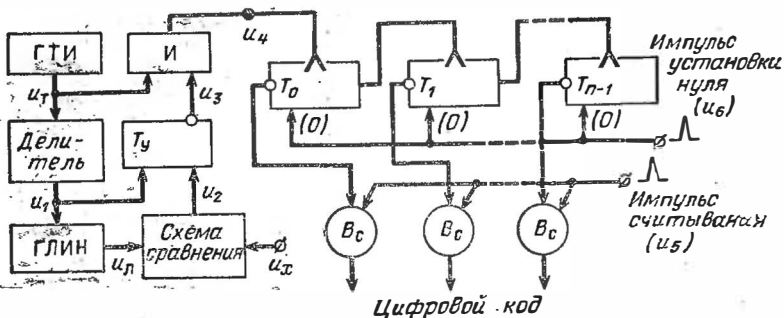


Рис. 22.

(ГЛИН). На выходе пересчетного устройства образуются импульсы напряжения u_1 с невысокой частотой следования $F_1 = 1/MT_T$. Импульс u_1 запускает ГЛИН, работающий в ждущем режиме, и вырабатываемое им напряжение u_n подводится к одному из входов схемы сравнения. Импульс u_1 подводится также к управляющему триггеру T_y , который до этого находился в состоянии, препятствующем прохождению тактовых импульсов через схему И. При воздействии же импульса u_1 триггер переключается, в результате чего схема И открывает доступ тактовых импульсов на счетный вход триггера младшего разряда цифрового счетчика. Счет импульсов продолжается до момента t_x , в который достигается равенство напряжений $u_n = u_x$. В этот момент на выходе схемы сравнения появляется импульс u_2 , переключающий триггер в исходное состояние, препятствующее прохождению тактовых импульсов через схему И.

* На временных диаграммах не показаны постоянные смещающие напряжения импульсных процессов, которые имеют, однако, значение для работы диодных схем И (см. п. 4, рис. 19 и 20).

Число импульсов, зафиксированное в счетчике, выражает в определенном масштабе интервал времени t_x , а следовательно, и величину кодируемого напряжения. Сформированный в счетчике цифровой код считывается через вентили B_c при воздействии на них импульса считывания u_5 и передается в другое устройство для дальнейшей обработки информации. По окончании процесса считывания счетчик

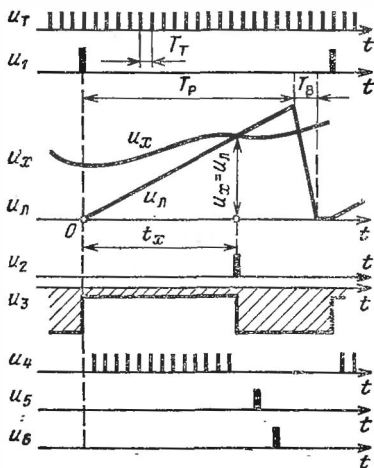


Рис. 23.

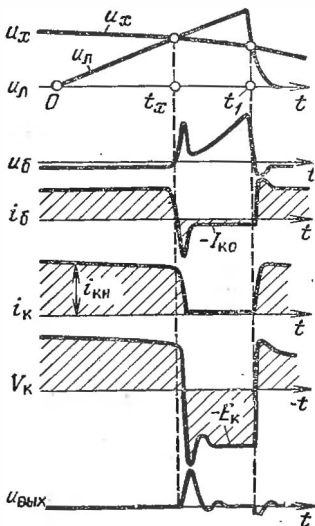


Рис. 24.

устанавливается в исходное состояние импульсом u_6 . На этом заканчивается один цикл кодирования.

8. Диодно-регенеративный компаратор. На рис. 24 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процесс сравнения напряжений u_x и u_n , осуществляемый устройством сравнения, которое называется диодно-регенеративным компаратором; его схема приведена на рис. 25.

Кодируемое напряжение подводится к эмиттеру транзистора, а напряжение u_n — к базовой цепи через диод D_1 и обмотку импульсного трансформатора $ИТ_1$. Напряжение E_6 и сопротивление R_6 выбираются так, чтобы при запертом диоде D_1 транзистор был насыщен. В этом случае величина базового напряжения $|U_6^+| \ll u_x$, а потенциал базы $V_6 = U_6^+ + u_x \cong u_x$. Следовательно, пока $u_n < u_x$, диод D_1 заперт. Индуктивности намагничивания трансформаторов

весьма малы. Поэтому в интервале времени $0 < t < t_x$ напряжения на обмотках обоих трансформаторов практически равны нулю, и через первичные обмотки протекает ток динамического насыщения транзистора $i_{KH} \cong (E_K + u_x)/R_K$ (обычно напряжение E_K существенно больше u_x).

Как только напряжение $u_{н1}$ сравнивается с напряжением u_x (в момент t_x), а затем превышает его, диод D_1 отпирается, и к базе транзистора начинает протекать ток запирающей полярности. Вследствие этого базовый ток сначала уменьшается, а затем течет в обратном направлении, вызывая

рассасывание заряда, накопленного в базе, и выход транзистора из насыщения. Коллекторный ток транзистора уменьшается, и на обмотках трансформатора индуцируются э. д. с. $e_2 > 0$ и $u_{ВЫХ} > 0$. Появление э. д. с. $e_2 > 0$ на базовой обмотке трансформатора способствует запираению транзистора. Процесс носит регенеративный характер и приводит

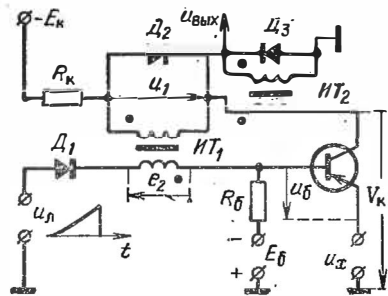


Рис. 25

к быстрому запираению транзистора. Резкое уменьшение коллекторного тока вызывает появление значительных напряжений на обмотках трансформаторов, которые, однако, затем быстро уменьшаются. Это обусловлено весьма малой величиной индуктивностей намагничивания $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$ обмоток трансформаторов, которые выбираются из условия, чтобы постоянные времени $\theta_1 = L_{\mu 1}/R'_{\varrho 1}$ и $\theta_2 = L_{\mu 2}/R'_{\varrho 2}$ были меньше длительности периода повторения тактовых импульсов; здесь $R'_{\varrho 1}$ и $R'_{\varrho 2}$ — приведенные к виткам первичных обмоток значения эквивалентных сопротивлений, шунтирующих обмотки трансформаторов. В результате этого в обмотках трансформаторов индуцируются кратковременные импульсы напряжения; их длительность (в том числе и длительность выходного импульса напряжения $u_{ВЫХ}$) определяются постоянными времени $\theta_1 \cong \theta_2$.

После затухания индуцированных импульсов напряжения транзистор продолжает оставаться запираемым благодаря действию положительного базового напряжения $u_b = u_{н1} - u_x$. Такое состояние длится до тех пор, пока напряжение $u_{н1}$ при обратном ходе не сравнивается (в момент

t_1), а затем станет ниже напряжения u_x , после чего транзистор отпирается и система приходит к исходному состоянию. Диод D_2 служит для понижения напряжения на обмотках трансформатора $ИТ_1$ при запираии транзистора (с целью предотвращения пробоя коллекторного перехода).

При отпирании транзистора на обмотках трансформаторов также наводятся э. д. с., причем их полярности противоположны возникающим при запираии транзистора. В этой стадии процесса диод D_3 отпирается и шунтирует обмотку трансформатора $ИТ_2$. Поэтому величина выходного импульса напряжения при отпирании транзистора значительно меньше, чем при его запираии.

Импульс напряжения $u_{вых}$ используется в устройстве временного кодирования напряжения (см. рис. 22, где $u_2 = u_{вых}$).

Другие варианты схем сравнения описаны в литературе [12, 206].

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

§ 23.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1. Для ряда применений требуется выделить импульсные сигналы, удовлетворяющие определенному признаку, т. е. произвести *селекцию импульсов*. Селекция импульсов применяется в *счетно-решающих устройствах*, в *устройствах декодирования сигналов*, для ослабления импульсных помех и для других целей [209].

2. Применительно к отдельным импульсам, которые характеризуются двумя основными параметрами — высотой и длительностью, возможны два вида селекции — *амплитудная селекция* и *селекция по длительности*. Для последовательности импульсов возможна также *селекция по частоте повторения импульсов*. При передаче сообщений с использованием кодовых серий импульсов (см. § 22.1, п. 1) применяется *селекция импульсного кода*. Применяются также и другие виды селекции [209].

§ 23.2. АМПЛИТУДНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСОВ

1. *Амплитудная селекция* — выделение импульсов с высотой, удовлетворяющей определенным признакам. Различают селекцию импульсов, высота которых *превышает* заданный уровень, *ниже* этого уровня или же *находится* в заданных пределах.

2. Селекция импульсов с высотой, превышающей заданный уровень $E_{\text{пор}}$, осуществляется посредством амплитудного селектора (рис. 1), представляющего собой пороговое устройство в виде ограничителя СНИЗУ или ждущего генератора импульсов.

При использовании ограничителя импульсы на его выходе появляются лишь в том случае, когда входные импульсы превышают уровень ограничения ($E_{\text{пор}} = U_{\text{огр}}$). При

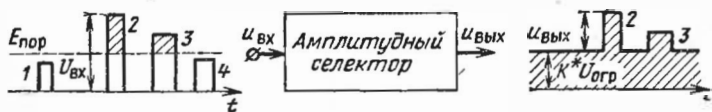


Рис. 1.

этом, форма и длительность выходных импульсов близка к таковым на входе, а высота $U_{\text{вых}} = K^*(U_{\text{вх}} - U_{\text{огр}})$, где K^* — коэффициент передачи ограничителя. При надоб-

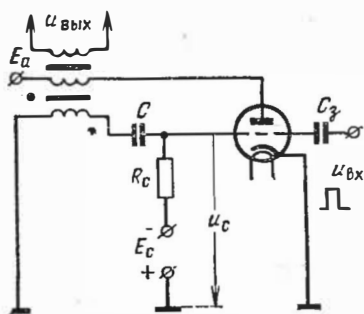


Рис. 2.

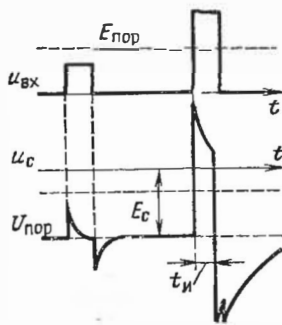


Рис. 3.

ности выходные импульсы подвергаются дальнейшим преобразованиям (нормируются или фиксируются на нужном уровне и т. п.).

3. При применении в качестве амплитудного селектора ждущего генератора импульсов, например лампового блокинг-генератора (БГ), пороговый уровень устанавливается напряжением смещения $-E_c < 0$ (рис. 2), причем $E_{\text{пор}} = E_c - |U_{\text{пор}}|$, где $U_{\text{пор}}$ — напряжение отпирания лампы (рис. 3). Входные импульсы $u_{\text{вх}} > 0$ подаются на сетку лампы через средство конденсатора емкостью $C_3 \ll C$, подвергаясь при этом укорочению. Отпирание лампы и по-

следующее возбуждение БГ вызывают лишь импульсы высокой высотой $U_{вх} > E_{пор}$ (рис. 3). В этом случае вырабатываются выходные импульсы $u_{вых}$ нужной полярности, высоты и длительности.

4. Селекция импульсов малой высоты ($U_{вх} < E_{пор}$) осуществляется с помощью устройства, функциональная

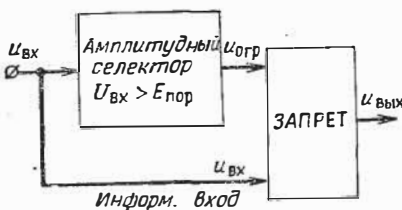


Рис. 4.

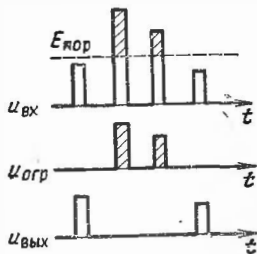


Рис. 5.

схема которого изображена на рис. 4. Работа устройства иллюстрируется временными диаграммами (рис. 5). Входные импульсы $u_{вх}$ различной высоты ($U_{вх} \cong E_{пор}$) подаются на информационный вход логической схемы

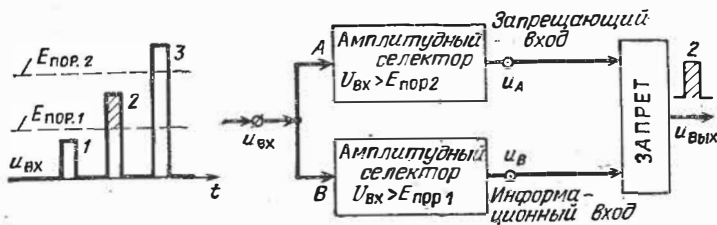


Рис. 6.

ЗАПРЕТ и одновременно на амплитудный селектор. Через него проходят только те импульсы, высота которых $U_{вх} > E_{пор}$. С выхода амплитудного селектора импульсы $u_{огр}$ подаются на запрещающий вход схемы ЗАПРЕТ. На выход логической схемы проходят лишь импульсы, высота которых $U_{вх} < E_{пор}$. Для правильной работы схемы ЗАПРЕТ иногда приходится производить предварительную нормировку импульсов, поступающих на это устройство и, кроме того, производить инвертирование этих импульсов (если это обусловлено типом используемых в схеме ЗАПРЕТ электронных приборов).

5. Селекция импульсов, высота которых находится в заданных пределах. ($E_{\text{пор}1} < U_{\text{вх}} < E_{\text{пор}2}$) осуществляется устройством, функциональная схема которого изображена на рис. 6. Устройство состоит из двух амплитудных селекторов A и B и схемы ЗАПРЕТ. Селектор A выделяет импульсы с высотой $U_{\text{вх}} > E_{\text{пор}2}$, которые затем подаются на запрещающий вход схемы ЗАПРЕТ. Селектор B выделяет импульсы с высотой $U_{\text{вх}} > E_{\text{пор}1}$, которые затем подаются на информационный вход схемы ЗАПРЕТ. Из трех показанных на рис. 6 импульсов на выход схемы ЗАПРЕТ проходит только импульс 2, удовлетворяющий заданным требованиям. Действительно, импульс 1 вообще не поступает на вход схемы ЗАПРЕТ, а импульс 3 не проходит, так как он поступает не только на информационный, но и на запрещающий вход схемы ЗАПРЕТ.

