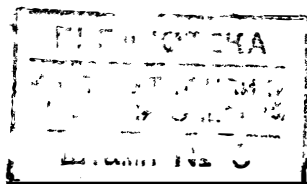


Б. И. АРТАМОНОВ
А. А. БОКУНЯЕВ

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОУСТРОЙСТВ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для радиотехнических специальностей техникумов.



МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ 1982

ББК 31.264.5

А86

УДК 621.311.6(075.32)

Рецензенты: Л. Е. Смольников и А. И. Казаманов

А $\frac{2402020000-102}{051(01)-82}$ 148-82

© Энергоиздат, 1982

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга предназначена в качестве учебника для учащихся техникумов и соответствует программе, утвержденной Министерством высшего и среднего специального образования СССР по специальностям «Радиоаппаратостроение» и «Радиолокационные устройства». В ней рассмотрена работа выпрямителей, фильтров, стабилизаторов и преобразователей, приведены методика и примеры расчета некоторых схем, описаны химические источники тока. В некоторых разделах книги после подробного объяснения даются окончательные формулы для расчета схем.

На основе изложенного в книге материала учащийся сможет произвести правильный выбор и расчет отдельных схем источников электропитания.

Введение, гл. 1—3 написаны Б. И. Артамоновым, гл. 4—7— канд. техн. наук А. А. Бокуняевым.

Авторы выражают глубокую благодарность доц. А. И. Иванову-Цыганову за ценные указания и помощь в подготовке книги к изданию.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

На основе новейших достижений науки и техники быстрыми темпами развиваются средства радиоэлектроники.

Современные радиоэлектронные устройства нашли широкое применение в народном хозяйстве как важное средство эффективного управления производственными процессами и объектами, а также для решения разнообразных научных и инженерных задач.

Высокие технико-экономические показатели радиоэлектронных устройств во многом зависят от параметров системы вторичного электропитания. Под системой вторичного электропитания подразумевается совокупность функциональных узлов, осуществляющих преобразование электрической энергии. Функциональными узлами системы вторичного электропитания являются: выпрямители, инверторы, преобразователи постоянного напряжения в постоянное и переменное (конверторы), стабилизаторы напряжения и тока, устройства защиты, управления и т. п.

Наиболее распространенной является система вторичного электропитания, состоящая из источника переменного напряжения, выпрямителей и стабилизаторов напряжения. В качестве источника переменного напряжения используются распределительные электрические сети энергосистем.

Система вторичного электропитания обеспечивает радиоэлектронные устройства стабилизированными напряжениями постоянного и переменного тока, а также осуществляет фильтрацию сетевых и коммутационных помех, управление, контроль и защиту.

Для питания автономных объектов применяются дизель-электрические агрегаты и электрохимические источники постоянного тока, а также преобразователи энергии (тепловой, световой и др.) в электрическую. Для получения различных номиналов питающих напряжений элек-

трохимические источники тока работают совместно с полупроводниковыми преобразователями (инверторами).

Развитие микроэлектроники позволило осуществить микроминиатюризацию радиоэлектронных устройств, устройств вычислительной техники, работающих при небольших уровнях мощности. С внедрением интегральных микросхем потребляемая мощность, масса и габариты радиоэлектронной аппаратуры значительно уменьшились. При этом источники вторичного электропитания, выполненные на полупроводниковых приборах, стали занимать от 30—40% объема радиоэлектронной аппаратуры при частоте тока питающей сети 400 Гц до 40—60% при частоте тока питающей сети 50 Гц.

Несмотря на то что мощности, потребляемые радиоэлектронной аппаратурой, уменьшились, одновременно снизились и уровни питающих напряжений. Это привело к уменьшению КПД и увеличению габаритов и массы источников вторичного электропитания. Из этого следует, что уменьшение массы и габаритов источников вторичного электропитания при одновременном повышении надежности и обеспечении высоких энергетических и качественных показателей, а также электромагнитная совместимость источников электропитания и радиоэлектронной аппаратуры являются в настоящее время наиболее существенными проблемами. Решение этих проблем привело к созданию и развитию класса силовых интегральных микросхем, определяющим видом которых являются интегральные стабилизаторы напряжения, выпускаемые на рабочие мощности от единиц до десятков ватт.

Появление таких микросхем в виде единого электронного прибора дало возможность располагать их в непосредственной близости к потребителю электроэнергии, что открыло новые способы построения системы вторичного электропитания.

Для повышения КПД используют источники вторичного электропитания с импульсным регулированием напряжения.

В настоящее время создание новых мощных высоковольтных, высокочастотных транзисторов, диодов, микросхем позволило получить высокоэкономичные источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямитель преобразует переменный ток источника электроэнергии в постоянный. Он состоит из трансформатора и вентильной группы. На выходе выпрямителя устанавливаются сглаживающий фильтр. Он в своем составе также может иметь регулятор и стабилизатор напряже-

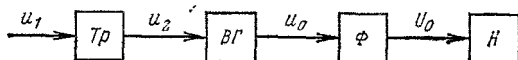


Рис. 1.1. Структурная схема выпрямителя.

ния, устройства контроля и защиты, а также другие элементы, необходимые для обеспечения рабочего режима. Для питания радиоаппаратуры, требующей нескольких различных напряжений по величине, знаку и другим параметрам, создаются многоканальные схемы выпрямителей. Структурная схема простейшего выпрямителя приведена на рис. 1.1.

Трансформатор Tp выполняет несколько функций:

изменяет напряжение источника (сети) u_1 до значения, необходимого для вентильной группы (u_2);

электрически отделяет потребитель от источника (сети), что позволяет создать несколько напряжений, гальванически не связанных между собой;

преобразует число фаз переменного тока.

Вентильная группа $BГ$ преобразует переменный ток в пульсирующий однонаправленный. Количество электрических вентилей в группе зависит от схемы выпрямления. Вентильная группа может изменить число фаз выпрямления m . Число фаз выпрямления определяется количеством импульсов тока на выходе вентильной группы за один период питающего напряжения.

Сглаживающий фильтр Φ уменьшает пульсации выпрямленного напряжения или тока до величины, допустимой для работы нагрузки H .

Выпрямители могут быть неуправляемыми и управляемыми. В управляемом выпрямителе используются управляемые вентили и его выходное напряжение можно изменять в определенных пределах.

1.1. ВЕНТИЛИ

Выпрямление переменного тока осуществляется электрическим вентиляем — устройством, пропускающим ток преимущественно в одном (прямом) направлении.

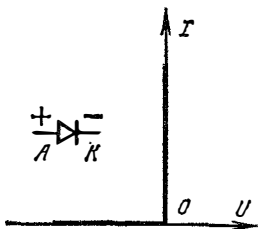


Рис. 1.2. Вольт-амперная характеристика идеального вентиля.

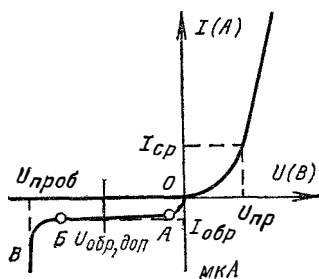


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика реального вентиля.

Свойства вентиля определяются по его вольт-амперной характеристике (ВАХ), которая графически показывает зависимость тока через вентиль от приложенного напряжения. Вентиль, обладающий нулевым сопротивлением для прямого тока и имеющий бесконечно большое сопротивление для обратного тока, называется идеальным. Вертикальный участок ВАХ идеального вентиля (рис. 1.2) показывает, что при любом прямом токе падение напряжения на вентиле равно нулю. Поэтому в идеальном вентиле нет потерь электрической энергии при прохождении прямого тока. При приложении обратного напряжения ток через идеальный вентиль не протекает, так как сопротивление идеального вентиля в обратном направлении бесконечно велико. Так как об-

ратный ток идеального вентиля равен нулю, то потери электрической энергии в нем отсутствуют и при обратном напряжении.

Реальный вентиль обладает некоторым сравнительно небольшим сопротивлением в прямом и очень большим сопротивлением в обратном направлениях. Выпрямление переменного тока реальными вентилями сопровождается потерями напряжения и электрической энергии.

Прямое и обратное сопротивления вентиля не соизмеримы, так как обратный ток значительно меньше прямого. Это и является одной из причин построения ВАХ реального вентиля в разных масштабах для прямой и обратной ветвей (рис. 1.3).

По вольт-амперным характеристикам можно определить параметры вентиля и возможность их последовательного или параллельного включения.

Ветвь ВАХ полупроводникового вентиля, соответствующая прямой проводимости, расположена в первом квадранте (четверти), а обратной — в третьем.

На прямой ветви ВАХ можно выделить два участка: первый имеет малую крутизну и почти совпадает с осью абсцисс, крутизна второго участка ВАХ значительно больше.

На первом участке ВАХ вентиль имеет сравнительно большое сопротивление и с ростом прямого напряжения ток растет незначительно; на втором участке сопротивление вентиля резко уменьшается и прямой ток определяется в основном сопротивлением последовательно включенной нагрузки. Очевидно, что для выпрямления переменного тока следует использовать участок ВАХ с наибольшей крутизной. Прямая ветвь ВАХ используется для определения прямого падения напряжения на вентиле и его дифференциального сопротивления.

Обратная ветвь имеет три характерных участка. На участке OA вентиль обладает малой проводимостью и ток $I_{обр}$ очень мал, он возрастает с увеличением обратного напряжения до значения насыщения. На участке AB обратный ток при дальнейшем увеличении обратного напряжения возрастает незначительно. На участке BB ток $I_{обр}$ резко увеличивается и наступает пробой вентиля. Напряжение, при котором наступает пробой вентиля, называется *напряжением* пробоя.

Параметры вентиля определяются из классификационных характеристик, которые в отличие от статических,

снимаемых на постоянном токе, получают в схеме однополупериодного выпрямления с активной нагрузкой.

Вентили для работы в схемах выпрямления выбираются по эксплуатационным параметрам. К ним относятся:

номинальный (прямой) рабочий ток $I_{\text{ср, доп}}$;

прямое падение напряжения на вентиле $U_{\text{пр}}$;

наибольшее допустимое обратное напряжение (амплитуда) $U_{\text{обр, доп}}$;

дифференциальное сопротивление вентиля r_{T} ;

обратный ток $I_{\text{обр}}$;

максимальная (допустимая) мощность $P_{\text{доп}}$.

Номинальный рабочий ток $I_{\text{ср, доп}}$ есть среднее значение выпрямленного, протекающего через вентиль, при его работе в однополупериодной схеме на активную нагрузку (при нормальных для данного вентиля условиях охлаждения и температуре, не превышающей предельного значения).

Наибольшее допустимое обратное напряжение (амплитуда) $U_{\text{обр, доп}}$ — это то обратное напряжение, которое вентиль может длительно выдержать. Значение $U_{\text{обр, доп}}$ определяется из классификационных характеристик. Как правило, оно составляет половину напряжения пробоя.

Прямое падение напряжения на вентиле $U_{\text{пр}}$ — это среднее значение прямого напряжения в однополупериодной схеме выпрямления, работающей на активную нагрузку при номинальном токе. Дифференциальное сопротивление вентиля $r_{\text{T}} = du_{\text{пр}}/di$, оно определяет наклон участка прямой ветви ВАХ.

Обратный ток $I_{\text{обр}}$ — значение тока, проходящего через вентиль в обратном направлении при приложении к нему допустимого обратного напряжения.

Мощность $P_{\text{доп}}$ — это максимальная допустимая мощность, которая может быть рассеяна вентилем.

Расчетные соотношения для выпрямителей при использовании реальных ВАХ получаются сложными.

Для упрощения расчетов реальную ВАХ аппроксимируют ломаной линией (рис. 1.4, а). Хорошие результаты получаются при аппроксимации прямой ветви ВАХ касательной АВ, имеющей наклон, обратно пропорциональный дифференциальному сопротивлению r_{T1} . В этом случае модель вентиля (рис. 1.4, б) содержит источник напряжения $U_{\text{п}}$, идеальный вентиль ИД и сопротивление r_{T1} .

Более грубая аппроксимация заключается в замене прямой ветви ВАХ вентиля прямой ОС. Модель вентиля тогда получается более простой и содержит идеальный вентиль ИД и его дифференциальное сопротивление r_T (рис. 1.4, в). Поскольку обе модели должны давать падение напряжения на вентиле, близкое к реальному, то сопротивления r_{T1} и r_T получаются разными.

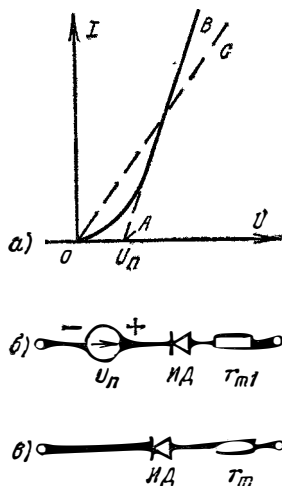


Рис. 1.4. Схемы замещения реального вентиля.

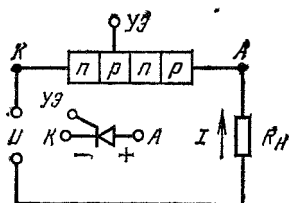


Рис. 1.5. Структура тиристора.

A — анод; K — катод; УЭ — управляющий электрод.

В расчетах, приводимых ниже, используется модель вентиля, изображенная на рис. 1.4, в.

В управляемых выпрямителях для питания радиоэлектронной аппаратуры применяются тиристоры. Тиристор — это полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой $p-n-p-n$. Проводящие и запирающие свойства тиристора определяются наличием смежных слоев с различными типами проводимости. Тиристор имеет три $p-n$ перехода (рис. 1.5). Одна крайняя область с p -проводимостью называется анодом А, а другая с n -проводимостью — катодом К. Вывод от средней области p называется управляющим электродом УЭ. При положительном анодном напряжении тиристор может быть включен (открыт), т. е. переведен из непроводящего состояния в проводящее, вспомогательным положительным импульсом напряжения, приложенным между управляющим электродом и катодом тиристора. При этом все три $p-n$ перехода тиристора смещаются в прямом направле-

нии и тиристор открывается. Ток нагрузки проходит по всем его областям и создает в них очень большую концентрацию носителей заряда, поэтому после открывания управляющие свойства $УЭ$ теряются. Тиристор остается открытым, если снять управляющее напряжение или поменять его полярность. Поэтому, чтобы закрыть тиристор, надо снять питающее напряжение.

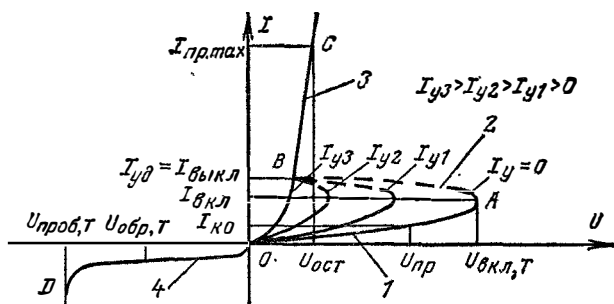


Рис. 1.6. Вольт-амперная характеристика тиристора.

Тиристор можно открыть и без управляющего сигнала, подавая между анодом и катодом такое большое напряжение, которое привело бы все три его перехода к смещению в прямом направлении.

Параметры тиристора определяются из вольт-амперной характеристики (рис. 1.6). На этих характеристиках по горизонтальной оси отложено напряжение между анодом и катодом тиристора, по вертикальной — ток. Прямая ветвь ВАХ получается при положительных значениях анодного напряжения и располагается в первом квадранте, а обратная ветвь ВАХ — при отрицательных напряжениях на аноде и располагается в третьем квадранте.

Прямая ветвь ВАХ тиристора имеет три характерных участка. Участок OA соответствует закрытому состоянию тиристора, на этом участке ток очень мал и с увеличением напряжения на аноде возрастает незначительно. Этот ток называется током утечки $I_{к0}$. Как только напряжение достигнет такого значения, при котором в четырехслойной структуре наступает лавинообразное нарастание тока (точка A), тиристор открывается. Это напряжение $U_{вкл,Т}$ называется напряжением включения, а прямой

ток, протекающий при этом через тиристор, называется током включения $I_{\text{вкл,т}}$. После включения прямой ток тиристора возрастает и рабочая точка перемещается на участок BC . На участке AB дифференциальное (динамическое) сопротивление тиристора отрицательно и рабочая точка на нем не может находиться. Чтобы тиристор был открыт, через него должен проходить ток, превышающий удерживающий ток $I_{\text{уд,т}}$. Падение напряжения на открытом тиристоре $U_{\text{откр,т}}$ при максимально допустимом постоянном токе $I_{\text{откр,max,т}}$ составляет обычно 1,5—2 В.

При подаче на тиристор напряжения обратной полярности оба крайних перехода смещаются в обратном, а средний переход — в прямом направлении и обратный ток $I_{\text{обр,т}}$ будет очень мал (участок OD ВАХ). При увеличении обратного напряжения до значения $U_{\text{проб,т}}$ наступает пробой тиристора.

При увеличении управляющего тока I_y участок OA характеристики укорачивается и напряжение включения понижается. При токах управления $I_y \geq I_{y3}$ ВАХ тиристора получается такой же, как у неуправляемого вентиля.

Для управления тиристором чаще всего используют управляющие сигналы импульсной формы.

При выпрямлении синусоидального напряжения повышенной частоты скорость нарастания прямого напряжения $du_{\text{пр}}/dt$ велика. Так как с увеличением скорости нарастания прямого напряжения напряжение включения тиристора уменьшается, то при повышенной частоте тиристор может открываться даже при нулевом токе управления, т. е. может появиться ложное срабатывание — потеря управления. Причиной этого являются емкостные токи переходов. Поэтому для каждого типа тиристора устанавливается допустимая скорость нарастания прямого напряжения. Кроме того, тиристоры характеризуются временем включения и временем восстановления управляемости.

1.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СХЕМАХ ОДНОТАКТНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

При рассмотрении физических процессов в выпрямителях примем трансформатор и вентиль идеальными. У идеального трансформатора активное и реактивное сопротивления обмоток равны нулю. Идеальный вентиль

имеет нулевое сопротивление в прямом направлении и бесконечно большое в обратном.

Однополупериодный выпрямитель с питанием от однофазной сети переменного тока. В таком выпрямителе анод вентиля D подключен к началу вторичной обмотки H_2 трансформатора. Нагрузка R_H включена между катодом вентиля и концом K_2 вторичной обмотки трансформатора.

При включении выпрямителя в сеть синусоидального тока во вторичной обмотке наводится синусоидальная ЭДС. Эта ЭДС и напряжение u_2 (рис. 1.7, б) будут одинаковы по величине и форме, так как трансформатор идеальный. В интервале от 0 до π анод находится под положительным потенциалом, вентиль открыт и под действием напряжения u_2 через вторичную обмотку трансформатора, открытый вентиль и сопротивление нагрузки протекает ток.

Вентиль идеальный, потери напряжения на нем равны нулю и, следовательно, проходя по нагрузке ток i_0 создает на ней падение напряжения, равное мгновенному значению напряжения u_2 (рис. 1.7, в). Вентиль открыт, пока его анод положителен по отношению к катоду, т. е. на интервале от $\omega t_1 = 0$ до $\omega t_2 = \pi$ в течение первого периода, а также во все другие положительные полупериоды напряжения u_2 .

Полярность положительного полупериода выпрямляемого напряжения показана на рис. 1.7, а знаками «+» и «-». При смене полярности выпрямляемого напряжения анод вентиля становится отрицательным относительно катода и на интервале от $\omega t_2 = \pi$ до $\omega t_3 = 2\pi$ вентиль находится под обратным напряжением.

Амплитуда обратного напряжения на вентиле $U_{обртaх}$ равна в этой схеме амплитуде напряжения на вторичной обмотке. Таким образом, ток нагрузки i_0 получается пульсирующим. Он имеет форму однонаправленных импульсов (рис. 1.7, в) длительностью в половину периода. Такова же форма выпрямленного напряжения u_0 (рис. 1.7, г).

Выпрямленное напряжение содержит как постоянную составляющую U_0 , так и ряд гармонических составляющих, создающих пульсации. Число фаз выпрямления $m = 1$, так как за один период питающего напряжения через нагрузку проходит один импульс тока. Постоянная составляющая тока нагрузки I_0 проходит по вторичной

обмотке трансформатора, подмагничивая сердечник. Подмагничивание сердечника ухудшает параметры трансформатора — возрастают потери в стали и ток холостого хода трансформатора.

Для уменьшения тока холостого хода и потерь в стали необходимо увеличивать сечение сердечника, что в свою очередь вызывает увеличение габаритов и массы трансформатора.

Постоянная составляющая I_0 тока i_2 в отличие от переменных не трансформируется в первичную обмотку трансформатора, поэтому для определения величины и формы тока в первичной обмотке необходимо вычесть из тока вторичной обмотки i_2 постоянную составляющую и мгновенные значения полученного тока изменить в n раз, т. е.

$$i_1 = (i_2 - I_0)/n_{\text{тр}},$$

где $n_{\text{тр}} = U_1/U_2$ — коэффициент трансформации.

График изменения тока первичной обмотки показан на рис. 1.7, д.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора при питании от однофазной сети переменного тока. Такой выпрямитель состоит из трансформатора Tp и вентилях D_1 и D_2 (рис. 1.8, а).

Трансформатор имеет одну первичную обмотку $m_1 = 1$ и вторичную обмотку с выводом от средней точки. Вторичную обмотку в данном случае можно рассматривать как две одинаковые вторичные обмотки, соединенные между собой согласно ($m_2 = 2$). Каждая половина вторичной обмотки соединяется через вентиль с нагрузкой, которая своим вторым концом соединена со средней точкой вторичной обмотки трансформатора. Вентили могут подсоединяться к нагрузке либо катодами, либо анодами. Данная схема представляет собой сочетание двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку поочередно. Так как фактически у трансформатора две вторичные обмотки и каждая из них работает только в один полупериод, то эта схема может называться двухфазной одноконтурной схемой.

При включении выпрямителя в сеть переменного тока во вторичных обмотках индуктируются ЭДС.

Пусть в первый полупериод напряжение на вторичной обмотке сориентировано так, что верхний конец вторич-

ной обмотки положителен относительно нулевой точки, а нижний конец той же обмотки отрицателен (рис. 1.8, а). В этом случае клапан D_1 будет открыт, так как его анод положителен по отношению к катоду. От нулевой

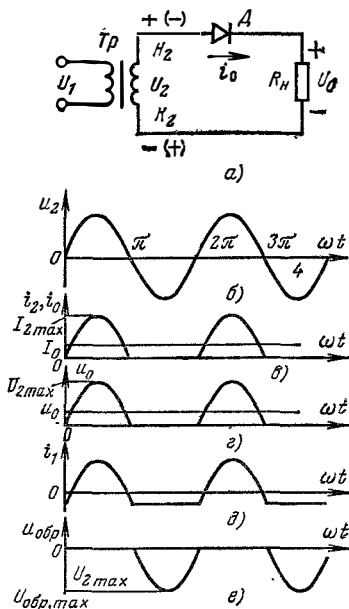


Рис. 1.7. Однополупериодный выпрямитель.

а — принципиальная электрическая схема выпрямителя; б — напряжение вторичной обмотки; в — ток вентиля, вторичной обмотки и нагрузки; г — напряжение на нагрузке; д — ток первичной обмотки; е — обратное напряжение на вентиле.

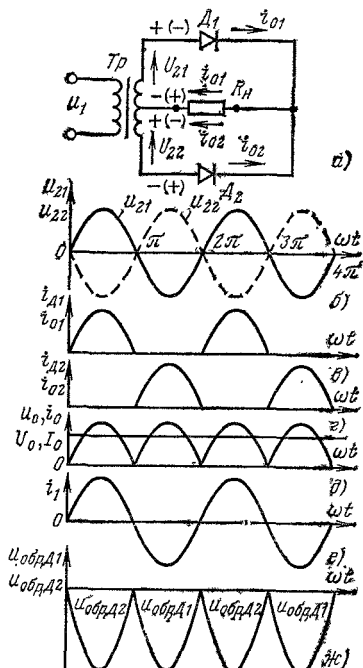


Рис. 1.8. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора.

а — принципиальная электрическая схема выпрямителя; б — напряжение на вторичных обмотках; в — ток первого вентиля; г — ток второго вентиля; д — ток и напряжение на нагрузке; е — ток первичной обмотки; ж — обратное напряжение на вентилях.

точки по верхней половине вторичной обмотки трансформатора через первый клапан D_1 , нагрузку и опять к нулевой точке вторичной обмотки потечет ток i_0 (рис. 1.8, в). Клапан D_2 будет закрыт отрицательным напряжением (рис. 1.8, ж).

Во второй полупериод напряжение на вторичных обмотках изменит свою полярность, откроется вентиль D_2 , а вентиль D_1 закроется. Ток потечет от нулевой точки по нижней половине вторичной обмотки через второй вентиль, через нагрузку к нулевой точке (рис. 1.8, *г*). Вентили работают поочередно, а ток через нагрузку проходит все время в одном направлении (рис. 1.8, *д*), создавая на ней напряжение u_0 . Кривые тока i_0 и напряжения u_0 совпадают по форме, но имеют разный масштаб. В этой схеме через нагрузку за один период питающего напряжения проходят два импульса тока, поэтому число фаз выпрямления $m=2$. Так как за один период питающего напряжения на нагрузке получили два одинаковых импульса напряжения, то основная гармоника пульсаций имеет частоту в 2 раза больше частоты сети.

Сердечник трансформатора в схеме двухполупериодного выпрямления не подмагничивается, так как постоянные составляющие токов фаз проходят по вторичным обмоткам в противоположных направлениях и их МДС компенсируют друг друга. Ток первичной обмотки синусодален (рис. 1.8, *а*).

Закрытый вентиль в этой схеме находится под обратным напряжением, в 2 раза превышающим напряжение на одной из вторичных обмоток. Например, во время работы первого вентиля второй закрыт напряжением всей вторичной обмотки, катод D_2 находится под потенциалом верхнего конца вторичной обмотки, а анод имеет потенциал нижнего конца.

Трехфазная однокатная схема выпрямления. Эта схема выпрямления (рис. 1.9, *а*) включается в трехфазную сеть переменного тока. Первичные и вторичные обмотки трехфазного трансформатора имеют одинаковое число фаз ($m_1=m_2=3$). Каждая из фаз первичной и вторичной обмоток располагается на одном стержне сердечника трансформатора. Первичные обмотки могут соединяться между собой звездой или треугольником, вторичные — только звездой. Вторичные обмотки создают трехфазную систему ЭДС, симметричных относительно нулевой точки. Вентили D_1, D_2, D_3 подсоединены к нагрузке катодами — такое соединение вентилях образует катодную группу. Вентили могут также образовывать и анодную группу. В этом случае соединены между собой и подключены к нагрузке их аноды. Сопротивление нагрузки включается между общей точкой вентилях и

нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора. В трехфазной одноконтурной схеме выпрямления сочетаются три однофазных однополупериодных (одноконтурных) выпрямителя, которые имеют общую нагрузку. Эти три выпрямителя выпрямляют три переменных гармонических напряжения, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 120° .

Каждый вентиль проводит ток только в то время, когда напряжение на его аноде выше, чем на катоде. Напряжения на катодах всех вентилях равны напряжению на нагрузке. Поэтому вентиль D_1 открыт только тогда, когда напряжение на его аноде больше, чем на анодах других вентилях, т. е. в интервале от ωt_1 до ωt_2 (рис. 1.9, б, в). Венти-

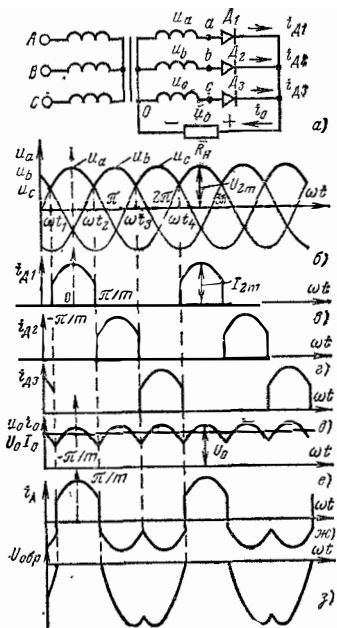


Рис. 1.9. Трехфазный одноконтурный выпрямитель.

а — принципиальная электрическая схема; б — напряжение на вторичных обмотках; в — ток первого вентиля; г — ток второго вентиля; д — ток третьего вентиля; е — ток и напряжение на нагрузке; ж — ток первичной обмотки фазы А; з — обратное напряжение на первом вентиле.

ли D_2 и D_3 в это время закрыты, так как их аноды имеют потенциал ниже, чем анод вентиля D_1 , и к ним, следовательно, приложено обратное напряжение. В интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ наибольшее напряжение на аноде уже у вентиля D_2 , поэтому вентиль D_2 открыт, а вентили D_1 и D_3 закрыты. В период от ωt_3 до ωt_4 открыт вентиль D_3 , а D_1 и D_2 закрыты. Через каждый из вентилях ток протекает только одну треть периода. Так как вентили и трансформатор идеальны, то напряжение на нагрузке повторяет по форме огибающую фазных напряжений (рис. 1.9, е, д) и никогда не достигает нуля.

Если сравнить пульсации выпрямленного напряжения в различных схемах (рис. 1.7—1.9), то оказывается, что

пульсации у трехфазного однотактного выпрямителя меньше, чем у однофазных.

Частота пульсаций, как известно, определяется количеством импульсов тока, проходящих по нагрузке за один период выпрямляемого напряжения, т. е. числом фаз выпрямления. В этой схеме за период питающего напряжения по нагрузке проходят три импульса тока (рис. 1.9, а), поэтому число фаз выпрямления $m=3$. Основная гармоника пульсаций имеет частоту в 3 раза больше частоты питающего напряжения.

Ток фазы вторичной обмотки трансформатора протекает по обмотке только в одном направлении, подмагничивая сердечник.

В то время, когда клапан закрыт, к нему приложено обратное напряжение. В данной схеме обратное напряжение равно линейному, так как к закрытому клапану приложены напряжения двух (своей и работающей) фаз (рис. 1.9, в).

С помощью специального трансформатора трехфазная система напряжений легко преобразуется в шестифазную, поэтому можно создать шестифазный однотактный выпрямитель. В таких выпрямителях шесть фаз выпрямления, а следовательно, основная гармоника пульсаций имеет частоту, в 6 раз превышающую частоту питающей сети. Достоинством шестифазной однотактной схемы являются также отсутствие подмагничивания и меньшая величина пульсаций.

Трансформатор в такой схеме имеет три первичных и шесть вторичных обмоток ($m_1=3$; $m_2=6$). Последовательно с каждой обмоткой включается клапан, и получается шесть однофазных выпрямителей, работающих на общую нагрузку. Сдвиг по фазе между напряжениями вторичных обмоток в этой схеме 60° . Такая схема из-за сложности изготовления трансформатора применяется редко.

1.3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДВУХТАКТНЫХ (МОСТОВЫХ) СХЕМАХ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Однофазная мостовая схема. Мостовой выпрямитель (рис. 1.10, а) состоит из двухобмоточного трансформатора ($m_1=1$; $m_2=1$), четырех клапанов, включенных по схеме моста D_1, D_2, D_3, D_4 , и нагрузки выпрямителя $R_{н-к}$. К одной диагонали моста подключена вторичная обмот-

ка трансформатора, к другой — нагрузка. В схеме выпрямителя четыре вентиля соединены так, что напряжение вторичной обмотки подается на нагрузку в течение одного полупериода через одну пару вентилях, в течение второго полупериода — через вторую. Общая точка катодов вентилях D_1, D_2 является положительным полюсом

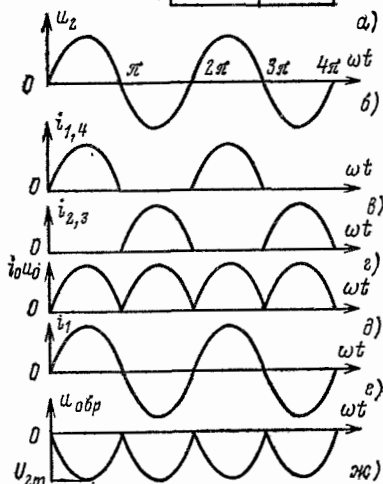
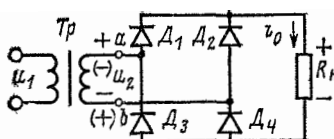


Рис. 1.10. Однофазная мостовая схема выпрямления.

a — принципиальная электрическая схема; b — напряжение на вторичной обмотке; c — ток первого и четвертого вентилях; d — ток второго и третьего вентилях; e — ток и напряжение на нагрузке; f — ток первичной обмотки; $ж$ — обратное напряжение на вентилях.

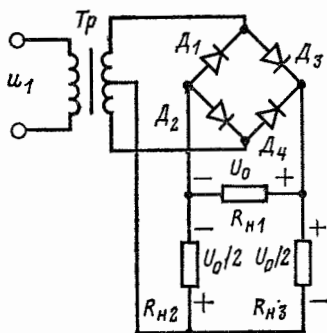


Рис. 1.11. Получение двух выпрямленных напряжений в мостовой схеме.

выпрямителя, общая точка анодов вентилях D_3, D_4 — отрицательным.

Пусть напряжение на вторичной обмотке имеет такую фазу, что в первый полупериод ($0-\pi$) потенциал верхнего конца вторичной обмотки a положителен, а нижнего конца b — отрицателен (рис. 1.10, б).

Вентили D_1 и D_4 в течение первого полупериода открыты, так как оказываются включенными в прямом направлении, а вентилях D_2, D_3 закрыты. Ток $i_{1,4}$ протекает по цепи — точка a , вентиль D_1 , сопротивление нагрузки R_n , вентиль D_4 , точка b (рис. 1.10, в). Этот ток создает на сопротивлении нагрузки R_n падение напряжения, повторяющее первую полуволну выпрямляемого на-

пряжения u_2 . Во второй полупериод ($\pi, 2\pi$) полярность напряжения на вторичной обмотке изменится на обратную и ток потечет по другой цепи от точки b вторичной обмотки через вентиль D_2 , сопротивление нагрузки R_H , вентиль D_3 к точке a обмотки трансформатора. Вентили D_1 и D_4 во время второго полупериода ($\pi-2\pi$) закрыты (рис. 1.10, z). Через нагрузку R_H токи $i_{1,4}$, $i_{2,3}$ проходят в одном направлении, образуя выпрямленный ток i_0 . Выпрямленное напряжение u_0 (рис. 1.10, d) совпадает по форме с суммарным током $i_0 = i_{1,4} + i_{2,3}$. Ток во вторичной обмотке через каждый полупериод меняет свое направление, поэтому сердечник трансформатора не подмагничивается. Ток в первичной обмотке синусоидальный (рис. 1.10, e).

В этой схеме выпрямления за один период питающего напряжения по нагрузке проходят два импульса тока, т. е. число фаз выпрямления $m=2$, а основная гармоника пульсаций имеет частоту, в 2 раза превышающую частоту тока сети.

Каждый полупериод два вентиля открыты, а два других закрыты. Так как сопротивление открытых вентилях равно нулю, то вентили, находящиеся в закрытом состоянии, оказываются включенными параллельно между собой и, следовательно, находятся под обратным напряжением, равным напряжению на вторичной обмотке (рис. 1.10, $ж$). Максимальное обратное напряжение на закрытом вентиле равно амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Сделав в мостовой схеме выпрямления вывод средней точки вторичной обмотки трансформатора, получаем возможность подключить к выпрямителю две (или одну) дополнительные нагрузки (рис. 1.11). Напряжение на дополнительных нагрузках в 2 раза меньше, чем на основной нагрузке. В этом случае образуются две двухфазные однотактные схемы выпрямления. Одна из них состоит из вторичной обмотки трансформатора, вентилях D_1 , D_2 и работает на нагрузку R_{H2} , другая — из той же обмотки, вентилях D_3 , D_4 и работает на нагрузку R_{H3} .

Трехфазная мостовая схема. Схема содержит трехфазный трансформатор ($m_1=3$; $m_2=3$) и шесть вентилях (рис. 1.12, a).

Первичные обмотки трансформатора, так же как и вторичные, могут соединяться как звездой, так и треугольником.

К каждой фазе вторичной обмотки трансформатора подключены два вентиля, один анодом, а другой катодом. Вентили D_1, D_3, D_5 образуют катодную группу, вентили D_2, D_4, D_6 — анодную группу.

Общая точка вентиляей D_1, D_3, D_5 образует положительный полюс, а общая точка вентиляей D_2, D_4, D_6 — отрицательный. Между этими точками подключается нагрузка выпрямителя R_H .