§ 23.3. СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСОВ ПО ЧАСТОТЕ ПОВТОРЕНИЯ

1. Функциональная схема селектора, позволяющего выделить импульсы, следующие с периодом $T_{\text{п}}$, равным заданной величине $T_{\text{пс}}$, изображена на рис. 7; работа се-

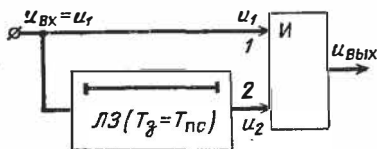


Рис. 7.

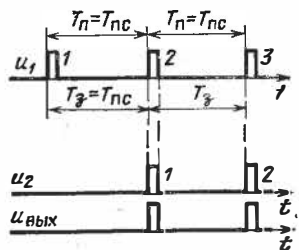


Рис. 8.

лктора поясняется временными диаграммами (рис. 8). Входные импульсы $u_{\text{вх}} = u_1$ поступают на вход 1 схемы И непосредственно, а на вход 2 этой схемы — через линию задержки (ЛЗ) на время $T_{\text{з}} = T_{\text{пс}}$. Если входные импульсы следуют с периодом $T_{\text{п}} = T_{\text{пс}}$ (рис. 8), то импульс 2 этой последовательности поступает на вход схемы И одновременно с импульсом 1, импульс 3 — одновременно с импульсом 2 и т. д. Такие импульсы проходят на выход схемы И. Мож-

но убедиться в том, что последовательность импульсов с периодом $T_{\Pi} \neq T_{\text{ис}} (|T_{\Pi} - T_{\text{ис}}| > t_{\text{и}})$ не проходят через селектор.

2. Из-за влияния переходных процессов в схеме И и в ЛЗ, а также из-за действия дестабилизирующих факторов, обуславливающих непостоянство (нестабильность) длительностей T_{Π} и $T_{\text{в}}$, длительность $t_{\text{и}}$ импульсов, поступающих на вход схемы И, должна быть меньше некоторой величины. С другой стороны, чрезмерное увеличение длительности импульсов также не желательно, так как это приводит к понижению точности работы селектора импульсов (к повышению числа ложных сигналов на выходе селектора). Выбор величины $t_{\text{и}}$ должен производиться с учетом указанных обстоятельств [210].

Для повышения помехоустойчивости рассматриваемого устройства часто увеличивают число входов схемы И ($m = 3 \div 10$). При этом на каждый последующий вход схемы И сигналы поступают с возрастающей задержкой: $T_{\text{з1}} = T_{\text{з}} = T_{\text{ис}}$, $T_{\text{з2}} = 2T_{\text{ис}}$, $T_{\text{з3}} = 3T_{\text{ис}}$ и т. д. [197]. Вместо схемы И применяется также логическая схема типа « k из m », имеющая m входов и один выход; при этом, выходной сигнал возникает при одновременном возбуждении не менее k входов схемы, где $k \leq m$ (чаще всего $k = m - 1$) [197].

3. Недостатком рассмотренной схемы селектора (см. рис. 7) является то обстоятельство, что импульсы с частотой следования, кратной частоте $F_{\text{ис}} = 1/T_{\text{ис}}$, также проходят через селектор. Для устранения этого недостатка применяют специальные меры, существенно усложняющие схему селектора [211].

§ 23.4. СЕЛЕКЦИЯ ИМПУЛЬСОВ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ

1. Применяются четыре вида селекции импульсов по длительности:

- селекция импульсов заданной длительности ($t_{\text{и}} = t_{\text{ис}}$);
- селекция импульсов заданного диапазона длительностей;
- селекция импульсов малой длительности ($t_{\text{и}} < t_{\text{ис}}$);
- селекция импульсов большой длительности ($t_{\text{и}} > t_{\text{ис}}$).

2. Селекция импульсов заданной длительности $t_{\text{ис}}$ производится устройством, функциональная схема которого изображена на рис. 9. Работа устройства поясняется временными диаграммами (рис. 10); предполагается, что форма входных импульсов близка к прямоугольной.

При воздействии входного импульса $u_{\text{вх}}$ на укорачивающую цепь (УЦ) на ее выходе образуются два разнополярных укороченных импульса u_1 , интервал времени между которыми равен длительности $t_{\text{и}}$ входного импульса. Импульсы u_1 подаются непосредственно на вход 1 каскада сов-

падения (схемы И), а также на вход линии задержки (ЛЗ) на время $T_3 = t_{ис}$. Задержанные импульсы поступают на вход 2 каскада совпадений. Если длительность входного импульса $t_{и} = t_{ис} = T_3$ (рис. 10), то отрицательный импульс u_1 на входе 1 каскада совпадений и положительный импульс u_2 на входе 2 каскада появляются одновременно. В этом случае образуется выходной импульс $u_{вых}$, фиксирующий появление на входе селектора импульса заданной длительности. Если же $t_{и} \neq t_{ис}$, то указанные выше импульсы поступают на входы каскада совпадений неодновременно, и $u_{вых} \cong 0$.

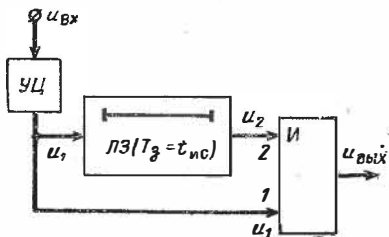


Рис. 9.

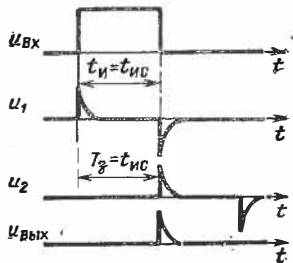


Рис. 10.

Различная полярность импульсов на входах каскада совпадений требует либо применения каскада совпадений надлежащей конструкции (например, *диодно-трансформаторной схемы совпадения* [197]), либо предварительного инвертирования одного из входных импульсов. Следует при этом иметь в виду, что для обеспечения точной работы селектора импульсы, поступающие на вход каскада совпадений, должны иметь минимальную длительность, необходимую для надежной работы каскада совпадений. Из указанных соображений, а также из-за затухания импульсов в ЛЗ, часто производят нормирование импульсов, подаваемых на входы каскада совпадений. Одновременно добиваются получения нужной полярности этих импульсов.

В зависимости от величины $t_{ис} = T_3$ и характера селектируемых импульсов в качестве устройства задержки применяются электромагнитные или ультразвуковые ЛЗ, а также ждущие генераторы импульсов или фантастроны.

3. Селекция импульсов заданного диапазона длительностей ($t_{ис1} < t_{и} < t_{ис2}$) производится устройством, функциональная схема которого изображена на рис. 11. Устройство содержит схему ЗАПРЕТ, схему И, укорачивающую цепь

(УЦ) и две линии задержки: ЛЗ₁ на время $T_{з1} = t_{ис1}$ и ЛЗ₂ на время $T_{з2} = t_{ис2}$. Работа устройства поясняется временными диаграммами (рис. 12).

В случае, когда длительность входного импульса $t_{и} < t_{ис1}$, (рис. 12, а), импульс $u_{вых}$ на выходе схемы ЗАПРЕТ

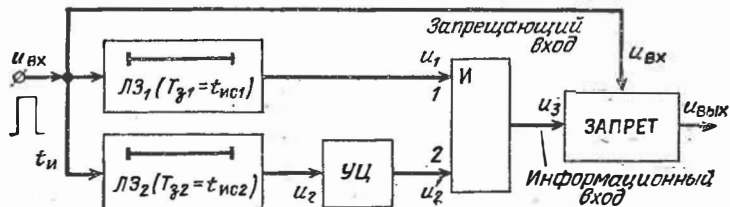


Рис. 11.

не возникает, так как на информационный вход этой схемы не поступает импульс u_3 с выхода схемы И (нет зацепления импульса u_1 на выходе ЛЗ₁ с импульсом u'_2 на

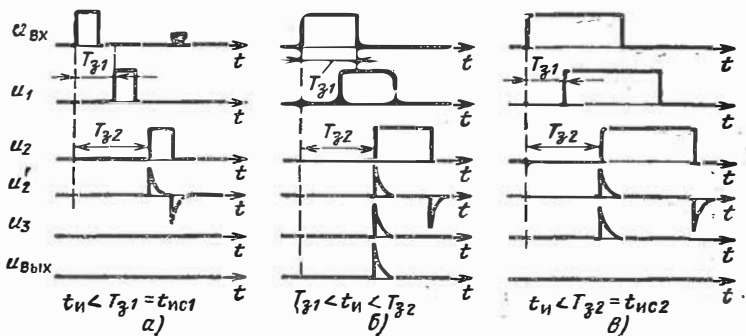


Рис. 12.

выходе УЦ). В случае, когда $t_{и} > t_{ис2}$ (рис. 12, в), хотя и происходит зацепление импульсов u_1 и u'_2 , но выходной импульс не появляется из-за действия импульса $u_{вх}$ на запрещающем входе схемы ЗАПРЕТ. Лишь когда длительность импульса удовлетворяет неравенству $t_{ис1} < t_{и} < t_{ис2}$ (рис. 12, б), возникает выходной импульс, так как импульсы u_1 и u'_2 проходят через схему И в момент, когда действие входного импульса на запрещающем входе схемы ЗАПРЕТ закончено.

4. Селекторы импульсов малой длительности $t_n < t_{ис}$. Функциональная схема одного из устройств такого рода изображена на рис. 13; временные диаграммы, поясняющие работу устройства, представлены на рис. 14. Устройство состоит из линии задержки (ЛЗ) на время $t_3 = t_{ис}$, укорачивающей цепи (УЦ) и схемы ЗАПРЕТ. Входной сигнал подается одновременно на ЛЗ и УЦ. Сигнал u_1 с выхода ЛЗ подается на запрещающий вход схемы ЗАПРЕТ. На информационный вход этой схемы подаются разнополярные укороченные импульсы с выхода УЦ. Схема ЗАПРЕТ устроена

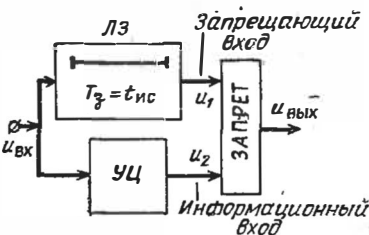


Рис. 13.

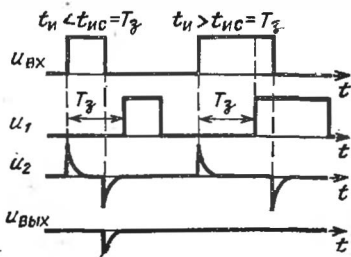


Рис. 14.

на таким образом, что она не пропускает импульсы положительной полярности даже при отсутствии сигнала на запрещающем входе.

Если длительность входного импульса $t_n < t_{ис}$ (рис. 14), то отрицательный импульс u_2 на информационном входе схемы ЗАПРЕТ действует до прихода запрещающего импульса u_1 . В этом случае на выходе селектора образуется выходной сигнал $u_{вых}$ сразу же после окончания действия входного импульса. Если же $t_n > t_{ис}$, то отрицательный импульс не проходит через схему ЗАПРЕТ, так как он поступает во время действия запрещающего импульса u_1 .

На рис. 15 изображена принципиальная схема селектора, в котором роль схемы ЗАПРЕТ выполняет диод D . Вследствие этого выходной сигнал селектора ($u_{вых} < 0$) возникает лишь в том случае, когда на резисторе R_2 действует напряжение $u_2 < 0$. Функции укорачивающей цепи здесь выполняет конденсатор C (при запертом диоде) и резисторы R_1, R_2, R_3 , а также характеристическое сопротивление ρ линии задержки ЛЗ (со стороны точки 1). Сопротивления резисторов должны удовлетворять неравенствам $R_1 \ll R_3 \ll R_2$. В соответствии с этим для предотвращения существенных отражений от конца ЛЗ практически достаточно

выполнить равенство $\rho \cong R_1$. Постоянная времени УЦ $R_{\text{ЭКВ}}C$, где $R_{\text{ЭКВ}} = R_2 \parallel [R_3 + (R_1 \parallel \rho)] \cong R_2 \parallel R_3$, должна в существенной степени удовлетворять неравенству $R_{\text{ЭКВ}}C < t_{\text{и}}$.

Работа селектора поясняется временными диаграммами (рис. 16). При воздействии входного импульса длительностью $t_{\text{и}} < t_{\text{ис}}$ на резисторе R_2 возникает укороченный им-

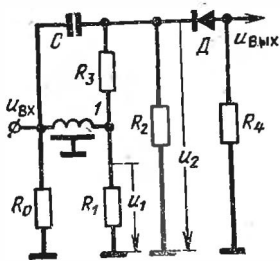


Рис. 15.

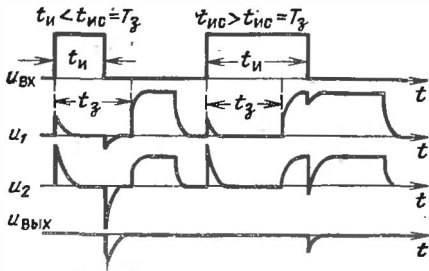


Рис. 16.

пульс $u_2 < 0$, отпирающий диод D , в результате чего образуется выходной сигнал $u_{\text{ВЫХ}} < 0$. В данном случае импульс $u_1 > 0$, который появляется на выходе ЛЗ с запаздыванием $T_3 = t_{\text{ис}}$ и создает напряжение $u_2 > 0$, не препятствует появлению указанного выше выходного сигнала. При воздействии же входного импульса длительностью $t_{\text{и}} > t_{\text{ис}}$ (рис. 16) импульс $u_2 > 0$ возникает до среза импульса $u_{\text{ВХ}}$. Поэтому хотя при срезе входного импульса напряжение u_2 и снижается, но все же либо $u_2 > 0$, либо $|u_2| \cong 0$. Поэтому в данном случае сигнал $u_{\text{ВЫХ}} \cong 0$.

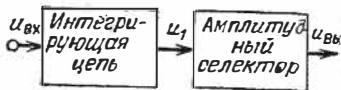


Рис. 17.

Другие варианты селекторов малой длительности описаны в литературе [9, 12, 209].

5. Селекторы импульсов большой длительности $t_{\text{и}} > t_{\text{ис}}$. Широкое применение находят два вида таких селекторов: селекторы с интегрирующей цепью и селекторы с линией задержки.

Функциональная схема селектора с интегрирующей цепью изображена на рис. 17. Она включает интегрирующую цепь и амплитудный селектор; иногда устанавливается также выходное формирующее (нормирующее) устрой-

Вместо амплитудного селектора может быть использовано устройство сравнения (компаратор).

Один из вариантов принципиальной схемы селектора с интегрирующей цепью представлен на рис. 18; на рис. 19 изображены временные диаграммы, поясняющие работу устройства. При воздействии входного импульса напряжения прямоугольной формы напряжение u_1 на конденсаторе C интегрирующей цепи нарастает по экспоненциальному закону. По окончании действия импульса конденсатор раз-

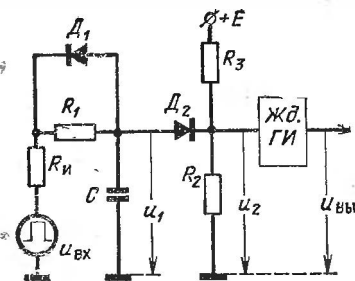


Рис. 18.

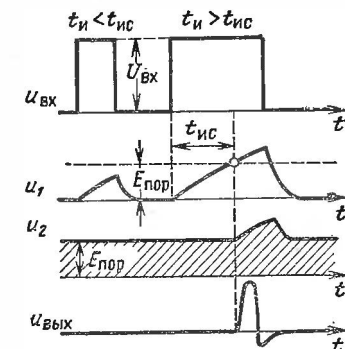


Рис. 19

ряжается через диод D_1 и сопротивление $R_{И}$ источника импульсов. Величина наибольшего напряжения u_1 на конденсаторе зависит от длительности $t_{и}$ входного импульса (предполагается, что высоты входных импульсов $U_{ВХ} = \text{const}$). В амплитудном селекторе (ограничителе СНИЗУ) посредством резисторов R_2 и R_3 устанавливается такой пороговый уровень $E_{\text{пор}} = U_{\text{огр}}$, что при $t_{и} > t_{ис}$, напряжение $u_1 > E_{\text{пор}}$. В этом случае напряжение u_2 оказывается достаточным для запуска ждущего генератора импульсов (ГИ), вырабатывающего выходной сигнал $u_{ВЫХ}$.

6. Если импульсы, поступающие на вход селектора (рис. 18), отличаются своей формой или высотой, то длительность достижения напряжением u_1 порогового уровня будет зависеть не только от соотношения длительностей $t_{и}$ и $t_{ис}$, но и от высоты входных импульсов, что является недостатком селектора, рассмотренного в п. 5. Этот недостаток в значительной степени ослабляется при построении селектора по схеме, показанной на рис. 20. Селектор содержит входной электронный ключ (на транзисторе T_1), интегрирующую цепь (на конденсаторе C), амплитудный селек-

тор (на транзисторе T_2), который органически связан с выходным блокинг-генератором (БГ), работающим в ждущем режиме (БГ собран на транзисторе T_3): В состоянии покоя транзистор T_1 насыщен, а транзисторы T_2 и T_3 заперты смещающими напряжениями $E_{б1}$ и $E_{б2}$.

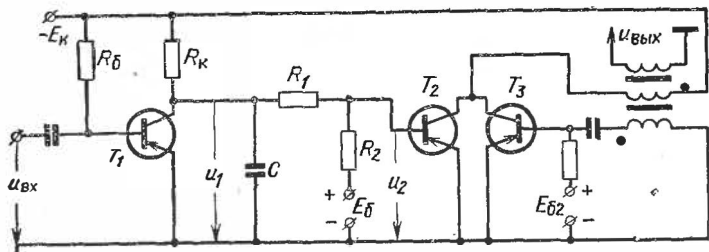


Рис. 20

При воздействии входного импульса транзистор T_1 запирается и конденсатор C заряжается от источника $-E_k$, причем наибольшая величина напряжения u_1 на конденсаторе не зависит от высоты входного импульса, а определяет-

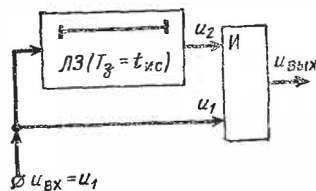


Рис. 21

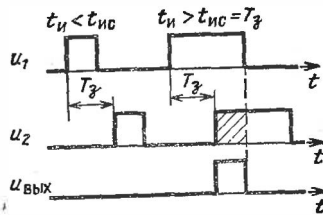


Рис. 22

ся в основном только его длительностью $t_{и}$. Параметры схемы (C , R_k , R_1 , R_2) и напряжения E_k , $E_{б1}$ и $E_{б2}$ устанавливаются таким образом, чтобы при $t_{и} > t_{ис}$ происходило отпирание транзистора T_2 . Возникающий при этом ток коллектора, протекающий через обмотку трансформатора БГ, индуктирует в его базовой обмотке э. д. с., которая отпирала транзистор T_3 . БГ возбуждается и вырабатывает выходной импульс нужной полярности, высоты и длительности.

7. На рис. 21 изображена функциональная схема селектора импульсов большой длительности ($t_{и} > t_{ис}$) 2-го вида. Основными элементами селектора являются линия задержки

(ЛЗ) на время $T_3 = t_{ис}$ и схема И. Работа устройства поясняется временными диаграммами (рис. 22). Входной импульс $u_{вх} = u_1$ подается на один вход схемы И непосредственно, а на другой вход — через ЛЗ. Если длительность импульса $t_{и} < t_{ис}$, то импульсы u_1 и u_2 поступают на входы схемы И одновременно. Если же $t_{и} > t_{ис}$, то импульсы u_1 и u_2 перекрываются во времени, и на выходе схемы И образуется выходной сигнал $u_{вых}$. Обычно этот сигнал подается на выходной ждущий генератор импульсов.

§ 23.5. СЕЛЕКЦИЯ КОДИРОВАННОЙ СЕРИИ ИМПУЛЬСОВ

1. Рассмотрим в качестве примера работу селектора, предназначенного для выделения трехимпульсного кода с фиксированными интервалами T_{32} и T_{21} между импульсами.

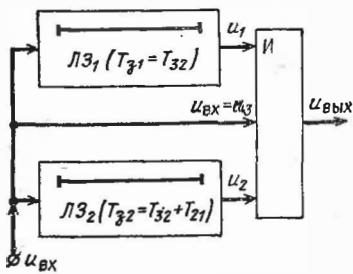


Рис. 23

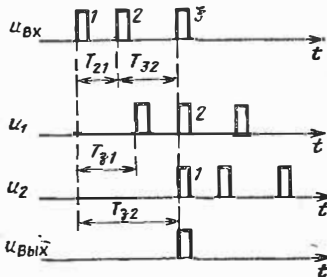


Рис. 24

ми. Функциональная схема селектора изображена на рис 23. Его работа поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 24.

Основными элементами селектора являются трехвходовая схема И и две линии задержки: ЛЗ₁ на время $T_{31} = T_{32}$ и ЛЗ₂ на время $T_{32} = T_{32} + T_{21}$. Входные импульсы поступают на один вход схемы И непосредственно ($u_{вх} = u_3$), а на другие два входа через указанные выше линии задержки (рис. 23).

Из рис. 24 видно, что если интервалы между импульсами серии удовлетворяют равенствам $T_{32} = T_{31}$ и $T_{21} = T_{32} - T_{31}$, то получается совпадение импульсов на всех трех входах схемы. В этом случае, на выходе схемы И образуется сигнал $u_{вых}$. Обычно этот сигнал подается на формирующее устройство. Если на вход селектора поступает комбина-

ция импульсов с интервалами между импульсами, не удовлетворяющими написанным выше равенствам, то импульсы поступают на входы схемы И одновременно, и выходной сигнал не образуется.

2. Если кодированная серия импульсов содержит четыре импульса (1, 2, 3, 4) с интервалами между импульсами T_{43} , T_{32} и T_{21} , то селектор содержит четырехходовую схему И и три линии задержки на времена: $T_{31} = T_{43}$, $T_{32} = T_{43} + T_{32}$ и $T_{23} = T_{43} + T_{32} + T_{21}$.

Практически вместо трех или двух ЛЗ применяется одна линия задержки с отводами, наподобие показанной на рис. 22.4.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

КОМПОЗИЦИЯ СЛОЖНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 24.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СЛОЖНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

1. В предыдущих разделах рассматривались в основном отдельные (элементарные) устройства, выполняющие те или иные преобразования импульсов или предназначенные для генерации импульсов (например: укорачивающие цепи, линии задержки, мультивибраторы и т. п.). Из таких элементарных устройств (будем их называть каскадами или элементами) komponуются *многоступенчатые импульсные устройства*, выполняющие сложные функциональные преобразования импульсных сигналов. Несколько таких устройств уже было рассмотрено в гл. 23.

2. В сложных импульсных устройствах отдельные каскады работают не изолированно друг от друга, а в условиях их взаимного влияния. Естественно, при компоновке сложного устройства стремятся повысить полезное взаимодействие и снизить вредное влияние между каскадами. Повышение полезного взаимодействия между каскадами достигается их взаимным согласованием — в основном *согласованием по уровню потенциалов (напряжений) и согласованием по мощности (согласование сопротивлений)*. Вредное взаимовлияние каскадов обусловлено паразитными междукаскадными связями (из-за наличия паразитных емкостей, индуктивностей, связей через цепи питания и т. п.). Хотя и принимаются специальные меры для уменьшения паразитных связей, но полное их устранение является невозможным. Нарушение полезного взаимодействия между каскадами может явиться следствием неправильного режима работы отдельных каскадов, нестабильности этих режимов, обусловленной действием неизбежных в условиях эксплуатации дестабилизирующих факторов (см. § 8.1, п. 5), или, наконец, результатом некоторых особенностей функционирования отдельных каскадов.

1. При разработке нужного устройства обычно известно сравнительно немного исходных данных, формулируемых *тактико-техническими требованиями* к устройству. Эти данные определяют: назначение устройства (решаемую им задачу), условия его работы и эксплуатации и основные («входные» и «выходные») технические параметры устройства. В соответствии с этими данными составляется функциональная (структурная) схема устройства, после

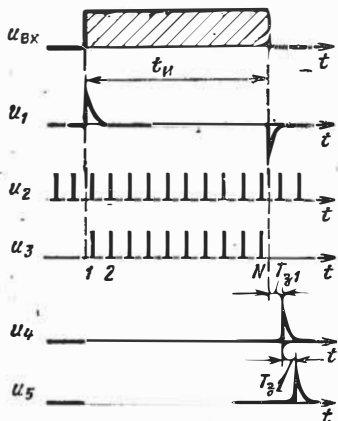


Рис. 1.

чего производится выбор и расчет всех его элементов.

2. Функциональная схема устройства составляется на основе выбранного *принципа (алгоритма) решения задачи*, выполняемого устройством. Функциональная схема устанавливает нужные виды преобразований над заданными и вспомогательными сигналами, которые следует произвести для получения нужного результата. Однако выбор принципа работы и соответствующей ему функциональной схемы не является единственно возможным; одна и та же техническая задача может быть решена разными способами. Так, в § 23.4, п. 2 был описан способ селекции импульсов заданной длительности $t_{ис} = t_{и}^*$, приемлемый при малой величине $t_{и}^*$. При

большой же величине $t_{и}^*$ можно предложить другой способ решения той же задачи. Для иллюстрации методики разработки алгоритма решения поставленной технической задачи рассмотрим этот способ.

3. Пусть имеется последовательность импульсов, повторяющихся с частотой $F_{п}$, длительность которых изменяется от импульса к импульсу. Требуется разработать устройство, регистрирующее появление импульсов заданной длительности $t_{и}^*$. Основная идея описываемого ниже способа состоит в том, что длительность входных импульсов выражается числом N периодов $T_{т}$ *тактовых импульсов* ($t_{и} \cong NT_{т}$), вырабатываемых высокостабильным по частоте повторения генератором тактовых импульсов (ГТИ). Тогда при поступлении импульса заданной длительности $t_{и}^*$ число N будет равно определенному значению $N^* = t_{и}^*/T_{т}$

В соответствии с указанным принципом следует выполнить ряд преобразований над входными и вспомогательными импульсами (рис. 1):

а) Надо зафиксировать начало и конец каждого входного импульса $u_{вх}$. Для этого импульсы $u_{вх}$ (будем полагать их полярность положительной) следует подать на укорачивающую цепь. Тогда положительный импульс u_1 на выходе укорачивающей

цепи фиксирует начало входного импульса, а отрицательный — его конец (рис. 1)

б) Для измерения длительности входных импульсов целесообразно применить метод счeтa тактовых импульсов u_2 в течение времени действия входного импульса. Счет импульсов можно производить двоичным цифровым счетчиком, причем:

— перед поступлением каждого входного импульса счетчик должен устанавливаться в нулевое состояние 00...0;

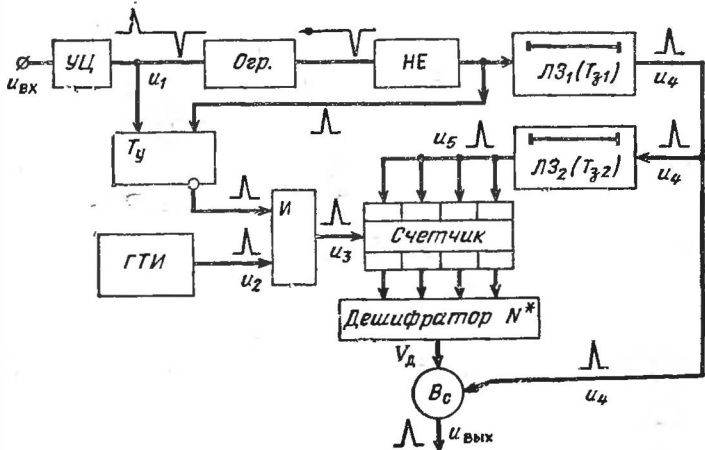


Рис. 2.

— доступ тактовых импульсов на вход счетчика должен открываться после появления укороченного импульса $u_1 > 0$ (рис. 1) и должен прекращаться после появления укороченного импульса $u_1 < 0$.