В мостовых схемах одновременно пропускают ток два вентиля: один из анодной группы, другой из катодной. В катодной группе открыт вентиль, имеющий наиболее высокий потенциал анода относительно общей точки вторичных обмоток трансформатора. В анодной группе открыт вентиль с наиболее низким потенциалом катода. В интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ выпрямлен-

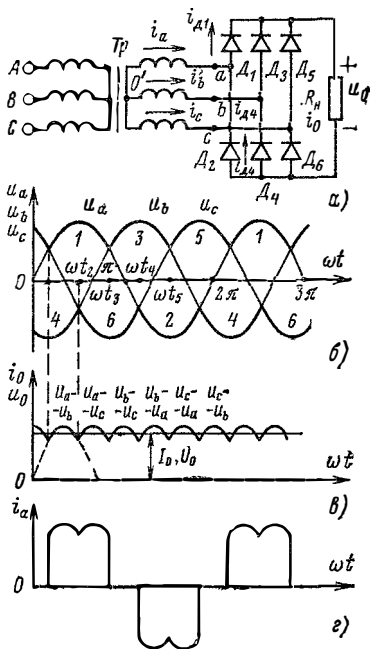


Рис. 1.12. Трехфазная мостовая схема (схема Ларионова).

a — принципиальная электрическая схема; b — напряжения на вторичных обмотках; v — ток и напряжение на нагрузке; z — ток фазы вторичной обмотки.

ное напряжение определяется разностью фазных напряжений $u_a - u_b$, а в интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ соответственно разностью $u_a - u_c$ (рис. 1.12, б, в).

В интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ максимальный положительный потенциал имеет точка a трансформатора, а наиболее отрицательный — точка b , поэтому в интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ открыты вентили D_1 и D_4 . В интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ наиболее отрицательный потенциал имеет точка c трансформатора, а максимально положительный — точка a . На этом интервале открыты вентили D_1 и D_6 . Проследим путь тока в интервалах $\omega t_1 - \omega t_2$ и $\omega t_4 - \omega t_5$. В интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ ток протекает от точки a через вентиль D_1 , нагрузку R_H , вентиль D_4 к точке b и далее по обмоткам

трансформатора к точке a . В интервале $\omega t_4 - \omega t_5$ потенциал точки b положителен, а точки a — отрицателен, поэтому ток протекает от точки b через вентиль D_3 , сопротивление нагрузки R_n , вентиль D_2 к точке a .

Таким образом, в течение одного периода питающего напряжения ток во вторичной обмотке изменил свое направление, а следовательно, в схеме Ларионова сердечник трансформатора не подмагничивается (рис. 1.12, z).

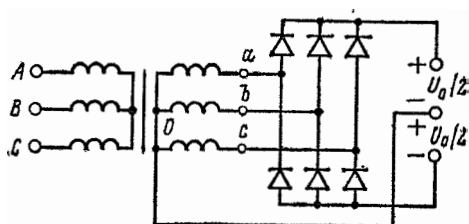


Рис. 1.13. Получение двух выпрямленных напряжений в схеме Ларионова.

Переключение (коммутация) вентилей в схеме Ларионова происходит в моменты равенства мгновенных значений напряжений фаз вторичной обмотки трансформатора.

Как видно из рис. 1.12, z , основная частота пульсаций выпрямленного напряжения в 6 раз больше частоты тока сети. Величина пульсаций по сравнению с трехфазной однотактной схемой выпрямления уменьшилась. Максимальное обратное напряжение на вентиле равно амплитуде линейного напряжения во вторичной обмотке U_{2max} .

Схема Ларионова представляет собой два трехфазных однотактных выпрямителя, включенных последовательно, поэтому, если сделать вывод от общей точки вторичных обмоток, соединенных звездой, можно получить два разнополярных выпрямленных напряжения, в 2 раза меньших по величине, чем напряжение мостовой схемы (рис. 1.13).

Двенадцатифазная система выпрямления. При рассмотрении схем выпрямления можно убедиться в том, что с ростом числа фаз выпрямления частота основной гармоники пульсаций увеличивается, а сами пульсации уменьшаются. Применяя сложное включение нескольких выпрямителей, можно получить схемы с различным числом фаз выпрямления, например двенадцатифазную систему ($m=12$).

Двенадцатифазная схема образуется при включении двух трехфазных мостовых выпрямителей последовательно, причем в одном выпрямителе вторичные обмотки трансформатора включаются в звезду, а во втором — в треугольник.

В схеме рис. 1.14 используется один трансформатор с тремя группами обмоток. Одна из них трехфазная первичная, а две другие трехфазные — вторичные.

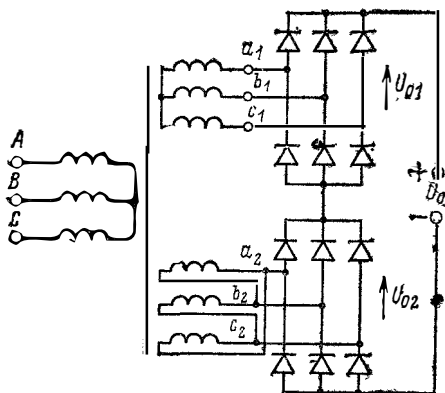


Рис. 1.14. Двенадцатифазный выпрямитель.

Одна из групп вторичных обмоток соединяется в звезду, другая — в треугольник, поэтому системы вторичных напряжений сдвигаются по фазе относительно друг друга на 30° . Каждая из вторичных обмоток подключена к мосту, а мосты включаются последовательно.

В такой схеме число фаз выпрямления $m=12$, а основная гармоника пульсаций имеет частоту, в 12 раз превышающую частоту сети.

Максимальное обратное напряжение на вентиле в этой схеме равно амплитуде линейного напряжения в каждой группе обмоток.

1.4. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ И ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Рассмотренные выше процессы в выпрямительных схемах очень редко встречаются на практике, так как во всех этих случаях выпрямители работают на активную нагрузку, что не обеспечивает получение малых пульса-

ций выпрямленного напряжения. Для уменьшения пульсаций включают в цепь выпрямленного тока либо конденсаторы, либо дроссели, либо и то и другое.

Так как в выпрямителе цепи постоянного и переменного тока связаны через вентили, то включение конденсатора или дросселя в цепь нагрузки (цепь выпрямленного тока) приведет к изменению амплитуды и формы тока в обмотках трансформатора (в цепи переменного тока).

Поэтому процессы, происходящие в выпрямителе, рассматривают всегда при известной нагрузке.

Выпрямитель может работать на нагрузке:

активную;

индуктивную;

емкостную;

противо-ЭДС;

смешанную, т. е. нагрузку, состоящую из индуктивности, емкости и активного сопротивления.

На активную нагрузку выпрямители работают лишь в тех устройствах, где пульсации выпрямленного напряжения не лимитируются (питание коммутационной аппаратуры). Как правило, выпрямители средней и большой мощности работают на индуктивную нагрузку, а выпрямители малой мощности — на емкостную. Если выпрямитель используется для питания двигателей постоянного тока или для заряда аккумуляторов, то он работает на противо-ЭДС.

Характер физических процессов при работе выпрямителя на смешанную нагрузку будет зависеть от соотношения сопротивлений элементов нагрузки для переменной составляющей выпрямленного тока и от схемы включения элементов нагрузки.

Выпрямитель характеризуется большим количеством различных показателей. Основные выходные параметры:

среднее значение выпрямленного напряжения U_0 ;

среднее значение выпрямленного тока I_0 ;

коэффициент пульсации выпрямленного напряжения

$k_{пк}$;

частота основной гармоники выпрямленного напряжения $f_{п}$; внешняя характеристика выпрямителя (нагрузочная).

Кривая выпрямленного напряжения представляет собой периодическую несинусоидальную функцию, которая содержит постоянную и переменную составляющие. Раз-

ложение кривой выпрямленного напряжения в ряд Фурье дает следующее выражение:

$$u_0 = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(km\omega t + \varphi_k), \quad (1.1)$$

где U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения; U_{mk} — амплитуда k -й гармоники; φ_k — фазовый сдвиг k -й гармоники; k — номер гармоники; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота напряжения в сети; m — число фаз выпрямления.

Относительное содержание переменной составляющей в выпрямленном напряжении определяется коэффициентом пульсации для каждой из гармоник:

$$k_{\text{пк}} = U_{mk}/U_0. \quad (1.2)$$

1.5. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Чисто активная нагрузка выпрямителя встречается относительно редко и находит применение лишь для питания цепей, не требующих ограничения переменной составляющей (цепи сигнализации, контроля, защиты и т. д.).

Схема многофазного выпрямителя, нагруженного на активное сопротивление, изображена на рис. 1.9. Такой выпрямитель состоит из трансформатора, имеющего m -фазную вторичную обмотку (на схеме показан частный случай трехфазной обмотки), соединенную в звезду. К нулевой точке подсоединены начала всех вторичных обмоток, а их концы подключены к анодам вентиляей. Катоды всех вентиляей соединены, их общая точка образует положительный полюс на выходе выпрямителя. Отрицательным полюсом является нулевая точка вторичных обмоток трансформатора.

Для упрощения будем считать вентили и трансформатор идеальными. Сопротивление вентиля в прямом направлении равно нулю, в обратном — бесконечно большое, а у трансформатора активные и реактивные сопротивления обмоток равны нулю.

Как было показано выше, напряжение на выходе выпрямителя u_0 в этом случае в любой момент равно мгновенному значению напряжения работающей фазы вторичной обмотки трансформатора. Следовательно, выпрямленное напряжение u_0 представится кривой, явля-

ющейся огибающей зависимости напряжений вторичных обмоток трансформатора (см. рис. 1.9, *e*). Так как ток в нагрузке равен отношению выпрямленного напряжения к сопротивлению нагрузки, т. е. $i_0 = u_0/R_H$, то в ином масштабе кривая u_0 представляет собой кривую тока i_0 .

Таким образом, в идеальном выпрямителе, нагруженном на активное сопротивление, каждая фаза вторичной обмотки трансформатора работает за период один раз, причем длительность работы фазы равна $2\pi/m$, а ток в ней — току нагрузки. Поэтому ток в фазе *a* вторичной обмотки (рис. 1.9, *e*) имеет форму прямоугольника с основанием $2\pi/m$, ограниченного сверху отрезком косинусоиды. Токи в фазах *b* и *c* изобразятся подобными кривыми, сдвинутыми по фазе относительно кривой тока фазы *a* на $2\pi/m$ и $4\pi/m$ соответственно.

Выбрав начало отсчета времени в момент, соответствующий максимуму напряжения в фазе вторичной обмотки $u_0 = U_{2m}$, получим в интервале $\omega t = \pm\pi/m$ выпрямленное напряжение равным $u_0 = U_{2m} \cos \omega t$.

Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} u_0 d\omega t = \frac{m}{\pi} \int_0^{\pi/m} U_{2m} \cos \omega t d\omega t = \\ = \frac{m}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (1.3)$$

Из (1.3) получим выражение, связывающее действующее значение напряжения фазы вторичной обмотки U_2 со средним значением выпрямленного напряжения U_0 :

$$U_2 = U_0 \frac{\pi}{m \sqrt{2} \sin(\pi/m)}. \quad (1.4)$$

Кривая выпрямленного напряжения помимо постоянной составляющей содержит также переменную составляющую. Так как период изменения кривой u_0 в m раз меньше периода изменения тока питающей сети, то частота первой гармоники переменной составляющей в m раз больше частоты тока питающей сети, т. е. $f_{\pi} = m f_c$. Гармонический ряд кривой u_0 имеет следующий вид:

$$u_0 = U_0 + U_{01m} \cos m\omega t + U_{02m} \cos 2m\omega t + \dots + U_{0km} \cos km\omega t,$$

где U_{01m} , U_{02m} — амплитуды первой, второй и т. д. гармоник; ω — угловая частота тока питающей сети.

В силу симметрии кривой u_0 относительно оси ординат все члены с синусами в гармоническом ряде отсутствуют. Амплитуда k -й гармонической составляющей выпрямленного напряжения

$$U_{okm} = \frac{m}{\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} u_0 \cos km\omega t d\omega t = \\ = \frac{m}{\pi} U_{2m} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \frac{2}{(km)^2 - 1} = U_0 \frac{2}{(km)^2 - 1}. \quad (1.5)$$

Выражение (1.5) справедливо при $m \geq 2$.

Содержание переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения определяется коэффициентом пульсации

$$k_{пк} = \frac{U_{omk}}{U_0} = \frac{2}{(km)^2 - 1}. \quad (1.6)$$

Переменная составляющая или пульсация напряжения в большинстве случаев оценивается по первой гармонике, имеющей наибольшую амплитуду и самую низкую частоту. Для первой гармоники ($k=1$) пульсация

$$k_{п1} = 2/(m^2 - 1).$$

Как видно из рис. 1.9, $\text{в}-\text{д}$, каждая фаза вторичной обмотки трансформатора и каждый вентиль в однотактных схемах работают один раз за период в течение части периода $2\pi/m$. Среднее значение тока в обмотке трансформатора и через вентиль в m раз меньше тока нагрузки, т. е.

$$I_{cp} = I_0/m.$$

Действующее значение тока вторичной обмотки и вентиля

$$I_B = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} i_2^2 d\omega t} = \\ = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m}}, \quad (1.7)$$

где

$$I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_H} = \frac{U_0}{R_H} \frac{\pi}{m \sin(\pi/m)} = I_0 \frac{\pi}{m \sin(\pi/m)}$$

— амплитуда тока вторичной обмотки.

В двухтактных (мостовых) схемах действующее значение тока вентиля I_d определяется из выражения (1.7), а действующее значение тока во вторичной обмотке

$$I_2 = I_B \sqrt{2}.$$

Коэффициент формы кривой тока вторичной обмотки

$$k_{\Phi} = \frac{I_2}{I_{cp}} = \frac{\sqrt{\pi [(2\pi/m) + \sin(2\pi/m)]}}{2 \sin(\pi/m)}.$$

Линейное напряжение первичной обмотки $U_{1л}$ отличается от линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2л}$ в n раз: $U_{1л} = U_{2л}n$, где n — коэффициент трансформации. Отсюда легко определить соотношение между фазными значениями напряжений вторичной и первичной обмоток для различных схем соединения последних. Соотношения между токами в фазах первичных и вторичных обмоток зависят не только от коэффициента трансформации и схемы соединения первичных обмоток, но и от числа фаз первичных m_1 и вторичных m_2 обмоток.

При одинаковом числе фаз первичных и вторичных обмоток ($m_1 = m_2$) и одинаковых схемах соединения обмоток (звезда — звезда) действующее значение тока фазы первичной обмотки меньше приведенного значения тока вторичной обмотки, так как в кривой тока первичной обмотки отсутствует постоянная составляющая, т. е.

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2^2 - I_{cp}^2} = \frac{1}{n} \frac{I_0}{m} \times \\ \times \frac{\sqrt{\pi^2/m + \sin(\pi/m) [\pi \cos(\pi/m) - 2 \sin(\pi/m)]}}{\sqrt{2} \sin(\pi/m)}.$$

Если число фаз вторичных обмоток больше числа фаз первичных обмоток $m_2 > m_1$ в 2 раза и более, то в каждой фазе первичной обмотки будет m_2/m_1 импульсов тока за период и действующее значение

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{m_2/m_1} I_2.$$

Полезная мощность выпрямителя, отдаваемая им в нагрузку на стороне постоянного тока, равна произведению выпрямленного напряжения на ток (средние значения), т. е. $P_0 = U_0 I_0$.

Мощность, на которую должны быть рассчитаны трансформатор и вентили, определяется не только постоянной, но и переменной составляющей тока и напряжения. Эта мощность, называемая габаритной, больше полезной и определяется действующими значениями напряжения и тока, т. е.

$$S_2 = m_2 U_2 I_2; S_1 = m_1 U_1 I_1; S_{\text{тр}} = (S_1 + S_2)/2,$$

где S_2 , S_1 , $S_{\text{тр}}$ — мощность соответственно вторичной, первичной обмоток и трансформатора, В·А.

В одноктных схемах выпрямления мощность в цепи вторичных обмоток больше, чем в цепи первичных ($S_2 > S_1$), вследствие наличия постоянной составляющей в кривой тока вторичной обмотки. Мощность в цепи выпрямленного тока P_0 во всех схемах выпрямления меньше мощностей S_2 , S_1 , $S_{\text{тр}}$, т. е. коэффициенты использования трансформатора k_2 , k_1 , $k_{\text{тр}}$ всегда меньше единицы.

Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}}, \quad (1.8)$$

где $P_0 = U_0 I_0$ — мощность в цепи выпрямленного тока; $P_{\text{тр}}$ — потери в трансформаторе; $P_{\text{д}}$ — потери в вентилях выпрямителя.

При выводе расчетных формул предполагалось, что трансформатор и вентили идеальные. В реальном выпрямителе сопротивления вентилях и обмоток трансформатора не равны нулю. Ток нагрузки (выпрямленный ток), протекая через эти сопротивления, создает на них падение напряжения, что приводит к уменьшению напряжения на нагрузке. С ростом тока нагрузки потери напряжения на сопротивлениях вентилях и трансформатора будут расти, и поэтому напряжение на нагрузке будет пропорционально уменьшаться. Зависимость напряжения на нагрузке от тока нагрузки $U_0 = f(I_0)$ называется внешней (нагрузочной) характеристикой. Эта характеристика является одной из важнейших характеристик выпрямителя.

Если выпрямитель не нагружен, то ток нагрузки I_0 равен нулю и потери выпрямленного напряжения на сопротивлениях трансформатора и вентиля также равны нулю. Такой режим работы выпрямителя называется режимом холостого хода. В режиме холостого хода выход-

ное напряжение выпрямителя максимально и равно $U_0 = U_{0x.x}$. Это напряжение холостого хода и было вычислено ранее, так как при выводе потери напряжения полагались равными нулю. При подключении нагрузки появляется ток выпрямителя I_0 и поэтому выходное напряжение будет меньше и определяется выражением

$$U_0 = U_{0x.x} - (r_{тр} + r_T N) I_0, \quad (1.9)$$

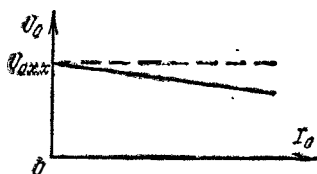


Рис. 1.15. Внешняя характеристика выпрямителя с активной нагрузкой.

где U_0 — среднее значение выпрямленного напряжения при нагрузке; $U_{0x.x}$ — напряжение холостого хода; I_0 — ток нагрузки; r_T — дифференциальное сопротивление вентиля; $r_{тр}$ — активное сопротивление обмоток трансформатора; N — число вентилях, через которые протекает ток нагрузки.

Уравнение (1.9) описывает внешнюю характеристику выпрямителя (рис. 1.15).

В формуле (1.9) не учтено влияние индуктивного сопротивления рассеяния обмоток трансформатора. Это допустимо тогда, когда оно мало по сравнению с активным сопротивлением обмоток трансформатора и вентилях. У полупроводниковых вентилях дифференциальное сопротивление очень мало, поэтому индуктивное сопротивление рассеяния даже у маломощных выпрямителей составляет заметную часть сопротивления фазы выпрямителя. Влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и расчетные соотношения приведены ниже.

1.6. ПРОЦЕССЫ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ ПРИ РАБОТЕ НА НАГРУЗКУ С ИНДУКТИВНОЙ РЕАКЦИЕЙ

В схемах с большим потреблением тока в качестве первого элемента фильтра включается дроссель, обладающий большой индуктивностью. Его индуктивное сопротивление для первой гармоники выпрямленного тока должно быть значительно больше сопротивления нагруз-

ки $m\omega_c L \gg R_n$, при этом реакция нагрузки будет индуктивной.

Нагрузка индуктивного характера получается также при работе выпрямителя на обмотки различных реле и на обмотки возбуждения электрических машин.

В однофазной одноконтурной схеме выпрямления не применяется фильтр, начинающийся с индуктивности.

При работе данной схемы на нагрузку индуктивного характера выпрямленный ток i_0 имеет прерывистый характер, пульсация напряжения на нагрузке велика и внешняя характеристика выпрямителя имеет резко падающий характер.

Для того чтобы получить непрерывный ток в нагрузке, применяют многофазные схемы выпрямления.

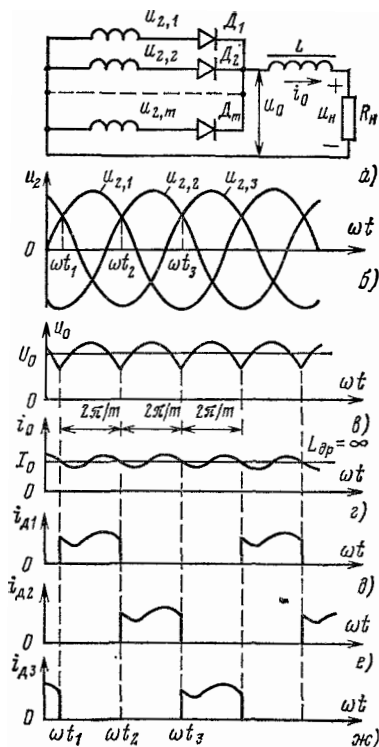


Рис. 1.16. m -фазный выпрямитель с индуктивной реакцией нагрузки.

a — схема принципиальная электрическая; b — напряжение на вторичных обмотках трансформатора; $в$ — выпрямленное напряжение; $г$ — ток нагрузки; $д, е, ж$ — ток вентилей D_1, D_2, D_3 .

На рис. 1.16, a приведена схема m -фазного выпрямителя с индуктивной реакцией нагрузки. Он состоит из m -одноконтурных выпрямителей, работающих поочередно на общую нагрузку. Первичная обмотка трансформатора на схеме не показана. Напряжения на вторичных обмотках трансформатора отличаются друг от друга только начальными фазами (рис. 1.16, b). Кривая выпрямленного напряжения у выпрямителя с индуктивной нагрузкой является огибающей фазных напряжений вторичных

обмоток трансформатора, как у выпрямителя с активной нагрузкой. Период огибающей равен $2\pi/m$ (рис. 1.16, *в*).

Выпрямленный ток, являющийся суммарным током всех фаз, под влиянием индуктивности дросселя уменьшается, когда напряжение u_0 меньше среднего U_0 , и возрастает при $u_0 > U_0$.

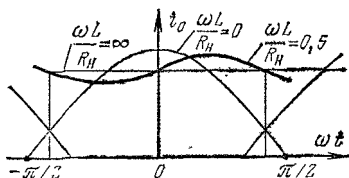


Рис. 1.17. Изменение формы тока фазы для различных соотношений $\omega L/R$.

В промежутке $\omega t_1 - \omega t_2$ открыт клапан первой фазы и напряжение u_0 равно $u_{2,1}$. Остальные фазы не работают, так как их клапаны закрыты.

Ток по первой фазе проходит до тех пор, пока напряжение второй фазы не превысит напряжения первой. Начиная с момента ωt_2 напряжение второй фазы превышает $u_{2,1}$ и вступает в работу клапан D_2 , а клапан D_1 запирается. Переключение клапанов в идеальном выпрямителе происходит мгновенно при равенстве напряжений соответствующих фаз.

За один период выпрямляемого напряжения поочередно срабатывают все фазы вторичной обмотки трансформатора и их токи (рис. 1.16, *д, е, ж*), сложившись в цепи нагрузки (L, R_H), дадут непрерывный выпрямленный ток.

Форма кривой тока нагрузки i_0 зависит от отношения индуктивного сопротивления дросселя к сопротивлению R_H . Чем больше индуктивность дросселя, тем ближе выпрямленный ток к постоянному.

На рис. 1.17 показано изменение формы тока фазы при различных отношениях $\omega L/R_H$. При $\omega L = 0$ выпрямитель работает на активное сопротивление и форма импульса тока повторяет кривую ЭДС соответствующей фазы.

При увеличении ωL увеличивается ЭДС самоиндукции дросселя и ток падает и возрастает на меньшую величину. При бесконечно большой индуктивности ЭДС дросселя препятствует любому изменению тока. Поэтому ток в цепи с таким дросселем не меняется. Ток клапана в этом случае имеет форму прямоугольного импульса с

длительностью $2\pi/m$. Амплитуда импульса тока вентиля равна среднему значению выпрямленного тока I_0 .

Напряжение на нагрузке в идеальном выпрямителе повторяет форму тока (см. рис. 1.16, *з*). Частота первой гармоники напряжения пульсаций будет равна $m f_c$, а коэффициент пульсации напряжения u_0 определяется так же, как у выпрямителя с активной нагрузкой: $k_{\text{шк}} = U_{0\text{шк}}/U_0 = 2/[(km)^2 - 1]$.

При увеличении числа фаз выпрямления m уменьшаются время работы каждой и действующее значение тока вторичной обмотки, а содержание высших гармоник увеличивается. В связи с увеличением содержания высших гармоник в токе фазы ухудшается использование трансформатора и его расчетная (габаритная) мощность увеличивается.

Представляя выпрямленное напряжение гармоническим рядом, можно найти постоянную составляющую выпрямленного напряжения

$$U_0 = (m/\pi) U_{2m} \sin(\pi/m). \quad (1.10)$$

В m -фазном выпрямителе каждая фаза работает в течение $1/m$ части периода. При $\omega L = \infty$ в идеальном выпрямителе выпрямленный ток постоянный и равен току нагрузки I_0 . Ток фазы имеет амплитуду, равную току нагрузки, и поскольку его длительность равна $2\pi/m$, то среднее значение тока фазы и вентиля $I_{\text{cp}} = I_0/m$.

Действующее значение тока определяется из выражения

$$I_{\text{в}} = I_2 = \sqrt{(1/2\pi) \int_0^{2\pi/m} I_0^2 d\omega t} = I_0/\sqrt{m}. \quad (1.11)$$

Из (1.10) найдем

$$U_2 = (\pi/\sqrt{2} m) U_0/[\sin(\pi/m)]$$

и, учитывая, что в однотактных схемах $m_2 = m_1$, определим габаритную мощность вторичной обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 I_2 U_2 = 2,22 P_0/[\sqrt{m} \sin(\pi/m)]. \quad (1.12)$$

Ток первичной обмотки трансформатора зависит не только от схемы соединения обмоток, но и от количества фаз. При соединении первичных обмоток в звезду и при $m_2 = m_1$ ток первичной обмотки

$$I_1 = (1/n_{\text{тр}}) \sqrt{I_2^2 - I_{\text{cp}}^2} = (1/n_{\text{тр}}) (I_0/m) \sqrt{m - 1}. \quad (1.13)$$

При этом габаритная мощность первичной обмотки

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 2,22 \sqrt{m-1} P_0 / [m \sin(\pi/m)]. \quad (1.14)$$

В отличие от тока первичной обмотки ток вторичной обмотки содержит постоянную составляющую, поэтому габаритная мощность первичных обмоток меньше. Габаритная мощность трансформатора $S_{\text{тр}} = 0,5(S_1 + S_2)$. В реальном трансформаторе при прохождении тока по обмоткам создается не только основной магнитный поток, но и поток рассеяния, который замыкается по воздуху. Магнитный поток рассеяния индуцирует в обмотках трансформатора, ЭДС рассеяния

$$E_s = -x_s I = -\omega L_s I,$$

где E_s — ЭДС рассеяния; ω — частота питающей сети; L_s — индуктивность рассеяния обмотки; I — действующее значение тока, протекающего по обмотке трансформатора; x_s — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки трансформатора.

Если ток уменьшается, то ЭДС рассеяния направлена согласно с током и поддерживает его. Если ток увеличивается, то ЭДС рассеяния направлена встречно и стремится его уменьшить.

Наличие во вторичных обмотках трансформатора индуктивностей рассеяния вызывает в реальных многофазных выпрямителях перекрытие токов двух, а иногда и более фаз. Это объясняется тем, что при переключении нагрузки с одной фазы на другую токи фаз не могут спадать и нарастать мгновенно. Спадание тока в отключаемой и нарастание тока в подключаемой обмотках под влиянием ЭДС самоиндукции происходит в конечном отрезке времени. В результате ток нагрузки в течение некоторого времени протекает по двум фазам одновременно. Угол, соответствующий времени совместной работы двух фаз на нагрузку, называется углом перекрытия γ . Процессы, протекающие в интервале, соответствующем углу перекрытия γ , можно рассмотреть с помощью эквивалентной схемы выпрямителя рис. 1.18, а. На этой схеме в каждую из фаз вторичных обмоток включены их индуктивности рассеяния L_s .

В промежуток времени от 0 до t_1 через фазу a протекает неменяющийся ток, так как индуктивность дросселя бесконечно велика. Напряжение на выходе выпрямителя в это время равно напряжению фазы a (рис.

1.18, е). Вентили всех фаз, кроме фазы *a*, закрыты. В момент, соответствующий углу ωt_1 , напряжение фазы *a*, уменьшаясь, становится равным напряжению фазы *b*. Ток вентиля D_2 (фазы *b*) начинает нарастать, а ток вентиля фазы *a* — уменьшаться. В процессе спада и нарастания токов вентилях ЭДС самоиндукции обмотки фазы *a* $E_{sa} = -L_s di_a/dt$ будет прибавляться к ЭДС фазы *a*,

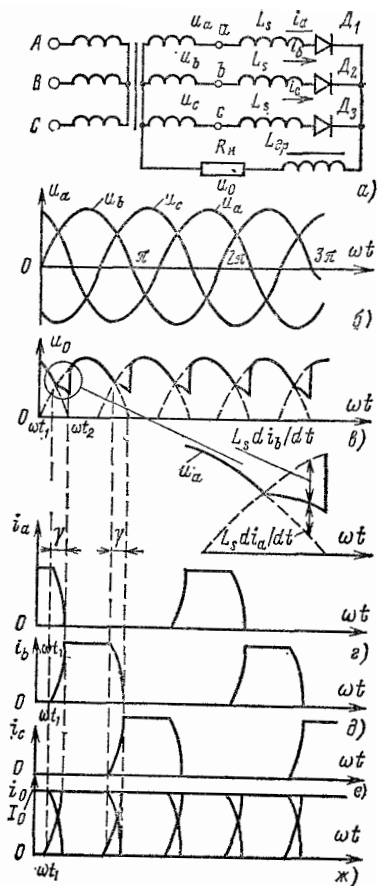


Рис. 1.18. Эквивалентная схема выпрямителя с индуктивной нагрузкой с учетом индуктивности рассеяния обмоток.

a — схема электрическая; *б* — напряжение на вторичных обмотках; *в* — огибающая напряжения фаз; *г* — ток фазы *a*; *д* — ток фазы *b*; *е* — ток фазы *c*; *ж* — ток нагрузки (γ — угол перекрытия).

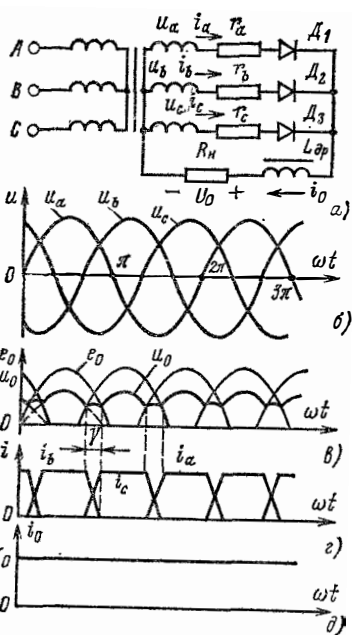


Рис. 1.19. Эквивалентная схема выпрямителя с индуктивной нагрузкой с учетом влияния активного сопротивления фаз.

a — схема электрическая; *б* — напряжение на вторичных обмотках; *в* — ЭДС фаз *a*, *b*, *c* и выпрямленное напряжение u_0 (γ — угол перекрытия); *г* — токи фаз *a*, *b*, *c*; *д* — ток нагрузки.

а ЭДС самоиндукции обмотки фазы b $E_{sb} = -L_s di_b/dt$ вычитаться из ЭДС фазы b . Поэтому выпрямленное напряжение на интервале перекрытия будет средним между u_a и u_b . Ток фазы a и b показан на рис. 1.18, δ и e . Через дроссель и нагрузку протекает постоянный суммарный ток фаз a и b :

$$I_0 = i_a + i_b; \quad \frac{di_a}{dt} = - \frac{di_b}{dt}.$$

Когда ток i_a фазы a станет равным нулю (момент времени t_2 на рис. 1.18, θ и δ), ток в фазе b станет равным I_0 , клапан D_1 закроется, а клапан D_2 откроется. ЭДС индуктивностей рассеяния фаз станут равными нулю, и выпрямленное напряжение скачком возрастет до напряжения $u_0 = u_b$. Во время перекрытия фаз выпрямленное напряжение u_0 можно определить из следующих уравнений: $u_0 = u_a - L_{sa} di_a/dt$; $u_0 = u_b + L_{sb} di_b/dt$, откуда $u_0 = 0,5(u_a + u_b)$ (см. рис. 1.18, ϵ). Угол перекрытия увеличивается с увеличением тока нагрузки и индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. С ростом числа фаз угол перекрытия занимает все большую часть интервала работы фазы и в многофазных выпрямителях в перекрытии могут участвовать не только две фазы, но и более.

Перекрытие фаз уменьшает выпрямленное напряжение, увеличивает его пульсации. Время работы каждой фазы увеличивается на угол перекрытия, поэтому действующее значение тока клапана и тока в обмотках трансформатора несколько уменьшается. Это снижает габаритную мощность трансформатора.

В реальных выпрямителях с числом фаз больше двух угол перекрытия фаз увеличивается за счет падения напряжения на активном сопротивлении фазы. Перекрытие фаз начинается при равенстве выпрямленного напряжения и ЭДС следующей фазы. Это показано на рис. 1.19.

Внешняя (нагрузочная) характеристика показывает, как изменяется выпрямленное напряжение выпрямителя с ростом тока нагрузки.

Внутреннее сопротивление реального выпрямителя состоит из активного сопротивления фазы r_ϕ и реактивного сопротивления x_s . В активное сопротивление фазы r_ϕ входят активные сопротивления обмоток трансформатора $r_{\text{тр}}$ и сопротивление клапана r_τ

$$r_\phi = r_{\text{тр}} + r_\tau.$$

Активное сопротивление обмоток трансформатора является суммой сопротивления вторичной обмотки трансформатора r_2 и приведенного ко вторичной обмотке сопротивления первичной обмотки r'_1

$$r_{\text{тр}} = r_2 + r'_1.$$

Приведение ко вторичной обмотке сопротивления первичной обмотки осуществляется через коэффициент трансформации $n_{\text{тр}} = U_1/U_2$

$$r'_1 = r_1/n_{\text{тр}}^2,$$

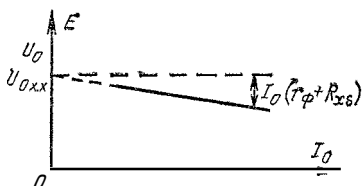


Рис. 1.20. Внешняя характеристика выпрямителя с индуктивной реакцией.

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора; U_1 — действующее значение напряжения первичной обмотки; U_2 — вторичной обмотки.

Сопротивление вентиля r_T определяется из его вольт-амперной характеристики $I = f(U)$. Эквивалентное реактивное сопротивление R_{xs} вычисляется для основной гармоники пульсаций и зависит от числа фаз выпрямления m , индуктивности рассеяния L_s и частоты питающей сети ω_c :

$$R_{xs} = m\omega_c L_s/2\pi.$$

Внешняя характеристика, учитывающая влияние активных и реактивного сопротивлений, с достаточной точностью описывается уравнением

$$U_0 = U_{0х.х} - I_0(r_{\phi} + R_{xs}), \quad (1.15)$$

где $U_{0х.х}$ — выпрямленное напряжение холостого хода; I_0 — выпрямленный ток; r_{ϕ} — активное сопротивление фазы; R_{xs} — эквивалентное реактивное сопротивление фазы.

В уравнении (1.15) $U_{0х.х}$ соответствует выходному напряжению выпрямителя без нагрузки, $I_0 r_{\phi}$ учитывает падение напряжения на активном сопротивлении фазы; $I_0 R_{xs}$ учитывает падение напряжения на индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

С достаточной точностью наклон внешней характеристики определяется величиной $r_{\phi} + R_{xs}$, которую рассматривают как внутреннее сопротивление выпрямителя.

Приведенное уравнение внешней характеристики выпрямителя с индуктивной нагрузкой графически представляет собой ниспадающую прямую линию (рис. 1.20).

Выпрямители с индуктивной реакцией лучше всего работают при больших токах нагрузки.