в) Зафиксированное в счетчике число N должно сравниваться с заданным числом N^* , и при $N = N^*$ (только в этом случ е) должен возникать сигнальный импульс. Эта частная задача может быть решена посредством *диодного дешифратора* (см. § 22.4).

4. Для реализации указанных в п. 3 преобразований сигналов (рис. 1) функциональная схема устройства должна иметь показанный на рис. 2 вид. Здесь входной импульс $u_{вх}$ подается на укорачивающую цепь (УЦ). Укороченный импульс $u_1 > 0$ устанавливает управляющий триггер T_y в положение, при котором схема И открывает доступ тактовых импульсов u_2 на вход счетчика. Импульсы u_1 с выхода УЦ подаются также на ограничитель СВЕРХУ, пропускающий только укороченный импульс $u_1 < 0$, который инвертируется схемой НЕ. Положительный импульс с выхода этой схемы устанавливает триггер T_y в положение, при котором схема И прекращает поступление импульсов u_3 на вход счетчика. Счетчик связан с дешифратором, на выходе которого при $N = N^*$ устанавливается высокий потенциал $V_d = V_d''$, подаваемый на один вход вентиля считывания B_c . На другой вход этого вентиля поступает импульс $u_4 > 0$ с выхода линии задержки ЛЗ₁ (см. рис. 1)

При этом, если $V_{\text{д}} = V_{\text{д}}''$, то на выходе вентиля B_0 появляется импульс $u_{\text{вых}}$ (рис. 2), фиксирующий появление на входе всего устройства импульса длительностью $t_{\text{и}} \cong t_{\text{и}}^*$. Для подготовки всего устройства к обработке следующего входного сигнала $u_{\text{вх}}$ служит импульс u_0 с выхода ЛЗ₂ (рис. 1 и 2), который устанавливает счетчик в исходное нулевое состояние 00...0.

Из рис. 1 видно, что наибольшая *методическая ошибка* в регистрации импульса заданной длительности равна периоду тактовых импульсов; относительная величина этой ошибки

$$\delta t_{\text{и}}^* = \frac{T_{\text{T}}}{t_{\text{и}}^*} \cong \frac{T_{\text{T}}}{N^* T_{\text{T}}} = \frac{1}{N^*}. \quad (24.1)$$

5. При выборе функционального принципа решения поставленной задачи необходимо учитывать ряд рассматриваемых ниже факторов.

а) *Точность работы устройства* является важнейшим фактором, определяющим техническую целесообразность выбора принципа работы устройства и его функциональной схемы.

Пусть, например, в рассмотренной в п. 4 задаче длительность селективируемых импульсов $t_{\text{и}}^* = 1$ мкс, а допустимая величина ошибки $\delta t_{\text{и}}^* \leq 0,1$. В этом случае техническая реализация описанного в п. 4 устройства связана с серьезными трудностями. Действительно, в соответствии с формулой (1) для получения указанной точности потребуются тактовые импульсы с весьма малым периодом повторения $T_{\text{T}} \leq t_{\text{и}}^*/N^* = 0,1$ мкс ($f_{\text{T}} \geq 10$ МГц) и соответственно весьма малой длительности — около $(10 \div 20)$ нс. Гораздо проще решается задача построения требуемого селектора на основе применения электромагнитной линии задержки на время $T_{\text{з}} = t_{\text{и}}^* = 1$ мкс (см. рис. 23.9).

При б о л ь ш о й же длительности селективируемых импульсов (например, $t_{\text{и}}^* \cong 1000$ мкс и более) возникают трудности конструирования линии задержки (ЛЗ), которые возрастают с повышением точности работы селектора. Действительно, в этом случае повышаются требования к стабильности задержки, осуществляемой ЛЗ. Кроме того, для получения высокой точности работы селектора следует оперировать с весьма короткими импульсами u_1 , поступающими на вход ЛЗ (см. рис. 23.10), что налагает более жесткие требования к широкополосности ЛЗ. Поэтому в большинстве подобных случаев предпочтительнее применять либо селекторы вида, рассмотренного в п. 4, либо селекторы, в которых в качестве устройства задержки применяется ждущий генератор импульсов (см. § 22.2).

б) *Условия работы и эксплуатации сложного устройства* имеют важное значение как при выборе функциональной схемы устройства, так и при разработке его принципиальной схемы и элементной базы. Здесь наиболее важными являются:

- рабочий диапазон температур и климатические условия;
- механические нагрузки (вибрации, удары, ускорения);
- уровни помех и радиационных излучений;
- нестабильность источников питания.

в) *Ряд других факторов* также существенно влияют на структуру устройства; таковыми, в частности, являются:

- надежность работы устройства;
- удобство обслуживания и контроля за работой;
- вес и габариты устройства; потребляемая энергия;
- стоимость устройства и расходы по эксплуатации.

При выборе элементов устройства следует в возможно большей степени ориентироваться на применение стандартных элементов и узлов (в особенности микроэлементов и узлов, изготавливаемых на основе интегральной технологии).

6. Учет указанного большого числа различных факторов и обстоятельств, влияющих на структуру и конструкцию сложного импульсного устройства, представляет весьма громоздкую и трудоемкую задачу. При ее решении в последние годы все в большей мере применяются ЭЦВМ, позволяющие произвести сравнительный анализ многих вариантов схем и конструкций устройств по показателям точности и надежности работы устройства, его стоимости и т. п. Для выяснения значимости этих показателей и окончательного выбора принципа работы и конструкции сложного устройства, а также для умелой эксплуатации этого устройства инженер должен обладать высокой квалификацией и глубоким пониманием принципов действия, особенностей работы в различных условиях и технических характеристик разнообразных импульсных устройств.

§ 24.3. МЕЖДУКАСКАДНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ

А. СОГЛАСОВАНИЕ КАСКАДОВ ПО УРОВНЮ ПОТЕНЦИАЛОВ

1. Для получения нужных режимов работы взаимодействующих каскадов и уменьшения вредного взаимовлияния между каскадами применяют два основных способа согласования каскадов по действующим в них постоянным потенциалам. Один способ заключается просто в установке нужных значений напряжений (потенциалов) источников питания и смещения, а иногда и в подборе нужной высоты импульсных сигналов. Другой способ заключается в развязке смежных каскадов по их входным и выходным потенциалам.

2. Для иллюстрации 1-го способа согласования обратимся к схеме И на два входа (рис. 3), работающей в отрицательной логике и предназначенной служить вентилем для пропускания в интервале времени $t_2 - t_1$ между двумя управляющими импульсами u_{y1} и u_{y2} (рис. 4, а) отрицательных импульсов $e_2(t)$ (рис. 4, в), вырабатываемых, например, транзисторным блокинг-генератором. С этой целью импульсы $e_2(t)$ подаются на один вход схемы И, а на другой ее вход подается выходной потенциал $e_1(t)$ управляющего триггера T_y (рис. 4, б), который изменяется в результате воздействия на отдельные входы триггера импульсов u_{y1} и u_{y2} .

Пусть триггер T_y работает с автосмещением, вследствие чего высокий уровень потенциала $e_1 = E_1''$ не равен нулю (рис. 4, б). Тогда в соответствии с правилом, сформулированным

в § 20.2, п. 3, выходной потенциал V_H схемы И равен на и б о л ь ш е м у из потенциалов e_1 и e_2 , действующих на ее входах, т. е. он изменяется как это показано на рис. 4, *г*. Как видно, импульсы на выходе схемы И появляются не только в нужном интервале времени $t_2 - t_1$, но и вне его. Образование паразитных импульсов обусловлено неравенством $E_1'' < E_2'' \cong 0$, т. е. несогласованностью верхних уровней сигналов, подаваемых на входы схемы И. Для устранения этого недостатка надо либо перейти от триггера с автосмещением к триггеру с внешним смещением, у которого эмиттеры транзисторов заземлены, либо включить источник отрицательного смещающего напряжения в выходную обмотку трансформатора блокинг-генератора.

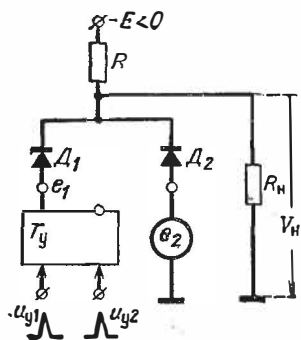


Рис. 3.

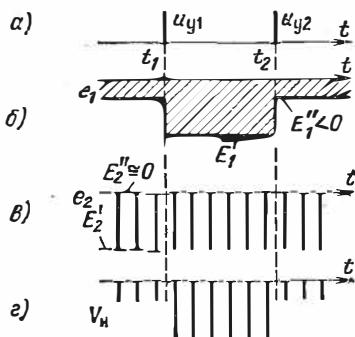


Рис. 4.

Более сложный пример согласования потенциалов между каскадами был рассмотрен в § 21.5 при описании многоступенчатых логических схем.

3. *Развязка смежных каскадов по действующим в них постоянным потенциалам* обычно применяется в устройствах, оперирующих с импульсными сигналами, и в частности при передаче сигналов от усилителя к нагрузке.

Рассмотрим, например, ламповый усилитель импульсов (рис. 5, *а*), работающий в линейном режиме^{*)}. При отсутствии входных импульсов (в режиме покоя) анодное напряжение $u_a = U_{a0}$ часто не сильно отличается от напряжения u_a анодного питания (рис. 6), а при поступлении входного импульса $u_{вх} > 0$ напряжение u_a существенно снижается. При непосредственном подключении нагрузочного каскада к аноду лампы (на рис. 5, *а* R_H — эквивалентное входное сопротивление нагрузочного каскада) этот каскад подвергается воздействию как переменной, так и постоянной составляющей U_{a0} анодного напряжения (рис. 6). Часто действие постоянной составляющей напряжения на нагрузке нежелательно или даже недопустимо. Во-первых, это приводит к излишнему рас-

^{*)} Работа усилительного каскада в нелинейном режиме работы рассматривается в § 8.4, пп. 14—16.

ходу энергии (особенно при высокой скважности следования импульсов); во-вторых, из-за нестабильности источников питания уровни U_{a0} и $U_{aп}$ нестабильны, что может привести к изменению режима работы нагрузочного каскада (например, усилителя) или

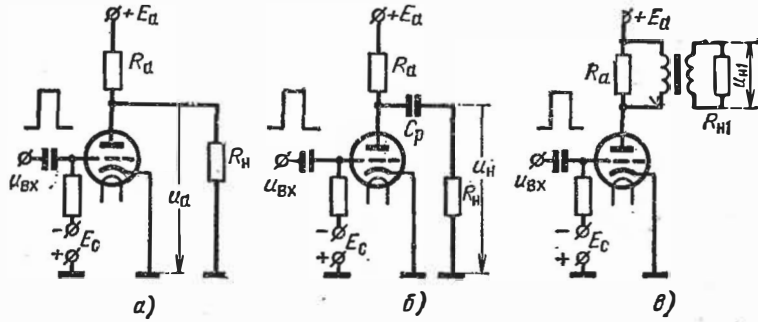


Рис. 5.

даже к нарушению правильной работы каскада (например, к возникновению паразитных сигналов большой интенсивности на выходе диодной схемы И)

Для устранения постоянной составляющей напряжения на нагрузке последняя часто подключается к усилительному каскаду через посредство разделительного конденсатора C_p (см. рис. 5, б). Характер изменения напряжения u_n на нагрузке в этом случае показан на рис. 6. Для ослабления искажения формы передаваемого в нагрузку сигнала должно в достаточно сильной степени выполняться неравенство $R_n C_p \gg T_n$ (см. § 8.4, п. 16). В этом случае напряжение на конденсаторе $u \cong U_{a0} = \text{const}$, и напряжение $u_n = u_a - U_{a0}$. Из рис. 6 видно, что напряжение u_n имеет и положительную полярность (U_n^+), и отрицательную полярность (U_n^-), что необходимо учитывать при обеспечении правильного режима работы нагрузочного каскада (см. п. 2). Расчет величин U_n^+ и U_n^- приводится в § 8.4, пп 14—15 (с учетом примечания к п. 15).

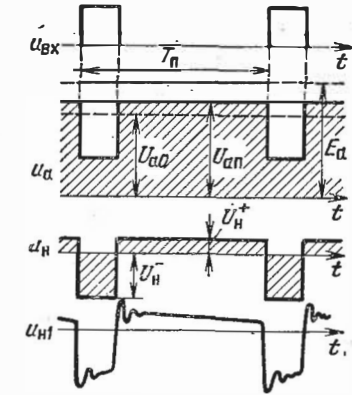


Рис. 6.

Устранение постоянной составляющей напряжения в нагрузке достигается также при подключении нагрузки к усилителю через посредство импульсного трансформатора (см. рис. 5, в). Характер изменения напряжения $u_{н1}$ на нагрузке в этом случае показан на нижней диаграмме рис. 6. При весьма сильном выполнении

неравенства $L_{\mu}/R_{\Omega} \gg T_{\Pi}$ — индуктивность намагничивания трансформатора, а R_{Ω} — эквивалентное сопротивление, действующее на первичной обмотке трансформатора) форма напряжения $u_{\text{НП}}$ (без учета высокочастотных паразитных колебаний) не отличается от напряжения $u_{\text{Н}}$, получаемого в схеме с разделительным конденсатором. Однако сильное выполнение указанного неравенства требует применения чрезмерно большой индуктивности намагничивания, что приводит к увеличению габаритов трансформатора и возрастанию его паразитных параметров; последнее обуславливает повышение интенсивности наложенных паразитных колебаний. Поэтому практически при использовании трансформаторного способа подключения нагрузки проявляется некоторое

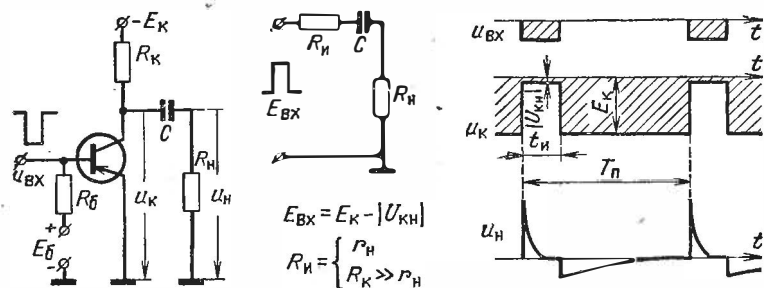


Рис. 7.