1.7. ПРОЦЕССЫ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ С ЕМКОСТНЫМ ХАРАКТЕРОМ НАГРУЗКИ

Выпрямитель работает на нагрузку емкостного характера, если на его выход подключен сглаживающий фильтр, начинающийся с конденсатора или состоящий только из одного конденсатора. Сопротивление конденсатора для первой гармоники пульсаций должно быть мало по сравнению с сопротивлением нагрузки. Рассмотрим процессы в выпрямителе с емкостным характером нагрузки на примере однотактной однофазной схемы (рис. 1.21, а).

Конденсатор C в этой схеме заряжается, когда вентиль D открыт, а при закрытом вентиле разряжается на нагрузку. Ток вентиле i_D разветвляется на ток нагрузки i_0 и ток заряда конденсатора i_{c3} . Так как конденсатор и нагрузка включены параллельно, то напряжение на конденсаторе является и напряжением на нагрузке.

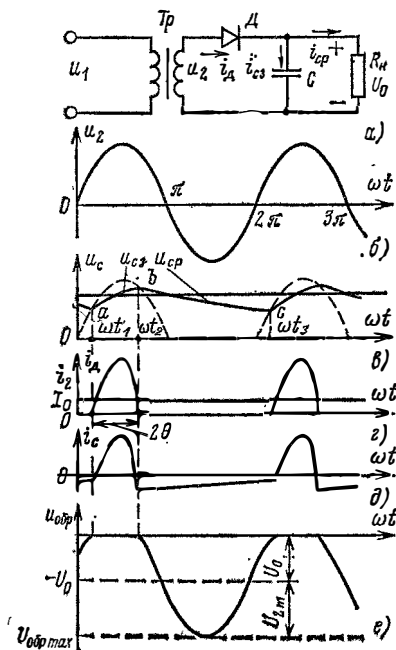


Рис. 1.21. Выпрямитель с емкостным характером нагрузки.

а — схема принципиальная электрическая; б — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; в — напряжение на конденсаторе и на нагрузке; г — ток вентиле и вторичной обмотки трансформатора; д — ток заряда и ток разряда конденсатора; е — обратное напряжение на вентиле.

С момента t_1 (точка a на рис. 1.21) напряжение вторичной обмотки u_2 больше, чем напряжение на конденсаторе. Поэтому клапан D в этот момент открывается. Его ток частично идет на заряд конденсатора и частично протекает по нагрузке.

Напряжение на заряжающемся конденсаторе растет до момента t_2 (точка b кривой u_2).

Далее напряжение u_2 становится меньше напряжения на конденсаторе, на катоде клапана получается более высокий потенциал, чем на аноде, и клапан закрывается. С этого момента клапан отключает вторичную обмотку трансформатора от заряженного конденсатора и нагрузки. Конденсатор разряжается на нагрузку, поддерживая в ней ток. Ток разряда конденсатора противоположен по знаку току заряда и изменяется по экспоненциальному закону (рис. 1.21, d). В выпрямителе постоянная времени разряда конденсатора всегда делается достаточно большой, чтобы конденсатор не успевал разрядиться полностью до прихода следующего положительного полупериода. В момент t_3 уменьшающееся напряжение конденсатора станет равным напряжению u_2 (точка c кривой u_2) и процесс заряда конденсатора повторяется.

Ток через клапан и вторичную обмотку трансформатора проходит только при заряде конденсатора. Половина интервала, в течение которого протекает ток клапана, называется углом отсечки тока θ .

Импульс тока через клапан имеет длительность 2θ (рис. 1.21, e), и его амплитуда зависит от сопротивления нагрузки R_n и емкости конденсатора C .

Чем меньше коэффициент пульсаций, тем меньше содержание в выпрямленном напряжении переменной составляющей, тем качественнее выпрямление. В составе выпрямленного напряжения первая (основная) гармоника имеет наибольшую амплитуду и наименьшую частоту.

Так как сглаживающий фильтр ослабляет высшие гармоники в значительно большей степени, нежели первую, то пульсации выпрямленного напряжения в основном оцениваются по относительной амплитуде первой гармоники.

Коэффициент пульсации — это отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения к его постоянной составляющей. Ко-

эффицент пульсации большой, если он больше чем 10^{-2} (больше 1%), средний, если он находится в пределах 10^{-3} — 10^{-2} , и малый, если он меньше 10^{-3} .

Внешняя характеристика выпрямителя показывает, как зависит выходное напряжение выпрямителя U_0 от тока нагрузки при неизменном выпрямляемом напряжении. По внешней характеристике можно определить внутреннее сопротивление выпрямителя и номинальное значение выходного напряжения.

В состав выпрямителя входят трансформатор и вентили. Вентили для схем выпрямления выбираются так, чтобы протекающие через них токи и напряжения на них в схеме выпрямления были всегда меньше предельно допустимых паспортных значений.

К параметрам трансформаторов относятся:

1) действующие значения напряжения U_2 и тока I_2 вторичной обмотки;

2) действующие значения напряжения U_1 и тока I_1 первичной обмотки;

3) полная мощность вторичной обмотки S_2 ;

4) полная мощность первичной обмотки S_1 ;

5) полная или габаритная (типовая) мощность трансформатора $S_{тр} = 0,5 (S_1 + S_2)$;

6) коэффициент использования вторичной обмотки $k_2 = P_0/S_2$, где P_0 — выходная мощность выпрямителя (мощность постоянного тока);

7) коэффициент использования первичной обмотки $k_1 = P_0/S_1$;

8) коэффициент использования трансформатора $k_{тр} = P_0/S_{тр}$.

При холостом ходе конденсатор заряжается до амплитудного значения ЭДС вторичной обмотки ($\theta = 0$), а это значит, что действующее значение напряжения вторичной обмотки у выпрямителя с емкостным характером нагрузки будет меньше выпрямленного.

При подключении нагрузки угол отсечки возрастает, а выпрямленное напряжение снижается на 20—30%.

Пульсация выпрямленного напряжения определяется постоянными времени разряда $\tau_p = CR_n$ и заряда $\tau_z = Cr_{\phi}$ конденсатора.

С изменением емкости C или нагрузки R_n будет изменяться пульсация. Чем меньше разрядится конденсатор, тем меньше пульсация выпрямленного напряжения.

Поэтому постоянная времени разряда должна быть большой в сравнении с периодом выпрямляемого напряжения.

Выпрямитель с емкостным характером нагрузки чувствителен к изменению тока нагрузки.

Увеличение нагрузки выпрямителя, т. е. уменьшение сопротивления R_n , вызывает уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения U_0 , так как разряд конденсатора будет происходить быстрее (участок $b-c$ кривой u_0 на рис. 1.21, b пойдет ниже). При этом увеличатся пульсация выпрямленного напряжения, длительность работы фазы (угол отсечки θ) и амплитуда тока через вентиль.

Увеличение емкости конденсатора приведет к небольшому увеличению выпрямленного напряжения (участок $b-c$ кривой u_0 пойдет выше) и заметному снижению напряжения пульсации.

Внешняя характеристика выпрямителя с емкостной нагрузкой нелинейна и имеет падающий характер. Ее наклон зависит не только от сопротивления фазы выпрямителя, но и от емкости конденсатора.

При расчете выпрямителя с емкостной реакцией нагрузки используется графоаналитический метод.

Рассмотрим однотактную трехфазную схему выпрямления (рис. 1.22) и на ее примере определим основные расчетные соотношения для m -фазного выпрямителя.

При рассмотрении работы выпрямителя вводим следующие допущения:

1. Напряжение питающей сети — синусоидальное.
2. Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора мала и не влияет на работу выпрямителя. Влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора проявляется в выпрямителях большой мощности, а также при повышенных частотах (400 Гц и выше) питающей сети.
3. Сопротивление вентиля и сопротивления обмоток трансформатора не равны нулю.
4. Емкость конденсатора настолько велика, что пульсация напряжения на нем равна нулю.

На рис. 1.23 изображены зависимости фазных напряжений, напряжения на конденсаторе и тока i_0 для схемы на рис. 1.22.

В многофазных выпрямителях с емкостным характером нагрузки за один период выпрямленного напряже-

ния происходит m циклов заряда и разряда, где m — число фаз выпрямления. Каждая фаза вторичной обмотки трансформатора работает один раз за период в интервале, равном 2θ . Значения выпрямленного напряжения и угла отсечки зависят от нагрузки выпрямителя.

Для удобства вывода основных расчетных соотношений принимаем за начало отсчета момент времени, ког-

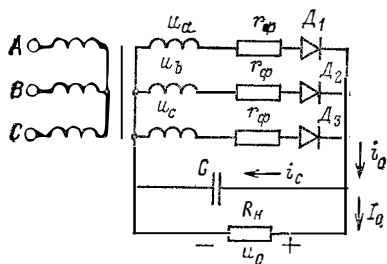


Рис. 1.22. Трехфазный выпрямитель с емкостной нагрузкой.

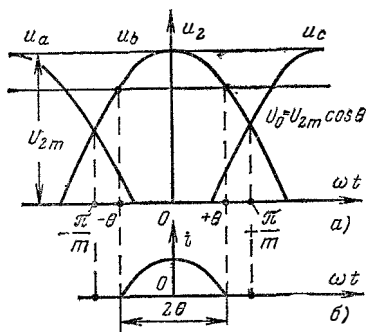


Рис. 1.23. Напряжение и ток в схеме, работающей на емкостную нагрузку.

да напряжение одной из фаз, например фазы b , имеет максимальное значение (рис. 1.23, a). Ток каждого из вентиля протекает только в те интервалы времени, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора больше, чем выпрямленное напряжение. Этот ток i_0 содержит две составляющие. Одна из них протекает через конденсатор C и подзаряжает его, а вторая протекает по нагрузке.

В интервале времени, соответствующем заряду конденсатора через фазу b (от $-\theta$ до $+\theta$) (рис. 1.23, b) ток i_0 равен:

$$\begin{aligned} i_0 &= (u_2 - U_0)/r_\phi = (U_{2m} \cos \omega t - U_{2m} \cos \theta)/r_\phi = \\ &= (U_{2m}/r_\phi) (\cos \omega t - \cos \theta), \end{aligned}$$

где напряжение вторичной обмотки $u_2 = U_{2m} \cos \omega t$ и напряжение на нагрузке и конденсаторе $U_0 = U_{2m} \cos \theta$ определены на основании рис. 1.23. Сопротивление фазы выпрямителя r_ϕ равно сумме сопротивлений трансформатора $r_{тр}$ и вентиля r_T : $r_\phi = r_{тр} + r_T$. Ток нагрузки I_0 равен среднему значению пульсирующего тока i_0 .

Для m -фазной схемы

$$I_0 = (m/2\pi) \int_{-\theta}^{\theta} i_0 d\omega t = (m/2\pi) \int_{-\theta}^{\theta} (U_{2m}/r_{\Phi}) (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \\ = (mU_{2m}/\pi r_{\Phi}) (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

В полученном уравнении выразим U_{2m} через U_0 . Так как $U_0 = U_{2m} \cos \theta$, то $U_{2m} = U_0/\cos \theta$, тогда

$$I_0 = \frac{m}{\pi} \frac{U_0}{r_{\Phi}} \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\cos \theta} = \frac{m}{\pi} \frac{U_0}{r_{\Phi}} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = \\ = \frac{m}{\pi} \frac{U_0}{r_{\Phi}} A(\theta). \quad (1.16)$$

Из (1.16) определим коэффициент $A(\theta)$:

$$A(\theta) = \frac{\pi}{m} r_{\Phi} \frac{I_0}{U_0} = \frac{\pi}{m} \frac{r_{\Phi}}{R_H}. \quad (1.17)$$

В формуле (1.17) отношение $I_0/U_0 = 1/R_H$.

Для определения функции $A(\theta)$ необходимо выбрать схему выпрямления и определить количество фаз выпрямления m ; значения выпрямленного напряжения U_0 и тока I_0 или сопротивления нагрузки R_H известны из задания на расчет выпрямителя. Сопротивление фазы выпрямителя r_{Φ} определяется в зависимости от значений U_0 , I_0 , m , $S_{\text{тр}}$ и сопротивления выбранных вентилях. Все основные соотношения в схеме выпрямителя с емкостной нагрузкой зависят от угла отсечки θ или от функции угла отсечки $A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta$, поэтому эти соотношения можно получить, не зная самого угла. Из формулы (1.17) для определения функции $A(\theta)$ следует, что с увеличением числа фаз выпрямления m и с уменьшением тока нагрузки угол отсечки уменьшается. При холостом ходе угол отсечки $\theta = 0$, при коротком замыкании угол отсечки стремится к $\pi/2$.

Амплитуда тока вентиля $I_{\text{вmax}}$ равна:

$$I_{\text{вmax}} = \frac{I_0}{m} F(\theta), \quad (1.18)$$

где

$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

Из (1.18) следует, что амплитуда тока через вентиль возрастает с уменьшением угла отсечки (при $\theta = 0$ $I_{\text{дmax}} \rightarrow \infty$).

Это значит, что в выпрямителях с емкостной нагрузкой необходимо применять вентили, допускающие импульсы тока больше, чем средний ток вентиля, в 5—10 раз.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора и равного ему тока вентиля определяется из следующего выражения:

$$I_2 \equiv \frac{I_0}{m} D(\theta), \quad (1.19)$$

где

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi [\theta (1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

Из этого выражения следует, что действующее значение тока вторичной обмотки также зависит от угла отсечки. С уменьшением угла отсечки действующее значение тока вторичной обмотки, отнесенное к постоянной составляющей, возрастает.

Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = U_0 B(\theta), \quad (1.20)$$

где

$$B(\theta) = 1/(\sqrt{2} \cos \theta).$$

Коэффициент пульсации

$$k_{\text{пл}} = H(\theta)/(r_{\Phi} C), \quad (1.21)$$

где

$$H(\theta) = \frac{\sin m\theta \cos \theta - m \sin \theta \cos \theta}{\pi^2 m f (m^2 - 1) \cos \theta} \cdot 10^{-6}.$$

Значение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения известно из задания на расчет выпрямителя. Определив $H(\theta)$, можно найти емкость конденсатора, обеспечивающего пульсации меньше заданных.

Коэффициенты $B(\theta)$, $F(\theta)$, $D(\theta)$, $H(\theta)$ зависят от угла отсечки θ , а следовательно, и от функции $A(\theta)$. Перечисленные функции могут быть представлены в виде графических зависимостей от параметра $A(\theta)$, так как они являются функцией общего аргумента — угла отсечки (рис. 1.24, а, б).

Внешняя характеристика показывает, как изменяется напряжение на нагрузке U_0 при изменении тока нагрузки

ки I_0 . Напряжение и ток нагрузки зависят от угла отсечки и определяются уравнениями:

$$U_0 = U_{2m} \cos \theta \text{ и } I_0 = \frac{mU_{2m}}{\pi r_{\Phi}} (\sin \theta - \theta \cos \theta);$$

так как $U_0/U_{2m} = \cos \theta$ и $\frac{I_0}{(U_{2m} m/r_{\Phi})} = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$,

то зависимость

$$\cos \theta = f(\gamma_0), \quad (1.22)$$

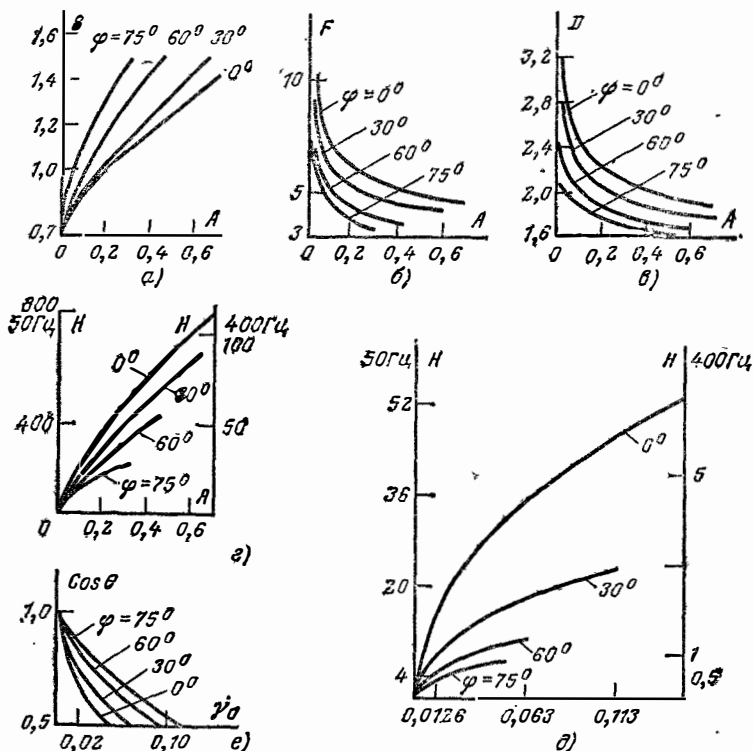


Рис. 1.24. Зависимости коэффициентов B, F, D, H от функции A и угла φ .

$a - B=f(A)$; $b - F=f(A)$; $c - D=f(A)$; $d - H=f(A)$ для $m=2$, частоты сети 50 и 400 Гц; $e - H=f(A)$ для $m=6$, частоты сети 50 и 400 Гц; $e -$ обобщенная внешняя характеристика выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку.

где

$$\gamma_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi},$$

будет обобщенной внешней характеристикой (рис. 1.24, e).

Внешняя характеристика выпрямителя [$U_0 = f(I_0)$] при $U_1 = \text{const}$ позволяет определить изменение выпрямленного напряжения ΔU_0 , вызванное изменением тока нагрузки, напряжение холостого хода $U_{0\text{х.х}}$ и внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 .

При известных значениях m , r_ϕ и U_{2m} нетрудно вычислить точки внешней характеристики, умножая левую часть обобщенного уравнения внешней характеристики (1.22) на U_{2m} , а правую часть на mU_{2m}/r_ϕ . Внешняя характеристика выпрямителя с емкостной реакцией имеет падающий характер.

При холостом ходе $I_0 = 0$ и $U_0 = U_{0\text{х.х}} = U_{2m}$.

Внутреннее сопротивление выпрямителя можно определить из его внешней характеристики.

$$r_0 = \Delta U_0 / \Delta I_0.$$

КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{U_0 I_0}{U_0 I_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}}, \quad (1.23)$$

где U_0 и I_0 — номинальное значение выпрямленного напряжения и тока; $P_{\text{тр}}$ — потери в трансформаторе; $P_{\text{д}}$ — потери в вентилях.

В кенотронных выпрямителях мощность потерь в вентиле включает также и мощность, расходуемую на питание накала ($P_{\text{н}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}}$) вентилях. Потери в вентиле от прямого тока $P_{\text{д}} = 0,5 D^2 I_{\text{ср}} U_{\text{пр}}$.

Сопротивление фазы выпрямителя, складывающееся из сопротивления вентиля и активного сопротивления обмоток трансформатора ($r_\phi = r_{\text{тр}} + r_{\text{т}}$), оказывает влияние на КПД, изменение выпрямленного напряжения и другие параметры схемы выпрямления. При неизменных параметрах цепи нагрузки ($R_{\text{н}}$ и C) увеличение r_ϕ приводит к увеличению угла отсечки θ , что вызывает уменьшение выпрямленного напряжения, пульсации и уменьшению амплитуды тока через вентиль.

Помимо активного сопротивления $r_{\text{тр}}$, трансформатор выпрямителя обладает индуктивным сопротивлением

$\omega L_s = x = x_2 + x_1' = x_2 + x_1/n_{\text{TP}}^2$, обусловленным магнитными потоками рассеяния. Индуктивность L_s называют индуктивностью рассеяния трансформатора. При наличии индуктивности рассеяния ток в фазе вторичной обмотки трансформатора, так же как и при $L_s = 0$, появляется в момент равенства напряжения вторичной обмотки и выпрямленного напряжения ($U_2 = U_0$), т. е. при $\omega t = \frac{\pi}{2} - \varphi$. Однако нарастание тока в этом случае замедляется вследствие ЭДС самоиндукции $e_s = -L_s di/dt$, препятствующей изменениям тока. В момент $\omega t = +\theta$ ток i_2 не успевает уменьшиться до 0, так как при его уменьшении возникает ЭДС самоиндукции, направленная согласно с напряжением вторичной обмотки u_2 , в результате чего длительность работы фазы увеличивается. Индуктивность рассеяния изменяет также форму импульса тока и уменьшает его амплитуду. Эти изменения можно учесть по соотношению между реактивным и активным сопротивлениями фазы выпрямителя:

$$\operatorname{tg} \varphi = 2\pi f L_s / r_{\Phi} \quad (1.24)$$

При малых углах φ ($\varphi \leq 15^\circ$) индуктивности рассеяния обмоток трансформатора в малой степени влияют на параметры выпрямителя и ими можно пренебречь. При этом коэффициенты B , D , F и H являются функцией только угла отсечки θ или, что то же самое, параметра A . При значительной индуктивности рассеяния ($\varphi > 15^\circ$) коэффициенты B , D , F , H , определяющие соотношения для напряжений и токов обмоток трансформатора и вентиля, а также пульсации напряжения, становятся зависимыми не только от расчетного параметра A , но и от угла φ . Зависимости коэффициента B , D , F от параметра A для различных значений угла φ приведены на рис. 1.24, а—в, а зависимости коэффициента H при частоте тока сети 50 и 400 Гц для различного числа фаз — на рис. 1.24, г, д.

1.8. СХЕМЫ УМНОЖЕНИЯ НАПЯЖЕНИЯ

Габариты и масса высоковольтного трансформатора из-за необходимости обеспечения электрической прочности становятся очень большими. Поэтому удобнее использовать в высоковольтных маломощных источниках питания вместо обычной выпрямительной схемы схемы умножения напряжения. Эти схемы создаются на базе

схем выпрямления с емкостной реакцией нагрузки. Принцип действия схем умножения заключается в том, что последовательно соединенные конденсаторы заряжаются каждый отдельно от сравнительно низковольтной вторичной обмотки трансформатора через свои вентили, но так как по отношению к нагрузке конденсаторы соединены последовательно, то общее напряжение будет равно сумме напряжений на всех конденсаторах, т. е. выходное напряжение схемы умножится по сравнению с напряжением обычного выпрямителя.

Внутреннее сопротивление схемы умножения возрастает с увеличением числа каскадов, поэтому она должна работать на высокоомные нагрузки. Наибольшее распространение получили однофазные симметричные и несимметричные схемы умножения напряжения. Многофазные схемы умножения применяются редко, хотя трехфазная мостовая схема Ларионова, в которой имеются два последовательно соединенных выпрямителя, является схемой с удвоением напряжения.

Симметричные схемы умножения напряжения отличаются от несимметричных способом подключения к вторичной обмотке трансформатора.

Однофазные несимметричные схемы умножения представляют собой последовательное соединение нескольких однотактных схем выпрямления с емкостной реакцией.

В схеме 1.25 каждый последующий конденсатор заряжается до более высокого напряжения. Если ЭДС вторичной обмотки трансформатора направлена от точки *a* к точке *b*, то открывается первый вентиль и происходит заряд конденсатора C_1 . Этот конденсатор зарядится до напряжения, равного амплитуде напряжения на вторичной обмотке U_{2m} . При изменении направления ЭДС вторичной обмотки будет протекать ток заряда второго конденсатора по цепи: точка *a*, конденсатор C_1 , вентиль D_2 , конденсатор C_2 , точка *b* вторичной обмотки трансформатора. При этом конденсатор C_2 зарядится до напряжения $U_{c_2} = U_{2m} + U_{c_1} = 2U_{2m}$, так как вторичная обмотка трансформатора и конденсатор C_1 оказались включенными последовательно и согласно. При последующем изменении направления ЭДС вторичной обмотки происходит заряд третьего конденсатора C_3 по цепи: точка *b*, конденсатор C_2 , вентиль D_3 , конденсатор C_3 , точка *a* вторичной обмотки. Конденсатор C_3 будет заряжаться до

напряжения $U_{c3} = U_{2m} + U_{c2} \approx 3U_{2m}$ и т. д. Таким образом, на каждом последующем конденсаторе кратность напряжения соответствует его номеру $U_{cn} = nU_{2m}$.

Необходимое высокое напряжение $U = nU_{2m}$ снимается с одного конденсатора C_n . Рассмотренная схема умножения может быть и ступенчатым делителем напряжения, так как на конденсаторах с нечетными номерами

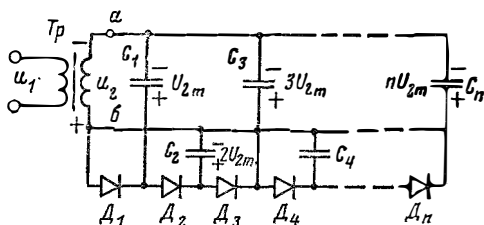


Рис. 1.25. Несимметричная схема умножения первого типа.

имеется набор напряжений от U_{2m} до nU_{2m} . Очевидно, что каждый последующий конденсатор должен быть выбран на более высокое рабочее напряжение.

В схеме рис. 1.26 наибольшее напряжение на конденсаторах равно удвоенной амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

В первый полупериод напряжения вторичной обмотки через вентиль D_1 заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки U_{2m} конденсатор C_1 . Во второй полупериод напряжение вторичной обмотки трансформатора изменит свое направление и будет включено согласно с напряжением конденсатора C_1 . Конденсатор C_2 зарядится через вентиль D_2 до суммы этих напряжений $2U_{2m}$.

В следующий по порядку полупериод через вентиль D_3 заряжается конденсатор C_3 . Он зарядится до напряжения

$$U_{c3} = -U_{c1} + U_{2m} + U_{c2} = -U_{2m} + U_{2m} + 2U_{2m} = 2U_{2m}.$$

Нетрудно заметить, что и остальные конденсаторы схемы заряжаются до удвоенного напряжения вторичной обмотки. В этой схеме в отличие от предыдущей умноженное напряжение снимается не с одного, а с нескольких конденсаторов.

В схемах умножения при росте тока нагрузки выходное напряжение существенно уменьшается. Внешняя характеристика умножителя напряжения имеет резко падающий характер.

Частота пульсаций в рассмотренных схемах умножения (рис. 1.25 и 1.26) равна частоте сети: $f_{п} = f_{с}$.

Напряжение на последнем конденсаторе схемы умножения появится только после того полупериода напряжения вторичной обмотки трансформатора, который соответствует коэффициенту умножения n , т. е. через время $t_n = nT/2$, где T — период выпрямленного напряжения.

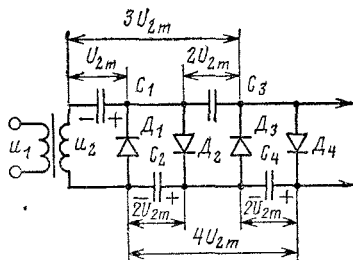
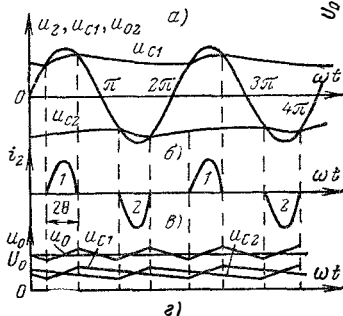
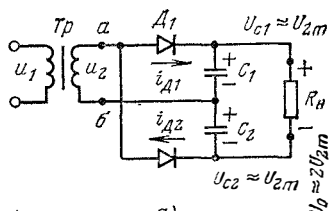


Рис. 1.26. Несимметричная схема умножения второго типа.

Рис. 1.27. Симметричная схема умножения на 2 (схема Латура).

а — схема принципиальная электрическая; б — напряжение на конденсаторе; в — ток вторичной обмотки трансформатора; г — напряжение на нагрузке.



Это нужно учитывать при работе выпрямителя на импульсное устройство, полностью разряжающее конденсаторы выпрямителя. В этом случае период повторения импульсов тока нагрузки не может быть меньше времени, необходимого для заряда последнего конденсатора схемы умножения.

Схема удвоения напряжения (схема Латура) представляет собой мостовую схему (рис. 1.27, а), у которой в два плеча моста включены вентили D_1 и D_2 , а в два другие плеча — конденсаторы C_1 и C_2 . К одной из диагоналей моста подключена вторичная обмотка трансформатора, а к другой — нагрузка. Схему удвоения напряжения можно представить в виде двух однополупериодных схем, соединенных последовательно и работающих от одной вторичной обмотки трансформатора.

тора. В первый полупериод, когда потенциал точки a вторичной обмотки трансформатора положителен относительно точки b , откроется клапан D_1 и начнется заряд конденсатора C_1 . Ток в это время протекает через вторичную обмотку, клапан D_1 и конденсатор C_1 .

Во второй полупериод заряжается конденсатор C_2 . Ток заряда конденсатора C_2 протекает через вторичную обмотку, конденсатор C_2 , клапан D_2 .

Конденсаторы C_1 и C_2 по отношению к сопротивлению нагрузки R_H соединены последовательно, и напряжение на нагрузке равно сумме напряжений $u_0 = u_{c1} + u_{c2}$. На рис. 1.27, б—г изображены кривые напряжений на конденсаторах C_1 , C_2 , на сопротивлении нагрузки u_0 и кривая тока во вторичной обмотке трансформатора i_2 .

Конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются на сопротивление нагрузки R_H . Так как конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются со сдвигом по фазе на половину периода, то суммарное напряжение u_0 пульсирует с удвоенной частотой, т. е. в этой схеме частота первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения равна удвоенной частоте сети ($f_{п1} = 2f_c$). Ток во вторичной обмотке трансформатора в различные полупериоды имеет противоположное направление и постоянная составляющая тока во вторичной обмотке равна нулю. Ввиду того что конденсаторы C_1 и C_2 являются элементами схемы выпрямления, работа выпрямителя здесь возможна лишь на нагрузку емкостного характера и расчет схемы ведется графоаналитическим методом.

Как известно из § 1.7, расчетные параметры B , D , F определяются из кривых по известной величине параметра A . При определении параметра A в выражение (1.17) вместо U_0 необходимо подставить $U_0/2$ и принять $m=1$. При определении $k_{п1}$ принимаем $C=C_1=C_2$, а величину H определяем из рис. 1.24, г для $m=2$.

Схема удвоения напряжения применяется при выходной мощности до 50 Вт и выпрямленном напряжении 500—1000 В и более.

Схема обладает следующими преимуществами: повышенной частотой пульсации; низким обратным напряжением на клапанах по сравнению с двухфазной схемой; достаточно полным использованием трансформатора.

К недостаткам схемы следует отнести: повышенное среднее значение тока клапанов; невозможность установки однотипных клапанов на общем радиаторе без изо-

ляции; возможность появления пульсации с частотой сети при несимметрии плеч.

Недостатком всех схем умножения напряжения является большое внутреннее сопротивление, так как эти схемы образуются последовательным соединением отдельных схем выпрямления, питаемых от одной вторичной обмотки трансформатора.

1.9. ПРОЦЕССЫ ПРИ РАБОТЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ВСТРЕЧНУЮ ЭДС

При заряде от выпрямителя аккумуляторной батареи последняя эквивалентна встречной ЭДС. Часто, чтобы работа потребителя не останавливалась при прекращении подачи электроэнергии от сети переменного тока, параллельно нагрузке выпрямителя включают резервную батарею аккумуляторов (буферную батарею), готовую принять на себя нагрузку в любой момент времени. В этом случае выпрямитель, кроме основной нагрузки, работает и на встречную ЭДС.

Особенность работы выпрямителя в этих случаях состоит в том, что потребители имеют собственную ЭДС, которая направлена навстречу напряжению выпрямителя. В схеме заряда аккумулятора рис. 1.28 реостат R включен последовательно с аккумулятором. Изменяя сопротивление реостата, можно регулировать зарядный ток. Ток через вентиль протекает только тогда, когда напряжение на его аноде больше ЭДС аккумулятора (промежутки $\omega t_1 \dots \omega t_2$ на рис. 1.28, з).

В остальную часть периода ток через вентиль не течет. Угол отсечки тока вентиля $\theta < 90^\circ$, и его значение зависит от ЭДС аккумулятора. Чем больше ЭДС аккумулятора, тем меньше этот угол и тем меньше пульсации выпрямленного напряжения (рис. 1.28, з); аккумулятор в этой схеме заряжается пульсирующим током. Обратное напряжение на вентиле в этой схеме достигает максимальной величины, равной (рис. 1.28, д)

$$U_{\text{обр max}} = U_{2m} + E_0.$$

Заряжать аккумуляторы можно и непрерывным током. Для этого необходимо применить схемы выпрямления с числом фаз выпрямления $m \geq 3$ (рис. 1.29) и выбрать амплитуду напряжения фазы большей $E_0 / \cos \frac{\pi}{m}$, чтобы в любой момент времени напряжение хоть одной

из фаз превышало ЭДС аккумулятора (рис. 1.29, б). Если же это условие не выполняется (рис. 1.29, з), то аккумулятор будет заряжаться пульсирующим током.

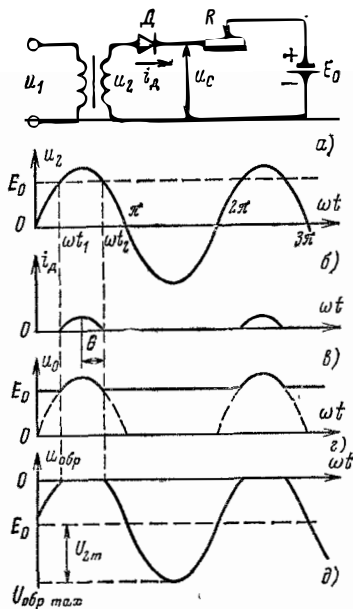


Рис. 1.28. Схема заряда аккумулятора.

а — схема принципиальная электрическая; б — напряжение вторичной обмотки; в — ток вентиля (ток заряда); г — напряжение на аккумуляторе; д — обратное напряжение на вентиле.

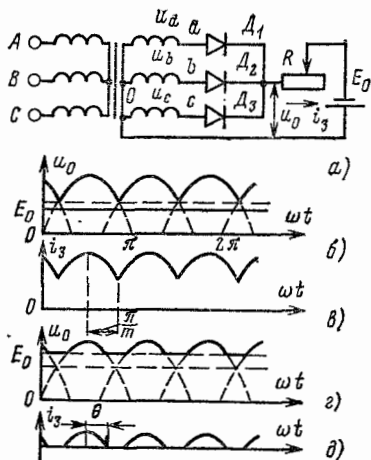


Рис. 1.29. Схема заряда аккумулятора непрерывным током.

а — схема принципиальная электрическая; б — огибающая фазных напряжений и ЭДС аккумулятора (минимальное напряжение огибающей фазных напряжений больше ЭДС аккумулятора E_0); в — ток заряда аккумулятора; г — огибающая фазных напряжений и ЭДС аккумулятора (минимальное напряжение огибающей фазных напряжений меньше ЭДС аккумулятора); д — ток заряда аккумулятора.

Таким образом, при заряде аккумуляторов могут возникнуть два режима: первый — с отсечкой тока вентиля (режим заряда прерывистым током) и второй — без отсечки тока (режим непрерывного заряда).

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения применяются сглаживающие фильтры. Сглаживающий фильтр включается в источниках вторичного электропитания между вентильной группой и нагрузкой. Тип сглаживающего фильтра определяет режим работы выпрямителя. Действие сглаживающего фильтра оценивается коэффициентом сглаживания. Коэффициент сглаживания q определяется как отношение коэффициента пульсации по первой гармонике на входе фильтра к коэффициенту пульсаций на его выходе (на нагрузке) для той же гармоники:

$$q = k_{\Pi, \text{ВХ}} / k_{\Pi, \text{ВЫХ}}. \quad (2.1)$$

Коэффициент сглаживания больше единицы, так как фильтр всегда уменьшает пульсации и $k_{\Pi, \text{ВХ}} > k_{\Pi, \text{ВЫХ}}$. Коэффициент пульсаций на входе фильтра $k_{\Pi, \text{ВХ}} = E_{m1} / E_0$, где E_{m1} — амплитуда первой гармоники напряжения пульсации на входе фильтра и E_0 — среднее значение выпрямленного напряжения на входе фильтра. Коэффициент пульсации на выходе фильтра $k_{\Pi, \text{ВЫХ}} = U_{m1} / U_0$, где U_{m1} — амплитуда первой гармоники на выходе фильтра, а U_0 — среднее значение напряжения на нагрузке. Для коэффициента сглаживания имеем:

$$q = k_{\Pi, \text{ВХ}} / k_{\Pi, \text{ВЫХ}} = (E_{m1} / E_0) : (U_{m1} / U_0) = \\ = (E_{m1} / U_{m1}) : (U_0 / E_0).$$

Отношение E_m / U_{m1} называется коэффициентом фильтрации k_{Φ} , а отношение U_0 / E_0 — коэффициентом передачи постоянной составляющей напряжения со входа на выход фильтра λ , и поэтому

$$q = k_{\Phi} \lambda. \quad (2.2)$$

Если нет потерь постоянной составляющей напряжения, то $U_0 = E_0$, $\lambda = 1$, а коэффициент сглаживания равен коэффициенту фильтрации $q = k_{\Phi}$. Коэффициент пульсации на нагрузке обычно задается при проектировании фильтра, а коэффициент пульсации на входе фильтра определяется схемой выпрямителя.

Расчет фильтра сводится к выбору таких значений элементов схемы фильтра, при которых коэффициент сглаживания был бы выше требуемого. Схема и параметры

фильтра должны быть такими, чтобы не ухудшалась работа выпрямителя в переходном режиме.

К сглаживающим фильтрам предъявляют различные конструктивные и эксплуатационные требования:

1) падение постоянной составляющей напряжения на фильтре должно быть мало;

2) фильтр не должен создавать недопустимых пере-напряжений как при изменении тока нагрузки, так и при включении и выключении нагрузки и питающей сети;

3) габариты фильтра, его масса и стоимость должны быть минимальны;

4) фильтр должен быть надежен.

Фильтры можно разделить на две группы. Одна группа представляет собой фильтры на реактивных элементах, а другая — электронные сглаживающие фильтры.

Фильтрация переменной составляющей основана на том, что последовательно с нагрузкой включаются элементы, имеющие большое сопротивление для переменной составляющей выпрямленного тока и малое для постоянной, а параллельно нагрузке элементы, имеющие малое сопротивление для переменной составляющей и большое для постоянной составляющей. Последовательными элементами могут быть катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником или параллельный контур, настроенный в резонанс на частоту пульсации. Элементом, включаемым параллельно нагрузке, может быть конденсатор большой емкости или последовательный контур, настроенный в резонанс на частоту пульсации.

Простейшие из фильтров состоят из одного конденсатора или одного дросселя. Более сложные — из одного Г-образного звена — соединения дросселя и конденсатора (звено L, C), или конденсатора и резистора (звено R, C) или одного П-образного звена. П-образное звено состоит из конденсатора и Г-образного звена. В Г-образном звене фильтра последовательно с нагрузкой включается дроссель или резистор и параллельно — конденсатор. П-образный фильтр имеет два звена. Первым является конденсатор, а вторым — какой-либо Г-образный фильтр. Для улучшения сглаживания пульсаций применяют и многозвенные фильтры, состоящие из нескольких последовательно включенных звеньев.

2.1. ИНДУКТИВНЫЙ И ЕМКОСТНЫЙ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Индуктивный фильтр состоит из дросселя $L_{др}$, включенного последовательно с нагрузкой (рис. 2.1). Дроссель — это катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником. Любое изменение тока в цепи с индуктивностью вызывает появление ЭДС самондукции, препятствующей этому изменению, поэтому переменная состав-

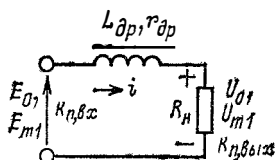


Рис. 2.1 Индуктивный сглаживающий фильтр.

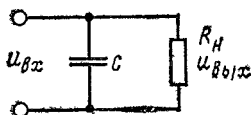


Рис. 2.2. Емкостный сглаживающий фильтр.

ляющая выпрямленного тока будет уменьшаться (сглаживаться).

Поскольку на выходе источника питания для радиоаппаратуры всегда должен стоять конденсатор с емкостью, обеспечивающей достаточно малое сопротивление переменным составляющим тока нагрузки, то простой индуктивный фильтр в таких источниках не применяют.

Схема фильтра с конденсатором приведена на рис. 2.2. Конденсатор C подключен параллельно сопротивлению нагрузки R_H .

Для получения достаточно большого коэффициента сглаживания необходимо выбрать емкость конденсатора такой, чтобы его сопротивление переменной составляющей тока было заметно меньше сопротивления нагрузки.

Коэффициент сглаживания емкостного фильтра определяется как отношение коэффициента пульсации при отключенном конденсаторе C к коэффициенту пульсации с подключенным к выпрямителю конденсатором

$$q = k_{п1,вх}/k_{п1,вых} = [2/(m^2 - 1)] : [H/r_{\phi} C] = 2r_{\phi} C/(m^2 - 1) H, \quad (2.3)$$

где $k_{п1,вх} = 2/(m^2 - 1)$ — коэффициент пульсации выпрямителя без конденсатора; $k_{п1,вых} = H/r_{\phi} C$ — коэффициент пульсации выпрямителя с конденсатором.

2.2. Г-ОБРАЗНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Г-образный фильтр состоит из дросселя, включенного последовательно в цепь выпрямленного тока, и конденсатора, подключенного параллельно нагрузке (рис. 2.3). Применение двух реактивных элементов улучшает сглаживание пульсации выпрямленного напряже-

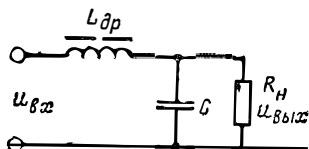


Рис. 2.3. Г-образный сглаживающий LC-фильтр.

ния. В Г-образном фильтре реактивное сопротивление конденсатора, так же как и в фильтре с конденсатором, выбирается значительно меньше сопротивления нагрузки, а индуктивное сопротивление дросселя фильтра делается много большим сопротивления конденсатора. Таким образом, Г-образный фильтр является реактивным делителем переменного напряжения. Практически все напряжение пульсаций падает на дросселе фильтра. Выпрямителю, работающему на Г-образный фильтр, обеспечивается индуктивная реакция нагрузки, так как реактивное сопротивление дросселя для первой гармоники больше сопротивления нагрузки и больше реактивного сопротивления конденсатора:

$$m\omega_c L_{др} > R_H; m\omega_c L_{др} > (1/m\omega_c C).$$

Чтобы потери выпрямленного напряжения в фильтре были малы, дроссель должен выполняться так, чтобы активное сопротивление его обмотки было незначительно по сравнению с сопротивлением нагрузки $r_{др} \ll R_H$. Поэтому при выводе расчетных формул активным сопротивлением обмотки дросселя пренебрегают. С учетом написанных выше неравенств можно рассматривать Г-образный фильтр для напряжения основной гармоники как делитель напряжения, состоящий из индуктивности $L_{др}$ и емкости C . Это позволяет определить напряжение первой гармоники на выходе фильтра и коэффициент сглаживания фильтра:

$$U_{m1} = \frac{E_{m1}}{[m\omega_c L_{др} - 1/(m\omega_c C)]} \cdot \frac{1}{m\omega_c C} = E_{m1}/(m^2\omega_c^2 L_{др} C - 1).$$

Коэффициент сглаживания определяется из формулы $q \approx E_{m1}/U_{m1}$, тогда

$$q = m^2 \omega_c^2 L_{др} C - 1. \quad (2.4)$$

Для получения заданного коэффициента сглаживания необходимо, чтобы

$$L_{др} C = (q + 1)/(m \omega_c)^2. \quad (2.5)$$

Дроссель и конденсатор фильтра составляют колебательный контур с собственной частотой $\omega_{\phi} = 1/\sqrt{L_{др} C}$, поэтому можно коэффициент сглаживания записать и так:

$$q = m^2 \omega_c^2 L_{др} C - 1 = (m \omega_c / \omega_{\phi})^2 - 1. \quad (2.6)$$

При расчете фильтра необходимо обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при которых не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения. Для этого необходимо, чтобы собственная частота фильтра ω_{ϕ} была хотя бы в 2 раза меньше частоты пульсации ($\omega_{\phi} \leq 0,5 m \omega_c$). Это условие всегда выполняется при $q > 3$.

Для того чтобы ток в дросселе был непрерывным, необходимо, чтобы амплитудное значение первой гармоники тока пульсации I_{m1} было меньше постоянной составляющей выпрямленного тока I_0 , т. е. $I_{m1} < I_0$.

Амплитуда основной гармоники пульсации тока в дросселе определится из выражения

$$I_{m1} \cong E_{m1}/m \omega_c L_{др}, \quad (2.7)$$

где E_{m1} — амплитуда основной гармоники пульсации напряжения на входе фильтра; $m \omega_c L_{др}$ — индуктивное сопротивление дросселя на частоте пульсации.

В выражении (2.7) учтено, что реактивное сопротивление конденсатора на выходе фильтра для основной гармоники пульсации ничтожно и поэтому сопротивлением конденсатора можно пренебречь.

Постоянная составляющая тока

$$I_0 = E_0/R_H, \quad (2.8)$$

где E_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на входе фильтра.

Приравнивая $I_{m1} = I_0$, находим минимальное значение индуктивности, при которой ток дросселя имеет непрерывный характер

$$E_{m1}'(m\omega_c L_{др min}) = E_0' R_H$$

или

$$L_{др min} = (E_{m1}/E_0) (R_H/m\omega_c). \quad (2.9)$$

Отношение E_{m1}/E_0 представляет собой коэффициент пульсаций выпрямителя без фильтра:

$$k_{п1,в} = E_{m1}/E_0 = 2/(m^2 - 1).$$

Подставляя это выражение в (2.9), получаем минимальное значение индуктивности для обеспечения непрерывного тока в нагрузке

$$\left. \begin{aligned} L_{др min} &= \frac{2}{(m^2 - 1)} \frac{R_H}{m\omega_c} \\ L_{др min} &= \frac{2}{(m^2 - 1)} \frac{U_0}{m\omega_c I_0} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Из выражения (2.10) видно, что минимальная индуктивность дросселя фильтра тем меньше, чем меньше сопротивление нагрузки выпрямителя $R_H = U_0/I_0$. При значительных сопротивлениях нагрузки индуктивность дросселя фильтра получается настолько большой, что от такого фильтра приходится отказываться.

Поэтому индуктивные LC-фильтры применяются в мощных выпрямителях и в выпрямителях средней и малой мощности при больших токах нагрузки.

Постоянный ток нагрузки, протекая по обмотке дросселя, создает постоянное подмагничивание его сердечника, что смещает рабочую точку на кривой намагничивания на пологий участок, соответствующий магнитному насыщению. Это приводит к уменьшению магнитной проницаемости и, следовательно, индуктивности дросселя. Для снижения влияния подмагничивания на индуктивность дросселя сердечник дросселя выполняется с немагнитным зазором.

При этом следует иметь в виду, что у дросселя с немагнитным зазором в сердечнике велико поле рассеяния, которое может явиться причиной наводок на элементы радиоустройства.

Другой особенностью рассматриваемого фильтра является то, что при отключении нагрузки или изменении ее сопротивления на обмотке дросселя возникают большие перенапряжения, так как ЭДС самоиндукции дросселя велика.

Также аномально большие токи в дросселе и повышенные напряжения на конденсаторе фильтра могут возникать при включении и выключении выпрямительной установки.

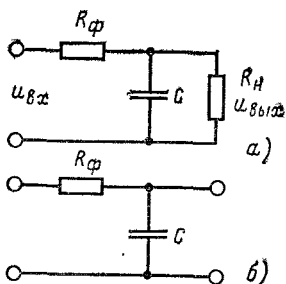


Рис. 2.4. Г-образный сглаживающий RC-фильтр.

а — схема; б — схема для определения коэффициента фильтрации.

Определив из (2.10) допустимое минимальное значение индуктивности дросселя $L_{др\ min}$ из (2.5), найдем по требуемому коэффициенту сглаживания емкость конденсатора C .

При малых токах нагрузки (ток нагрузки несколько миллиампер), что бывает при работе выпрямителя на большое сопротивление нагрузки, целесообразнее вместо дросселя использовать

резистор (рис. 2.4). Г-образный RC-фильтр имеет малые габариты, массу и стоимость.

Коэффициент сглаживания у одного звена RC-фильтра (рис. 2.4, а) получится большим, если емкостное сопротивление $1/\omega_c C$ будет значительно меньше сопротивления фильтра R_ϕ и сопротивления нагрузки R_H .

Переменная составляющая тока будет проходить через сопротивление фильтра R_ϕ и конденсатор C . Так как емкостное сопротивление конденсатора мало по сравнению с сопротивлением фильтра, то последним можно пренебречь. Выходное напряжение пульсации определяется общим сопротивлением параллельного включения конденсатора и нагрузки. Так как сопротивление нагрузки значительно больше, чем емкостное сопротивление, то им можно пренебречь. Исходя из этого коэффициент фильтрации

$$k_\phi = E_{m1}/U_{m1} = R_\phi/X_c = \omega_c R_\phi C.$$

Коэффициент передачи постоянной составляющей

$$\lambda = R_H/(R_H + R_\phi),$$

поэтому коэффициент сглаживания одного Г-образного звена RC-фильтра получается равным

$$q = m\omega_c CR_n R_\phi / (R_n + R_\phi). \quad (2.11)$$

На сопротивлении фильтра R_ϕ теряется часть выпрямленного напряжения, поэтому его можно выбрать из условия малости потерь на нем:

$$R_\phi = (0,05 - 0,3) R_n. \quad (2.12)$$

Если сопротивление фильтра мало по сравнению с сопротивлением нагрузки $R_\phi < R_n$, то коэффициент сглаживания одного Г-образного звена RC-фильтра

$$q = m\omega_c CR_\phi. \quad (2.13)$$

Зная требуемый коэффициент сглаживания фильтра и определяя сопротивление фильтра из (2.12), находим емкость фильтра C :

$$C = q/m\omega_c R_\phi. \quad (2.14)$$

Фильтр RC изготовляется из более простых изделий, чем фильтр LC, но на сопротивлении фильтра теряется часть выпрямленного напряжения. Фильтр RC применяют там, где легко выполнить условие $R_n \gg R_\phi$ при выбранной емкости конденсатора C . Чаще всего это удается при малых токах (миллиамперы) нагрузки.

2.3. П-ОБРАЗНЫЕ ФИЛЬТРЫ

П-образный фильтр (рис. 2.5, а) состоит из двух звеньев: емкостного C , включенного на входе фильтра, и следующего за ним Г-образного LC- или RC-звена. Коэффициент сглаживания П-образного фильтра q выше, чем у однозвенного, и равен произведению коэффициентов сглаживания первого и второго звеньев $q = q_1 q_2$:

$$q_1 = k_{п,вх1}/k_{п,вых1} \quad q_2 = k_{п,вх2}/k_{п,вых2},$$

$$\text{но } k_{п,вых1} = k_{п,вх2} \text{ и}$$

$$\begin{aligned} q_1 q_2 &= (k_{п,вх1}/k_{п,вых1}) (k_{п,вх2}/k_{п,вых2}) = \\ &= k_{п,вх1}/k_{п,вых2} = k_{п,вх}/k_{п,вых} = q. \end{aligned}$$

Коэффициент сглаживания П-образного фильтра (рис. 2.5, а) определяем с учетом (2.3) и (2.4)

$$q = q_1 q_2 = \frac{2r_\phi C_1}{H(m^2 - 1)} (m^2 \omega_c^2 L_{др} C_2 - 1). \quad (2.15)$$

Коэффициент сглаживания такого фильтра достигает наибольшего значения при $C_1 = C_2$, тогда

$$q = 2r_{\phi} C (m^2 \omega_c^2 L_{\text{др}} C - 1) / H (m^2 - 1).$$

Из расчета выпрямителя известны емкость конденсатора C , сопротивление фазы r_{ϕ} , число фаз выпрямления m . Индуктивность дросселя $L_{\text{др}}$ находим по задан-

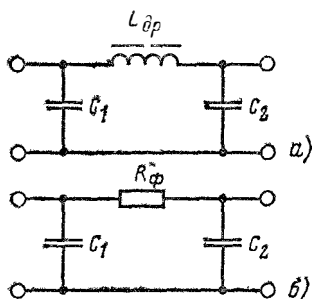


Рис. 2.5. П-образный фильтр.

a — фильтр CLC ; b — фильтр CRC .

ному коэффициенту сглаживания η и частоте питающей сети ω_c .

При малых токах нагрузки используются П-образные фильтры CRC (рис. 2.5, б). Коэффициент сглаживания фильтра CRC с учетом (2.3) и (2.11)

$$q = q_1 q_2 = \frac{2r_{\phi} C}{(m^2 - 1) H} m \omega_c C \frac{R_H R_{\phi}}{R_H + R_{\phi}}$$

или

$$q = \frac{m 2r_{\phi} R_H R_{\phi} C^2 \omega_c}{(m^2 - 1) H (R_H + R_{\phi})}. \quad (2.16)$$

Если коэффициент сглаживания одного П-образного фильтра мал по сравнению с заданным, приходится применять фильтры, состоящие из двух звеньев и более.

Для потребителей малой мощности используется фильтр (рис. 2.6, а), первое звено у которого — конденсатор C , а последующие — Г-образные звенья L, C . Коэффициент сглаживания такого фильтра будет $q = q_{1зв} q_{2зв} q_{3зв}$. Обычно коэффициенты сглаживания Г-образных звеньев одинаковы. Индуктивность дросселя находится из (2.5). Емкость C звеньев одинакова и определяется из расчета выпрямителя.

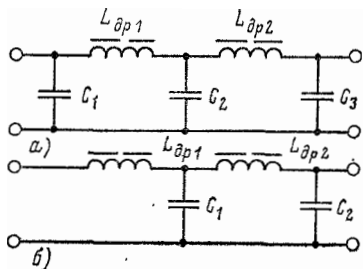
В мощных выпрямителях иногда применяется фильтр, собранный из нескольких Г-образных звеньев LC (рис. 2.6, б). Элементы звеньев фильтра мощного выпря-

мителя целесообразно выбирать одинаковыми ($L_1=L_2=$
 $=\dots=L_n$ и $C_1=C_2=\dots=C_n$), тогда коэффициенты сгла-
живания у звеньев будут одинаковыми, а коэффициент
сглаживания всего фильтра будет $q=q_{зв}^n$. Для схемы
рис. 2.6, б число звеньев два, и поэтому $q=q_{зв}^2=$
 $=(m^2\omega_c^2 L_{зв} C_{зв})^2$. Из этого выражения следует, что

$$L_{зв} C_{зв} = \sqrt{q} / (m\omega_c)^2. \quad (2.17)$$

Рис. 2.6. Многозвенные
фильтры.

а — с емкостной реакцией
(трехзвенный C, LC, LC);
б — с индуктивной реакцией
(двухзвенный LC, LC).



Индуктивность должна обеспечить непрерывность то-
ка дросселя. Она определяется из (2.10), после чего оп-
ределяется из (2.17) емкость C -фильтра.

Необходимые напряжения для питания различных
каскадов радиоэлектронного устройства часто получают
от одного общего для всех каскадов выпрямителя. Для
нормальной работы каскада нужно обеспечить ему не-
обходимое напряжение питания с вполне определенным
коэффициентом пульсации. Каскады с малым уровнем
сигнала питаются небольшими напряжениями с очень
малыми пульсациями, а каскады с большим уровнем си-
гнала требуют более высокого напряжения, но и с боль-
шим допустимым коэффициентом пульсации. Например,
входные каскады транзисторного приемника питаются
напряжением 1,2—12 В с $k_n=0,05\div 0,1\%$, а выходные кас-
кады питаются напряжением 12—60 В с $k_n=0,5\%$. Для
питания таких устройств вместо однозвенного фильтра
более выгодно применять многозвенный фильтр. Схема
одного из таких многозвенных фильтров приведена на
рис. 2.7. У фильтра три звена. Первое звено фильтра LC
Г-образное. К его выходу подключен первый потреби-
тель, для которого нужно наибольшее напряжение U_{01} и ток I_{01}
с сравнительно низким коэффициентом пульсации $k_{п1}$.
Второе звено фильтра RC дополнительно сглаживает

напряжение U_{01} , часть которого теряется на сопротивлении резистора R_1 . Ко второму потребителю подводится напряжение питания U_{02} , меньшее чем U_{01} , но с лучшим коэффициентом пульсации $k_{п2}$. Аналогично второму звену работает и третье звено, фильтрующее уже напряжение U_{02} . Напряжение питания третьей нагрузки (выпрям-

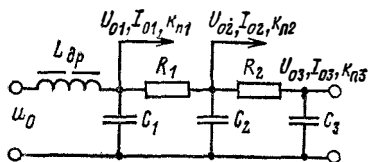


Рис. 2.7. Многозвенный фильтр.

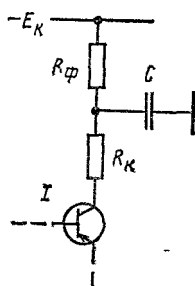


Рис. 2.8. Развязывающий фильтр.

ленный ток I_{03}) подвергается трехкратному сглаживанию, и поэтому пульсации его очень малы.

В радиоэлектронных устройствах с питанием от одного источника между каскадами может возникнуть нежелательная обратная связь через внутреннее сопротивление источника, которая может привести даже к самовозбуждению устройства. Для ликвидации возможности самовозбуждения (паразитной релаксации) в цепь питания последовательно с нагрузкой каскада ставится развязывающая цепь (рис. 2.8) — одно звено Г-образного фильтра $R_{\Phi}C$.

Сопротивление резистора R_{Φ} можно определить, исходя из допустимой потери напряжения выпрямителя и тока покоя каскада. При использовании цепи RC в качестве развязывающей очень часто выбирают $R_{\Phi} \approx 0,1R_K$, где R_K — сопротивление нагрузки каскада. Сопротивление резистора фильтра R_{Φ} для хорошей фильтрации должно быть для самой низкой частоты сигнала ω_H хотя бы в 10 раз больше реактивного сопротивления конденсатора

$$R_{\Phi} \geq 10/\omega_H C.$$

При таком выборе параметров фильтра токи самой низкой частоты ω_H замкнутся через конденсатор филь-

ра C , а не через выпрямитель и возможность самовозбуждения будет устранена.

Некоторые потребители электрической энергии должны продолжать работу даже в том случае, когда по каким-либо причинам питающая энергосеть отключится от вторичного источника электропитания. Для обеспечения питания в аварийном режиме параллельно нагрузке ставится резервная аккумуляторная батарея. Она готова в любой момент принять на себя нагрузку при прекращении подачи электроэнергии извне. Эта батарея, помимо своего основного назначения — резерва, является также элементом сглаживающего фильтра. Такой фильтр состоит из дросселя с индуктивностью $L_{др}$ и внутреннего сопротивления аккумуляторной батареи $r_б$, включенного параллельно нагрузке (рис. 2.9).

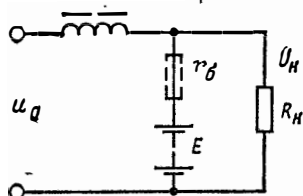


Рис. 2.9. Использование резервной аккумуляторной батареи в качестве фильтра.

Так как внутреннее сопротивление батареи много меньше сопротивления нагрузки ($r_б \ll R_H$), то переменная составляющая тока выпрямителя замкнется через дроссель и аккумуляторную батарею. Пренебрегая активным сопротивлением дросселя и имея в виду, что сопротивление батареи много меньше сопротивления дросселя для переменной составляющей ($r_б \ll m\omega_c L_{др}$), коэффициент сглаживания можем определить из выражения:

$$q = E_{m1}/U_{m1} = \sqrt{(m\omega_c L_{др})^2 + r_б^2}/r_б = m\omega_c L_{др}/r_б. \quad (2.18)$$

Зная коэффициент сглаживания q и сопротивление батареи $r_б$, можно определить индуктивность дросселя:

$$L_{др} = qr_б/m\omega_c.$$

2.4. РЕЗОНАНСНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ФИЛЬТРЫ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ПЕРЕМЕННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Разновидностью Г-образных LC -фильтров или звеньев являются резонансные фильтры. Они обеспечивают высокий коэффициент сглаживания для одной из частот напряжения пульсации, что в ряде случаев бывает важно. Фильтры, основанные на использовании резонанса токов, называются фильтрами-пробками, так как они при

последовательном включении сильно ослабляют токи резонансной частоты. Фильтры, основанные на резонансе напряжений, называются режекторными. У фильтров-пробок резонансное сопротивление может быть значительно больше индуктивного сопротивления дросселя на той же частоте, и поэтому они обеспечивают лучшую фильтрацию, чем обычные LC -фильтры. У режекторного

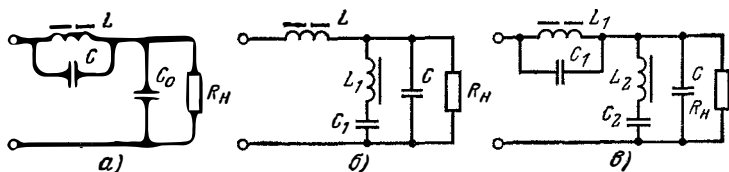


Рис. 2.10. Резонансные фильтры.

a — фильтр с включением параллельного контура (фильтра пробки) вместо дросселя; $б$ — фильтр с включением последовательного контура (режекторного фильтра) вместо конденсатора; $в$ — фильтр с применением фильтра пробки и режекторного фильтра.

фильтра цепочка L_1C_1 , включенная на выходе, при резонансе имеет минимальное сопротивление, которое может быть меньше емкостного сопротивления конденсатора C , и поэтому при ее применении коэффициент сглаживания возрастает.

На рис. 2.10, a приведена схема резонансного фильтра с применением фильтра-пробки вместо дросселя. Параллельный контур этого фильтра настроен в резонанс на частоту пульсации ω_p . На этой частоте он имеет большое резонансное сопротивление и сильно ослабляет гармонику пульсации, имеющую частоту ω_p . Конденсатор контура, как правило, имеет большую добротность, что позволяет не учитывать его активное сопротивление. Поэтому резонансное сопротивление контура определяется активным сопротивлением катушки r_L . Резонансная частота контура, которая должна быть равна ω_p , при невысокой добротности заметно отличается от $1/\sqrt{LC}$:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L/C - r_L^2}{L/C}}. \quad (2.18a)$$

На этой частоте сопротивление контура чисто активное и равно произведению волнового сопротивления контура $\rho = \sqrt{L/C}$, на добротность $Q = \rho/r_L$:

$$z_p \approx L/Gr_L. \quad (2.19)$$

Ток с частотой пульсации замыкается через реактивное сопротивление конденсатора фильтра C , поэтому коэффициент сглаживания фильтра определится как отношение резонансного сопротивления контура z_p к емкостному сопротивлению конденсатора фильтра x_C :

$$q = \omega_{\Pi} LC_0 / Cr_L. \quad (2.20)$$

Для токов с частотой пульсации больше резонансной контур будет иметь сопротивление емкостного характера и фильтр превратится в емкостный делитель напряжения. Коэффициент сглаживания для высших гармоник пульсации с учетом того, что почти весь ток высших гармоник пройдет через конденсатор контура, будет равен:

$$q \approx (C + C_0) / C. \quad (2.21)$$

Для токов с частотой ниже, чем резонансная частота, сопротивление контура будет носить индуктивный характер, и резонансный фильтр превращается в обычный Г-образный LC-фильтр.

На рис. 2.10, б показана схема резонансного фильтра с режекторным фильтром $L_1 C_1$ вместо конденсатора. При резонансе сопротивление фильтра чисто активное и равно активному сопротивлению катушки r_L и коэффициент сглаживания будет:

$$q = \omega_{\Pi} L / r_L. \quad (2.22)$$

В схеме резонансного фильтра рис. 2.10, в совместно использованы фильтр-пробка и режекторный фильтр, что дает повышенную фильтрацию. При необходимости ослабления нескольких частот параллельно нагрузке подключают режекторные фильтры, настроенные на эти частоты.

Резонансные фильтры эффективны для сглаживания токов одной частоты. Эти фильтры нужно настраивать в резонанс на подавление наиболее интенсивной гармоники. Индуктивность катушки фильтра зависит от величины тока, протекающего по ней. При изменении тока нагрузки контур фильтра расстраивается и коэффициент сглаживания фильтра изменяется. Эти недостатки резонансных фильтров ограничивают их применение.

Для сглаживания пульсации при больших токах нагрузки можно использовать дроссель с дополнительной компенсационной обмоткой (рис. 2.11). Действие ком-

пенсационной обмотки заключается в компенсации пульсации за счет трансформации переменного напряжения с обмотки L_1 в обмотку L_2 . Выпрямленный ток, проходя по обмотке L_1 , создает в сердечнике дросселя переменную составляющую магнитного потока, которая наводит ЭДС в обмотке L_2 . Поскольку включение обмотки L_2 встречное, то можно ослабить таким образом пульсации.

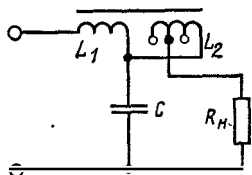


Рис. 2.11. Фильтр с компенсацией переменной составляющей.

Для лучшей компенсации переменной составляющей компенсационная обмотка имеет несколько отводов. Подсоединяя большее или меньшее количество витков, можно подобрать необходимую компенсацию. Дроссели с компенсирующей обмоткой унифицированы и выпускаются промышленностью.

2.5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В фильтрах на реактивных элементах объем и масса дросселя становятся соизмеримыми с объемом и массой трансформатора. Дроссель приходится изготавливать с немагнитным зазором, что увеличивает магнитное рассеяние и является источником помех.

Транзисторные фильтры не имеют дросселя, значительно меньше по объему и массе и могут обеспечить малое выходное сопротивление. Принцип действия транзисторных фильтров основан на использовании особенностей выходной характеристики транзистора (рис. 2.12). При выборе рабочей точки транзистора после перегиба выходной характеристики (точка A) сопротивление между коллектором и эмиттером постоянному току $R_{ст} = U_K / I_K$ будет меньше, чем сопротивление переменному току $R_{дин} = \Delta U_K / \Delta I_K$, поэтому транзистор можно использовать вместо дросселя в схеме фильтра.

Транзисторные фильтры различают по способам подключения нагрузки: последовательно или параллельно транзистору. При последовательном включении нагрузки она может быть включена в цепь коллектора или эмиттера.

Если постоянная времени цепочки RC в транзисторном фильтре с нагрузкой, включенной в цепь коллектора (рис. 2.13), значительно больше периода пульсации

выпрямленного напряжения, то рабочая точка транзистора при изменениях входного напряжения будет перемещаться по пологому участку коллекторной характеристики. На этом участке ток коллектора изменяется незначительно и пульсации напряжения на нагрузке будут меньше, чем на входе фильтра. В схеме рис. 2.13 смещение на базе транзистора создается от постоянной со-

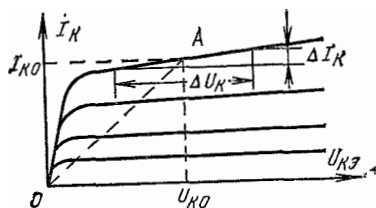


Рис. 2.12. Коллекторная характеристика транзистора.

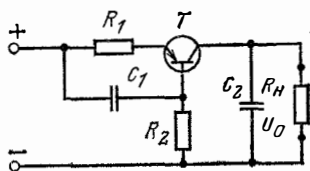


Рис. 2.13. Транзисторный фильтр с нагрузкой в цепи коллектора.

ставляющей выпрямленного напряжения (резистор R_2). Такая схема называется *схемой с фиксированным смещением*. Она способна работать лишь в узком диапазоне колебаний внешней температуры. Резистор R_1 обеспечивает термостабилизацию схемы рис. 2.13 только в небольших пределах. Схема рис. 2.13 применяется при неизменном сопротивлении нагрузки, так как выходное напряжение зависит от сопротивления нагрузки. Транзисторные фильтры с нагрузкой в коллекторной цепи применяют при малых нагрузках, когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления фильтра:

$$R_N \gg 1/m\omega_c C_2.$$

В схеме с нагрузкой в цепи эмиттера (рис. 2.14, а) на базу транзистора подается напряжение, отфильтрованное цепочкой $R_1 C_1$. Так как напряжение $U_{бэ}$ биполярного транзистора мало, то выходное напряжение будет мало отличаться от напряжения на базе. Пульсации на выходе в этой схеме зависят от сглаживающего действия цепи $R_1 C_1$, и если при одной цепочке RC пульсации все-таки велики, для их снижения можно включить несколько звеньев последовательно (рис. 2.14, б).

Схема транзисторного фильтра рис. 2.14, *а* представляет собой эмиттерный повторитель, выходное сопротивление которого мало, поэтому такой фильтр менее чувствителен к изменениям нагрузки. Так как база транзистора соединена с коллектором через резистор R_1 , то схемы на рис. 2.14 имеют автоматическое смещение, устойчиво работают при изменении температуры внеш-

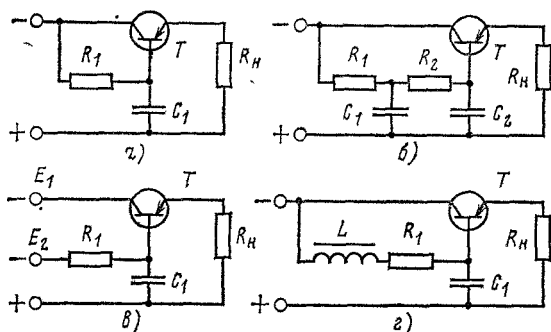


Рис. 2.14. Транзисторные фильтры с нагрузкой в цепи эмиттера. *а* — простой; *б* — с улучшенной фильтрацией; *в* — с дополнительным источником питания; *г* — с фильтром LC в цепи базы.

ней среды и не требуют тщательной подгонки режима. Иногда в этих схемах конденсатор параллельно нагрузке не ставят, так как конденсатор C в цепи базы транзистора оказывает фильтрующее действие при колебаниях тока нагрузки. Его емкость, пересчитанная на выход, примерно в $h_{21э}$ раз больше. (Здесь $h_{21э}$ — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером).

Определим коэффициент сглаживания пульсаций для транзисторного фильтра, собранного по схеме на рис. 2.15, *а*. Для этого в эквивалентной схеме фильтра (рис. 2.15, *б*) изобразим транзистор как четырехполюсник, представленный своими h -параметрами.

Переменная составляющая входного напряжения e попадает на выход фильтра тремя путями.

Первый — это фильтрующее звено $R_1 R_2 C$, через которое переменная составляющая e попадает на базу транзистора и затем повторяется (транзистор при передаче этих колебаний подобен эмиттерному повторителю) на нагрузке.

Второй путь проходит по цепям внутренней обратной связи транзистора и отображается на эквивалентной схеме генератором $h_{2э} u_2$. Этот генератор включен последовательно со входным сигналом, если рассматривать транзистор и нагрузку фильтра как эмиттерный повторитель. Поэтому от его действия на нагрузке получается переменное напряжение, равное $h_{12}(e-u) \approx h_{12}e$.

Третий путь — это выходная цепь транзистора (проводимость $h_{22Э}$ и генератор тока $h_{21Э} I_B$ и входная цепь сопротивление $h_{11Э}$). Переменный ток, протекающий через проводимость $h_{22Э}$ и генератор $h_{21Э} I_B$ в точке, отмеченной символом Э на рис. 2.15, б, ветвится. Одна его часть (меньшая) протекает далее по нагрузке фильтра R_H , а другая (большая) — через цепь базы (сопротивление транзистора $h_{11Э}$) и конденсатор C . Поскольку всегда выполняются ус-

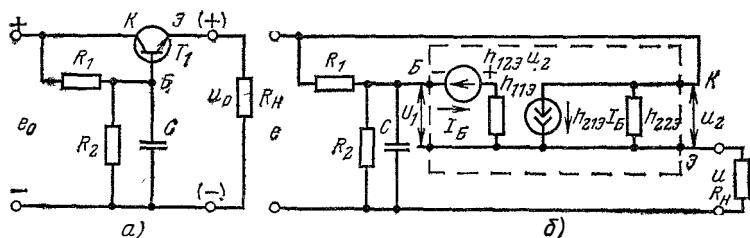


Рис. 2.15. Транзисторный фильтр с делителем напряжения в цепи базы (а) и его эквивалентной схеме (б).

ловия $|h_{11Э}| \ll R_H$; $1/(\omega_n C) \ll |h_{11Э}|$, то можно считать, что практически весь ток, прошедший через выходную цепь транзистора ($h_{22Э}$ и генератор $h_{21Э} I_B$), протекает далее через сопротивление $h_{11Э}$, т. е. попадает в базовую (входную) цепь транзистора. Обозначив этот ток через I_1 , получим:

$$I_1 = eh_{22Э} - h_{21Э} I_B. \quad (2.23)$$

Здесь первый член в правой части — это ток, протекающий по проводимости $h_{22Э}$. Точнее, его следовало бы определить как $(e-u)h_{22Э}$, но для реального фильтра, дающего хорошее сглаживание, напряжение на входе e всегда изменяется много больше выходного напряжения u .