искажение вершины импульса напряжения на нагрузке (рис. 6). По этим причинам такой способ разделения каскадов применяется в случаях, когда одновременно решается задача согласования сопротивлений нагрузки и источника импульсных сигналов или же, если необходимо изменить полярность сигналов.

4. В некоторых случаях развязку каскадов по действующим в них потенциалам выполняют элементы, предназначенные для осуществления заданного функционального преобразования сигналов. Такую роль, например, выполняет конденсатор C укорачивающей цепи (с транзисторным ключом), схема которой изображена на рис. 7, где $R_{\text{Н}}$ — входное сопротивление нагрузочного каскада ($R_{\text{Н}} < R_{\text{К}}$). На рис. 7 приведены также эквивалентная схема устройства и временные диаграммы процессов в нем (в пренебрежении паразитными параметрами устройства и инерционностью транзистора, который работает в обычных для него двух режимах — насыщения и отсечки). В данном случае в отличие от использования конденсатора в схеме, приведенной на рис. 5, б, его емкость выбирается из двух условий:

$$(R_{\text{Н}} + r_{\text{H}}) C \ll t_{\text{И}} \text{ и } 3(R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}) C < T_{\text{П}}.$$

Б. СОГЛАСОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ КАСКАДОВ

5. В импульсных устройствах обычно имеет место однонаправленная передача сигналов и мощностей. Поэтому при работе двух смежных взаимодействующих каскадов один из каскадов является *нагрузочным*, а другой — питающим. При учете взаимодействия

каскадов в первую очередь обычно принимают во внимание влияние активного сопротивления R_H нагрузочного каскада на работу питающего каскада, и только с учетом этого влияния определяют параметры сигнала, передаваемого в нагрузочный каскад. Для получения же нужных параметров такого сигнала (высоты сигнала и мощности, реализуемой в нагрузке) осуществляют согласование сопротивлений питающего и нагрузочного каскадов.

Общая теория согласования сопротивлений источника сигналов и нагрузки рассматривается в теории радиоцепей и сигналов [21—24], где в частности формулируются условия передачи в нагрузку наибольшей мощности ($R_H = R_{и}$, где $R_{и}$ — заданное выходное сопротивление питающего каскада; известное условие согласования реактивных параметров обычно не является существенным для импульсных устройств). Эти же вопросы применительно к работе линейных усилителей рассматриваются в теории усилителей [123, 124]. Способы учета влияния сопротивления нагрузки на работу электронных ключей, в обычном для них нелинейном режиме работы (см. § 8.4, пп. 14—16), и других линейных и нелинейных импульсных устройств рассматривались в предыдущих разделах данной книги.

6. В принципе согласование сопротивлений можно производить, либо считая заданными параметры питающего каскада, либо, наоборот, считая заданными параметры нагрузочного каскада. Так как при разработке импульсных устройств необходимо учитывать имеющийся ассортимент стандартных элементов и приборов, то нельзя дать однозначную рекомендацию в этом отношении. Часто при заданных (известных) параметрах питающего и нагрузочного каскадов осуществляют нужное согласование их сопротивлений с помощью промежуточного согласующего (развязывающего) каскада. В качестве согласующего каскада обычно используется импульсный трансформатор или усилитель — инвертирующий или неинвертирующий.

Импульсный трансформатор используется в качестве согласующего устройства в случае, когда не требуется осуществлять трансформацию мощности, передаваемой в нагрузку (мощности на входе и выходе трансформатора с точностью до потерь в трансформаторе одинаковы). Напомним, что входное сопротивление трансформатора, приведенное к виткам w_1 первичной обмотки, связано с сопротивлением нагрузки, приключенной ко вторичной обмотке (w_2), соотношением $R_{вх} = R_H/n^2$, где $n = w_2/w_1$.

В случае, когда необходимо осуществить трансформацию мощности, передаваемой в нагрузку, применяются в основном катодные или эмиттерные повторители (см., например, § 17.2, В). Применение развязывающих катодных или эмиттерных повторителей оказывается иногда обязательным в случаях переменной (динамической) нагрузки каскада (см., например, § 20.1 и 20.2).

7. На рис. 8 изображена схема включения эмиттерного повторителя в качестве согласующего устройства между питающим каскадом с выходным сопротивлением $R_{и}$ и нагрузочным каскадом с входным сопротивлением R_H . Согласующие свойства эмиттерного

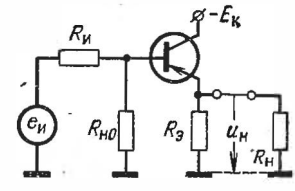


Рис. 8.

повторителя основаны на различии его входного и выходного сопротивлений ($R_{вх} \gg R_{вых}$), которые выражаются формулами [123, 124]:

$$R_{вх} = (\beta_0 + 1) [(R_{э} \parallel R_{н} + r_{э}) \parallel r_{к}^*] + r_{б} \cong (\beta_0 + 1) (R_{э} \parallel R_{н}), \quad (24.2)$$

$$R_{вых} = r_{э} + \left(\frac{R_{и} \parallel R_{н0} + r_{б}}{\beta_0 + 1} \parallel r_{к}^* \right) \cong r_{э} + \frac{R_{и} \parallel R_{н0}}{\beta_0 + 1}. \quad (24.3)$$

Здесь сопротивление базы ($r_{б}$), сопротивление эмиттера ($r_{э} = \varphi_T / I_{э}$) и сопротивление $r_{к}^*$, шунтирующее коллекторный переход транзистора, представляют собой параметры эквивалентной Т-образной схемы транзистора в каскаде с ОЭ [123].

При переменной нагрузке $R_{н}$ входное сопротивление эмиттерного повторителя хотя и меняется, но оно обычно настолько велико, что эквивалентное нагрузочное сопротивление питающего каскада (рис. 8) $R_{нэ} = R_{н0} \parallel R_{вх} \cong R_{н0}$ почти не меняется.

Так как коэффициент передачи эмиттерного (катодного) повторителя близок к 1, то применение такого согласующего устройства не дает возможности усилить сигнал, передаваемый в нагрузочный каскад. Если это необходимо, то в качестве согласующего устройства применяют усилитель-инвертор.

8. В большинстве импульсных устройств (например, в интегрирующих, дифференцирующих, укорачивающих цепях, в импульсных трансформаторах, в линиях задержки, в формирующих цепях, в фиксаторах уровня и др.) при согласовании сопротивлений необходимо также учитывать влияние реактивных элементов устройств (в том числе и паразитных параметров). Один из примеров такого согласования рассматривался в п. 4. Другие примеры подобного согласования приводятся в § 3.2, 4.2, 5.4, 7.3, 9.4 и др.

9. При конструировании сложных импульсных устройств широко применяется их сборка из стандартных функциональных элементов (ФЭ) — микромодулей и интегральных схем. Основное внимание при таком конструировании уделяется должной стыковке взаимодействующих ФЭ. Одним из основных параметров ФЭ, играющих важную роль при стыковке, является чувствительность по запуску (см. § 8.1, п. 4); она определяет минимальный уровень входного сигнала, который в заданных условиях вызывает срабатывание ФЭ. В работе [115] излагаются общие закономерности изменения чувствительности по запуску различных ФЭ в микромодульном изготовлении при действии различных дестабилизирующих факторов.

В последние годы все более широкое применение находят ФЭ в интегральном изготовлении — интегральные схемы. Промышленность выпускает согласованные комплекты типовых интегральных схем различного функционального назначения, работающих в надлежащем образом подобранной логике. Благодаря этому интегральные схемы одного комплекта согласованы между собой (при любом их сочетании) по уровню и длительности входных и выходных сигналов. Это открывает богатые возможности компоновки из стандартных интегральных схем многокаскадных импульсных устройств, способных выполнять сложные логические преобразования сигналов.

1. Наряду с взаимодействием каскадов, связанным с выполнением полезных функций, имеет место вредное взаимодействие, обусловленное паразитными связями через посредство паразитных емкостей и индуктивностей.

2. Пусть, например, импульсный сигнал должен передаваться от 1-го каскада ко 2-му через линию задержки (рис. 9). Если между этими каскадами действует паразитная емкость C_{Π} , то импульс будет передаваться во 2-й каскад частично и через эту емкость, без задержки. В результате во 2-й каскад проникает мешающий паразитный сигнал.

Степень вредного взаимодействия между каскадами зависит от величины емкости C_{Π} и от скорости протекания процессов. Пусть, например, устройство работает с импульсами длительностью в 0,1 мкс при длительности фронта в 0,01 мкс. Если высота импульсов $U_1 = 10$ В, то средняя (на фронте) скорость изменения напряжения $(du_1/dt)_{cp} = U_1/t_{\phi} = 1000$ В/мкс. При емкости $C_{\Pi} = 1$ пФ протекающий через нее ток (среднее значение)

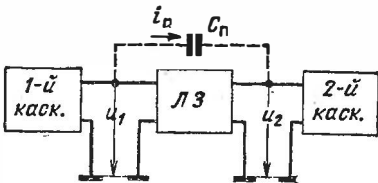


Рис. 9.

$$I_{\Pi} = C_{\Pi} \left(\frac{du_1}{dt} \right)_{cp} = 10^{-6} \cdot 10^3 = 10^{-3} \text{ А} = 1 \text{ мА.}$$

Если входное сопротивление 2-го каскада $R_{вх} = 1$ кОм, то высота паразитного импульса на входе 2-го каскада $U_{\Pi} = I_{\Pi} R_{вх} = 1$ В оказывается достаточно значительной.

При конструировании радиоаппаратуры и монтаже функциональных элементов необходимо принимать меры к уменьшению паразитных емкостных связей между каскадами. Это достигается удалением элементов и проводников друг от друга и уменьшением толщины и длины соединительных проводов. Особое значение этот вопрос имеет при изготовлении и стыковке интегральных схем, отличающихся весьма высокой плотностью монтажа.

3. Для иллюстрации связи между каскадами через паразитную индуктивность рассмотрим устройство, в котором несколько транзисторных каскадов питаются от одного источника — E_K (рис. 10, а). Пусть отдельные участки шии питания обладают индуктивностью $L = 0,1$ мкГ. Предположим, что 3-й каскад представляет собой мощный генератор импульсов (например, блокинг-генератор), формирующий импульсы с фронтом в 0,01 мкс. Пусть на фронтовой части импульсов ток транзистора нарастает до величины $I = 100$ мА. Тогда среднее значение (на фронте) падения напряжения, получающегося на индуктивности L ,

$$U_L = L \left(\frac{di}{dt} \right)_{cp} = L \frac{I}{t_{\phi}} = 0,1 \frac{100 \cdot 10^{-3}}{0,01} = 1 \text{ В.}$$

Следовательно, напряжение E_{K1} питания 1-го каскада во время формирования фронта импульса в мощном 3-м каскаде снизится на 1 В; соответственно напряжение E_{K2} питания 2-го каскада снизится на 2 В. Это может привести к нарушению правильной работы устройства, а при определенных условиях возможно самовозбуждение каскадов устройства.

4. Выше предполагалось, что сопротивление источника питания равно нулю. В действительности это не так, и хотя оно мало, но и на нем получается некоторое падение напряжения, вызываемое протеканием тока мощного каскада.

5. Ослабление связи каскадов через шины питания и сопротивление общего источника питания достигается включением перед мощными каскадами развязывающих R_{Φ} - C_{Φ} фильтров (рис 10, б). Тогда во время формирования импульса мощным каскадом ток это

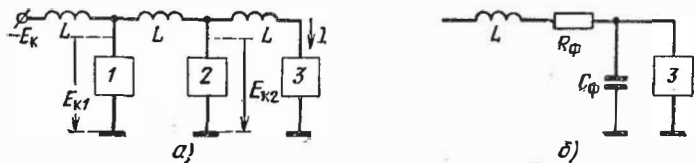


Рис. 10

го каскада будет создаваться в основном ток разряда конденсатора C_{Φ} , а в интервале времени между импульсами заряд конденсатора будет восстанавливаться током источника питания. Благодаря конденсатору фильтра скорость изменения тока в шине питания резко снижается, что приводит к значительному уменьшению падений напряжения на паразитных индуктивностях и на сопротивлении источника питания, а следовательно, к уменьшению вредного взаимодействия каскадов.

Параметры развязывающего фильтра должны выбираться из условия преобладания заряда конденсатора над зарядом, потребляемым мощным каскадом за время формирования им импульса, т. е. из условия

$$C_{\Phi} E_K \geq (2 \div 5) I_{тн} \quad (24.4)$$

Кроме того, постоянная времени фильтра должна выбираться из условия практически полного восстановления заряда конденсатора за время $T_{п} - t_{н}$ интервала между импульсами, т. е.

$$3R_{\Phi} C_{\Phi} \cong T_{п} - t_{н} \quad (24.5)$$

1. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. Физматгиз, 1959.
2. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. Физматгиз, 1958.
- 2а. Теодорчик К. Ф. Автоколебательные системы. Гостехиздат, 1948.
3. Ицхоки Я. С. Импульсная техника. Изд-во «Советское радио», 1949.
4. Раков В. И., Шац С. Я. Основы импульсной техники, ч. 1—4. ВМА им. А. Н. Крылова, 1951—1954.
5. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника. Изд-во «Советское радио», 1953.
6. Григорин-Рябов В. В. Импульсные устройства. 1953.
7. Петрович Н. Т., Козырев А. В. Генерирование и преобразование электрических импульсов. Изд-во «Советское радио», 1954.
8. Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. Физматгиз, 1958.
9. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. Изд-во «Советское радио», 1959.
- 9а. Виглин С. И. Импульсные устройства. ХВИАВУ, 1959.
10. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. Изд-во «Связь», 1964.
11. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. Изд-во «Советское радио», 1964.
12. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. Изд-во «Машиностроение», 1966.
13. Миленин В. Г., Базь Г. А., Булыбенко В. Ю., Муромцев Г. П., Осипов В. П., Раинкин А. Н., Трегуб И. К. Основы импульсной техники. Воениздат, 1966.
14. Регельсон Л. М., Кузнецов А. В., Пятибратов А. П. Импульсная техника МГУ им. М. В. Ломоносова, 1967.
15. «Справочник по импульсной технике», под ред. В. Н. Яковлева. Изд-во «Техника», Киев, 1970.
16. Миллман Я., Тауб Г. Импульсные и цифровые устройства. Пер. с англ., под ред. Л. А. Мееровича. Госэнергоиздат, 1960.
17. Харкевич А. А. Спектры и анализ. ГИТТЛ, 1952.
18. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Изд. 2. Изд-во «Энергия», 1972.
19. Гуревич М. С. Спектры радиосигналов, Связьиздат, 1963.
- 19а. Вакман Д. Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1962.
20. Айзинов М. М. Переходные процессы в элементах радиоустройств. Изд-во «Морской транспорт», 1955.