Второй член в правой части учитывает ток выходного генератора. Знак минус появился из-за того, что ток I_1 протекает в направлении, противоположном тому, которое в теории четырех полюсников принято за положительное.

Переменное напряжение на выходе фильтра будет примерно равным

$$u \approx h_{11Э} I_1. \quad (2.24)$$

Определив из (2.23) ток I_1 и подставив полученное выражение в (2.24), найдем:

$$u = eh_{11Э} h_{22Э} / (1 + h_{21Э}), \quad (2.25)$$

или

$$u/e = h_{11Э} h_{22Э} / (1 + h_{21Э}).$$

Такова передача изменения входного напряжения по третьему пути. Обычно коэффициент передачи по третьему пути больше, чем по второму, и примерно равен $h_{12э}$. По этой причине передачей возмущений со входа на выход по второму пути при расчетах пренебрегают. Однако если проектируется фильтр с коэффициентом ослабления пульсаций порядка нескольких сотен, то передача возмущений через цепи внутренней обратной связи транзистора может стать определяющей.

Напряжение пульсаций, попавшее на выход транзисторного фильтра по первому пути, имеет амплитуду

$$U_{m1} \approx E_{m1} / (\omega_{п} R_1 C),$$

где E_{m1} — амплитуда первой гармоники пульсаций на входе фильтра.

Напряжение с амплитудой U_{m1} сдвинуто на 90° по отношению к напряжению, прошедшему по третьему пути и имеющему амплитуду

$$U_{m3} \approx E_{m1} h_{11э} h_{22э} / (1 + h_{21э}).$$

Поэтому коэффициент сглаживания пульсаций транзисторным фильтром получается равным

$$q = E_{m1} / \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m3}^2} = \\ = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) // \sqrt{\frac{h_{11э}^2 h_{22э}^2}{(1 + h_{21э})} + \frac{1}{(m\omega_c R_1 C_1)^2}}. \quad (2.26)$$

Здесь первый член $R_2 / (R_1 + R_2)$ определяет ослабление постоянной составляющей напряжения фильтром.

Поскольку напряжение на базе

$$U_B = E_0 R_2 / (R_1 + R_2),$$

а выходное напряжение лишь на вольт или доли вольта отличается от напряжения на базе, то

$$U_0 / E_0 \approx R_2 / (R_1 + R_2).$$

На первый взгляд кажется, что в транзисторном фильтре можно получить хорошую фильтрацию при емкости конденсатора C , заметно меньшей, чем в обычном RC -фильтре. Однако это не так. Сопротивление резистора R_1 не может быть большим, поскольку оно определяет падение напряжения $U_{КБ}$ транзистора фильтра.

Для повышения КПД фильтра желательно иметь напряжение $U_{КЭ}$ и соответственно $U_{КБ}$ небольшими. Величина $U_{КЭ}$ транзистора фильтра должна быть достаточной лишь для компенсации изменений входного напряжения из-за пульсаций. Поэтому и получается сравнительно небольшим сопротивление резистора R_1 и по условиям фильтрации требуется значительная емкость у конденсатора C .

Применив схему с дополнительным маломощным источником питания (рис. 2.14, в), у которого выходное напряжение E_2 выше, чем у основного E_1 , сопротивление

резистора R_1 можно увеличить, что уменьшает требуемую из условий сглаживания емкость конденсатора.

Улучшение фильтрации возможно и при применении фильтра LC (рис. 2.14, z). Ток базы транзистора мал, поэтому подмагничивание сердечника дросселя незначительно и дроссель L получается небольшим. Резистор R обеспечивает выбор рабочей точки транзистора.

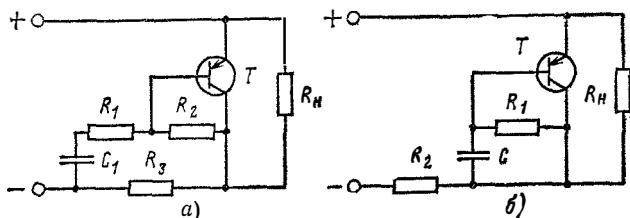


Рис. 2.16. Транзисторный фильтр с нагрузкой, подключенной параллельно.

a — с управлением с входа; $б$ — с управлением с выхода.

Схемы фильтров с нагрузкой, включенной параллельно транзистору, приведены на рис. 2.16.

В схеме на рис. 2.16, a управляющее напряжение на базу транзистора подается с входа схемы через R_1C_1 , и поэтому она называется схемой с управлением со входа. Схема рис. 2.16, $б$ называется схемой с управлением с выхода.

В схеме на рис. 2.16, a смещение на базу транзистора подается через резистор R_2 . Переменная составляющая пульсации на базу транзистора подается через цепочку R_1C_1 . Нагрузкой транзистора является резистор R_3 , на котором и выделяется усиленная переменная составляющая в противофазе с напряжением пульсаций на входе схемы. Эти два напряжения могут компенсировать друг друга, если они равны. Если же первое напряжение меньше второго, то уже будет недокомпенсация, и если первое напряжение будет больше второго, то будет перекомпенсация напряжения пульсации. На резисторе R_3 происходит также падение напряжения от тока нагрузки.

Достигнуть полной компенсации при изменении входного напряжения из-за нестабильности параметров транзистора практически невозможно. Поэтому достижимый

коэффициент сглаживания таких фильтров значительно ниже теоретического.

Коэффициент сглаживания транзисторного фильтра зависит от коэффициента передачи тока, и чем больше последний, тем лучше сглаживание. Фильтр, собранный по схеме на рис. 2.16, б, управляется с выхода и поэтому работает в режиме недокомпенсации. Коэффициент сглаживания такого фильтра ниже, чем в схеме на рис. 2.16, а, но слабо зависит от температуры и входного напряжения.

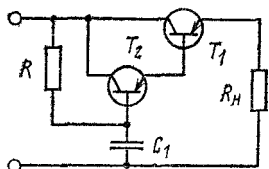


Рис. 2.17. Фильтр с составным транзистором.

В фильтрах с параллельным включением нагрузки по транзисторам проходит постоянный ток, значительно меньший, чем ток нагрузки, т. е. меньший, чем в фильтрах с

последовательным включением нагрузки, поэтому часто можно обходиться транзисторами без теплоотводов. Фильтры с параллельным включением нагрузки не боятся коротких замыканий, но при снятии нагрузки транзистор может перегружаться.

Транзисторы, заменяющие дроссель, в последовательных транзисторных фильтрах не создают ЭДС самоиндукции. Поэтому напряжение на выходе такого фильтра всегда меньше входного. Чтобы избежать глубоких провалов входного выпрямленного напряжения, которые фильтр не может сгладить, на его входе необходимо ставить конденсатор C_0 .

В связи с тем, что часть выпрямленного напряжения падает на последовательно включенном транзисторе, а параллельно включенный транзистор для своей работы потребляет часть выпрямленного тока, КПД транзисторных фильтров порядка 0,4—0,6.

Транзисторный фильтр по схеме очень схож с транзисторным стабилизатором напряжения. Если в простейшей схеме стабилизатора вместо стабилитрона поставить конденсатор, то стабилизатор превращается в фильтр. Разница между транзисторным фильтром и стабилизатором заключается в том, что фильтр не обеспечивает при изменении напряжения питающей сети или сопротивлений нагрузки неизменного напряжения на своем выходе.

В транзисторных фильтрах с последовательным включением нагрузки при больших токах применяется составной транзистор (рис. 2.17). Применение составного транзистора увеличивает коэффициент сглаживания пульсации. У составного транзистора меньше ток базы, что также позволяет увеличить сопротивление резистора и уменьшить емкость конденсаторов в цепи базы.

Глава третья

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Расчет выпрямителей производится согласно техническому заданию (ТЗ), в котором должны содержаться данные о сети, питающей выпрямитель, и его выходные параметры. Кроме того, в ТЗ указываются условия эксплуатации выпрямителя, его допустимые габариты и масса, меры по технике безопасности, а также целый ряд эксплуатационных и конструктивных требований. При расчете всегда необходимо строго выполнять требования ГОСТ.

К данным о сети относятся:

номинальное напряжение сети U_c ;

частота сети f_c ;

количество фаз сети m ;

возможные отклонения напряжения сети вверх и вниз a_{max} , a_{min} .

К выходным параметрам относятся:

выпрямленное напряжение U_0 ;

ток нагрузки I_0 ;

коэффициент пульсации k_p или амплитуда пульсации $U_{мп}$.

Исходя из данных ТЗ при расчете выпрямителя определяются: схема выпрямителя, количество и тип вентилялей, схема фильтра и его элементы, режимы работы вентилялей, токи и напряжения обмоток трансформатора и параметры сглаживающего фильтра.

Наиболее часто в выпрямителях используются однофазная двухполупериодная схема со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора, однофазная мостовая схема, схема удвоения и схема Ларионова. Любая из этих схем может применяться при работе на нагрузку с активно-емкостной реакцией. При работе на нагрузку

с индуктивной реакцией используются однофазные двухполупериодная и мостовая схемы, а также трехфазные схемы выпрямления. Наконец, для работы на активную нагрузку применяются все схемы, кроме схемы удвоения. Каждая схема выпрямления имеет свои преимущества и недостатки, поэтому при обосновании выбора схемы необходимо их учитывать.

3.1. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ НЕКОТОРЫХ СХЕМ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Однофазная однополупериодная схема выпрямления проста, так как состоит из однофазного трансформатора $m_1=1$, $m_2=1$ и одного вентиля. Эта схема может работать и без трансформатора. К недостаткам однополупериодной схемы выпрямления относятся большая пульсация; низкая частота основной гармоники пульсации, равная частоте сети $f_n=f_c$; высокое обратное напряжение на вентиле; вынужденное подмагничивание сердечника трансформатора и неполное использование трансформатора по мощности $k_{тр} \approx 0,48$. Схема однофазного однополупериодного выпрямления применяется с емкостным фильтром при малых токах нагрузки и выходной мощности до 10 Вт.

Двухполупериодная (двухфазная, однотактная) схема выпрямления (см. рис. 1.8, а) имеет трансформатор, у которого вторичная обмотка сделана с выводами от средней точки, $m_1=1$, $m_2=2$, и два вентиля с соединенными катодами или анодами. Частота основной гармоники пульсации в 2 раза больше частоты сети $f_n=2f_c$, значение коэффициента пульсации зависит от характера нагрузки. Коэффициент пульсации для активной нагрузки $k_{п1}=0,67$, что в большинстве случаев недостаточно, и приходится применять сглаживающий фильтр. Сглаживающие фильтры в двухполупериодных схемах проще, чем в однополупериодных, так как частота основной гармоники пульсации в 2 раза выше, а ее амплитуда для одинаковых нагрузок меньше почти в 2,5 раза. Полупроводниковые вентили в этой схеме можно устанавливать без изоляции на одном радиаторе.

К недостаткам схемы относятся более сложный, чем в однополупериодном выпрямлении, трансформатор и небольшой коэффициент использования трансформатора (для емкостной нагрузки $k_{тр} \approx 0,545$, для активной $k_{тр} =$

$=0,642$ и для индуктивной $k_{тр}=0,71$); высокое обратное напряжение на вентиле (для активной и индуктивной нагрузок в 3,14 и для емкостной — в 2,82 раза больше выпрямленного). Нагрев вентиля зависит от характера нагрузки. При емкостной нагрузке нагрев вентиля самый большой, а при индуктивной нагрузке — самый малый. Разный нагрев вентиля объясняется тем, что при разных по характеру нагрузках формы кривой тока, проходящего по вентилю, будут различны, и действующие значения тока, определяющего нагрев вентиля, будут также отличаться друг от друга. Эта схема применяется в основном при индуктивной и емкостной нагрузках для получения выпрямленных напряжений до десятков вольт и мощности до 50 Вт. Число вентиля в рассмотренной схеме в 2 раза меньше, чем в мостовой.

Мостовая схема (см. рис. 1.10, а) выполняется на однофазном трансформаторе, $m_1=1$, $m_2=1$. Коэффициент использования трансформатора зависит от характера нагрузки: при индуктивной нагрузке $k_{тр}=0,9$, при емкостной $k_{тр} \approx 0,66$, при активной $k_{тр}=0,77$. Обратное напряжение на вентиле при активной и индуктивной нагрузках составляет 1,57 выпрямленного, а при емкостной 1,41 выпрямленного, т. е. в 2 раза меньше, чем в одно- и двухполупериодном выпрямлении. Пульсация и ее частота такие же, как и у двухполупериодной схемы выпрямления. Мостовая схема обладает низким выходным сопротивлением. Применение четырех вентиля, невозможность установки вентиля без изоляции на одном радиаторе, удвоенное прямое падение напряжения на вентилях являются недостатками мостовой схемы выпрямления. Однофазная мостовая схема применяется при емкостной и индуктивной нагрузках при мощностях до 300 Вт. При выводе средней точки вторичной обмотки трансформатора (см. рис. 1.11) в мостовой схеме можно получить еще половинное выпрямленное напряжение.

Схема удвоения напряжения (схема Латура), мостовая двухтактная (см. рис. 1.27), умножает на два выпрямленное напряжение при холостом ходе. Схема может работать и без трансформатора. Нагрузка схемы имеет активно-емкостный характер. Основные достоинства схемы: повышенная частота пульсации $f_n=2f_c$, низкое обратное напряжение (всего в 1,5 раза больше выпрямленного и меньше в 2 раза, чем в мостовой схеме),

применение двух вентиляей, коэффициент использования трансформатора $k_{\text{тр}}=0,64$.

К недостаткам схемы следует отнести повышенное среднее значение тока вентиля, наличие пульсации с частотой сети при несимметрии плеч моста, невозможность установки двух вентиляей на одном радиаторе. С помощью схемы удвоения напряжения получают на больших нагрузочных сопротивлениях высокие выпрямленные напряжения (единицы и десятки киловольт) при малых токах потребления (десятки миллиампер).

Трехфазная мостовая схема выпрямления — схема Ларионова (см. рис. 1.12, а) имеет трехфазный трансформатор, $m_1=3$, $m_2=3$. Трехфазный трансформатор может иметь вывод от нуля для получения половинного напряжения. Трансформатор в схеме Ларионова очень хорошо используется: $k_{\text{тр}}=0,91$. Вынужденного подмагничивания сердечника трансформатора нет, обратное напряжение на вентиле низко и примерно равно выпрямленному напряжению. Частота основной гармоники пульсации в 6 раз выше частоты питающей сети, коэффициент пульсации составляет 5,7%. В схеме Ларионова используется шесть вентиляей — это ее недостаток.

Трехфазная мостовая схема нашла широкое применение при мощностях свыше 1 кВ·А при активной и индуктивной нагрузках. Эта схема может применяться и в маломощных выпрямителях с емкостной реакцией нагрузки.

3.2. ВЫБОР ВЕНТИЛЯ

Вентиль в выпрямителе при заданном выпрямленном токе не должен пробиться обратным напряжением, действующим в схеме, и не должен нагреваться выше допустимой для данного типа вентиля температуры. Это основные для выбора вентиля требования.

В качестве вентиляей используются полупроводниковые диоды, так как они просты, имеют наибольшую надежность, большой срок службы и еще целый ряд положительных эксплуатационных качеств. Кремниевые вентиля применяются чаще других, так как они могут работать при более высокой температуре (125°C), чем германиевые (70°C), и поэтому плотность тока в цепях с кремниевыми вентиляями может быть выше. Обратный

ток кремниевых вентиляей на один-два порядка ниже, чем у германиевых. Падение напряжения на прямом сопротивлении у германиевых вентиляей в 1,5—2 раза меньше, чем у кремниевых, следовательно, КПД выпрямителя низкого напряжения (несколько вольт) с германиевыми вентилями будет выше, чем у выпрямителя с кремниевыми вентилями.

Техническими условиями на вентили запрещается использовать их в таких режимах работы, когда два показателя одновременно достигают предельных значений, т. е. запрещается работа вентиля при максимально допустимом выпрямленном токе и максимально допустимом обратном напряжении или максимально допустимой температуре нагрева. Вентили рекомендуется загружать током не более 0,7 при обратном напряжении 0,7 максимально допустимых значений. Если вентиля, рассчитанного на обратное напряжение, действующее в схеме, нет (или при больших токах нагрузки), то несколько вентиляей соединяют между собой последовательно или параллельно в группы. Вентили в группах подбираются так, чтобы они имели одинаковый определяющий их режим параметр. Кроме того, в схемах выпрямления применяют шунтирующие и уравнивающие резисторы и реакторы.

При тройной перегрузке по току в течение 1 с кремниевые и германиевые вентили выходят из строя, поэтому даже при допустимой плотности тока следует их устанавливать на радиаторах. В схемах выпрямления, работающих на емкостную нагрузку, конденсатор C заряжается импульсами тока, проходящими через вентиль. Перед включением выпрямителя конденсатор разряжен, поэтому импульсы тока заряда в первые моменты после включения будут очень большими (прямое сопротивление вентиля мало) и очень опасными для вентиляей. Для того чтобы уменьшить зарядные импульсы тока, последовательно с вентилями ставится резистор с сопротивлением в несколько ом, который и ограничивает импульсы тока через диод.

Кроме германиевых и кремниевых вентиляей, в некоторых случаях пока применяются и селеновые. Селеновые вентили допускают двадцатикратную перегрузку по току в течение 4 с, что достаточно для срабатывания плавкого предохранителя. Селеновые вентили, набранные на заводе-изготовителе в столбы, выпускаются как

на большие токи (до 500 А), так и на высокие напряжения (до 45 кВ). Селеновые вентили во время эксплуатации стареют, т. е. меняют свои параметры. Они имеют значительные габариты. В связи с этими недостатками селеновые вентили вытеснены в настоящее время кремниевыми и германиевыми вентилями.

Промышленностью выпускается большой ассортимент как отдельных вентиляей, так и вентиляей, собранных в блоки и столбы. Например, выпрямитель марки КДС-111А — это два вентиля с соединенными между собой катодами, размещенные в одном корпусе с тремя выводами: два от анодов и один от соединенных между собой катодов. Выпрямитель КДС-111Б имеет тоже 2 вентиля, но соединены они уже анодами. Выпрямители КДС-111А и КДС-111Б предназначены для работы в двухполупериодных схемах выпрямления с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора с обратными напряжениями 300 В и током нагрузки 0,2 А. Выпрямитель КДС-111С имеет соединение двух вентиляей, но уже для работы в схеме удвоения. Выпрямители, предназначенные для работы в мостовой схеме выпрямления, могут иметь в одном корпусе четыре отдельных диода КЦ401Б и собранную схему моста. В выпрямительном блоке средней мощности КЦ402А — КЦ402И размещены два электрически не соединенных между собой однофазных моста. Для блоков, имеющих сборку по однофазной схеме моста, кроме обычных параметров, указывается ток холостого хода, т. е. среднее значение (постоянная составляющая) тока на входе моста, работающего без нагрузки, и указывается напряжение КЗ $U_{к.з.}$, т. е. среднее напряжение на входе короткозамкнутого на выходе моста при протекании на выходе максимально допустимого тока. Эти параметры моста $I_{х.х}$ и $U_{к.з.}$ характеризуют симметрию моста: чем больше они, тем больше нагрузка трансформатора со стороны моста и больше пульсации на выходе выпрямителя. В конструкции блока КЦ404 предусмотрен держатель предохранителя ПМ.

Работа блока КЦ407А гарантируется при частоте сети 15 кГц.

Для питания анодных цепей электронно-лучевых трубок используются высоковольтные кремниевые столбы КЦ105 и КЦ106, которые могут обеспечить выпрямленное напряжение от 2 до 10 кВ.

Для питания аппаратуры в микроминиатюрном оформлении используются кремниевые миниатюрные диоды КД, микроминиатюрные диоды и германиевые ДММ. Миниатюрные диоды имеют обратное напряжение до 250 В и ток 0,1 А, а микроминиатюрные до 100 В и ток до 20 мА. Масса этих диодов достигает 0,1 г, а габариты от 1,4 до 3,2 мм.

Необходимые для расчета выпрямителя параметры вентиля определяются из его вольт-амперной характеристики. Вольт-амперная характеристика вентиля снимается в режиме однополупериодного выпрямления при чисто активной нагрузке. Падение напряжения в прямом направлении $U_{пр}$ на вентиле, определенное по такой характеристике, будет в 1,2 раза меньше величины, определенной по статической характеристике, которой и пользуются при расчете.

3.3. ВЫБОР СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Схема выпрямителя и сглаживающего фильтра выбирается проектировщиком. Вид фильтра определяет род нагрузки вентиля. Фильтр не ставится при активной нагрузке, при работе выпрямителя на аппаратуру коммутации и при независимости от пульсации напряжения работы аппаратуры.

Емкостный характер нагрузки выпрямителя обязателен для однополупериодного выпрямителя и выпрямителя с удвоением напряжения, при этом емкость сглаживающего фильтра будет заряжаться импульсом тока с углом отсечки менее 90° . КПД таких выпрямителей ниже, а внутреннее сопротивление выше, чем у выпрямителей, работающих на индуктивность. Выпрямитель с емкостным характером нагрузки достаточно универсален и применяется при выпрямленных напряжениях от единиц вольт до киловольт при сравнительно небольших токах (до единиц ампер при малых и миллиампер при больших напряжениях). При емкостном сопротивлении нагрузки внешняя характеристика крутопадающая, условия работы вентиля ухудшаются из-за роста максимального значения прямого тока в сравнении с выпрямленным.

При токе нагрузки 1 А и больше даже при малых выпрямленных напряжениях применяются фильтры, начинающиеся с индуктивности. Эти фильтры ограничивают

Таблица 3.1. Расчетные соотношения для выпрямительных схем

Схема	Нагрузка	U_0	$k_{\text{пн}}$	$f_{\text{пн}}$	$U_{\text{обратн}}$	$I_{\text{ср}}$	$I_{\text{Д}}$
Однополупериодная	R	$0,45 U_2$	1,57	f_c	$3,14U_0$	I_0	$1,57I_0$
	RC	U_2/B	$H/r_{\Phi} C$	f_c	$2,82BU_0$	I_0	DI_0
Двухполупериодная	R	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$3,14U_0$	$0,5I_0$	$0,785I_0$
	RC	U_2/B	$H/r_{\Phi} C$	$2f_c$	$2,82BU_0$	$0,5I_0$	$0,5DI_0$
	L	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$3,14U_0$	$0,5I_0$	$0,707I_0$
Мостовая	R	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$1,57U_0$	$0,5I_0$	$0,785I_0$
	RC	U_2/B	$H/r_{\Phi} C$	$2f_c$	$1,41BU_0$	$0,5I_0$	$0,5DI_0$
	L	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$1,57U_0$	$0,5I_0$	$0,707I_0$
Удвоения	RC	$2U_2/B$	$H/r_{\Phi} C$	$2f_c$	$1,41BU_0$	I_0	DI_0
Ларионова	R	$2,34U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$
Звезда—звезда треугольник— звезда	L	$2,34U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$

пиковый ток через вентиль. В них при включении и при переключении нагрузки создаются перенапряжения на выходном конденсаторе. Это особенно опасно для полупроводниковых схем.

При питании выпрямителя от источника с повышенной частотой ($f_c=400\div 2400$ Гц) резко уменьшаются размеры конденсаторов, трансформаторов и дросселей фильтра, но пульсации выпрямленного тока могут иметь составляющие, частоты которых находятся в области

$I_{Дmax}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	S_{TP}	k_{TP}
$3,14I_0$	$2,22U_0$	$1,57I_0$	$3,49P_0$	$1,21 \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$2,69P_0$	$3,09P_0$	0,324
FI_0	BU_0	DI_0	BDP_0	$\sqrt{D^2-1} I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$B\sqrt{D^2-1}P_0$	$0,5B(D+\sqrt{D^2-1})P_0$	0,47
$1,57I_0$	$1,11U_0$	$0,785I_0$	$1,74P_0$	$1,11 \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$1,23P_0$	$1,48P_0$	0,676
$0,5FI_0$	BU_0	$0,5DI_0$	RDP_0	$0,707D \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$0,707BDP_0$	$0,85BDP_0$	0,545
I_0	$1,11U_0$	$0,707I_0$	$1,57P_0$	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1,11P_0$	$1,34P_0$	0,748
$3,14I_0$	$1,11U_0$	$1,11I_0$	$1,23P_0$	$1,11I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1,23P_0$	$1,23P_0$	0,773
$0,5FI_0$	BU_0	$0,707DI_0$	$0,707BDP_0$	$0,707DI_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$0,707BDP_0$	$0,707BDP_0$	0,66
I_0	$1,11U_0$	I_0	$1,11P_0$	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1,11P_0$	$1,11P_0$	0,9
FI_0	$0,5BU_0$	$1,41DI_0$	$0,7BDP_0$	$1,41D \frac{\omega_2}{\omega_1} I_0$	$0,7BDP_0$	$0,7BDP_0$	0,63
$1,05I_0$	$0,43U_0$	$0,82I_0$	$1,05P_0$	$0,82I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$	0,91
I_0	$0,43U_0$	$0,82I_0$	$1,05P_0$	$0,82I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$	0,91

рабочих частот аппаратуры, поэтому фильтр усложняется.

Потребляемая мощность влияет на выбор схемы выпрямления:

для выпрямителей небольших мощностей используются однофазные схемы выпрямления;

для выпрямления больших мощностей (более 1 кВт) — схема Ларионова.

Схема Ларионова равномерно нагружает питающую

сеть, у нее малый коэффициент пульсации напряжения и достаточно полное использование трансформатора. Эта же схема может из-за своих хороших энергетических показателей применяться и при выпрямлении малых мощностей.

Для выбора схемы выпрямителя необходимо сравнить показатели разных схем при работе их на разные по характеру нагрузки.

Необходимые для сравнения данные по некоторым схемам выпрямления сведены в табл. 3.1.

3.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА, КОНДЕНСАТОРА И ДРОССЕЛЯ ФИЛЬТРА

При использовании кремниевых и германиевых вентилей в схеме выпрямителя необходимо учитывать сопротивление обмоток трансформатора. Индуктивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора может составлять значительную часть сопротивления фазы, поэтому его учет, особенно при повышенной частоте питающей сети, обязателен. Активное сопротивление $r_{тр}$ и индуктивность рассеяния L_s трансформатора перед расчетом приближенно определяют по формулам:

$$r_{тр} \approx k_r \frac{U_0}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{I_0 U_0}}; \quad (3.1)$$

$$L_s \approx k_L \frac{R_H \cdot 10^{-3}}{f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S^3 I_0 U_0}{f_c B_m}}, \quad (3.2)$$

где k_r , k_L — коэффициенты, зависящие от схемы выпрямления и характера нагрузки (приведены в табл. 3.2); R_H — нагрузочное сопротивление; S — число стержней, на которых размещены обмотки (для броневое и однокатушечного стержневого трансформатора $S=1$, для двухкатушечного стержневого $S=2$, для трехфазного $S=3$); B_m — максимальное значение индукции в магнитопроводе (для холоднокатаных сталей при $f_c=50$ Гц $B_m=1,6$ Тл для выпрямителей средней мощности — 0,7 Тл для большой; при $f_c=400$ Гц $B_m=1,5$ и 0,85 Тл соответственно); f_c — частота питающей сети; U_0 и I_0 — выпрямленное напряжение и ток. Коэффициенты k_r и k_L могут быть взяты из табл. 3.2.

Таблица 3.2. Значения коэффициентов k_r и k_L при работе на нагрузку с индуктивной и емкостной реакцией

Схема выпрямления	Емкостная реакция		Индуктивная реакция	
	k_r	k_L	k_r	k_L
Однополупериодная	2,3	4,1	—	—
Двухполупериодная	4,7	4,3	6,5	4,5
Мостовая	3,5	5,0	5,1	6,4
Удвоения	0,9	1,25	—	—
Ларионова	4,5	1,9	2,5	1

На выход выпрямителя с емкостной реакцией подключается входной конденсатор фильтра C_0 . Емкость этого конденсатора зависит от параметров выпрямителя, определяется при его расчете. При выборе типа конденсатора необходимо учитывать кроме рабочего напряжения допустимое значение переменной составляющей выпрямленного напряжения. Переменная составляющая зависит от частоты пульсации (от использованной схемы выпрямителя). Если действительное значение переменной составляющей превышает допустимое, необходимо выбрать конденсатор с большим рабочим напряжением или увеличить емкость конденсатора. При выборе типа конденсатора необходимо учитывать, что емкость электрического конденсатора зависит от окружающей температуры. При понижении температуры емкость электролитического конденсатора значительно уменьшается. Емкость электролитического конденсатора понижается и при увеличении частоты питающей сети, так как увеличивается частота пульсации выпрямленного напряжения.

При применении Г-образного LC -фильтра необходимо проверить, обеспечивается ли индуктивная реакция нагрузки. Минимальная индуктивность дросселя должна быть не менее

$$L_{min} = R_H / 3,14 (m^2 - 1) m f_c, \quad (3.3)$$

где R_H — сопротивление нагрузки выпрямителя; m — количество фаз выпрямления (число пульсаций выпрямленного напряжения за период питающей сети).

3.5. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Выпрямитель рассчитывается так, чтобы напряжение U_0 и коэффициент пульсации на выходе соответствовали заданным в ТЗ при токе потребителя I_0 .

При работе выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией коэффициент пульсации схемы зависит как от емкости конденсатора C_0 , стоящего на входе фильтра, так и от соотношения между сопротивлениями фаз выпрямителя r_ϕ и нагрузки R_H . Поэтому целесообразно сначала рассчитать выпрямитель, задавшись примерным падением напряжения на фильтре, а затем и фильтр. Если же на выходе выпрямителя стоит стабилизатор напряжения, то вначале следует рассчитать стабилизатор напряжения, затем фильтр и схему выпрямления.

При работе выпрямителя на индуктивную нагрузку его коэффициент пульсации не зависит от отношения r_ϕ/R_H . Зная коэффициент пульсации схемы выпрямления и требуемый коэффициент пульсации на выходе фильтра, можно найти параметры фильтра (коэффициент сглаживания, падение напряжения на его сопротивлении), а затем рассчитать выпрямитель.

Напряжение на выходе схемы выпрямления находится сложением падения напряжения на фильтре с заданным выпрямленным напряжением. Аналогичный метод применяется и при расчете транзисторных фильтров.

Методика расчета различных схем выпрямления дана ниже в примерах.

3.6. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ И ФИЛЬТРОВ

Пример 1. Рассчитать выпрямитель, обеспечивающий следующие показатели: напряжение на нагрузке $U_0=27$ В; ток нагрузки $I_0=1$ А; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $k_{п,вых}=0,02$; напряжение питающей сети $U_c=220$ В; частоту сети $f_c=400$ Гц; температуру окружающей среды $t_{окр}=40^\circ\text{C}$.

1. Определяем сопротивление нагрузки

$$R_H = U_0/I_0 = 27/1 = 27 \text{ Ом.}$$

2. Определяем выходную мощность выпрямителя

$$P_0 = U_0 I_0 = 27 \cdot 1 = 27 \text{ Вт.}$$

3. Выбираем мостовую схему выпрямления, так как требования к пульсациям велики, а выходная мощность небольшая. В мостовой схеме проще всего достигается симметрия плеч выпрямителя. Ток нагрузки 1А, поэтому выбираем Г-образный LC-фильтр. Характер нагрузки схемы выпрямления — индуктивный. В мостовой схеме на выходе выпрямителя коэффициент пульсации $k_{п,вых}=0,67$, количество фаз выпрямления $m=2$.

4. Определяем требуемый коэффициент сглаживания фильтра

$$q = k_{п,вх}/k_{п,вых} = 0,67/0,02 = 33,5.$$

5. Находим произведение LC для частоты сети 400 Гц

$$LC = 0,16(q + 1)/m^2 = 0,16(33,5 + 1)/2^2 = 1,38 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ}.$$

6. Находим минимальную индуктивность дросселя фильтра, при которой характер нагрузки еще будет индуктивным

$$L_{min} = \frac{2R_H}{(m^2 - 1)m2\pi f_c} = \frac{2 \cdot 27}{(2^2 - 1)2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400} = 0,0036 \text{ Гн}.$$

7. Выбираем стандартный дроссель фильтра Д68 с индуктивностью $L_{др} = 0,008$ Гн и активным сопротивлением обмотки $r_{др} = 1,1$ Ом. Дроссель рассчитан на ток $I_0 = 1$ А и собран на магнитопроводе ШЛ6×12,5.

8. Находим емкость конденсатора

$$C = LC/L_{др} = 1,38/0,008 = 172 \text{ мкФ}.$$

Из справочника выбираем ближайший по емкости конденсатор типа К50-ЗБ-200, 50 В.

Рабочее напряжение конденсатора должно быть больше значения выпрямленного напряжения, так как на холостом ходу этот конденсатор оказывается заряженным до напряжения, равного амплитуде $U_{зм}$. Полагая предварительно $U_2 = 1,11 U_0$, находим

$$U_{сраб} \approx 1,4U_0 = 1,4 \cdot 1,11 \cdot 27 = 41,6 \text{ В}.$$

Выбранный конденсатор имеет рабочее напряжение 50 В, что больше возникающего в схеме выпрямителя.

9. Уточняем коэффициент сглаживания фильтра с дросселем Д68 и конденсатором К50-ЗБ-200, 50 В.

$$q = (m\omega_c)^2 LC - 1 = (2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400)^2 \cdot 0,008 \cdot 200 \cdot 10^{-6} - 1 = 39.$$

10. Определяем коэффициент пульсации на выходе фильтра

$$k_{п,вых} = \frac{k_{п,вх}}{q} = \frac{0,67}{39} = 0,0017, \text{ что лучше заданного.}$$

Допустимый для выбранного конденсатора коэффициент пульсации на частоте 1000 Гц $k_{п,доп} = 1,3\%$ номинального напряжения. Допустимая амплитуда переменной составляющей $U_{см,доп} = 1,3 \times 50/100 = 0,65$ В. В схеме получаются пульсации с амплитудой $U_m = k_n U_{оср} = 0,017 \cdot 27 = 0,46$ В, что меньше допустимого. Если бы в схеме U_m получилось больше $U_{см,доп}$, то пришлось бы перейти к другому конденсатору с большим допустимым напряжением или большей емкостью.

11. Определяем напряжение на входе фильтра

$$U_{вх} = U_0 + r_{др} I_0 = 27 + 1,1 \cdot 1 = 28,1 \text{ В}.$$

Приступаем к расчету схемы выпрямления. Исходные данные: $U_0 = 28,1$ В, $I_0 = 1$ А, $U_c = 220$ В, $f_c = 400$ Гц. Схема выпрямления мостовая ($m_1 = 1$, $m_2 = 1$, $m = 2$). Схема выпрямления работает на индуктивность.

1. Из табл. 3.1 находим обратное напряжение на вентиле

$$U_{обр\ max} = 1,57U_{вх} = 1,57 \cdot 28,1 = 44,1 \text{ В}.$$

2. Находим долю выпрямленного тока, приходящуюся на вентиль,

$$I_{ср} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ А.}$$

3. Выбираем из справочника вентиль КД202В. Его данные: допустимый выпрямленный ток $I_{доп} = 3\text{А}$; допустимое обратное напряжение $U_{обр,доп} = 100\text{ В}$; $t_{окр,доп} = 130^\circ\text{ С}$; $U_{пр} = 1\text{В}$.

Как видно из данных, ни по одному из параметров у выбранного вентиля не достигается предельный режим. Вентили в теплоотводе не нуждаются. В схеме моста используются четыре вентиля.

4. Определяем дифференциальное сопротивление вентиля. Значения $U_{пр}$, приведенные в таблицах, измерены на пульсирующем токе и меньше падений напряжения на постоянном токе приблизительно в 1,2 раза

Сопротивление одного вентиля $r_v \approx 1,2U_{пр}/I_{пр,доп} = 1,2 \cdot 1/3 = 0,4 \text{ Ом}$.

В плечо моста включены два вентиля последовательно, поэтому сопротивление плеча моста

$$r_{п} = 0,8 \text{ Ом.}$$

5. Находим ориентировочные значения омического сопротивления фазы выпрямителя r_{ϕ} и индуктивность рассеяния трансформатора L_s .

Для трансформатора с $P = 27\text{ Вт}$ и $f_c = 400\text{ Гц}$ целесообразна броневая конструкция трансформатора, поэтому $S = 1$. Максимальная индукция в стали сердечника $B_{max} = 1,4\text{ Тл}$ (холоднокатаная сталь)

$$r_{\phi} = r_{п} + r_{тр} = r_{п} + \frac{k_r R_H}{f_c B_{max}} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_{max}}{I_0 U_B}} =$$

$$= 0,8 + \frac{5,1 \cdot 28,1}{400 \cdot 1,4} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,4}{28,1 \cdot 1}} = 1,34 \text{ Ом;}$$

$$L_s = k_L \frac{R_H}{f_c B_{max}} \sqrt[4]{\frac{S^3 U_B I_0}{f_c B_{max}}} =$$

$$= 6,4 \cdot 10^{-3} \frac{28,1}{400 \cdot 1,4} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 28,1 \cdot 1}{400 \cdot 1,4}} = 0,15 \text{ Гн;}$$

$$x_{тр} = 2\pi f_c L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} = 0,376 \text{ Ом.}$$

Здесь

$$R_H = U_B | I_0 = 28,1 \text{ Ом.}$$

6. Находим расчетное выпрямленное напряжение при холостом ходе

$$U_{ох,х} = U_0 + I_0 \left(r_{\phi} + \frac{\pi x_{тр}}{2\pi} \right) =$$

$$= 28,1 + 1 \left(1,34 + 2 \frac{2 \cdot 0,376}{2 \cdot 3,14} \right) = 29,7\text{В.}$$

Уточняем $U_{обр,мах} = 1,57U_{ох,х} = 1,57 \cdot 29,7 = 46,5\text{ В}$.

Вентили по обратному напряжению выбраны правильно.

7. Определяем параметры трансформатора

$$U_2 = E_2 = 1,11U_{0x.x} = 1,11 \cdot 29,7 = 32,9 \text{ В};$$

$$I_2 = I_0 = 1 \text{ А};$$

$$I_1 = I_0 \omega_2 / \omega_1 = I_0 U_2 / U_1 = 1 \cdot 32,9 / 220 = 0,149 \text{ А};$$

$$S_2 = 1,11P_0 = 1,11 \cdot 28,1 = 31,2 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$S_1 = 1,11P_0 = 31,2 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$S_{\text{Тр}} = 1,11P_0 = 31,2 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

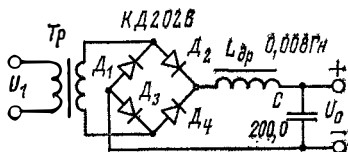


Рис. 3.1. Схема выпрямителя, рассчитанного в примере 1.

8. Находим угол перекрытия фаз

$$1 - \cos \gamma = I_0 \frac{x_{\text{Тр}}}{\pi U_0} = 1 \cdot \frac{0,376}{3,14 \cdot 28,1} = 0,00134 \approx 0;$$

$$\cos \gamma = 1; \gamma = 0^\circ.$$

Коэффициент пульсации из-за малости угла перекрытия не изменился, также не изменится и напряжение на нагрузке.

9. Находим внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_0 \approx \frac{(U_{0x.x} - U_0)}{I_0} = \frac{(29,7 - 28,1)}{1} = 1,6 \text{ Ом}.$$

10. Определяем КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{\text{Тр}} + P_{\text{Д}}} = \frac{28,1}{28,1 + 2,18 + 2} = 86,8\%.$$

Потери в трансформаторе $P_{\text{Тр}} = S_{\text{Тр}}(1 - \eta_{\text{Тр}}) = 31,2(1 - 0,92) = 2,18 \text{ Вт}.$

КПД трансформатора $\eta_{\text{Тр}}$ принят равным 0,93.

Потери в вентиле $P_{\text{Д}} = I_0 U_{\text{пр}} N = 1 \cdot 1,2 = 2 \text{ Вт}$ (N — количество вентилей в плече).

Схема рассчитанного выпрямителя с фильтром приведена на рис. 3.1.

Пример 2. Рассчитать выпрямитель, работающий на транзисторный фильтр. Расчет фильтра к этому выпрямителю будет приведен в примере 4.

Исходные данные: напряжение на входе фильтра $U_0 = 45,4 \text{ В}$; амплитуда пульсации первой гармоники $U_{m1} = 2,4 \text{ В}$; нагрузка $I_0 = 0,25 \text{ А}$; напряжение сети $U_c = U_1 = 220 \text{ В}$ с частотой $f_c = 50 \text{ Гц}.$

Выбираем схему выпрямления:

1. Мощность нагрузки $P_0 = U_0 I_0 = 45,4 \cdot 0,25 = 11,35 \text{ Вт}.$

2. Сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = U_0 / I_0 = 45,4 / 0,25 = 181 \text{ Ом}.$

3. Коэффициент пульсации выпрямителя $k_n = U_{m1}/U_0 = 2,4/45,4 = 0,053$. $k_n = 5,3\%$.

Исходя из рекомендаций по выбору схемы выпрямителя и полученных значений, выбираем мостовую схему выпрямления. Нагрузка выпрямителя обязательно должна быть емкостной, так как транзисторный фильтр не может работать при сильно пульсирующем входном напряжении.

Ориентировочно (приняв $B \approx 1$) определяем параметр вентиляей.

1. Обратное напряжение

$$U_{обр} = 1,41BU_0 = 1,41 \cdot 1 \cdot 45,4 = 64 \text{ В.}$$

2. Выпрямленный ток, проходящийся на один ventиль,

$$I_{ср} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 0,25 = 0,125 \text{ А.}$$

3. По току вентиля и обратному напряжению выбираем ventиль КД109А.

Его параметры $I_{пр,срmax} = 0,3 \text{ А}$;

$$U_{обр max} = 100 \text{ В}; U_{пр} = 1 \text{ В.}$$

Дифференциальное сопротивление вентиля

$$r_T = 1,2U_0/I_0 = 1,2/0,25 = 4,8 \text{ Ом.}$$

Перейдем теперь к расчету выпрямителя. Определяем параметр A и угол φ .

1. Активное сопротивление трансформатора

$$r_{тр} = k_r \frac{R_H}{f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{I_0 U_0}} =$$

$$= 3,5 \frac{181}{50 \cdot 1,25} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,25}{0,25 \cdot 45,4}} = 11,6 \text{ Ом.}$$

Индукция в сердечнике трансформатора $B_m = 1,25 \text{ Тл}$; трансформатор броневой $S = 1$.

2. Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_s = k_L \frac{R_H}{f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S^3 U_0 I_0}{f_c B_m}} =$$

$$= 5 \cdot 10^{-3} \frac{181}{50 \cdot 1,25} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 45,4 \cdot 0,25}{50 \cdot 1,25}} = 9,4 \text{ мГн.}$$

Реактивное сопротивление трансформатора

$$X_{тр} = 2\pi f_c L_s = 2\pi \cdot 50 \cdot 9,4 \cdot 10^{-3} = 5,9 \text{ Ом.}$$

3. Сопротивление фазы

$$r_\phi = r_{тр} + 2r_T = 11,6 + 2 \cdot 4,8 = 21,2 \text{ Ом.}$$

Коэффициент 2 показывает, что в плече моста стоят два вентиля.

4. Параметр $A = I_0 \pi r_\phi / m U_0 = 0,25 \pi \cdot 21,2 / 2 \cdot 45,4 = 0,18$. Угол $\varphi = \arctg(x_{тр}/r_\phi) = \arctg 5,9/21,2 = 12^\circ 30'$.

5. Из графиков $B=f(A)$, $D_L=f(A)$, $H=f(A)$ находим коэффициенты B, D, H :

$$B = 0,96; D = 2,22; H = 360.$$

Определяем требуемые уточненные значения тока и обратного напряжения вентиля:

$$I_B = 0,5DI_0 = 0,5 \cdot 2,22 \cdot 0,25 = 0,275 < 1,57I_{\text{пр,ср max}} = \\ = 1,57 \cdot 0,3 = 0,471 \text{ A};$$

$$U_{\text{обр}} = 1,41BU_0 = 1,41 \cdot 0,96 \cdot 45,4 = 61,5\text{B} < U_{\text{обр max}} = 100 \text{ В}.$$

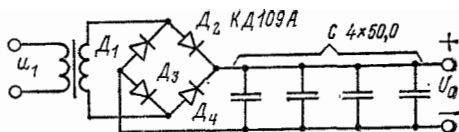


Рис. 3.2. Схема выпрямителя, рассчитанного в примере 2.

Выбранные вентили КД109А пригодны для работы в выпрямителе.

В выпрямителе используются четыре вентили, соединенные между собой по схеме моста.

Определяем параметры трансформатора.

Напряжение вторичной обмотки $U_2 = BU_0 = 0,96 \cdot 45,4 = 43,2 \text{ В}$.

Ток вторичной обмотки $I_2 = 0,707DI_0 = 0,707 \cdot 2,22 \cdot 0,25 = 0,39 \text{ А}$.

Напряжение первичной обмотки $U_1 = U_2 = 220 \text{ В}$.

Ток первичной обмотки $I_1 = 0,707 DI_0 U_2 / U_1 = 0,707 \cdot 2,22 \cdot 0,25 \times \\ \times 45,4 / 220 = 0,08 \text{ А}$.

Габаритные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора одинаковы:

$$S_1 = S_2 = 0,707BDP_0 = 0,707 \cdot 0,96 \cdot 2,22 \cdot 11,35 = 17,1 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Габаритная мощность трансформатора $S_{\text{тр}} = 17,1 \text{ В} \cdot \text{А}$.

Определяем емкость конденсатора C_0 :

$$C_0 = H / (k_{\text{п}} r_{\text{ф}}) = 360 / (0,053 \cdot 21,2) = 320 \text{ мкФ}.$$

Ближайший по ГОСТ конденсатор имеет емкость 200 мкФ.

Включаем два конденсатора параллельно. При этом $k_{\text{п}} = 360 / (400 \times \\ \times 21,2) = 0,0425$ и переменная составляющая выходного напряжения

$$U_{\text{отл}} = U_0 k_{\text{п}} = 0,0425 \cdot 45,4 = 1,93 \text{ В}.$$

На холостом ходу конденсатор зарядится до напряжения

$$U_{2\text{м}} = U_2 \sqrt{2} = 43,2 \cdot 1,41 = 62 \text{ В}.$$

Поэтому необходимо выбрать конденсатор с рабочим напряжением, большим 60 В, т. е. 100 В. Однако на рабочее напряжение 100 В конденсаторы с емкостью 200 мкФ не выпускаются. Поэтому ставим параллельно на выход выпрямителя четыре конденсатора К50-3 с емкостью 50 мкФ у каждого (рис. 3.2).

У конденсатора К50-3 допустимый коэффициент пульсаций на частоте 100 Гц $k_{п, доп} = 4,2\%$, что практически равно получившемуся $k_{п} = 4,25$. Так как рабочее напряжение выбранных конденсаторов заметно больше выпрямленного, то проверку на максимум напряжения можно не проводить.

Пример 3. Произвести расчет выпрямителя. Исходные данные для расчета: напряжение на нагрузке выпрямителя $U_0 = 6$ В; ток нагрузки $I_0 = 200$ мА; коэффициент пульсации на выходе $k_{п} = 0,1$, напряжение сети $U_c = U_1 = 220$ В, может изменяться в пределах $\pm 10\%$ ($a = 0,1$); частота сети $f_c = 50$ Гц.

1. Определяем мощность, потребляемую нагрузкой,

$$P_0 = U_0 I_0 = 6 \cdot 0,2 = 1,2 \text{ Вт.}$$

2. Определяем сопротивление нагрузки

$$R_H = U_0 / I_0 = 6 / 0,2 = 30 \text{ Ом.}$$

3. Коэффициент пульсации сравнительно низок, поэтому можно попытаться в качестве фильтра использовать только один конденсатор, взяв схему выпрямления с низким коэффициентом пульсации. Выбираем двухполупериодную схему выпрямления с конденсатором, включенным параллельно нагрузке, так как выпрямленное напряжение сравнительно мало и на вентилях мостовой схемы получится относительно большое падение напряжения, снижающее КПД выпрямителя. Для выбранной схемы $m = 2$.

4. Определяем максимальное выпрямленное напряжение

$$U_{0max} = U_0 (1 + a) = 6 (1 + 0,1) = 6,6 \text{ В.}$$

5. Задаемся коэффициентами B и D : $B \approx 1$; $D \approx 2,2$.

6. Пользуясь табл. 3.1 и выбранными коэффициентами B и D , определяем ориентировочно постоянную составляющую тока и амплитуду обратного напряжения у вентиля

$$U_{обр\ m} = 2,82 B U_{0max} = 2,82 \cdot 1 \cdot 6,6 = 18,6 \text{ В;}$$

$$I_{ср} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,2 = 0,1 \text{ А.}$$

7. Вентиль должен иметь допустимые значения $U_{обр\ m}$ и $I_{ср}$ больше вычисленных. Из справочника по вентилям выбираем полупроводниковый диод Д226Д, у которого $U_{обр\ max} = 100$ В, допустимый выпрямленный ток $I_{пр, ср\ max} = 0,5$ А и прямое падение напряжения $U_{пр} = 1$ В. Параметры выбранного диода с хорошим запасом удовлетворяют требованиям.

8. Определяем дифференциальное сопротивление вентиля

$$r_T = 1,2 U_{пр} / I_{доп} = 1,2 \cdot 1 / 0,4 = 3 \text{ Ом.}$$

Коэффициент 1,2 учитывает, что значение $U_{пр}$ измерено на переменном токе и меньше падения напряжения на вентиле при постоянном токе.

9. Для ориентировочного определения сопротивления трансформатора r_T и индуктивности рассеяния L_s необходимо знать тип трансформатора. Выбираем броневой трансформатор. У него обмотки расположены на одном центральном стержне, поэтому коэффициент $S = 1$. Задаемся максимальной индукцией в сердечнике

трансформатора $B_m = 1,2$ Тл, из табл. 3.2 берем коэффициенты $k_r = 4,7$; $k_L = 4,3$. Вычисляем:

$$r_{\text{TP}} = k_r \frac{U_0}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{U_0 I_0}} =$$

$$= 4,7 \cdot \frac{6}{0,2 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{6 \cdot 0,2}} = 6,24 \text{ Ом};$$

$$L_s = k_L \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S^3 U_0 I_0}{f_c B_m}} =$$

$$= 4,3 \cdot \frac{6 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 6 \cdot 0,2}{50 \cdot 1,2}} = 0,81 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Сопротивление индуктивности рассеяния $x_s = 2\pi f_c L_s = 2 \cdot 3,14 \times 50 \cdot 0,00081 = 0,254$ Ом.

Сопротивление фазы выпрямления

$$r_{\Phi} = r_{\text{TP}} + r_{\text{T}} = 6,24 + 3 = 9,24 \text{ Ом.}$$

10. Определяем расчетные параметры:

$$\varphi = \text{arctg} \frac{x_s}{r_{\Phi}} = \text{arctg} \frac{0,254}{9,24} \cong 1,5^\circ;$$

$$A = \frac{\pi r_{\Phi} I_0}{m U_0} = \frac{3,14 \cdot 9,24 \cdot 0,2}{2 \cdot 6} = 0,483.$$

11. По определенным величинам φ и A из графиков рис. 1.24, а—г находим коэффициенты для расчета параметров трансформатора и вентиля: $B = 1,22$; $D \approx 2,0$; $F = 5$; $H = 700$.

12. Определяем параметры трансформатора и вентиля. Действующее значение напряжения вторичной обмотки $U_2 = B U_0 = 1,22 \times 6 = 7,34$ В.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора и вентиля

$$I_2 = I_2 = D I_0 / 2 = 2,0 \cdot 0,2 / 2 = 0,2 \text{ А.}$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,707 D I_0 U_2 / U_1 = 0,707 \cdot 2,0 \cdot 2,7,34 / 220 = 0,00943 \text{ А.}$$

Габаритная мощность вторичных, первичных обмоток и трансформатора

$$P_2 = 2 I_2 U_2 = 2 \cdot 0,2 \cdot 7,34 = 2,94 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$P_1 = I_1 U_1 = 0,00943 \cdot 220 = 2,07 \text{ Вт и}$$

$$P_{\text{TP}} = (P_1 + P_2) / 2 = (2,07 + 2,94) / 2 = 2,5 \text{ Вт.}$$

Наибольшее обратное напряжение, приложенное к вентилю,

$$U_{\text{обр max}} = 2,82 B U_{0 \text{ max}} = 2,82 \cdot 1,22 \cdot 6 = 22,7 \text{ В,}$$

а среднее значение тока вентиля

$$I_{\text{cp}} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,2 = 0,1 \text{ А.}$$

Амплитуда тока через вентиль или максимальное значение тока

$$I_{B \max} = 0,5FI_0 = 0,5 \cdot 5 \cdot 0,2 = 0,5 \text{ А.}$$

Предварительно выбранный диод Д226Д пригоден для работы в проектируемом выпрямителе, так как все его параметры выше требуемых.

13. Определяем емкость конденсатора, исходя из коэффициента пульсаций на его выходе $k_{п,вх} = 0,1$:

$$C_0 = \frac{H}{k_{п,вх} r_{\phi}} = \frac{700}{0,1 \cdot 9,24} \cong 756 \text{ мкФ.}$$

При выборе рабочего напряжения конденсатора обязательно нужно учитывать значение выпрямленного напряжения на холостом ходу.

В режиме холостого хода выпрямителя конденсатор зарядится до амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке, а оно с учетом возможного повышения напряжения питающей сети на 10%

$$U_{0х.х \text{ м}} = \sqrt{2} U_2 (1 + a) = 1,41 \cdot 7,34 (1 + 0,1) = 11,38 \text{ В.}$$

Выбираем конденсатор на ближайшее напряжение $U_{\text{раб}} = 16 \text{ В}$. По справочнику выбираем конденсатор типа К50-6 на напряжение $U_{\text{раб}} = 16 \text{ В}$ с емкостью 1000 мкФ. Допустимый коэффициент пульсации для выбранного конденсатора при частоте пульсации $f_{п} = 100 \text{ Гц}$ составляет $k_{п, \text{доп}} = 10\%$, что совпадает с расчетным. При емкости конденсатора выпрямителя 1000 мкФ коэффициент пульсации схемы

$$k_{п} = \frac{H}{Cr_{\phi}} = 700 / (1000 \cdot 9,24) = 0,065,$$

что меньше допустимого для конденсатора.

Пример 4. Рассчитать транзисторный фильтр к выпрямителю примера 2.

Исходные данные: напряжение на выходе фильтра $U_0 = 42 \text{ В}$; ток нагрузки $I_0 = 0,25 \text{ А}$; амплитудное значение первой гармоники пульсации на выходе фильтра $U_{01 \text{ мвх}} = 0,04 \text{ В}$, а на входе $U_{01 \text{ вх}} = 1,95 \text{ В}$ (коэффициент сглаживания $q \approx 49$); частота пульсации $f_{п} = 100 \text{ Гц}$, общий провод положительный, максимальная окружающая температура $t_{\text{окрmax}} = +40^{\circ} \text{ С}$.

1. Выбираем схему фильтра с нагрузкой, включенной в цепь эмиттера. КИД такого фильтра выше, чем у фильтров с нагрузкой в цепи коллектора. Этот фильтр имеет малое выходное сопротивление. В схеме фильтра не нужен конденсатор на выходе.

2. Определяем напряжение на входе фильтра

$$U_{\text{в}} = U_0 + U_{\text{КЭmin}} + U_{01 \text{ мвх}}.$$

Предполагая применить германиевый транзистор с малым напряжением $U_{\text{КЭmin}}$, задаемся минимальным напряжением между коллектором и эмиттером транзистора

$$U_{\text{КЭ}} = 1,4 \text{ В.}$$

Амплитуда пульсаций на входе фильтра $U_{01 \text{ вх}}$ задана и равна примерно 2 В.

$$U_{\text{вх}} = 42 + 1,4 + 2 = 45,4 \text{ В.}$$

3. Выбираем транзистор.

У транзистора допустимое напряжение коллектор — эмиттер должно быть больше напряжения на входе фильтра $U_{КЭ} > U_{вх} = 45,4$ В; допустимый ток коллектора $I_K > 2I_0 = 2 \cdot 0,25 = 0,5$ А; ток базы в выбранном режиме должен превышать обратный ток коллектора не меньше чем на порядок. Этим условиям удовлетворяет транзистор П214А, у которого: $I_{Kmax} = 5$ А; $U_{нас} = 0,9$ В; $U_{КЭmax} = 55$ В; $I_{K0} = 300$ мкА; $h_{21Э} = 50$; $P_{Кдоп} = 10$ Вт с радиатором; $h_{11Б} = 0,7$ Ом; $t_{перmax} = 85^\circ$ С; $R_{т,переход-среда} = 35^\circ$ С/Вт; $R_{т,переход-корпус} = 4^\circ$ С/Вт.

Выбранное напряжение $U_{КЭmin} = 1,4$ В больше $U_{нас} = 0,9$ В, следовательно, рабочая точка транзистора, как это и требуется для работы фильтра, будет находиться в активной области выходных характеристик.

4. Определяем P_{Kmax} для П214А без радиатора

$$P_{Kmax} = \frac{t_{перmax} - t_{окрmax}}{R_T} = \frac{85 - 40}{35} = 1,3 \text{ Вт.}$$

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора,

$$P_K = U_{КЭ} I_K = (45,4 - 42) 0,25 = 0,85 \text{ Вт.}$$

Так как $P_K < P_{Kmax}$, то транзистор можно ставить без радиатора.

5. Определяем ток базы транзистора

$$I_B = I_K / h_{21Э} = 0,25 / 50 = 5 \text{ мА.}$$

Ток базы транзистора превышает обратный ток коллектора более чем в 10 раз.

6. Определяем сопротивление в цепи базы

$$R_B = (U_{КЭ} - U_{ЭБ}) / I_B = (5,4 - 0,4) / 5 = 1 \text{ кОм.}$$

Берем резистор $R_B = 1000$ Ом.

7. Определяем емкость конденсатора в цепи базы

$$C_B \geq \frac{2q}{2\pi f_c R_B} = \frac{2 \cdot 49}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 1000} = 156 \text{ мкФ.}$$

Берем три конденсатора К50-3 емкостью 50 мкФ на рабочее напряжение 100 В (см. пример 2).

При определении емкости C_B положено, что коэффициент передачи пульсации входного напряжения на выход по первому пути (см. стр. 70) в 2 раза меньше общего.

8. Определяем по (2.26) значение получившегося коэффициента сглаживания. У выбранного транзистора $h_{21Э} = 50$, $h_{11Э} = h_{11Б}(1 + h_{21Э}) = 0,7 \cdot 51 = 35,7$ Ом и найденная по выходным характеристикам величина $h_{22Э} = 10^{-3}$ См. Отсюда имеем:

$$q = \left(\frac{U_0}{U_{вх}} \right) \sqrt{\left(\frac{h_{11Э} h_{22Э}}{1 + h_{21Э}} \right)^2 + \frac{1}{(\omega C_B R_C)^2}} =$$

$$= \left(\frac{42}{45,4} \right) \sqrt{\left(\frac{35,7 \cdot 10^{-3}}{1 + 50} \right)^2 + \frac{1}{(2 \cdot 6,28 \cdot 50 \cdot 1000 \cdot 150 \cdot 10^{-6})^2}} =$$

$$= 87,3.$$

Поскольку коэффициент сглаживания получился больше требуемого, то можем уменьшить емкость конденсатора C_B до 100 мкФ, т. е. поставить два конденсатора, а не три. При этом коэффициент сглаживания пульсаций получится равный 58,2, что по-прежнему удовлетворяет техническому заданию.

Схема рассчитанного фильтра приведена на рис. 3.3.

9. Определяем выходное сопротивление фильтра

$$R_{\text{вых}} = \sqrt{h_{11Б}^2 + (1/m\omega_c C_B h_{21Э})^2} = \\ = \sqrt{0,7^2 + (1/2 \cdot 6,28 \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 50)^2} = 3,28 \text{ Ом.}$$

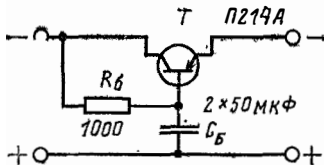


Рис. 3.3. Схема транзисторного фильтра, рассчитанного в примере 4.

10. Определяем КПД фильтра

$$\eta_{\phi} = U_0/U_B = 42/45,4 = 0,925.$$

Полезно сравнить рассчитанный транзисторный фильтр с обычным фильтром LC . Для этого необходимо рассчитать индуктивность такого фильтра. Для получения коэффициента сглаживания q , равного 58 при емкости конденсатора фильтра 100 мкФ, необходим дроссель с индуктивностью

$$L = \frac{q + 1}{\omega_n^2 C} = \frac{58 + 1}{(2 \cdot 6,28 \cdot 50)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 1,5 \text{ Гн.}$$

Нормализованный дроссель с близкой индуктивностью (Д162) имеет сопротивление обмотки, равное 22,4 Ом, и $L=1,3$ Гн. Потери напряжения на дросселе фильтра будут равны: $r_{дp} I_0 = 22,4 \times 0,25 = 5,6$ В, что больше падения напряжения на транзисторном фильтре. Помимо того, масса дросселя Д162 около килограмма, а масса транзистора П214 — несколько десятков граммов.

Пример 5. Рассчитать транзисторный фильтр.

Исходные данные: напряжение на выходе фильтра $U_0=12$ В; ток нагрузки может изменяться от $I_{0max}=1$ А до $I_{0min}=0,5$ А; $U_{01mвх}=0,01$ В; частота сети $f_c=50$ Гц. Предполагается применение мостовой схемы выпрямления ($m=2$), обеспечивающей $k_n=0,05$. Изменение напряжения питающей сети $\pm 10\%$, $a_{max}=a_{min}=0,1$; температура окружающей среды $t_{окр}=20^\circ$ С.

1. Определяем наибольшее и наименьшее напряжения на выходе фильтра

$$U_{0max} = U_0 (1 + a_{max}) = 12 (1 + 0,1) = 13,2 \text{ В;}$$

$$U_{0min} = U_0 (1 - a_{min}) = 12 (1 - 0,1) = 10,8 \text{ В.}$$

2. Находим минимальное значение входного напряжения

$$U_{0вхmin} = U_{0min} + U_{кЭmin} + U_{01mвх} = 10,8 + 2 + 0,64 = 13,44 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{KЭmin} = 2$ В.

Амплитуда пульсации на входе фильтра определяется из выражения

$$U_{01max} \approx k_n (U_{0min} + U_{KЭmin});$$
$$U_{01max} = 0,05 (10,8 + 2) = 0,64 \text{ В.}$$

3. Определяем номинальное и максимальное значение входного напряжения

$$U_{0вх} = U_{0вхmin} / (1 - a) = 13,44 / (1 - 0,1) = 15 \text{ В};$$
$$U_{0вхmax} = U_{0вх} (1 + a) = 15 (1 + 0,1) = 16,5 \text{ В.}$$

4. Определяем максимальные значения напряжения между коллектором и эмиттером, тока коллектора и мощность, рассеиваемую коллектором транзистора:

$$U_{KЭmax} = U_{0вхmax} - U_{0max} = 16,5 - 13,2 = 3,3 \text{ В};$$
$$I_{Kmax} = I_0 = 1 \text{ А};$$

$$P_K = U_{KЭmax} I_{Kmax} = 3,3 \cdot 1 = 3,3 \text{ Вт.}$$

5. Выбираем транзистор П216В с параметрами:

$$h_{21Эmin} = 18; \quad h_{21Эmax} = 30;$$
$$U_{KЭmax} = 30 \text{ В}; \quad I_{Kmax} = 7,5 \text{ А};$$
$$I_{K0} = 0,5 \text{ мА}; \quad R_T = 80^\circ/\text{Вт}; \quad t_{пер max} = 85^\circ \text{ С};$$
$$h_{11Б} = 0,5 \text{ Ом}; \quad h_{22Э} = 2 \text{ мСм.}$$

6. Определяем $P_{Kmax} = \frac{t_{пер max} - t_{окр}}{R_T} = \frac{85 - 20}{80} = 0,82 \text{ Вт.}$

Транзистор П216 необходимо установить на радиатор, так как $P_{Kmax} < P_K$.

Определяем поверхность обеих сторон теплоотвода

$$S_T \geq P_K / \{k_T [t_{пер max} - t_{окр} - P_K (R_{п.к} + R_{к.т})]\},$$

где P_K — мощность, рассеиваемая на коллекторе; k_T — коэффициент теплопроводности материала теплоотвода. Его величина колеблется от $0,5 \cdot 10^{-3}$ до $2 \cdot 10^{-3}$ Вт/(°С·см²).

Материалом теплоотвода служат литейные алюминиевые сплавы. У черненных матовых поверхностей k_T больше на 15%, чем у нечерненных; $t_{пер max}$ — максимально допустимая температура нагрева коллекторного перехода; $t_{окр}$ — температура окружающей среды; $R_{п.к}$ — тепловое сопротивление переход — корпус; $R_{к.т}$ — тепловое сопротивление корпус — теплоотвод:

$$R_{к.т} = 1^\circ \text{ С/Вт};$$

$$S_T = 3,3 / \{1 \cdot 10^{-3} [85 - 20 - 3,3 (2 + 1)]\} = 74 \text{ см}^2.$$

7. Определяем максимальный ток базы транзистора П216В

$$I_{Б max} = \frac{I_{Kmax}}{h_{21Э min}} = \frac{1}{18} = 0,055 \text{ А.}$$

Так как максимальный ток базы больше 3—5 мА, в схему целесообразно включить второй транзистор.

8. Находим максимальный ток коллектора второго транзистора, который равен току базы первого

$$I_{K2max} = I_{Bmax} = 0,055 \text{ А.}$$

Напряжение $U_{KЭ2} = U_{KЭmax} = 3,3 \text{ В.}$

Мощность $P_{K2} = U_{KЭ2} I_{K2max} = 3,3 \cdot 0,055 = 0,182 \text{ Вт.}$

Выбираем второй транзистор ГТ-320В, у которого

$$I_{Kmax} = 0,15 \text{ А; } U_{нас} = 1,7 \text{ В; } U_{KЭmax} = 9 \text{ В;}$$

$$I_{K020^\circ\text{C}} = 10 \text{ мкА; } h_{11Э} = 600 \text{ Ом; } h_{21Э min} = 40;$$

$$h_{21Э max} = 80; P_K = 0,2 \text{ Вт; } t_{пер max} = 90^\circ\text{C;}$$

$$R_T = 250^\circ\text{C/Вт.}$$

9. Определяем допустимую мощность, рассеиваемую T_{21}

$$P_{K2 max} = \frac{t_{пер max} - t_{окр max}}{R_T} = \frac{90 - 20}{250} = 0,28 \text{ Вт.}$$

Транзистор ГТ-320В не требует радиатора.

10. Определяем максимальный ток базы второго транзистора

$$I_{B2max} = I_{K2max} / h_{21Э min} = \frac{0,055}{40} = 1,37 \text{ мА.}$$

Так как $I_{B2max} < 3 \div 5 \text{ мА}$, то в составной транзистор входят только два транзистора (П216В и ГТ-320В).

11. Для получения необходимого тока смещения применяем схему делителя напряжения (см. рис. 2.15, а).

Для того чтобы изменения тока базы практически не влияло на распределение напряжения между сопротивлениями делителя R_1 и R_2 , ток делителя берем в 5 раз больше максимального тока базы

$$I_D = 5I_{B max} = 5 \cdot 1,37 \cdot 10^{-3} = 7 \text{ мА.}$$

12. Определяем сопротивление делителя

$$R_D = U_{0вх} / I_D = 15 / (7 \cdot 10^{-3}) = 2150 \text{ Ом.}$$

13. Определяем соотношение плеч делителя

$$n = R_2 / (R_1 + R_2) = (U_0 + U_{БЭ,с}) / U_{0вх} = (12 + 0,42) / 15 = 0,83.$$

Здесь $U_{БЭ,с}$ — напряжение база—эмиттер составного транзистора: $U_{БЭ,с} = U_{Б1} + U_{Б2}$ (где $U_{Б1}$ и $U_{Б2}$ — напряжения база—эмиттер транзисторов П216В и ГТ-320 В: $U_{Б1} \approx 0,2 \div 0,3 \text{ В}$, $U_{Б2} = 0,15 \div 0,2 \text{ В}$ — из справочника по транзисторам):

$$U_{БЭ,с} = 0,25 + 0,17 = 0,42 \text{ В.}$$

14. Определяем сопротивления плеч делителя

$$R_2 = nR_D = 0,83 \cdot 2150 = 1770 \text{ Ом;}$$

$$R_1 = R_D (1 - n) = 2150 (1 - 0,83) = 380 \text{ Ом.}$$

Уменьшаем сопротивления R_1 и R_2 на 10—20% и ставим между ними резистор с переменным сопротивлением ($R_n=220$ Ом), движок которого соединяем с базой составного транзистора. С помощью этого резистора производится точная установка напряжения на выходе фильтра (рис. 3.4).

Окончательно имеем: $R_1=390$ Ом, $R_3=1500$ Ом, $R_2=220$ Ом.

15. Значения h -параметров составного транзистора могут быть найдены по известным h -параметрам первого и второго транзисто-

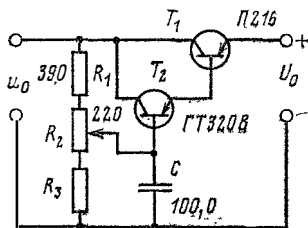


Рис. 3.4. Схема транзисторного фильтра, рассчитанного в примере 5.

ров. Поскольку разброс параметров транзисторов часто превышает 50%, то не требуется подсчета точных значений h -параметров составного транзистора. При таком большом разбросе параметров любые формулы, использующие их, становятся скорее оценочными, чем точными. Поэтому можем определить h -параметры составного транзистора по весьма приближенным, но зато простым формулам. Эти формулы следующие:

$$h_{21э,с} = h_{21э1} h_{21э2}, \quad h_{22э,с} \approx h_{22э1}, \quad h_{11э,с} \approx h_{11э2}.$$

Таким образом, получаем:

$$h_{21э,сmin} = 18 \cdot 40 = 720, \quad h_{22э,с} = 2 \text{ мСм}; \quad h_{11э,с} = 600 \text{ Ом}.$$

С помощью найденных параметров составного транзистора, задавшись емкостью конденсатора, стоящего в цепи базы составного транзистора, равной 500 мкФ, получим:

$$U_{01mвых} = U_{01mвх} \sqrt{\left(\frac{h_{11э,с} h_{22э,с}}{1 + h_{21э,с}}\right)^2 + (1/m\omega_c R_B C_B)^2} =$$

$$= 0,64 \sqrt{\left(\frac{600 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{1 + 720}\right)^2 + (1/2 \cdot 314 \cdot 390 \cdot 50 \cdot 10^{-6})^2} = 5,3 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Переменная составляющая выходного напряжения получилась в 2 раз меньше, чем требуется по заданию.

16. Найдем КПД фильтра

$$\eta = U_0/U_{0вх} = 12/15 = 0,8.$$

РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Большинство потребителей постоянного и переменного тока требуют регулирования или стабилизации питающих напряжений. В связи с этим большинство источников электропитания содержат в своем составе регуляторы, позволяющие обеспечить режим регулирования или стабилизации напряжения.

Регулирование напряжения потребителя можно осуществлять по цепи как переменного, так и постоянного тока.

В качестве регуляторов напряжения применяются: 1) индукционные регуляторы; 2) трансформаторы и автотрансформаторы (с секционированными обмотками; с подвижной щеткой, скользящей по обмотке; с подвижной короткозамкнутой обмоткой; с регулируемым магнитным шунтом); 3) непрерывные регуляторы (транзисторные, дроссельные); 4) регуляторы импульсного действия (транзисторные, тиристорные, с магнитным усилителем).

Регулирование напряжения по цепи постоянного тока может осуществляться: 1) регулируемыи выпрямителями; 2) непрерывными регуляторами и 3) импульсными регуляторами напряжения.

При проектировании электропитающих устройств регулятор напряжения выбирают, исходя из ряда факторов, важнейшими из которых являются требования к диапазону регулирования, величине и числу ступеней напряжения или плавности изменений напряжения, КПД, коэффициенту мощности, массе, объему и т. д.

4.1. РЕГУЛИРОВАНИЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ТРАНСФОРМАТОРА

Для регулирования напряжения на нагрузке обмотки трансформатора или автотрансформатора выполняются с отводами (рис. 4.1). Отводы могут быть выполнены как в первичной (рис. 4.1, а), так и во вторичной (рис. 4.1, б) обмотках. При подключении напряжения сети к различным отводам первичной обмотки (1, 2, 3) напряжение на вторичной обмотке, а следовательно, и на нагрузке изменяется. В схеме рис. 4.1, б напряжение на нагрузке ре-

гулируется подключением ее к различным отводам вторичной обмотки. Коммутация напряжения сети или нагрузки к различным отводам обмоток трансформатора при таком ступенчатом способе регулирования может осуществляться либо электромагнитными реле и контакторами, либо тиристорами. Регулирование напряжения с помощью реле и контакторов имеет ряд недостатков —

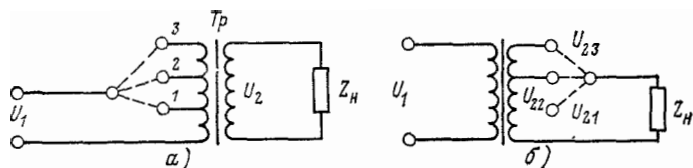


Рис. 4.1. Регулирование напряжения трансформатора переключением отводов первичной (а) и вторичной (б) обмоток.