21. Харкевич А. А. Теоретические основы радиосвязи. ГИТТЛ, 1957.
22. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд-во «Советское радио», 1971.
23. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. Изд-во «Энергия», 1965.
- 23а. Лосев А. К. Линейные радиотехнические цепи. Изд-во «Высшая школа», 1971.
24. Власов В. Ф. Теория сигналов и радиоцепей ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1968
25. Ицхоки Я. С. Нелинейная радиотехника Изд-во «Советское радио», 1957.
26. Контрович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. Изд-во «Наука», 1964.
27. Розенфельд А. С., Яхинсон Б. И. Переходные процессы и обобщенные функции. Изд-во «Наука», 1966.
28. Ицхоки Я. С. Основные методы анализа импульсных процессов. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1957.
29. Средний И. Е. Стационарные режимы в линейных и нелинейных цепях (импульсный анализ). ГИТЛ УССР, 1963.
30. Ицхоки Я. С. Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях. Изд-во «Советское радио», 1969.
31. Гаврилов Г. К. Приближенные методы анализа переходных процессов. Изд-во «Советское радио», 1966.
32. Евтянов С. И. Графоаналитический расчет переходных процессов. «Радиотехника», 1969, т. 24, № 5.
33. Протопопов В. А. Вычислительные машины военного применения. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1967.
34. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение при исследовании систем автоматического регулирования. Физматгиз, 1963.
35. Куркин Ю. Л., Куркина Н. С. Прецизионный транзисторный интегратор. «Автоматика и телемеханика», 1961, т. 22, № 7.
36. Amitay N., Wagner R. W. Низкочастотное усиление в электронных интеграторах для измерения слабых потоков. Trans. of Instrumentation, IEEE, 1962, v. I—II, VI, № 1.
37. Whattachagaya V. K. Влияние крутизны фронта импульса на реакцию многокаскадных интегрирующих и дифференцирующих цепей. Indian J. Phys., 1953, v. 27, № 5.
38. Илел Е. Действие реального прямоугольного импульса на реальную дифференцирующую цепь. «Радиотехника», 1970, т. 25, № 1.
39. Марков А. А. О выборе параметров цепи, укорачивающей импульс. «Радиотехника», 1952, т. 7, № 6.
40. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1964
41. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Расчет формирующих линий. Гостехиздат УССР, 1962.
42. Ицхоки Я. С. Импульсные трансформаторы. Москва, 1949.
43. Аркадьев В. К. Электромагнитные процессы в металлах, ч. I. ОНТИ, 1936.

44. Поливанов К. М. Ферромагнетики. Госэнергоиздат, 1957.
45. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники в автоматике и вычислительной технике. Изд-во «Энергия», 1967.
46. Бардиж В. В. Магнитные элементы цифровых вычислительных машин. Изд-во «Энергия», 1967.
47. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики. Физматгиз, 1960.
48. Рабкин Л. И., Соскин С. А., Эпштейн Б. Ш. Ферриты. Изд-во «Энергия», 1968.
49. Преображенский А. А. Магнитные материалы. Изд-во «Высшая школа», 1965.
50. Горбунов Н. Д., Матвеева Г. А. Ферриты и магнитодиэлектрики. справочник. Изд-во «Советское радио», 1968.
51. Ицхоки Я. С. Проектирование элементов импульсных устройств, ВВИА, им. проф. Н. Е. Жуковского, 1951.
52. Бальян Р. X., Лалетин В. И., Трофимов И. В. Способы размагничивания сердечника импульсного трансформатора. «Радиотехника», 1959, т. 14, № 8.
53. Лукин Ф. В. Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств. Оборонгиз, 1950.
54. Дятлов В. Л. Учет вихревых токов и вязкости при перемагничивании ленточных сердечников в больших полях. НДВШ «Электромеханика и автоматика», 1959, № 2.
55. Витков М. Г. Учет слабого поверхностного эффекта при перемагничивании ферромагнитной пластины. «Автоматика и телемеханика», 1960, т. 21, № 10.
56. Витков М. Г. Влияние электрических свойств материала на процессы импульсного перемагничивания. «Известия вузов», Электромеханика, 1960, № 12.
57. Поливанов К. М., Дятлов В. Л., Витков М. Г. О расчете процесса перемагничивания с учетом поверхностного эффекта и динамических свойств вещества. «Известия вузов», Радиотехника, 1961, № 6.
58. Зайцев Э. Ф. К расчету мощных трансформаторов импульсов малой длительности. «Радиотехника», 1968, т. 23, № 6.
59. Ионов И. П. Магнитные элементы дискретного действия (основы расчета и проектирования). Изд-во «Высшая школа», 1968.
60. Ионов И. П., Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Кольцевой ферритовый сердечник как элемент схемы импульсного трансформатора. Республиканский межведомственный научно-технический сборник «Теоретическая электротехника», вып. 1. Изд-во Львовского университета, 1966.
61. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Характеристики ферритовых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса (справочник). МЭИ, 1962.
62. Русин Ю. С. Определение собственной емкости обмоток. «Радиотехника», 1964, т. 19, № 2.
63. Русин Ю. А. К расчету паразитных параметров широкополосных трансформаторов. «Радиотехника», 1967, т. 22, № 1.
64. Матханов П. Н. К инженерному расчету мощных импульсных трансформаторов. «Радиотехника», 1951, т. 6, № 5.

65. Е м о л и н Н. П., В а г а н о в В. П. Расчет маломощных трансформаторов. Госэнергоиздат, 1957.
- 65а. В д о в и н С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. Изд-во «Энергия», 1971.
66. Б а л ь я н Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Судпромгиз, 1961.
- 66а. М и р о н о в С. П. К расчету импульсных трансформаторов на кольцевых сердечниках. «Электросвязь», 1960, № 11.
67. П о т у р а е в О. С. Расчет и конструирование импульсных трансформаторов в схемах с полупроводниковыми приборами. Сб. статей «Вычислительная техника», МИФИ, 1961, вып. 2
68. Ф и н к е л ь ш т е й н М. И. Искусственные линии. Воениздат, 1961.
69. В а ж е ч и н а З. П., В о л к о в а Н. Н., Ч а д о в и ч И. И. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. Изд-во «Советское радио», 1971.
70. Б е л о р у с с о в Н. И., Г р о д н е в И. И. Радиочастотные кабели. Госэнергоиздат, 1959.
71. Г л е б о в и ч Г. В., К о в а л е в И. П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. Изд-во «Советское радио» (в печати).
72. С о л о в ь е в В. А. Линии задержки с распределенными постоянными для импульсных схем наносекундного диапазона. «Радиотехника», 1962, т. 17, № 1.
73. S i m p s o n R. S., H o u t s R. C. Определение средней временной задержки для линейной системы. Proc. IEEE, 1967, v. 55, № 10.
74. Е л и з а р о в Б. В., К р ы л о в Г. Н., М а к а р о в Г. И. Построение переходного процесса при прохождении видеоимпульса через фильтр низкой частоты методом характерных точек. «Радиотехника», 1959, т. 14, № 10 (см. также т. 14, № 2 и т. 16, № 10).
75. Э л м о р В., С е н д с М. Электроника в ядерной физике. Изд-во Иностранная литература, 1953.
76. Р а й х л и н В. А. Простейшие скорректированные линии задержки с высоким качеством переходной характеристики. «Радиотехника», 1970, т. 25, № 12.
77. К э р л и н Б. Ультразвук. Изд-во Иностранная литература, 1950.
78. Л о с е в А. К. Теория и расчет электромеханических фильтров. Изд-во «Связь», 1965.
79. «Физическая акустика», под ред. У. Мэзона. Изд-во «Мир», 1966, т. I, ч. А.
80. С о к о л и н с к и й А. Г., С у х а р е в с к и й Ю. М. Магниево-ультразвуковые линии задержки. Изд-во «Советское радио», 1966.
81. К а м е н с к и й Е. И. Ультразвуковые линии задержки. Авт. свид. СССР, кл. «21а», № 128061.
82. М е р к у л о в Л. Г., Я к о в л е в Л. А. Кристаллические ультразвуковые линии задержки с использованием явления отклонения луча от нормали. «Акустический журнал», 1962, т. 8, № 2, стр. 196.
83. «Физическая акустика», под ред. У. Мэзона. Изд-во «Мир», 1969, т. II, ч. А.

84. М у ш Б. С. Применение акустических волн в цифровых запоминающих устройствах. «Радиотехника», 1971, т. 26, № 11.
85. И ц х о к и Я. С. Импульсные генераторы. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1944.
86. Е в т я н о в С. И., Р е д ь к и н Г. Е., Импульсные модуляторы с искусственной линией. Изд-во «Советское радио» (в печати).
87. Г л е б о в и ч Г. В., Г р я з н о в М. И., П т и ц ы н К. Н. Исследование некоторых схем формирования коротких импульсов (схемы с тиратроном). «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, № 4.
88. М е с я ц Г. А. Согласование естественной и искусственной линий для получения длинных импульсов с коротким фронтом. «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3.
89. А й з и н о в М. М. Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме. Изд-во «Энергия», 1964.
90. Б е л е ц к и й А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. Изд-во «Связь», 1967.
91. К о ч а н о в Н. С. Основы синтеза линейных электрических цепей во временной области. Изд-во «Связь», 1967.
92. М а т х а н о в П. Н. К расчету цепей для формирования прямоугольных импульсов. «Радиотехника», 1957, т. 12, № 7.
93. Г и л л е м и н Е. А. Синтез пассивных цепей. Изд-во «Связь», 1970.
94. В о р о н ч е в Т. А. Импульсные тиратроны. Изд-во «Советское радио», 1958.
95. М е е р о в и ч Л. А., В а т и н И. М., З а й ц е в Э. Ф., К а н д ы к и н В. М. Магнитные генераторы импульсов. Изд-во «Советское радио», 1968.
96. Г а р б е р И. С. Магнитные импульсные модуляторы. Изд-во «Советское радио», 1964.
97. Ф е д о т о в Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. Изд-во «Советское радио», 1969.
98. С т е п а н е н к о И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд-во «Энергия», 1967.
99. С п и р и д о н о в Н. С. Основы теории транзисторов. Изд-во «Техника», Киев, 1969.
100. «Транзисторы. Параметры, методы измерения и испытаний», под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. Изд-во «Советское радио», 1968.
101. Ш а ц С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Судпромгиз, 1963.
102. «Транзисторы». Справочник под ред. И. Ф. Николаевского. Изд-во «Связь», 1969.
103. «Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам», под ред. Н. Н. Горюнова. Изд-во «Энергия», 1968.
104. «Полупроводниковые диоды. Параметры и методы измерения», под ред. Н. Н. Горюнова и Ю. Р. Носова. Изд-во «Советское радио», 1968.
105. Е р е м и н С. А., М о к е е в О. К., Н о с о в Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение. Изд-во «Советское радио», 1966.
106. А г а х а н я н Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. Изд-во «Советское радио», 1966.

107. Файзулаев Б. Н. Переходные процессы в транзисторных каскадах. Изд-во «Связь», 1968.
108. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Переходные характеристики транзисторов и ключевой схемы ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1969.
- 108а. Азьян Ю. М., Берестовский Г. Н., Капцов Л. Н., Ржевкин К. С., Сенаторов К. Я. Полупроводниковые триоды в регенеративных схемах, под ред. В. В. Мигулина. Госэнергоиздат, 1959.
109. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах. Изд-во «Техника», Киев, 1968.
- 109а. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. Изд-во «Советское радио», 1963.
110. Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов. Изд-во «Связь», 1968.
111. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. Изд-во «Связь», 1969.
112. «Импульсные схемы на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет», под ред. Е. И. Гальперина и И. П. Степаненко. Изд-во «Советское радио», 1970.
113. Тищенко А. М., Лебедев Б. М., Штерк М. Д., Климушев Б. Я., Федоринин А. А., Егорычев В. И. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. Изд-во «Советское радио», 1964.
114. Базь Г. А., Муромцев Г. П., Раинкин А. Н., Трегуб И. К., Цикунев К. А. Расчет импульсных схем. Воениздат, 1960.
115. Фин В. А., Казанский Е. В. Чувствительность по запуску функциональных элементов на транзисторах. Изд-во «Энергия», 1971.
116. Гусев В. П., Фомин А. В. и др. Расчет электрических допусков радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Советское радио», 1963.
117. Воллернер Н. Ф. Выбор допустимых отклонений параметров радиотехнических узлов аппаратуры. «Радиотехника», 1963, т. 18, № 11.
118. Воллернер Н. Ф. Конструирование и технология изготовления радиоэлектронной аппаратуры. Изд-во «Выща школа», Киев, 1970.
119. Фомин А. В., Обичкин Ю. Г. и др. Надежность полупроводниковых радиоустройств летательных аппаратов. Изд-во «Машиностроение», 1968.
120. Акиндеев А. Е., Константинов В. Д., Крауз С. В., Румянцев Е. А., Сергеев Н. П., Синдеев И. М. Инженерно-авиационная служба и эксплуатация оборудования. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1970.
121. Гаврилов С. Н., Мартынов В. И. Электронные приборы. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1962.
122. Батушев В. А. Электронные приборы. Изд-во «Высшая школа», 1969.
123. Куликовский А. А. Радиоприемные устройства, ч. I, 1964 и ч. II, 1966. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского

124. М а г у л и н И. Н. Авиационные радиоприемные устройства. КВИАВУ, Киев, 1969.
- 124а. А г а х а н я н Т. М. Линейные импульсные усилители. Изд-во «Связь», 1970.
125. К о н о н о в Б. Н. Применение нелинейной обратной связи для устранения насыщения полупроводниковых триодов в им. пульсных схемах. «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, № 10.
126. А г а х а н я н Т. М. Измерение импульсных параметров полупроводникового триода в ключевом режиме. Сб. статей «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова. Изд-во «Советское радио», 1963, вып. 10.
127. М а з у р о в М. Е. О некоторых особенностях работы диодных ограничителей мгновенных значений напряжения. «Радиотехника», 1962, т. 17, № 9.
128. К а л а б н н В. С. Анализ схем восстановления постоянной составляющей в телевидении. Изд-во «Связь», 1964.
129. Б о н ч-Б р у е в и ч М. А. Комбинированные характеристики катодных реле. «Телефония и телеграфия без проводов», 1918, № 2.
- 129а. А б г а н а т Н., В л о с н Е. Измерение абсолютных значений периодов электрических колебаний высокой частоты. Annales de Physique, 1919, Ser. 9, v. 12, 237.
130. К о к у р и н С. Н. Релаксационные колебания. ГИЗ по технике связи, 1938.
131. Д р о б о в С. А. Реостатные спусковые схемы. «Радиотехника», 1948, т. 3, № 1 (см. также т. 4, № 3).
132. Г р и г о р и н - Р я б о в В. В. Анализ генераторов разрывных колебаний при помощи амплитудных характеристик. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, № 5.
- 132а. Г о л у б е в А. Д. Ш а ц С. Я. Индуктивные релаксаторы на лампе со вторичной эмиссией. «Радиотехника», 1970, т. 25, № 10.
133. Д ж е н т р и Ф., Г у т ц в и л л е р Ф., Г о л о н ь я к Н., фон З а с т р о в Э. Управляемые полупроводниковые вентили. Изд-во «Мир», 1967.
- 133а. К у з ь м и н В. А. Тиристоры малой и средней мощности. Изд-во «Советское радио», 1971.
134. К у б л а н о в с к и й Я. С. Полупроводниковые схемы на четырехслойных полупроводниковых приборах. Изд-во «Энергия» 1967 (см. также «Вопросы радиоэлектроники», серия Общетеχνическая, 1967, вып. 17).
135. Ж е л е з ц о в Н. А., Ф е й г и н М. И. О режимах работы симметричных мультивибраторов. «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, № 6.
136. Л и б и н И. Ш. Мультивибратор с отрицательной обратной связью. «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, № 6.
137. М е й б а у м Е. И. Стабильность частоты мультивибратара при колебаниях напряжения источника питания. «Техника телевидения», вып. 4. Госэнергоиздат, 1951.
138. К о л о б а е в Л. П., К р ю к о в Л. В. Об условиях самовозбуждения двухемкостных транзисторных мультивибраторов. «Радиотехника», 1971, т. 26. № 4.
139. И ц х о к и Я. С. Методика расчета стабилизированного мульт-

- тивibratora с одним положением равновесия Методический сборник № 27—28, ВВИА им проф. Н. Е. Жуковского, 1961.
140. Ильин В. А. Импульсные устройства с мостовыми элементами. Изд-во «Энергия», 1965.
 141. Беленький Я. Е. Многофазные мультивибраторы. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1966.
 142. Беленький Я. Е., Тищенко А. Г. Многофазные мультивибраторы наносекундного диапазона. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1972.
 143. Беленький Я. Е., Возняк М. М. и др. Серийно-способный многофазный мультивибратор. Сб статей «Отбор и передача информации», № 22. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1969.
 144. Беленький Я. Е., Михалевский В. Н. и др. Устройство автоматического выделения и разбиения заданных строчных интервалов. Сб статей «Отбор и передача информации», № 23. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1969 (см. также «Механизация и автоматизация управления», № 3, Киев, 1968)
 145. Регельсон Л. М. Анализ работы блокинг-генератора. МГУ, 1963.
 146. Расплетин А. А. О генераторе пилообразного тока ИЭСТ, 1941, № 6.
 147. Мельников Ю. П., Шац С. Я. Миллимикросекундный блокинг-генератор при малой рабочей емкости. «Радиотехника», 1960, т. 15, № 11.
 148. Агаханян Т. М., Фишман Л. Л. Исследование транзисторного блокинг-генератора. «Радиотехника», 1963, т. 18, № 4.
 149. Семеновский В. К. О формировании коротких импульсов с высокой частотой следования при помощи транзисторного блокинг-генератора «Радиотехника», 1965, т. 20, № 7.
 150. Виткевич В. В. Теория синхронизации релаксационных генераторов. «Журнал технической физики», 1944, т. 2, вып. 1—2; 1945, т. 15, вып. 11; 1950, т. 20, вып. 10.
 151. Никултн С. М. Применение триггеров. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1960.
 152. Сендерский В. А., Делитель частоты на одной триггерной ячейке. «Радиотехника», 1968, т. 23, № 1.
 - 152а. Яковлев В. Н., Бутрименко Ф. Н. Делители частоты следования импульсов с прямоугольным времязадающим напряжением. «Известия ВУЗов», Радиотехника, 1966, т. 9, № 2.
 153. Мишев Д. Н., Конов К. И. Делители частоты, выполненные на триггерах с произвольным коэффициентом деления. «Радиотехника», 1971, т. 26, № 9.
 154. Санин А. А. Электронные приборы ядерной физики. Изд-во «Наука», 1964.
 155. Хлистунов В. Н. Основы цифровой электроизмерительной техники и цифровые преобразователи. Изд-во «Энергия», 1966.
 156. Eccles W. H., Jordan F. W. Триггер построенный на электронных лампах. Radio Review, 1919, XII, т. 1, № 3.
 157. Кононов Б. Н. Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых триодах. Госэнергоиздат, 1960.

158. Чжоу В. Ф. Принципы построения схем на туннельных диодах. Изд-во «Мир», 1966
159. Моругин Л. А. Импульсные схемы на туннельных диодах. Изд-во «Советское радио», 1966
160. Котт В. М., Гаврилов Г. К., Баваров С. Ф. Туннельные диоды в вычислительной технике. Изд-во «Советское радио», 1967
161. Сидоров А. С. Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах. Изд-во «Советское радио», 1971.
- 161а. Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. Изд-во «Энергия», 1970.
162. Али-Заде Г. А., Дьяконов В. П. Возможности и перспективы применения лавинных транзисторов. «Радиотехника», 1969, т. 24, № 5
163. Дьяконов В. П. Вольтамперная характеристика транзистора в лавинном режиме. «Радиотехника и электроника», 1968, т. 13, № 5.
164. Дьяконов В. П. Исследование переключающих схем на лавинных транзисторах. «Известия вузов», Приборостроение, 1969, т. 12, № 8
165. Пикулик В. Г., Шац С. Я. Релаксатор на лавинном транзисторе с заземленными эмиттером и базой. «Радиотехника», 1963, т. 18, № 11
166. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы в генераторах пилообразного напряжения. «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 3
167. Дьяконов В. П. Генераторы прямоугольных импульсов на лавинных транзисторах. «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 4.
168. Дьяконов В. П. Транзисторный генератор ступенчатого напряжения. «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 2
169. Дьяконов В. П. Транзисторный генератор прямоугольных наносекундных импульсов регулируемой длительности. «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 5
170. Мандельштам Л. И. Об одном методе объективного изображения колебательных процессов в простых и связанных конденсаторных контурах. Собрание трудов, т. 1. Изд-во АН СССР, 1948.
171. Стекольников И. С. Импульсная осциллография и ее применения. АН СССР, 1949
172. Халфин А. М. Основы телевизионной техники. Изд-во «Советское радио», 1955
173. Паккл О. С. Генераторы развертки. Госэнергоиздат, 1948
174. Катаев С. И. Генераторы импульсов телевизионной развертки. Госэнергоиздат, 1951.
175. Самойлов В. Ф. Генераторы телевизионной развертки. Изд-во «Связь», 1966.
176. Электронно-лучевые трубки и индикаторы. Пер. с англ. под ред. А. Я. Брейтбарт. Изд-во «Советское радио», 1950
177. Грязнов М. И. Применение тиратрона в схеме скоростной развертки. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, № 4
178. Ицхоки Я. С. Электронные генераторы линейно-изме-

1. ньюющегося напряжения ВВИА им проф Н Е Жуковского, 1955
179. Генерирование электрических колебаний специальной формы. Пер. с англ. под ред Л. Ю. Блюмберга и Т. Р. Брахмана. Изд-во «Советское радио», 1951.
180. Кривицкий Б. Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, 1962.
181. Брауде Г. В. О колебательных системах с безваттной связью. «Журнал технической физики», 1931, т. I, вып. 1.
182. Briggs V. H. Интегратор Миллера. «Electronic Engineering», 1948, v. 20, № 246, 247, 248.
183. Close R. N., Leebbaum M. T. Расчет фантастроных схем задержки. «Electronics», 1948, v. 21, № 4
184. Fraser W., Jeffs M. W. Быстровосстанавливающаяся схема временной развертки Миллера «Electronic Engineering», 1954, v. 26, № 312.
185. Самойлов В. Ф. Теория работы однолампового генератора пилообразного напряжения. «Радиотехника», 1950, т. 5, № 6.
186. Сморгонский В. Я. Схемы с реактивной обратной связью. «Радиотехника», 1953, т. 8, № 3.
187. Ruap R. D. Усовершенствованная схема фантастрона. J. Scient. Instrum., 1954, v. 31, № 3.
188. Перов Г. И. Расчет длительности квазиравновесного состояния в схеме фантастрона. «Радиотехника», 1956, т. 11 № 12.
189. Овчинников Н. И. Об одном методе анализа процессов в фантастронах. Труды ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1957, юбил. выпуск.
- 189а. Овчинников Н. И. Анализ процессов в фантастроне с катодным повторителем. Труды ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1960, вып. 771.
190. Яковлев В. Н. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения с нулевым коэффициентом нелинейности. НДВШ. 1958, № 2.
191. Вазенина З. П. Выбор параметров и режима схемы фантастрона с катодной связью. Труды ЛИАП, 1962, вып. 37.
192. Вазенина З. П. Фантастроны генераторы. Теория, проектирование, расчет. Изд-во «Советское радио», 1965.
193. Новиков П. С. Элементы математической логики. Физматгиз, 1959.
194. Бруевич Н. Г., Доступов Б. Г. Основы теории счетно-решающих устройств. Изд-во «Советское радио», 1964
195. Беркли Э. Символическая логика и разумные машины. Изд-во иностранной литературы, 1961.
196. Поздняков В. Г., Школьный Л. А. Дискретные сигналы и цифровые фильтры, ч. I. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1970.
197. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И., Фирсов Л. П. Логические схемы устройства первичной обработки радиолокационной информации. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1963.
198. Харли Р. Б. Логические схемы на транзисторах. Изд-во «Мир», 1965.

199. Р и ч а р д с Р. К. Элементы и схемы цифровых вычислительных машин. Изд-во иностранной литературы, 1961.
200. Элементы ЭВМ на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет, под ред. Е. И. Гальперина. Изд-во «Советское радио», 1969.
201. Специальные элементы запоминающих устройств ЭВМ на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет, под ред. Е. И. Гальперина и А. Ю. Гордонова. Изд-во «Советское радио», 1971.
202. Г р и н к е в и ч В. А. Классификация и прогноз развития микроэлектронных логических схем. Сб. «Микроэлектроника», под ред. Ф. В. Лукина. Изд-во «Советское радио», 1969, вып. 3.
203. Б а р к а н о в Н. А., Г а л ь п е р и н Е. И. и др. О терминологии по микроэлектронике. Сб. «Микроэлектроника», под ред. Ф. В. Лукина. Изд-во «Советское радио», 1967, вып. 1.
204. Г р и н к е в и ч В. А. Транзисторные логические схемы со связанными базами. «Вопросы радиоэлектроники», серия 7, ЭВТ, 1969, вып. 3.
- 204а. Н а у м о в Ю. Е. Интегральные логические схемы. Изд-во «Советское радио», 1970.
205. Г а в р и л о в С. Н., Н и к у л и н С. М. Микроэлектроника. Изд-во «Энергия», 1970.
206. Д р о з д о в Е. А., П я т и б р а т о в А. П. Автоматическое преобразование и кодирование информации. Изд-во «Советское радио», 1964.
207. Г и т и с Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Госэнергоиздат, 1961.
208. Ш л я п о б е р с к и й В. И. Элементы дискретных систем связи. Военное издательство МО СССР, 1965.
209. Т и м а х о в О. Н., Л ю б ч е н к о В. К. Селекторы импульсов. Изд-во «Советское радио», 1966.
210. И ц х о к и Я. С. Выбор длительности нормированных импульсов при первичной обработке радиолокационных пакетов импульсов. «Радиотехника», 1963, т. 18, № 12 (см. также т. 19, № 6).
211. М а ш б и ц Л. М. Аналитические соотношения при выделении периода заданной длительности в изменяющемся по частоте напряжении. «Радиотехника», 1969, т. 24, № 6.
212. К а з а к о в Б. В. Релаксаторы с нелинейным четырехполосником в цепи обратной связи. «Электросвязь», 1971, № 10.
213. К о ц е в А. И. Анализ работы ждущего мультивибратора на транзисторах разного типа проводимости. «Радиотехника» 1972, т. 27, № 4.
214. А л е к с е н к о А. Г. Основы микросхемотехники. Изд-во «Советское радио», 1971.
215. М а н у к я н Э. М. О длительности фронта импульса в искусственной линии задержки. «Радиотехника», 1972, т. 27, № 6.
216. П е р л о в Б. В. Импульсные устройства на транзисторах с производительностью разного типа. Издательство «Энергия», 1972.
217. С у с л о в И. А. Об аппроксимации запаздывающей функцией. «Известия вузов», Радиоэлектроника, 1971, № 7.
218. М о р у г и и Л. А., Б а р т е н е в Л. С., К а б а н о в Д. А. Вопросы синтеза нелинейных импульсных устройств. Изд-во «Советское радио», 1972.