низкую надежность, значительную инерционность, искрение и провалы напряжения при коммутации. Применение бесконтактных переключателей — тиристоров позволяет уменьшить инерционность и увеличить надежность схемы регулирования.

Достоинствами данного способа регулирования напряжения являются экономичность, высокие КПД и коэффициент мощности, а также отсутствие нелинейных искажений.

На рис. 4.2 изображена схема фазового регулирования напряжения трансформатора. Схема состоит из трансформатора Tp , двух тиристорных регуляторов, выполненных по встречно-параллельной схеме и схем управления $СУ_1$, $СУ_2$. В начале положительного полупериода ($\omega t=0$) на управляющий электрод тиристора D_1 подается управляющий импульс с выхода схемы управления $СУ_1$ и он открывается. К первичной обмотке w_{31} прикладывается напряжение сети u_1 , а во вторичной обмотке наводится ЭДС, равная произведению u_1 и коэффициента трансформации.

В интервале $0-\alpha$ напряжение на обмотке w_{31} изменяется по синусоидальному закону и равно напряжению сети u_1 , а напряжение $u_2 = u_1 \frac{w_2}{w_{31}}$. Зависимость напряжения на вторичной обмотке трансформатора приведена на рис. 4.3, а эквивалентная схема регулятора для

этого интервала — на рис. 4.4, а. В момент $\omega t = \alpha$ под действием управляющего импульса открывается тиристор D_3 и напряжение сети u_1 прикладывается к обмотке w_{21} . Открытый до этого момента тиристор D_1 закрывается, так как к нему прикладывается обратное напряжение u_{32} , наведенное в обмотке w_{32} .

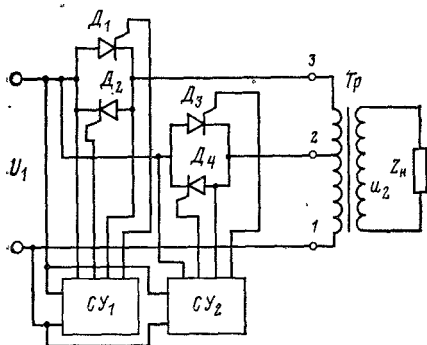


Рис. 4.2. Схема фазового регулирования напряжения трансформатора.

Таким образом, включение тиристора D_3 приводит к изменению соотношения между числами витков первичной и вторичной обмоток трансформатора и напряжение u_2 скачком увеличивается.

В интервале $\alpha \div \pi$ напряжение сети u_1 прикладывается к обмотке w_{21} , а во вторичной обмотке напряжение равно $u_2 = u_1 \frac{w_2}{w_{21}}$ (рис. 4.4, б). В начале отрицательного полупериода $\omega t = \pi$ под действием обратного напряжения запирается тиристор D_3 , а тиристор D_2 отпирается управляющим импульсом, поступающим с выхода схемы управления CY_1 . Напряжение сети в интервале $\pi \div (\pi + \alpha)$ вновь прикладывается к обмотке w_{31} (рис. 4.4, в). В момент $\omega t = \pi + \alpha$ открывается тиристор D_4 , тиристор D_2 запирается и напряжение u_1 подключается к обмотке w_{21} . Отрицательное напряжение на вторичной обмотке скачком увеличивается. В интервале $(\pi + \alpha) \div 2\pi$ напряжение на обмотке w_{21} равно u_1 , а напряжение $u_2 = u_1 \frac{w_2}{w_{21}}$ (рис. 4.4, г). При изменении фазы (угла α) управляющих импульсов тиристоров D_3, D_4 напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора изменяется. Минимальное напряжение получа-

ется при угле $\alpha = \pi$. В этом случае в течение всего периода напряжение сети u_1 через тиристоры D_1, D_2 подключено к обмотке w_{31} и $U_{2\min} = U_1 w_2 / w_{31}$. При угле $\alpha = 0$ напряжение на выходе схемы имеет максимальное значение, так как в течение всего периода напряжение сети u_1 подключено через тиристоры D_3, D_4 к обмотке

Рис. 4.3. Графики, поясняющие принцип действия схемы рис. 4.2.

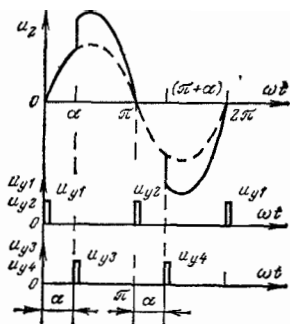
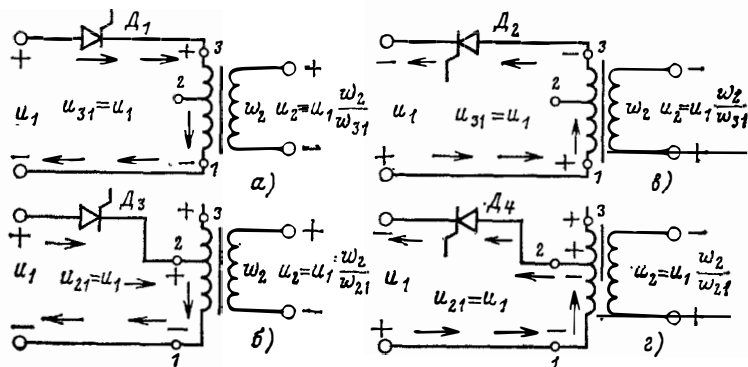


Рис. 4.4. Эквивалентные схемы регулятора рис. 4.2 для различных интервалов времени.

a — для интервала $0 - \alpha$; b — $\alpha + \pi$; $в$ — $\pi + \pi + \alpha$; $г$ — $\pi + \alpha + 2\pi$.



w_{21} . При этом $U_{2\max} = U_1 w_2 / w_{21}$. Недостаток данной схемы заключается в том, что кривая выходного напряжения имеет несинусоидальную форму.

4.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ

Для регулирования переменного напряжения применяют переменные индуктивные сопротивления, которые включают последовательно с нагрузкой. В качестве таких сопротивлений используются дроссели насыщения,

т. е. реактивные катушки с замкнутым ферромагнитным сердечником и двумя системами обмоток — переменного и постоянного тока. Свойства дросселя насыщения основаны на нелинейной зависимости между магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля. Изменение напряженности магнитного поля за счет тока, протекающего по обмотке постоянного тока, приводит к из-

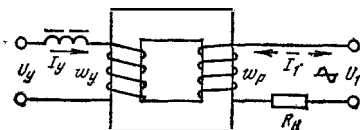


Рис. 4.5. Устройство и схема включения дросселя насыщения.

менению степени насыщения сердечника и к изменению индуктивности обмоток переменного тока. На рис. 4.5 показано устройство дросселя насыщения. Простейший дроссель состоит из стального сердечника, обмотки переменного тока w_p , называемой рабочей, и обмотки постоянного тока (обмотки управления) w_y . Рабочая обмотка дросселя включена последовательно с нагрузкой. Напряжение на нагрузке определяется из следующего выражения:

$$U_H = I_H R_H = \frac{U_1 R_H}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_p)^2}} \quad (4.1)$$

Как видно из (4.1), напряжение на нагрузке зависит от индуктивного сопротивления рабочей обмотки ($x_p = \omega L_p$), а x_p зависит от МДС обмотки управления ($F_y = I_y w_y$). Если рассмотреть кривую намагничивания стали $B = f(H)$ — рис. 4.6, а, то видно, что с увеличением тока в обмотке управления увеличивается напряженность магнитного поля H_y и уменьшается магнитная проницаемость материала сердечника $\mu = \Delta B / \Delta H$ (рис. 4.6, б). Уменьшение магнитной проницаемости приводит к уменьшению индуктивности рабочей обмотки и к увеличению тока в нагрузке. Зависимость тока в рабочей обмотке I_1 от МДС обмотки управления приведена на рис. 4.6, в.

Из рис. 4.6, в видно, что уменьшение магнитной проницаемости не зависит от направления подмагничивающего поля и потому характеристика $I_1 = f(F_y)$ симметрична относительно оси ординат, т. е. фаза тока нагруз-

ки не зависит от направления тока I_y . При токе в обмотке управления, равном нулю, индуктивное сопротивление рабочей обмотки максимально и через нагрузку протекает минимальный ток (ток холостого хода). Увеличение тока управления приводит к пропорциональному увеличению тока в нагрузке — это соответствует линейной области характеристики. При некотором значении

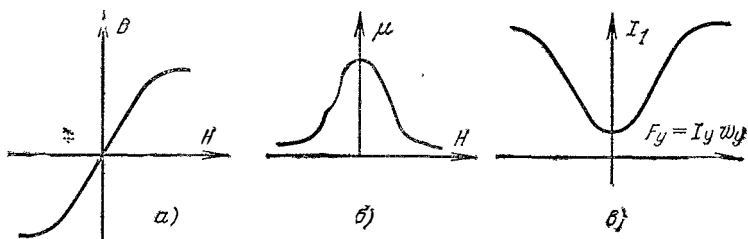


Рис. 4.6. Характеристики дросселя насыщения.

a — зависимость $B=f(H)$; *б* — зависимость $\mu=f(H)$; *в* — зависимость $I_1=f(F_y)$.

тока в обмотке управления наступает насыщение дросселя. Дальнейшее увеличение тока в обмотке управления не приводит к дальнейшему изменению магнитной проницаемости, индуктивное сопротивление рабочей обмотки минимально, а ток достигает своего максимального значения. Рабочей областью характеристики является ее линейный участок. Коэффициент усиления по току дросселя насыщения зависит от наклона линейного участка характеристики и пропорционален отношению чисел витков обмотки управления и рабочей обмотки. Дроссели насыщения с подобными характеристиками называются также дроссельными магнитными усилителями.

Приведенная схема дросселя насыщения (см. рис. 4.5) практически не находит применения, так как обладает рядом существенных недостатков. Основным недостатком схемы является наведение в обмотке управления переменной ЭДС, так как витки этой области пронизываются переменным магнитным потоком, создаваемым рабочей обмоткой. Так как число витков обмотки управления может значительно превышать число витков рабочей обмотки, то эта ЭДС велика. Под действием ЭДС, наведенной в обмотке управления, через источник управления будет протекать переменный ток, что может

привести к выходу последнего из строя. Для ограничения переменного тока в цепь источника управления включается дроссель, что в свою очередь вызывает увеличение постоянной времени обмотки управления. Кроме того, форма выходного тока в этой схеме содержит как четные, так и нечетные гармоники.

От указанных недостатков свободна схема, приведенная на рис. 4.7. В данном случае дроссель насыщения

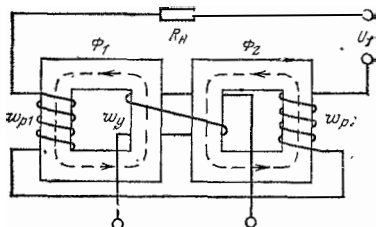


Рис. 4.7. Дроссель насыщения с двумя сердечниками.

состоит из двух сердечников, на каждый из которых намотана рабочая обмотка. Рабочие обмотки соединяются параллельно или, как в данном случае, последовательно. Обмотка управления намотана одновременно на оба сердечника и пронизывается переменными магнитными потоками Φ_1 и Φ_2 , создаваемыми рабочими обмотками w_{p1} , w_{p2} . Сумма переменных магнитных потоков не будет содержать основной и нечетных гармоник, и потому в обмотке управления не наводятся соответствующие составляющие ЭДС. Принцип действия данной схемы дросселя насыщения аналогичен принципу действия, изложенному выше. Дроссели насыщения находят широкое применение в стабилизаторах и регуляторах переменного и постоянного напряжений, а также как исполнительные элементы в системах автоматического регулирования. Основными достоинствами дросселя насыщения, определившими его широкое применение, являются: возможность регулирования в широких пределах индуктивного сопротивления дросселя; незначительные потери активной мощности в обмотках и сердечнике и вследствие этого высокий КПД регуляторов с дросселем насыщения; большое число обмоток управления дросселей насыщения, что позволяет суммировать и вычитать сигналы управления.

К недостаткам дросселей насыщения следует отнести: относительно большую массу и объем; искажение фор-

мы кривой тока в нагрузке; относительно большую инерционность, обусловленную индуктивностью обмотки управления.

4.3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, ПИТАЮЩИЕСЯ ОТ ОДНОФАЗНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В большинстве случаев выпрямители применяются не только для преобразования переменного тока в постоянный, но и для обеспечения плавной регулировки среднего значения выпрямленного напряжения. В нерегулируемых выпрямителях среднее значение выпрямленного напряжения U_0 пропорционально действующему значению напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2 . Поэтому регулирование U_0 в них возможно только за счет изменения напряжения вторичной обмотки U_2 , что не всегда приемлемо. Более широкие возможности для регулирования напряжения дает применение в схемах выпрямления кремниевых управляемых вентилей — тиристоров.

Выпрямитель на тиристорах выполняет одновременно функции регулятора и выпрямителя, имеет относительно высокий КПД, меньшие габариты, массу и стоимость, нежели специальные регуляторы переменного или постоянного напряжения. Кроме того, в выпрямителях с управляемыми вентилями может быть обеспечена высокая скорость регулирования, что позволяет обеспечить стабилизацию выпрямленного напряжения и осуществить защиту выпрямителя от перегрузок и коротких замыканий.

Управляемые вентили — тиристоры могут находиться в двух крайних состояниях — в открытом и закрытом. В открытом состоянии через тиристор протекает прямой ток и падение напряжения на нем минимально. В закрытом состоянии ток через тиристор равен нулю. Регулирование напряжения управляемого выпрямителя основано на изменении момента отпирания очередного вентиля.

Двухполупериодная схема управляемого выпрямителя представлена на рис. 4.8. Рассмотрим принцип действия схемы для чисто активной нагрузки ($L=0$).

В первую половину периода напряжение u_{21} положительно относительно общей точки трансформатора

(рис. 4.9, а). Напряжение на аноде тиристора D_1 положительно относительно катода, однако он будет закрыт до тех пор, пока на его управляющий электрод не будет подан положительный импульс с выхода схемы управления СУ. До момента времени t_1 оба тиристора закрыты и напряжение на выходе выпрямителя u_0 равно нулю (рис. 4.9, в). В момент времени t_1 на управляющий электрод

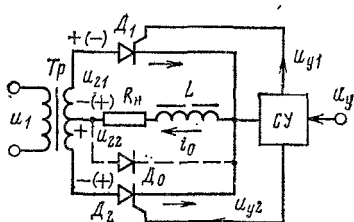
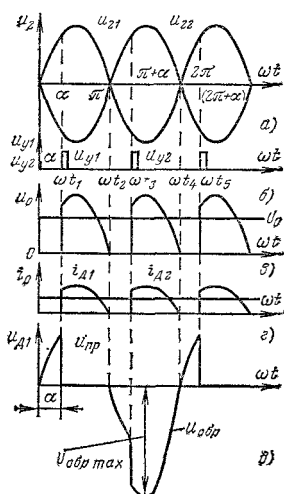


Рис. 4.8. Двухполупериодный управляемый выпрямитель.

Рис. 4.9. Диаграммы напряжений и токов для схемы рис. 4.8 ($L=0$).



род тиристора D_1 подается управляющий импульс и он открывается. Напряжение на выходе выпрямителя скачком возрастает и далее изменяется по кривой напряжения вторичной обмотки трансформатора u_{21} . Через нагрузку и тиристор D_1 протекает ток. В момент t_2 напряжение u_{21} станет равным нулю, а затем изменяет свой знак. К тиристор D_1 начиная с момента t_2 прикладывается обратное напряжение и он запирается. Во вторую половину периода напряжение u_{22} на зажимах вторичной обмотки меняет свой знак и становится положительным относительно общей точки трансформатора. В интервале t_2-t_3 оба тиристора закрыты и напряжение u_0 равно нулю. В момент времени t_3 на управляющий электрод тиристора D_2 подается управляющий импульс и он открывается. В интервале t_3-t_4 напряжение u_0 повторяет напряжение u_{22} и через нагрузку и тиристор D_2 протекает ток $i_0=i_{D2}$. Далее в момент времени t_5 открывается тиристор D_1 и процесс повторяется.

При работе выпрямителя на активную нагрузку кривая выпрямленного тока полностью повторяет форму кривой напряжения (рис. 4.9, *г*).

На рис. 4.9, *д* изображена кривая напряжения на тиристоре D_1 . В интервале t_0-t_1 к тиристору D_1 приложено прямое напряжение $u_{np}=u_{21}$, в интервале t_1-t_2 тиристор открыт и падение напряжения на нем практически равно нулю. Начиная с момента времени t_2 тиристор D_1 закрыт и к нему прикладывается обратное напряжение. В интервале t_2-t_3 обратное напряжение равно u_{21} , а в интервале t_3-t_4 равно $u_{21}+u_{22}$.

Очевидно, что если изменить фазу управляющих импульсов (угол управления α), то времена открытых состояний тиристоров D_1 и D_2 будут изменяться, что в свою очередь приведет к изменению среднего значения выпрямленного напряжения. При угле $\alpha=0$ среднее значение выпрямленного напряжения U_0 максимально, а при $\alpha=\pi$ U_0 равно нулю.

Среднее значение напряжения U_0 можно определить из следующего выражения:

$$\begin{aligned}
 U_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_0 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) = U_{0(\alpha=0)} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (4.2)
 \end{aligned}$$

где U_2 — действующее значение напряжения вторичной обмотки (фазы); $U_{0(\alpha=0)} = 2\sqrt{2}U_2/\pi = 0,9U_2$ — среднее значение выпрямленного напряжения при угле управления $\alpha=0$.

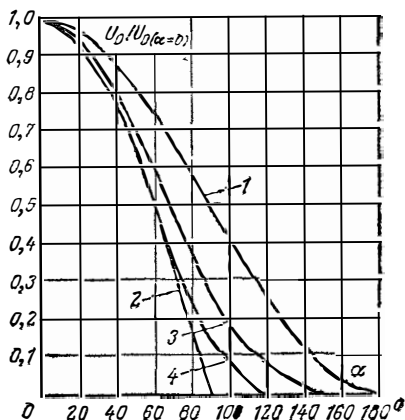


Рис. 4.10. Регулировочные характеристики.

1 — для двухполупериодной схемы рис. 4.8 ($L=0$); 2 — для двухполупериодной схемы рис. 4.8 ($L=\infty$); 3 — для трехфазной схемы с нулевой точкой рис. 4.15 ($L=0$); 4 — для трехфазной мостовой схемы рис. 4.18 ($L=0$).

Выражение (4.2) является уравнением регулировочной характеристики выпрямителя (рис. 4.10).

Среднее значение выпрямленного тока равно:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_H} = \frac{U_0(\alpha=0)}{R_H} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right).$$

Выпрямленный ток складывается из токов двух тиристоров, поэтому (рис. 4.9, з) среднее значение тока тиристора в 2 раза меньше тока I_0 , т. е.

$$I_{Дпр,ср} = 0,5I_0.$$

Действующее значение тока вентиля и тока вторичной обмотки можно определить из следующего выражения:

$$I_D = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_D^2 d\omega t} = 0,5I_0 k_f, \quad (4.3)$$

где k_f — коэффициент формы кривой тока вентиля:

$$k_f = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right]}}{1 + \cos \alpha}, \quad (4.4)$$

Из выражений (4.3), (4.4) видно, что k_f , т. е. отношение действующего тока к среднему, возрастает с увеличением угла α , что приводит к уменьшению коэффициента использования трансформатора.

Обратное напряжение на тиристоре имеет максимальное значение при угле $\alpha < \pi/2$, и этот максимум равен:

$$U_{обр\ max} = 2U_2 \sqrt{2}.$$

Прямое напряжение на тиристоре зависит от угла α :

$$U_{пр} = U_2 \sqrt{2} \sin \alpha.$$

Максимальное значение прямого напряжения равно:

$$U_{пр\ max} = U_2 \sqrt{2} \quad (\text{при } \alpha = \pi/2).$$

Коэффициент пульсации $k_{пл}$ схемы зависит от угла регулирования α . При угле $\alpha=0$ $k_{пл}=0,67$, а затем при увеличении α коэффициент пульсации увеличивается. Так как большинство нагрузок выпрямителя предъявляет жесткие требования к пульсации напряжения, то на

выходе регулируемого выпрямителя включается фильтр. Регулируемые выпрямители в основном работают на фильтр, начинающийся с индуктивности. Включение на выходе выпрямителя индуктивного фильтра существенно изменяет процесс в выпрямителе.

Рассмотрим работу схемы двухполупериодного регулируемого выпрямителя (см. рис. 4.8) для случая $R_H \neq 0$,

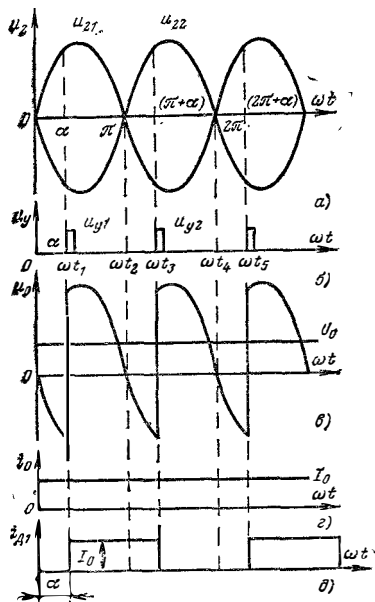


Рис. 4.11. Диаграммы напряжений и токов для схемы на рис. 4.8 ($L = \infty$).

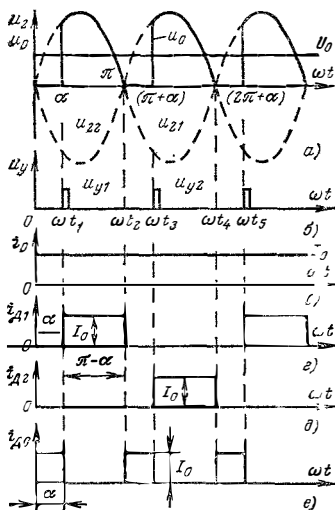


Рис. 4.12. Диаграммы напряжений и токов для схемы на рис. 4.8 с нулевым вентилем.

$L = \infty$. Диаграммы токов и напряжений в элементах схемы для данного случая приведены на рис. 4.11. В интервале $t_0 - t_1$ напряжение u_{21} положительно относительно общей точки трансформатора и потенциал анода относительно катода тиристора D_1 положителен. В момент времени t_1 на управляющий электрод тиристора D_1 подан управляющий импульс (рис. 4.11, б) и он открывается. В отличие от работы схемы на активную нагрузку тиристор D_1 будет открыт вплоть до момента времени t_3 , когда откроется тиристор D_2 . В связи с этим напря-

жение на выходе выпрямителя в интервале времени t_2-t_3 имеет отрицательное значение. Это объясняется тем, что несмотря на то, что напряжение на вторичной обмотке трансформатора u_{21} будет отрицательно, тиристор D_1 будет поддерживаться в открытом состоянии за счет ЭДС самоиндукции дросселя. Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае определяется из следующего выражения:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} u_0 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \cos \alpha, \quad (4.5)$$

где, как и раньше, $U_{0(\alpha=0)} = 0,9U_2$.

Как видно из (4.5), регулировочная характеристика выпрямителя (см. рис. 4.10, кривая 2) при работе на фильтр, начинающийся с индуктивности, имеет иной вид, нежели при работе данной схемы на активную нагрузку. Предельным углом управления, при котором $U_0=0$, является угол $\alpha=90^\circ$.

Прямое напряжение на тиристоре зависит от угла регулирования и равно:

$$U_{пр} = 2\sqrt{2}U_2 \sin \alpha.$$

Максимальное обратное напряжение на тиристоре, так же как и при работе схемы на активную нагрузку, равно:

$$U_{обр\ max} = 2\sqrt{2}U_2.$$

Соотношения между токами в элементах схемы при $L=\infty$ не зависят от угла α и определяются из выражений, приведенных в гл. 1 для неуправляемого выпрямителя. Форма тока через тиристор представляет собой прямоугольные импульсы длительностью, равной половине периода, и с амплитудой, равной I_0 (рис. 4.11, δ). Кривая тока в первичной обмотке трансформатора, как и в случае неуправляемого выпрямителя, представляет собой последовательность прямоугольных разнополярных импульсов. Кривая тока i_1 первичной обмотки сдвинута относительно напряжения сети на угол $\varphi_1=\alpha$. При угле $\alpha=0$ кривые напряжения u_1 и тока i_1 совпадают по фазе. При $\alpha \neq 0$ ток i_1 отстает по фазе от напряжения u_1 и регулируемый выпрямитель потребляет от сети реактивную мощность, которая тем больше, чем больше угол α .

Таким образом, коэффициент мощности ($\cos \varphi_1$) регулируемого выпрямителя меньше единицы и тем ниже, чем с большими углами регулирования работает выпрямитель.

С целью повышения коэффициента мощности и снижения реактивного тока, потребляемого от сети, в схему регулируемого выпрямителя вводится так называемый нулевой вентиль (на схеме рис. 4.8 показан пунктирной линией).

Диаграммы токов и напряжений, поясняющие принцип действия схемы с нулевым вентилем, представлены на рис. 4.12.

В интервале t_1-t_2 открыт тиристор D_1 . В момент времени t_2 напряжение u_{21} меняет свой знак и тиристор D_1 запирается. В интервале t_2-t_3 за счет ЭДС самоиндукции дросселя открыт нулевой диод D_0 и через него протекает ток нагрузки i_0 (рис. 4.12, *e*). Так как нулевой вентиль шунтирует нагрузку, то выпрямленное напряжение u_0 в этом интервале времени равно нулю (рис. 4.12, *a*). В момент времени t_3 открывается тиристор D_2 , напряжение u_0 скачком увеличивается до значения u_{22} , а нулевой диод D_0 запирается, так как к нему приложено обратное напряжение. Тиристор D_2 будет открыт до момента времени t_4 , а затем в интервале t_4-t_5 вновь открывается нулевой диод.

Как видно из сравнения рис. 4.12, *a* и 4.9, *в*, выпрямленное напряжение u_0 в схеме с нулевым диодом имеет такой же вид, как и при работе на активную нагрузку. Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 можно в этом случае определить из (4.2). Максимальное значение обратного напряжения на тиристоре так же, как и при работе на активную нагрузку, равно: $U_{обр\ max} = 2\sqrt{2}U_2$. Прямое напряжение на закрытом тиристоре зависит от угла α : $U_{пр} = \sqrt{2}U_2 \sin \alpha$.

Среднее значение тока тиристора:

$$I_{Дпр.ср} = \frac{I_0}{2} \frac{(\pi - \alpha)}{\pi}.$$

Действующее значение тока тиристора равно действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_{Д} = I_2 = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}.$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \frac{I_0 \omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

Среднее и действующее значения токов нулевого вентилля равны:

$$I_{\text{Допр сР}} = I_0 \frac{\alpha}{\pi};$$

$$I_{\text{Д0}} = I_0 \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}$$

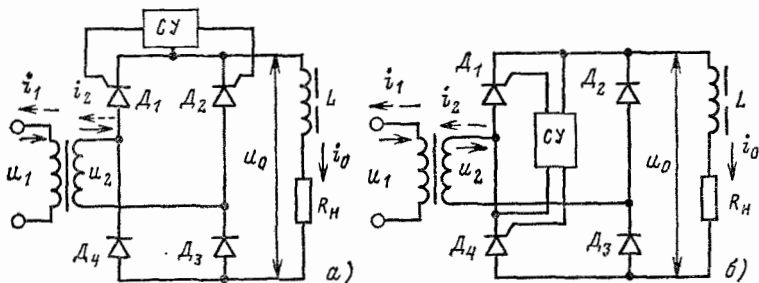


Рис. 4.13. Мостовые схемы управляемых выпрямителей.

Максимальное обратное напряжение нулевого вентилля равно $U_2 \sqrt{2}$.

Мостовые схемы управляемых выпрямителей изображены на рис. 4.13. В мостовых схемах управляемых выпрямителей имеется возможность применять два тиристора и два неуправляемых вентилля. Применение двух тиристоров вместо четырех дает возможность упростить схему управления и удешевить стоимость вентильного комплекта.

В схеме рис. 4.13, а одновременно работают тиристор D_1 , вентиль D_3 или тиристор D_2 и вентиль D_4 . Диаграммы напряжений и токов в схеме при работе на индуктивную нагрузку изображены на рис. 4.14, а—е. В момент времени t_1 на управляющий электрод тиристора D_1 подается импульс управления и он открывается. В интервале $t_1—t_2$ ток протекает через тиристор D_1 и вентиль D_3 (рис. 4.14, в, з) и напряжение на выходе выпрямителя повторяет напряжение u_2 . В момент времени t_2

напряжение на вторичной обмотке трансформатора меняет свою полярность. В результате этого происходит коммутация тока в группе неуправляемых вентилей — вентиль D_3 запирается, а D_4 открывается. Переключение тиристоров в этот момент времени произойти не может, так как на управляющий электрод тиристора D_2 не подается импульс управления.

В результате в интервале времени $t_2—t_3$ открыты тиристор D_1 и вентиль D_4 и через них протекает ток нагрузки, равный I_0 (рис. 4.14, в, е). Выпрямленное напряжение u_0 в этом интервале времени равно нулю (выход выпрямителя закорочен), а ток в нагрузке поддерживается за счет энергии, запасенной в дросселе L . В момент времени t_3 за счет управляющего импульса открывается тиристор D_2 , а тиристор D_1 запирается, так как к нему прикладывается обратное напряжение. В интервале $t_3—t_4$ ток проводит тиристор D_2 и вентиль D_4 и напряжение на выходе выпрямителя

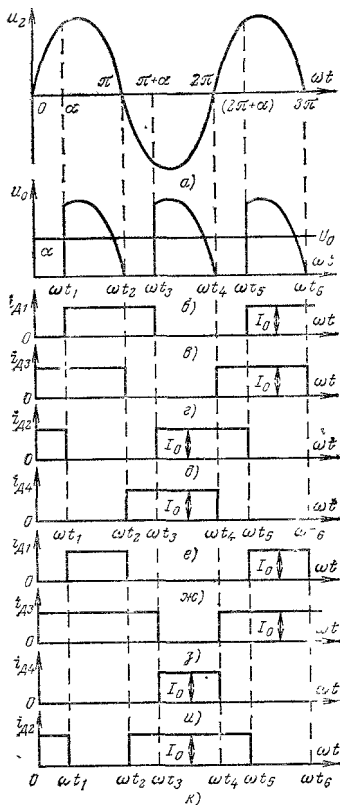


Рис. 4.14. Диаграммы напряжений и токов для мостовых схем управляемых выпрямителей (рис. 4.13, а, б).

u_0 повторяет напряжение вторичной обмотки u_2 с обратным знаком. В момент времени t_4 вновь происходит коммутация тока в группе неуправляемых вентилей—запирается вентиль D_4 и открывается вентиль D_3 . В интервале $t_4—t_5$ открыты тиристор D_2 и вентиль D_3 , напряжение на выходе выпрямителя u_0 равно нулю, а ток в нагрузке i_0 поддерживается неизменным за счет энергии, запасенной в дросселе. В интервале времени

t_5-t_6 вновь открыты тиристор D_1 и вентиль D_3 — процесс повторяется.

Как видно из рис. 4.14, б, кривая выпрямленного напряжения u_0 в этой схеме имеет такой же вид, как и в двухполупериодной схеме при работе на активную нагрузку. Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 определяется выражением (4.2). Регулировочная характеристика для этой схемы изображена на рис. 4.10 (кривая 2). Как видно из регулировочной характеристики, при $\alpha=0$ напряжение U_0 имеет максимальное значение и $U_0=0$ при $\alpha=\pi$. Неуправляемые вентили D_3, D_4 и тиристоры D_1, D_2 проводят ток в течение половины периода, как в неуправляемом выпрямителе, и время их работы не зависит от величины угла управления α (при достаточно большой величине индуктивности обмотки дросселя L).

Процессы, протекающие в схеме рис. 4.13, б, несколько отличаются от процессов, рассмотренных выше. Диаграммы токов для этой схемы приведены на рис. 4.14, ж—к. В момент времени t_1 открывается тиристор D_1 и в интервале t_1-t_2 ток протекает от плюса вторичной обмотки трансформатора через тиристор D_1 , нагрузку, вентиль D_3 к минусу вторичной обмотки. В этом интервале времени выпрямленное напряжение u_0 повторяет напряжение u_2 . В момент времени t_2 напряжение вторичной обмотки меняет свою полярность, тиристор D_1 запирается, а неуправляемый вентиль D_2 открывается. В интервале t_2-t_3 открыты неуправляемые вентили D_2, D_3 , а тиристор D_4 закрыт, так как на его управляющий электрод не подан импульс управления. В этом интервале, до момента включения тиристора D_4 , ток нагрузки i_0 замкнется через вентили D_2, D_3 , а напряжение на выводе выпрямителя u_0 будет равно нулю. В момент времени t_3 открывается тиристор D_4 и начиная с этого момента ток протекает от плюса вторичной обмотки через вентиль D_2 , тиристор D_4 к минусу вторичной обмотки трансформатора. Напряжение u_0 повторяет напряжения вторичной обмотки трансформатора с обратным знаком. В момент времени t_4 напряжение u_2 вновь меняет свою полярность, запирается тиристор D_4 , а ток нагрузки замкнется через неуправляемые вентили D_2, D_3 . В интервале t_4-t_5 выход выпрямителя закорочен открытыми вентилями D_2, D_3 и напряжение u_0 равно нулю. Вентили

D_2, D_3 будут открыты до тех пор, пока не откроется тиристор D_1 , а затем процесс повторяется. Таким образом, кривая выпрямленного напряжения u_0 в этом случае имеет такой же вид, что в схеме рис. 4.13, а. В отличие от предыдущей схемы длительности токов через тиристоры и неуправляемые вентили будут различны. Неуправляемые вентили проводят ток от момента появления на их аноде положительного напряжения до момента включения тиристора, находящегося с ними в одной группе, т. е. интервал работы неуправляемого вентиля равен $(\pi + \alpha)$. Длительность работы тиристора меньше, чем неуправляемого вентиля, и равна $(\pi - \alpha)$.

Среднее $I_{\text{дпр,ср}}$ и действующее $I_{\text{д}}$ значения токов тиристора равны:

$$I_{\text{д1пр,ср}} = \frac{I_0}{2} \frac{(\pi - \alpha)}{\pi}; \quad I_{\text{д}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}.$$

Для неуправляемых вентилях D_2, D_3

$$I_{\text{д2пр,ср}} = \frac{I_0}{2} \frac{(\pi + \alpha)}{\pi}; \quad I_{\text{д2}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{\pi}}.$$

Действующие значения токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора определяются из следующих выражений:

$$I_2 = I_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}; \quad I_1 = \frac{I_0 \omega_2}{\omega_1} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}.$$

По своим энергетическим показателям схемы рис. 4.13, а, б равноценны.

4.4. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, РАБОТАЮЩИЕ ОТ ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Схема трехфазного управляемого выпрямителя с нулевой точкой (рис. 4.15) состоит из трехфазного трансформатора, трех управляемых вентилях — тиристоров, аноды которых подключены к соответствующим фазам вторичной обмотки, а катоды объединены в общую точку. Нагрузка выпрямителя включается между нулевой точкой трансформатора и катодами тиристоров. Управление тиристорами осуществляется от схемы управления СУ импульсами, которые смещены относительно момен-

тов отпирания вентилей (точки $a, б, в, г$ на рис. 4.16) в неуправляемом выпрямителе на угол регулирования α .

Рассмотрим принцип действия схемы рис. 4.15 на активную нагрузку ($L=0$) при двух различных значениях угла регулирования α .

На рис. 4.16, $a-v$ изображены кривые напряжений и токов для данной схемы при угле регулирования $\alpha=30^\circ$.

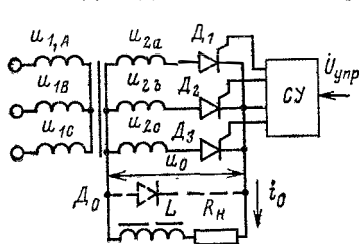


Рис. 4.15. Трехфазный управляемый выпрямитель с нулевой точкой.