- Автоколебания 258, 259, 273
 Активная длительность импульса 13
 — среза 13, 14
 — фронта 13, 17
 Активный режим транзистора 158
 Амплитудная селекция 549
 — характеристика ограничителя 225
 — логического элемента 464
 Блокинг—генератор с искусственной линией 337
 — с колебательным контуром 336
 Быстродействие ключа 148
 — логического элемента 467
 — мультивибратора 287
 — триггера 361
 Вершина импульса 12, 15
 Вихревые токи 74
 Воздушный зазор сердечника 72
 Восстановление обратного сопротивления диода 220
 Время жизни 176, 188, 190
 — накопления 176
 — пролета 171
 Входное сопротивление транзистора 166, 185
 Выброс импульса 14, 82
 Высота импульса 12
 Гистерезис магнитный 69
 Гистерезиса петля 69
 — — частного цикла 70
 — — прямоугольная 73, 241
 ГЛИН с коммутирующим прибором, включенным параллельно 410
 — — — последовательно 413
 ГЛИН с компенсирующей э. д. с. ламповый 417
 — — — транзисторный 421
 Действующее значение импульсов 17
 Дестабилизирующие факторы 150
 Дешифратор матричный 536
 Длительность зацепления 466
 — импульса 12, 13
 — среза импульса 12
 — фронта импульса 12
 — рассасывания заряда базы 192
 Динамическая емкость 78, 340
 — характеристика блокинг-генератора 324
 — — ГЛИН 426
 — — диода 218
 — — тока базы 184
 Дискретизация по времени 542
 Диод клапанирующий 289, 379
 — с тормозящим полем 221
 — туннельный 391, 392
 — фиксирующий 143
 Диодные логические схемы 472, 488.
 — ограничители 224, 231
 Диодно-транзисторные логические схемы 500
 Ждущий блокинг-генератор 339
 — мультивибратор 285, 304, 306
 — режим 259, 286
 Задержка включения 204
 — распространения сигнала 467
 Запаздывающая функция 22, 26
 Запуска цепь 289, 364
 Запуск триггера отдельный 382

- — счетный 379
- — установочный 383
- Заряд базы 174, 179, 182
- Звукопроводы 111
- Зона синхронизации 355
- И**мпульс 6
 - двухэкспоненциальный 19
 - колокольный 21
 - прямоугольный 12, 23
 - трапецеидальный 12
 - треугольный 12, 24
 - экспоненциальный 18
- Индуктивность намагничивания 66, 69, 78
 - рассеяния 78
- Индукция насыщения 69
 - остаточная 69
- Истинности таблица 460
- К**абельные линии задержки 97
- Каноническая реактивная цепь 129
- Катодное реле 259
- Квадратурного сложения правило 27
- Квантование по уровню 543
- Код цифровой 529
- Кодирование времени 543
 - напряжения 545
- Кодовые серии импульсов 525
- Компаратор диодно-регенеративный 547
- Концентрация носителей 168—170
- Корректирование вершины 126, 139
- Коэффициент использования напряжения в ГЛИН 407
 - насыщения 157, 165
 - нелинейности ЛИН 407
 - усиления тока базы 159
- Критическое сеточное напряжение блокинг генератора 327
- Лавинный транзистор 401—403
- Линии задержки кабельные 97, 99
 - — скорректированные 106
- Линеаризация напряжения 415
- Логическая операция 458
 - переменная 459
- Логическая схема ЗАПРЕТ 516
 - — НЕРАВНОЗНАЧНОСТЬ 520
 - — РАВНОЗНАЧНОСТЬ 519
- Логическая функция 459
- Логический элемент 461
- Логического отрицания схема 469
 - сложения схема 461, 488
 - умножения схема 461, 472
- М**агнитная вязкость 76
 - индукция 65
 - проницаемость 66, 71
 - — кажущаяся 74
- Междецильный интервал 14
- Мультивибратор с эмиттерным повторителем 305
- Нагрузочная способность логического элемента 466
- Намагничивающий ток 66, 318
- Насыщенный режим транзистора 157, 165
- Ненасыщенный транзисторный ключ 211
- О**бъемное сопротивление базы 167
- Ограничитель двухсторонний 222, 237
 - СВЕРХУ 223, 232
 - СНИЗУ 223, 232
- Операционная схема ТК 195
- Операционное уравнение ТК 197
- Операционный усилитель 41, 48
- Основание импульса 12
- Отсечки режим 156
- Паразитные емкости БГ 340
 - колебания 15, 89
- Переключательная функция 459
- Пересчетное устройство 541
- Переходная характеристика транзисторного ключа 198

- Период автоколебаний 268, 283, 335
 — повторения импульсов 5, 16
 Пиковое значение импульса 16
 Пилообразное напряжение 406
 Пилообразный ток 450
 Погрешность интегрирования 35
 Помехоустойчивость 151
 — логического элемента 468
 Пороговое напряжение ключа 148, 161
 Приведенные параметры трансформаторной цепи 68, 69, 78
 Припасовывание процессов 87
 Равновесное состояние 169
 Размагничивающее поле 73
 Разрешающее время логического элемента 467
 — — мультивибратора 287
 — — триггера 361
 Разрывные колебания 7, 252
 Регенерации процесс 254, 255, 263, 280, 320, 372
 — условие 215, 260, 390
 Регистр кольцевой 536
 — реверсивный 536
 — сдвигающий 532
 — цифрового кода 531, 534
 Регулировка фантастрона 437
 Режим автоколебаний 258, 273
 — ждущий 259
 — деления частоты 258, 349
 — синхронизации 259, 349
 — динамического насыщения транзистора 344
 Релаксатор 256
 Релаксации процесс 266, 282, 297, 334
 Релея диаграмма сдвига 72
 Селекция импульсов большой высоты 550
 — — заданной высоты 552
 — — малой высоты 551
 — — по длительности 553
 — — по частоте 552
 Сквозность импульсов 6, 16
 Согласование сопротивлений 96, 117
 Сопротивление насыщенного транзистора 157
 Спад вершины импульса 12, 14
 Среднее значение импульсов 16
 Срез импульса 12, 13, 15, 88
 Стабильность частоты автоколебаний 268, 283, 310, 336
 Стадия восстановления 62, 88, 294, 374, 399
 Схема сравнения 547
 Счетчик импульсов 539
 Температура удвоения 160
 Температурный потенциал 161
 Тиратронный ключ 143
 Тиристорный ключ 143
 Ток гашения тиратрона 143
 — насыщения 157
 Туннельный диод 391, 392
 Уравнение заряда базы 187
 Уровень ограничения 222, 225
 — фиксации 244
 Фантастрон с катодной связью 443
 — с катодным повторителем 439
 — со связью по экранирующей сетке 434
 — транзисторный 447
 Фантастронный автогенератор 440
 Фильтр нижних частот 102
 Форма импульса 12
 Формирующая линия короткозамкнутая 118
 — — многоступенчатая 119
 — — неоднородная 120
 Фронт импульса 12
 — экспоненциальный 12, 15.
 Хвост импульса 14, 88
 Циркулятор 536
 Цифровой код 529
 Цифровой счетчик 539
 Частота автоколебаний 268, 283, 335
 — повторения импульсов 16
 Четкость ограничения 226
 Чувствительность ключа 148

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
-----------------------	---

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССАХ

Глава 1.

Вводные сведения	4
----------------------------	---

§ 1.1. Импульсный режим работы и его особенности	4
--	---

§ 1.2. Роль импульсной техники в радиоэлектронике	8
---	---

§ 1.3. Предмет курса	9
--------------------------------	---

§ 1.4. Из истории развития импульсной техники	10
---	----

Глава 2.

Характеристика формы импульсов	12
--	----

§ 2.1. Форма и параметры импульсов	12
--	----

§ 2.2. Параметры типовых импульсов	17
--	----

§ 2.3. Аналитическое выражение импульсов	22
--	----

§ 2.4. Приближенная оценка длительности фронта	24
--	----

§ 2.5. Активная ширина спектра импульсов	28
--	----

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ.

ЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Глава 3.

Интегрирующие цепи	32
------------------------------	----

§ 3.1. Назначение и принцип работы интегрирующей цепи	32
---	----

§ 3.2. Требования к параметрам интегрирующей цепи	37
---	----

§ 3.3. Варианты схем интегрирующей цепи	40
---	----

Глава 4.

Дифференцирующие и укорачивающие цепи	41
---	----

§ 4.1. Дифференцирующие цепи	41
--	----

§ 4.2. Укорачивающие цепи	49
-------------------------------------	----

Глава 5.

Импульсные трансформаторы	63
-------------------------------------	----

§ 5.1. Назначение импульсных трансформаторов	63
--	----

§ 5.2. Намагничивание сердечника трансформатора	64
---	----

§ 5.3. Эквивалентная схема трансформаторной цепи	77
--	----

§ 5.4. Искажение формы трансформированного импульса	79
---	----

§ 5.5. Требования к конструкции трансформатора	90
--	----

Г л а в а 6.

Линии временной задержки сигналов	92
§ 6.1. Назначение линии временной задержки	92
§ 6.2. Свойства неискажающих электрических систем временной задержки	93
§ 6.3. Электромагнитные линии временной задержки	94
§ 6.4. Искусственные линии задержки (ИЛЗ)	101
§ 6.5. Ультразвуковые линии задержки (УЛЗ)	107

Г л а в а 7.

Линейные формирующие цепи	112
§ 7.1. Общие положения	112
§ 7.2. Формирующие электромагнитные линии	113
§ 7.3. Искусственные формирующие линии	121
§ 7.4. Формирующие реактивные двухполюсники	129
§ 7.5. Схемы включения формирующих цепей	140

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ.

ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И НЕЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Г л а в а 8.

Электронные ключи	146
§ 8.1. Общие положения	146
§ 8.2. Транзисторный ключ (ТК)	152
§ 8.3. Переходные процессы в транзисторном ключе	168
§ 8.4. Варианты транзисторных ключевых схем	200
§ 8.5. Дiodный ключ	214

Г л а в а 9.

Нелинейные устройства преобразования сигналов и формирования импульсов	222
§ 9.1. Амплитудные ограничители	222
§ 9.2. Формирование импульсов путем ограничения и дифференцирования синусоидального напряжения	238
§ 9.3. Пик-трансформатор	240
§ 9.4. Фиксаторы уровня	243

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ.

РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Г л а в а 10.

Общие свойства регенеративных импульсных устройств	252
§ 10.1. Принципы построения регенеративных устройств	252
§ 10.2. Режимы работы регенеративных устройств	258

Глава 11.	
Мультивибраторы	259
§ 11.1. Мультивибраторы с анодно-сеточными связями	259
§ 11.2. Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями	273
§ 11.3. Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью	285
§ 11.4. Типовые схемы ждущих мультивибраторов	304
§ 11.5. Ждущий мультивибратор с транзисторами разного типа проводимости	306
§ 11.6. Мультивибратор с мостовыми цепями	310
§ 11.7. Многофазные мультивибраторы	313

Глава 12.	
Блокинг-генераторы	315
§ 12.1. Общая характеристика блокинг-генератора	315
§ 12.2. Ламповый блокинг-генератор	316
§ 12.3. Варианты схем ламповых блокинг-генераторов	335
§ 12.4. Транзисторный блокинг-генератор	341

Глава 13.	
Импульсные делители частоты	349
§ 13.1. Принцип действия делителя частоты	349
§ 13.2. Стабильность режима деления частоты	353
§ 13.3. Ступенчатый делитель частоты	357

Глава 14.	
Триггеры	360
§ 14.1. Общие свойства триггеров и требования к ним	360
§ 14.2. Симметричный транзисторный триггер	363
§ 14.3. Схемы запуска триггера	379
§ 14.4. Обеспечение состояний покоя триггера	384
§ 14.5. Варианты схем триггеров	390

Глава 15.	
Импульсные устройства на полупроводниковых приборах с отрицательным сопротивлением	391
§ 15.1. Устройства на туннельных диодах (УТД)	391
§ 15.2. Устройства на лавинных транзисторах (УЛТ)	401

РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ.

ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Глава 16.	
Простейшие генераторы линейно изменяющегося напряжения. Методы линеаризации	406
§ 16.1. Параметры линейно изменяющегося напряжения	406
§ 16.2. Принцип построения генераторов ЛИН	408
§ 16.3. Простейшие генераторы ЛИН	410

§ 16.4. ГЛИН с токостабилизирующим элементом	415
§ 16.5. ГЛИН с компенсирующей э. д. с., вводимой посредством неинвертирующего усилителя	417
§ 16.6. ГЛИН с компенсирующей э. д. с., вводимой посредством инвертирующего усилителя	422

Глава 17.

Генераторы ЛИН фантастроинного типа	433
§ 17.1. Общие сведения	433
§ 17.2. Фантастрон со связью по экранирующей сетке	434
§ 17.3. Фантастрон с катодной связью	443
§ 17.4. Транзисторный фантастрон	447

Глава 18.

Генераторы пилообразного тока	450
§ 18.1. Параметры пилообразного тока	450
§ 18.2. Принцип формирования пилообразного тока	451
§ 18.3. Схемы генераторов пилообразного тока	454

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ.

ЭЛЕМЕНТЫ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

Глава 19.

Общая характеристика логических схем	458
§ 19.1. Основные логические операции	458
§ 19.2. Классификация и характеристики логических схем	461

Глава 20.

Основные логические схемы	469
§ 20.1. Схема логического отрицания (НЕ)	469
§ 20.2. Диодные схемы логического умножения (И)	472
§ 20.3. Диодные схемы логического сложения (ИЛИ)	488
§ 20.4. Логические схемы на туннельных диодах	493

Глава 21.

Сложные и комбинированные логические схемы	500
§ 21.1. Диодно-транзисторные логические схемы (ДТЛС)	500
§ 21.2. Транзисторные логические схемы (ТЛС)	506
§ 21.3. Логическая схема запрещения (ЗАПРЕТ)	516
§ 21.4. Логические схемы равнозначности и неравнозначности.	519
§ 21.5. Многоступенчатые диодные логические схемы	520

МНОГОКАСКАДНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Глава 22.

Устройства кодирования сигналов	525
§ 22.1. Формирование импульсных кодов с фиксированными интервалами между импульсами	525
§ 22.2 Формирование импульсных кодов с регулируемыми интервалами между импульсами	528
§ 22.3. Регистрация двоичного цифрового кода	529
§ 22.4. Диодные дешифраторы	536
§ 22.5. Цифровые счетчики импульсов	539
§ 22.6. Кодирование непрерывно изменяющихся величин	542

Глава 23.

Селекция импульсных сигналов	549
§ 23.1. Общие сведения	549
§ 23.2. Амплитудная селекция импульсов	549
§ 23.3 Селекция импульсов по частоте повторения	552
§ 23.4 Селекция импульсов по длительности	553
§ 23.5. Селекция кодированной серии импульсов	560

Глава 24.

Композиция сложных импульсных устройств	561
§ 24.1 Общая характеристика сложных импульсных устройств	561
§ 24.2. Факторы, определяющие структуру устройства	562
§ 24.3. Междукаскадное согласование	565
§ 24.4. Междукаскадные паразитные связи	571
Л и т е р а т у р а	573
Предметный указатель	584