Предположим, в нулевой момент времени напряжение фазы c u_c положительно относительно нулевой точки и открыт тиристор D_3 (рис. 4.16, a). Следовательно, работает фаза c , и напряжение на выходе выпрямителя u_0 повторяет напряжение данной фазы.

В момент времени t_1 напряжение фазы a превысит напряжение фазы c , однако тиристор D_3 остается в открытом состоянии, так как тиристор D_1 закрыт. В момент времени t_2 на управляющий электрод тиристора D_1 подается импульс управления и он открывается. Тиристор D_3 закрывается, так как к нему прикладывается обратное напряжение. Напряжение на выходе выпрямителя скачком возрастает до напряжения фазы a . В интервале времени t_2-t_4 напряжение на выходе выпрямителя u_0 равно напряжению фазы a u_{2a} . В момент времени t_4 открывается тиристор D_2 , тиристор D_1 запирается, так как к нему прикладывается обратное напряжение и, начиная с этого момента времени, напряжение u_0 равно напряжению фазы b u_b . В интервале времени t_5-t_7 напряжение u_0 вновь повторяет напряжение фазы c и т. д. Кривая тока i_0 при работе выпрямителя на активную нагрузку по своей форме повторяет кривую выпрямленного напряжения (рис. 4.16, $в$). Изменение фазы управляющих импульсов в сторону уменьшения или увеличения угла регулирования приводит к изменению среднего значения выпрямленного напряжения U_0 и среднего значения тока нагрузки I_0 . Из рис. 4.16, $a-v$ видно, что при угле регулирования α меньше 30° выпрямленный ток i_0 имеет непрерывный характер и каждый тиристор схемы находится в открытом состоянии одну треть часть

периода. При углах регулирования $\alpha < 30^\circ$ среднее значение выпрямленного напряжения определяется следующим образом:

$$U_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha+(2\pi/3)} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \cos \alpha, \quad (4.6)$$

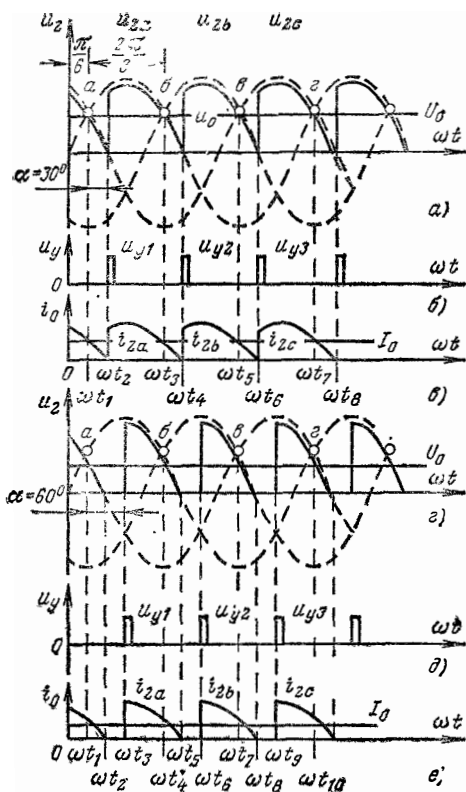


Рис. 4.16. Диаграммы напряжений и токов для схемы рис. 4.15 при работе на активную нагрузку ($L=0$).

где $U_{0(\alpha=0)}$ — среднее значение напряжения на выходе выпрямителя при $\alpha=0$ ($U_{0(\alpha=0)}=1,17U_2$); U_2 — действующее значение напряжения фазы.

При углах регулирования α больше 30° при прохождении фазных напряжений через нуль работающий тиристор запирается (моменты времени t_2, t_5, t_8 , рис. 4.16, $z-e$), а так как на очередной, вступающий в работу тиристор импульс управления еще не подан, то в кри-

вой выпрямленного напряжения появляются паузы, в течение которых $i_0=0$. На рис. 4.16, *г—е* приведены диаграммы напряжений и токов для случая $\alpha=60^\circ$. Как видно из рис. 4.16, *е*, длительность работы каждого тиристора в этом случае меньше одной трети периода. Среднее значение выпрямленного напряжения при $\alpha > 30^\circ$ равно:

$$U_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{(\pi/6)+\alpha}^{\pi} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \frac{\sqrt{3}}{3} \times [1 + \cos(30 + \alpha)]. \quad (4.7)$$

По выражениям (4.6), (4.7) можно построить регулировочную характеристику выпрямителя (рис. 4.10, кривая 3). Из характеристики видно, что среднее значение выпрямленного напряжения при работе схемы на активную нагрузку будет равно нулю при угле $\alpha=150^\circ$.

Среднее значение тока тиристора, как и в неуправляемой схеме выпрямителя, равно одной трети тока I_0 . Максимальное обратное напряжение на тиристоре, так же как и в случае $\alpha=0$, равно амплитуде линейного напряжения. Прямое напряжение на закрытом тиристоре при угле $\alpha < 30^\circ$ равно:

$$U_{пр} = \sqrt{6} U_2 \sin \alpha.$$

При $\alpha > 30^\circ$

$$U_{пр} = \sqrt{2} U_2 \sin(\alpha + 30^\circ).$$

При работе трехфазной схемы управляемого выпрямителя (рис. 4.15) на нагрузку индуктивного характера ($L=\infty$, $R_n \neq 0$) ток через каждый тиристор протекает одну треть часть периода. Для этого случая токи тиристорov, вторичной и первичной обмоток трансформатора имеют ту же форму и определяются из тех же выражений, как и в аналогичной схеме неуправляемого выпрямителя ($\alpha=0$). Кривая выпрямленного напряжения при углах регулирования α , меньших 30° , такая же, как и в случае работы данной схемы на активную нагрузку. При $\alpha > 30^\circ$, как показано на рис. 4.17, *а*, в кривой выпрямленного напряжения появляются интервалы, когда выпрямленное напряжение u_0 принимает отрицательные значения. Так как индуктивность дросселя

$L = \infty$, то в нагрузке выпрямителя протекает постоянный ток, равный I_0 (рис. 4.17, в).

Предположим, в момент времени t_0 открыт тиристор D_3 и, начиная с этого момента времени, напряжение на выходе выпрямителя равно напряжению фазы c ($u_0 = u_{2c}$). Ток в нагрузке выпрямителя i_0 равен току фазы c . В момент времени t_1 напряжение u_{2c} меняет свою

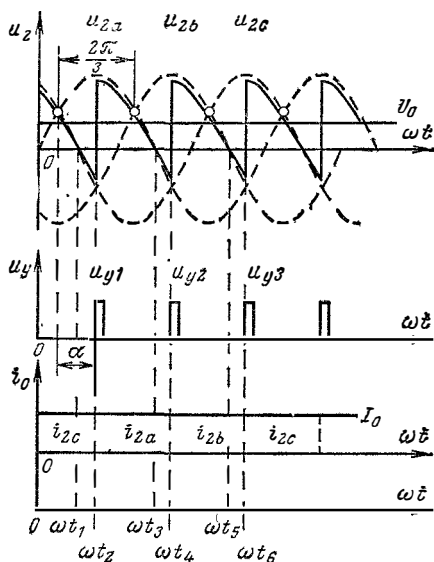


Рис. 4.17. Диаграммы напряжений и токов для схемы рис. 4.15 при работе на индуктивную нагрузку ($L = \infty$, $R_n \neq 0$).

полярность, однако тиристор D_3 по-прежнему находится в открытом состоянии за счет ЭДС самоиндукции, наводимой в обмотке дросселя. В интервале времени $t_1 - t_2$ ток тиристора D_3 равен I_0 , а напряжение u_0 имеет отрицательную полярность и равно по-прежнему напряжению u_{2c} . В момент времени t_2 на управляющий электрод тиристора D_1 подается импульс управления и он открывается. Напряжение u_0 скачком изменяется до значения напряжения фазы a . Начиная с этого момента и до момента времени t_4 напряжение u_0 равно напряжению u_{2a} , а ток $i_0 = i_{2a}$. В интервале $t_3 - t_4$ напряжение u_0 вновь имеет отрицательную полярность. В интервале $t_4 - t_6$ открыт тиристор D_2 и $u_0 = u_{2b}$, а $i_0 = i_{2c}$ и т. д. Среднее зна-

чение выпрямленного напряжения в этом случае можно определить следующим образом:

$$U_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \cos \alpha. \quad (4.8)$$

Выражение (4.8) является уравнением регулировочной характеристики (рис. 4.9, кривая 2). Как видно из характеристики, напряжение U_0 изменяется от максимального значения до нуля при изменении угла регулирования $|\alpha|$ от 0 до 90° .

Максимальное обратное напряжение тиристора так же, как при работе на активную нагрузку, равно амплитуде линейного напряжения. Прямое напряжение тиристора

$$U_{пр} = \sqrt{6} U_2 \sin \alpha.$$

С целью уменьшения пульсации выпрямленного напряжения и уменьшения реактивной мощности, потребляемой схемой от сети переменного тока, в схему выпрямителя вводится вентиль D_0 , шунтирующий нагрузку (на рис. 4.15 показан пунктиром). Нулевой вентиль D_0 открывается при смене полярности выпрямленного напряжения, т. е. в интервалах времени $t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$. В этих интервалах энергия, запасенная в дросселе, расходуется на поддержание тока в нагрузке. Ток нулевого вентиля имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной I_0 .

Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель (рис. 4.18) состоит из трехфазного трансформатора и шести тиристорov, включенных по мостовой схеме. Тиристоры $D_1 - D_3$ объединены в катодную группу, а тиристоры $D_4 - D_6$ — в анодную. Так же как и в неуправляемом выпрямителе, в схеме рис. 4.18 одновременно работают два тиристора: один из катодной группы, другой из анодной. Нагрузка через открытые тиристоры присоединяется к двум фазам вторичной обмотки трансформатора. Импульс управления на тиристор катодной группы подается с опережением на 180° по отношению к тиристору анодной группы, включенному в ту же фазу. На рис. 4.19 изображены диаграм-

мы напряжений и токов для различных углов регулирования α .

При угле регулирования $\alpha=30^\circ$ (рис. 4.19) в интервале времени t_0-t_1 открыты тиристоры D_3 и D_5 и напряжение на выходе выпрямителя u_0 равно линейному напряжению u_{cb} . В момент времени t_1 импульс управления подается на управляющий электрод тиристора D_1 и он открывается. В интервале времени t_1-t_2 открыты тиристоры D_1, D_5 , работают фазы a и b . Напряжение на выходе выпрямителя равно линейному напряжению u_{ab} . В момент времени t_2 открывается тиристор D_6 и в интервале t_2-t_3 работают фазы a и c . Напряжение u_0 в этом интервале времени равно u_{ac} . В интервале времени открыты тиристоры D_2, D_6 и напряжение $u_0 = u_{bc}$ и т. д. При изменении угла регулирования α среднее значение выпрямленного напряжения U_0 изменяется. В диапазоне изменений уг-

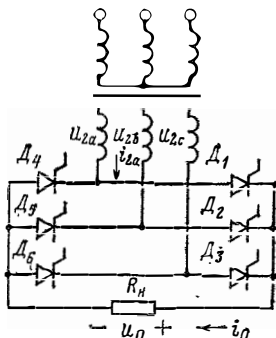


Рис. 4.18. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя.

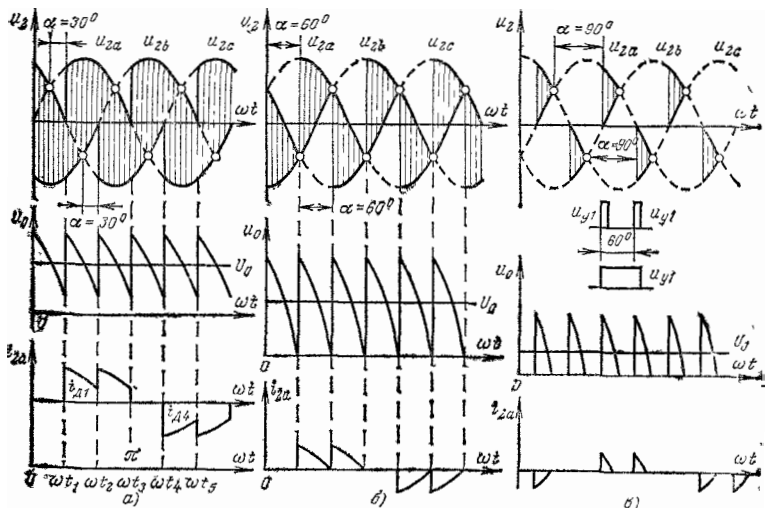


Рис. 4.19. Диаграмма токов и напряжений для схемы рис. 4.18.

a — при $\alpha=30^\circ$; $б$ — $\alpha=60^\circ$; $в$ — $\alpha=90^\circ$.

ла регулирования от 0 до 60° кривые выпрямленного напряжения u_0 и тока i_0 непрерывны (рис. 4.19, а, б). При углах $\alpha > 60^\circ$ ток i_0 имеет прерывистый характер (рис. 4.19, в). Как видно из рис. 4.19, через открывающийся тиристор ток может протекать только в том случае, если одновременно открывается или уже открыт соответствующий тиристор, принадлежащий другой группе. В противном случае цепь тока не будет замкнута и очередной вступающий в работу тиристор не откроется. При работе в режиме прерывистых токов ($\alpha > 60^\circ$) возможно нарушение этого условия. Поэтому на управляющие электроды тиристоров в трехфазной мостовой схеме выпрямления необходимо подавать управляющие импульсы шириной более 60° или два узких импульса с интервалом между ними в 60° (рис. 4.19, в).

Как видно из рис. 4.19, схема имеет два качественно отличных режима работы. Для первого режима ($\alpha < 60^\circ$) среднее значение выпрямленного напряжения можно определить следующим образом:

$$U_0 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} U_2 \sqrt{6} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \cos \alpha. \quad (4.9)$$

В выражении (4.9) $U_{0(\alpha=0)} = 2,34 U_2$.

Для второго режима ($\alpha > 60^\circ$) среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} U_2 \sqrt{6} \sin \omega t d\omega t = U_{0(\alpha=0)} \times \\ \times \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]. \quad (4.10)$$

Регулировочная характеристика, построенная по выражениям (4.9), (4.10), приведена на рис. 4.10 (кривая 4). Из характеристики видно, что предельным углом регулирования, при котором U_0 становится равным нулю, является угол $\alpha = 120^\circ$.

Помимо рассмотренной схемы мостового управляемого выпрямителя с шестью тиристорами, находит применение трехфазный мостовой выпрямитель с несиммет-

ричным управлением. В этой схеме управление осуществляется только тиристорами катодной группы, а в анодную группу установлены неуправляемые вентили.

Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 для схемы с несимметричным управлением при работе на активную и индуктивную нагрузки равно:

$$U_0 = U_{0(\alpha=0)} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (4.11)$$

Из выражения (4.11) видно, что предельным углом регулирования, при котором $U_0=0$, является угол $\alpha=180^\circ$.

По сравнению со схемой рис. 4.18 выпрямитель с несимметричным управлением имеет меньшую частоту пульсации, равную устроенной частоте сети, что требует более мощных фильтров. Поэтому использование этой схемы целесообразно при небольшом диапазоне изменения угла регулирования α . Преимуществом схемы является меньшая реактивная мощность, потребляемая от сети переменного тока.

4.5. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ВОЛЬТОДОБАВКОЙ

Когда не требуется широкой регулировки выпрямленного напряжения, целесообразно использовать управляемые выпрямители с вольтодобавкой. Применение таких выпрямителей позволяет значительно улучшить энергетические показатели схемы и существенно уменьшить пульсацию выпрямленного напряжения. Рассмотрим принцип действия двухполупериодного управляемого выпрямителя с вольтодобавкой (рис. 4.20) при индуктивной нагрузке и при угле регулирования $\alpha=90^\circ$. В первый полупериод напряжения u_{21} и u'_{21} положительны относительно средней точки трансформатора. В интервале времени t_0-t_1 открыт вентиль D_2 и напряжение на выходе выпрямителя повторяет напряжение u_{21} (рис. 4.21, а, б). Ток в этом интервале времени протекает через неуправляемый вентиль D_2 , нагрузку и далее по обмотке трансформатора w_{21} (рис. 4.21, в, д). В момент времени t_1 на управляющий электрод тиристора D_1 подается импульс и тиристор открывается, а диод D_2 запирается, так как к нему прикладывается обратное напряжение. Начиная с этого момента и до момента времени t_2 напряжение на выходе выпрямителя u_0 повторя-

ет напряжение u'_{21} , ток протекает через тиристор D_1 , нагрузку, по обмоткам трансформатора w_{21} , w'_2 . В момент времени t_2 напряжение u'_{22} станет равным нулю, а затем изменяет свою полярность. К тиристору D_1 прикладывается обратное напряжение и он запирается. Во второй полупериод в интервале времени t_2-t_3 открыт неуправляемый вентиль D_3 и напряжение u_0 равно u_{22} . В мо-

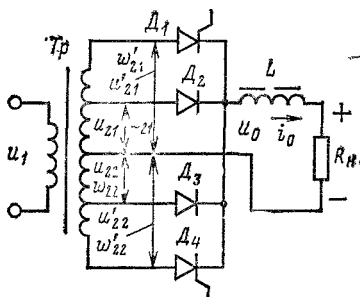
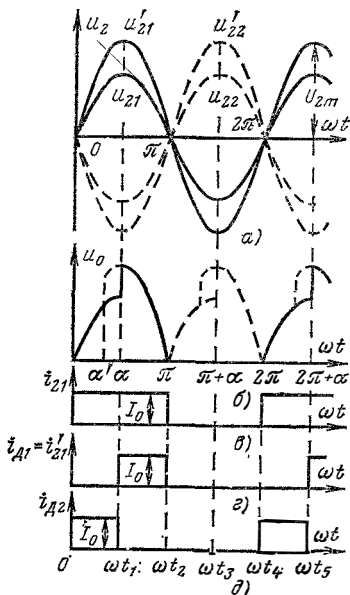


Рис. 4.20. Двухполупериодный управляемый выпрямитель с вольтодобавкой.

Рис. 4.21. Диаграммы токов и напряжений для схемы рис. 4.20.



мент времени t_3 открывается тиристор D_4 , вентиль D_3 запирается и напряжение выпрямителя u_0 повторяет напряжение u'_{22} до момента времени t_4 . Затем процесс повторяется. При изменении угла регулирования α среднее значение выпрямленного напряжения U_0 изменяется. При угле регулирования $\alpha=0$ в схеме работают тиристоры D_1 , D_4 и напряжение U_0 максимально:

$$U_{0max} = 2U_{2m}/\pi.$$

При угле $\alpha=180^\circ$ работают только неуправляемые вентили D_2 , D_3 и напряжение U_0 имеет минимальное значение

$$U_{0min} = \frac{2U_{2m}}{\pi} \frac{w_{2f}}{w'_{21} + w_{21}}.$$

При промежуточных значениях угла α выпрямленное напряжение u_0 имеет ступенчатую форму и среднее значение U_0 равно:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\alpha} U_{2m} \frac{\omega_{21}}{\omega'_{21} + \omega_{21}} \sin \omega t d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t \right) = \\ = \frac{U_{2m}}{\pi} \left[1 + \frac{\omega_{21}}{\omega'_{21} + \omega_{21}} + \left(1 - \frac{\omega_{21}}{\omega'_{21} + \omega_{21}} \right) \cos \alpha \right].$$

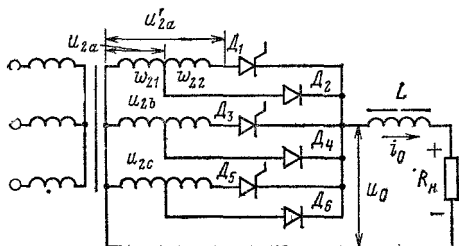


Рис. 4.22. Трехфазный управляемый выпрямитель с вольтодобавкой.

Как видно из рис. 4.21, интервал работы тиристора равен $\pi - \alpha$, а неуправляемого вентиля α . Принимая, что индуктивность обмотки дросселя $L = \infty$, и учитывая, что амплитуда токов тиристора и неуправляемого вентиля равна I_0 , находим среднее и действующие значения токов:

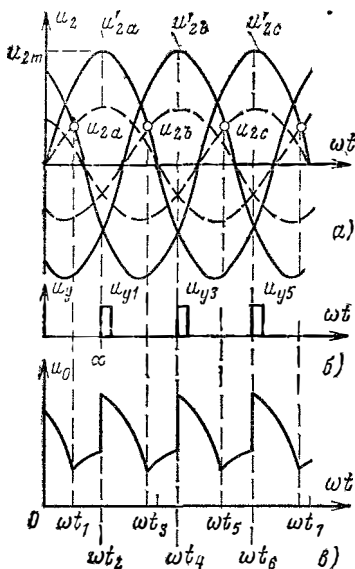
$$I_{Д1пр,ср} = I_0 \frac{\pi - \alpha}{2\pi}; \quad I_{Д2пр,ср} = \frac{\alpha}{2\pi} I_0; \\ I_{Д1} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}; \quad I_{Д2} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}.$$

Максимально возможное обратное напряжение тиристора равно $2U_{2m}$, а неуправляемого вентиля $U_{2m} \left(1 + \frac{\omega_{21}}{\omega'_{21} + \omega_{21}} \right)$. Максимально возможное прямое напряжение тиристора равно:

$$U_{2m} \left(1 - \frac{\omega_{21}}{\omega'_{21} + \omega_{21}} \right).$$

Управляемые выпрямители с вольтодобавкой выполняются не только по двухполупериодной схеме, но и по мостовой. Процессы в мостовых схемах протекают аналогично процессам в двухполупериодной схеме.

На рис. 4.22 изображена трехфазная схема управляемого выпрямителя с вольтодобавкой. Выпрямитель состоит из трехфазного трансформатора, трех тиристоров и трех неуправляемых вентилей.



Вторичные обмотки трехфазного трансформатора имеют отводы, к которым подключены аноды неуправляемых вентилей. Катоды тиристоров и неуправляемых вентилей соединены в общую точку. Нагрузка выпрямителя включена между катодами вентилей и нулевой точкой трансформатора. На рис. 4.23, а — в изображены диаграммы напряже-

Рис. 4.23. Диаграммы напряжений и токов для схемы рис. 4.22.

ний при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку $L = \infty$.

В момент времени t_0 наибольшее положительное напряжение относительно нулевой точки трансформатора имеет фаза c и открыт тиристор D_5 . Напряжение на выходе выпрямителя в интервале времени $t_0 - t_1$ повторяет напряжение u'_{2c} (рис. 4.23, а, в). В момент времени t_1 напряжение u_{2c} станет равным напряжению u_{2a} и, начиная с этого момента, открывается неуправляемый вентиль D_2 , тиристор D_5 запирается, а напряжение u_0 станет равным напряжению фазы a u_{2a} . В момент времени t_2 на управляющий электрод тиристора D_1 подается управляющий импульс и он открывается. С этого момента напряжение u_0 повторяет напряжение u'_{2a} . В момент времени t_3 напряжение u'_{2a} станет равным напря-

жению u_{2b} и начинает работать обмотка w_{21} фазы b . Напряжение u_0 в интервале времени t_3-t_4 равно u_{2b} . В момент времени t_4 открывается тиристор D_3 и в интервале t_4-t_5 u_0 равно u'_{2b} . При изменении угла регулирования α среднее значение выпрямленного напряжения U_0 изменяется. Минимальное напряжение на выходе выпрямителя определяется напряжениями u_{2a} , u_{2b} , u_{2c} . При минимальном выходном напряжении тиристоры D_1 , D_3 , D_5 будут закрыты. При максимальном напряжении на выходе работают только тиристоры D_1 , D_3 , D_5 , а диоды D_2 , D_4 , D_6 закрыты.

Глава пятая

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Стабилизаторами напряжения (тока) называются устройства, автоматически поддерживающие напряжение (ток) на стороне потребителя с заданной степенью точности.

Современная радиоаппаратура предъявляет жесткие требования к постоянству питающих напряжений (тока). Например, радиовещательные и связные радиостанции допускают нестабильность питающего напряжения до 2—3%. Напряжение питания клистронных генераторов должно поддерживаться с точностью до 0,1%. Ток в фокусирующих катушках телевизионной аппаратуры должен стабилизироваться в пределах 0,5—1%.

Чем чувствительнее прибор, чем точнее измерительное устройство, тем выше должна быть стабильность источников питания. Так, для электронного микроскопа нестабильность питающих напряжений не должна превышать 0,005%, а усилители постоянного тока и некоторые измерительные приборы высокого класса точности допускают нестабильность напряжений не более 0,0001%.

Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение напряжения (тока) потребителя, являются: колебания питающих напряжений, изменения потребляемой нагрузкой мощности; колебания частоты тока сети; изменения окружающей температуры и др. стабильность напряжения питающей сети. Так, напри-

Изменения питающих напряжений определяют нестабильность напряжения питающей сети. Так, напри-

мер, промышленная сеть с частотой 50 Гц имеет допуск на колебания напряжения $\pm 10 \div -15\%$. Изменения мощности, потребляемой нагрузкой, зависят от режима работы потребителя и вызывают изменения питающих напряжений из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника и сопротивлении соединительных проводов. Колебания частоты тока могут привести

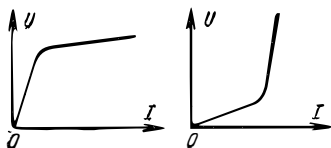


Рис. 5.1. Вольт-амперные характеристики.
 а — $U = \text{const}$; б — $I = \text{const}$.

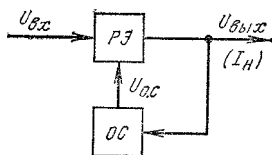


Рис. 5.2. Структурная схема компенсационного стабилизатора.

к изменению выходного напряжения и напряжения пульсации. При изменении температуры окружающей среды напряжения (токи) на выходе могут изменяться из-за изменения параметров элементов, используемых в схемах источников электропитания.

Назначением стабилизаторов является уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на напряжение (ток) потребителя.

5.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Стабилизаторы подразделяются в зависимости от рода напряжения (тока) на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и стабилизаторы постоянного напряжения (тока). Кроме того, стабилизаторы подразделяются на параметрические и компенсационные.

В качестве параметрических стабилизаторов используются нелинейные элементы. Стабилизация напряжения (тока) в таких стабилизаторах осуществляется за счет нелинейности вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. На рис. 5.1 изображены вольт-амперные характеристики нелинейных элементов, используемых для стабилизации напряжения и тока.

Вольт-амперную характеристику рис. 5.1, *а* имеют такие нелинейные элементы, как стабилитроны, катушки индуктивности с насыщенным ферромагнитным сердечником и др. Эти элементы применяются для стабилизации напряжения. Элементы, имеющие характеристику рис. 5.1, *б*, используются в параметрических стабилизаторах тока. К таким элементам относятся бареттеры, термисторы, лампы накаливания и др.

Компенсационные стабилизаторы напряжения или тока представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью (рис. 5.2). Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом (РЭ), при воздействии на него сигнала обратной связи ($U_{\text{с.с}}$). В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения, а в стабилизаторах тока — функцией выходного тока.

В зависимости от типа управляемого прибора (регулирующего элемента) компенсационные стабилизаторы подразделяются на ламповые, транзисторные, тиристорные, дроссельные и комбинированные.

В зависимости от способа включения регулирующего элемента относительно сопротивления нагрузки стабилизаторы напряжения (тока) подразделяются на последовательные и параллельные. По режиму работы регулирующего элемента стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы с непрерывным регулированием и импульсные. В свою очередь импульсные стабилизаторы подразделяются по принципу управления на широтно-импульсные, частотно-импульсные и релейные.

Особую группу стабилизаторов, нашедших в последнее время широкое применение, составляют непрерывно ключевые стабилизаторы, сочетающие в себе положительные качества как непрерывных, так и импульсных стабилизаторов.

В некоторых случаях стабилизаторы включают в себя несколько регулирующих элементов разного типа, например транзистор и дроссель, транзистор и тиристор и т. д. Такого вида стабилизаторы относятся к стабилизаторам комбинированного тока. Применение того или иного типа стабилизатора в значительной степени определяется его нагрузкой и будет рассмотрено в последующих параграфах.

Основными параметрами как параметрических, так и компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения и тока, характеризующими качество стабилизации, являются:

а) для стабилизаторов напряжения

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению, равный отношению относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{вых}}$ — соответственно приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора.

В некоторых случаях качество стабилизации напряжения оценивается по статической ошибке δ , которая представляет собой отношение приращения выходного напряжения к его номинальному значению. Статическая ошибка, так же как и коэффициент стабилизации, определяется при неизменном токе нагрузки стабилизатора ($I_{\text{н}} = \text{const}$):

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}.$$

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i , равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении $U_{\text{вх}} = \text{const}$:

$$r_i = - \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}}.$$

Вместо величины r_i может быть задана статическая ошибка стабилизатора по нагрузке δ_i при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ и изменяющемся токе нагрузки, т. е.

$$\delta_i = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}.$$

Зная внутреннее сопротивление стабилизатора, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$K_{\sim} = \frac{U_{\text{ВХ}\sim}}{U_{\text{ВЫХ}\sim}} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

где $U_{\text{ВХ}\sim}$, $U_{\text{ВЫХ}\sim}$ — соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

4. Температурный коэффициент стабилизатора, равный отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ к приращению температуры окружающей среды $\Delta t_{\bullet\text{КР}}$, при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ($U_{\text{ВХ}} = \text{const}$, $I_{\text{Н}} = \text{const}$):

$$\gamma = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta t_{\bullet\text{КР}}};$$

б) для стабилизаторов тока

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению

$$K_t = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{Н}}} \frac{I_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

где $I_{\text{Н}}$, $\Delta I_{\text{Н}}$ — соответственно ток и приращение тока в нагрузке.

Коэффициент K определяется при постоянном сопротивлении нагрузки ($R_{\text{Н}} = \text{const}$).

2. Коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{R_{\text{Н}}} = \frac{\Delta R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}} \frac{I_{\text{Н}}}{\Delta I_{\text{Н}}} \approx \frac{r_i}{R_{\text{Н}}},$$

где $R_{\text{Н}}$, $\Delta R_{\text{Н}}$ — соответственно сопротивление нагрузки и приращение сопротивления нагрузки стабилизатора при постоянном входном напряжении; r_i — внутреннее сопротивление стабилизатора.

Коэффициент $K_{R_{\text{Н}}}$ определяется при постоянном входном напряжении ($U_{\text{ВХ}} = \text{const}$).

3. Коэффициент пульсации по току

$$k_{i\sim} = \frac{I_{\text{Н}\sim}}{I_{\text{Н}}},$$

где $I_{\text{Н}\sim}$ — амплитуда переменной составляющей тока в нагрузке.

4. Температурный коэффициент стабилизатора

$$\gamma_t = \frac{\Delta I_{\text{Н}}}{\Delta t_{\bullet\text{КР}}}.$$

Помимо параметров, характеризующих качество стабилизации, стабилизаторы постоянного напряжения (тока) оцениваются по энергетическим показателям. Основным энергетический показатель стабилизаторов — коэффициент полезного действия η .

Стабилизаторы переменного напряжения (тока) характеризуются дополнительными параметрами, а именно стабильностью выходного напряжения (тока) в зависимости от частоты питающего напряжения, коэффициентом мощности, искажением формы кривой выходного напряжения.

Существенными параметрами стабилизаторов также являются их масса, габариты, срок службы и т. д.

5.2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, падение напряжения на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких нелинейных элементов чаще всего применяются газоразрядные стабилитроны и сабисторы.

Газоразрядный стабилитрон — это ионный электровакуумный прибор, у которого напряжение между анодом и катодом на рабочем участке вольт-амперной характеристики мало зависит от разрядного тока. В зависимости от типа электрического разряда они подразделяются на стабилитроны тлеющего и коронного разрядов.

Газоразрядные стабилитроны тлеющего и коронного разрядов отличаются большой устойчивостью к воздействию окружающей температуры. Они сохраняют свою работоспособность при окружающих температурах от -60 до $+150 \div +300^\circ \text{C}$. Долговечность газоразрядных стабилитронов исчисляется тысячами часов, а диапазон стабилизируемых напряжений находится в пределах от 80 до 30 000 В.

Конструктивно газоразрядный стабилитрон представляет собой ионный прибор в стеклянном баллоне которого, наполненном инертным газом, находятся два электрода: анод и холодный катод.

На рис. 5.3, а представлена вольт-амперная характеристика газоразрядного стабилитрона тлеющего раз-

ряда. Участок 0—1 характеристики соответствует несамостоятельному разряду, точка 1 — моменту зажигания, участок 2—3 — рабочему режиму, при котором напряжение остается почти неизменным, а участок 3—4 — тлеющему разряду, который в эксплуатационных условиях недопустим, так как этот режим связан с распылением активного слоя катода. При больших перегруз-

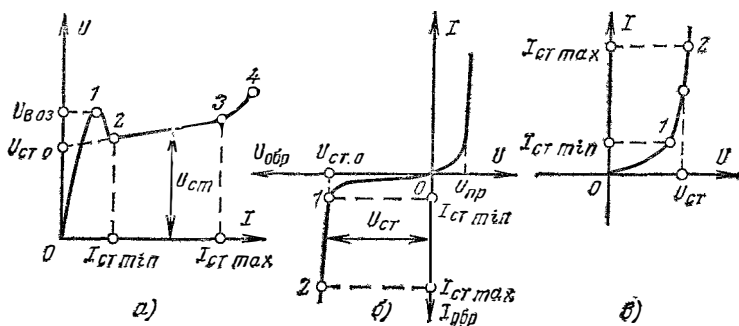


Рис. 5.3. Вольт-амперные характеристики стабилизаторов.

а — газоразрядного; б — кремниевого; в — сабисторы.

ках может возникнуть дуговой разряд и стабилизатор выйдет из строя.

Кремниевые стабилизаторы — это плоскостные диоды, изготовленные по особой технологии. В отличие от обычных диодов кремниевые стабилизаторы работают на обратной ветви вольт-амперной характеристики в области электрического пробоя, где незначительное увеличение напряжения вызывает существенное увеличение тока через стабилизатор. Однако электрический пробой $p-n$ перехода не приведет к повреждению стабилизатора, если ток не превышает предельно допустимого значения. Стабилизаторы изготавливаются методом сплавления алюминия в пластину кремния.

Сабистор отличается от стабилизатора тем, что он работает на прямой ветви вольт-амперной характеристики и поэтому включается в цепь стабилизации в прямом направлении. Конструктивно сабистор представляет собой алюминиевый диск, на одну из плоскостей которого нанесен слой сплава олова с висмутом и кадмием. Селеновые сабисторы применяются для стабилизации напряжения менее 3 В. Помимо селеновых сабисторов

промышленность выпускает сабисторы на основе кремния. На рис. 5.3, б, в представлены вольт-амперные характеристики кремниевого стабилитрона и сабистора. Участок 1—2 характеристик является рабочим.

Кремниевые стабилитроны и сабисторы характеризуются следующими параметрами:

напряжением стабилизации $U_{ст}$ — значением напряжения на стабилитроне в интервале рабочего участка при заданном токе стабилизации;

минимально допустимым током стабилизации $I_{ст, min}$, который характеризует начало рабочего участка;

максимально допустимым током стабилизации $I_{ст, max}$ — максимальным значением тока, при котором обеспечивается заданная надежность, а мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает максимально допустимого значения;

дифференциальным сопротивлением $r_{ст}$, определяемым как отношение приращения напряжения стабилизации к приращению тока через стабилитрон;

температурным коэффициентом напряжения стабилизации $\alpha_{ст}$, определяемым отношением относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры. Температурный коэффициент напряжения стабилизации выражается в $\% / ^\circ C$;

максимально допустимой рассеиваемой мощностью стабилитрона P_{max} , т. е. максимальной постоянной или средней мощностью, рассеиваемой на стабилитроне, при которой температура $p-n$ перехода не превышает предельно допустимого значения;

допустимым разбросом напряжения стабилизации от номинального значения $\Delta U_{ст}$, т. е. максимально допустимым отклонением напряжения стабилизации от номинального значения для стабилитронов данного типа.

Наша промышленность выпускает кремниевые стабилитроны малой, средней и большой мощности на напряжение стабилизации от единиц до нескольких сотен вольт. Температурный коэффициент напряжения стабилизации кремниевых стабилитронов составляет от $-0,06\% / ^\circ C$ до $+0,12\% / ^\circ C$. Температурный коэффициент стабилизации стабилитронов с напряжением менее 6 В отрицательный, а у стабилитронов с напряжением стабилизации более 7 В — положительный.

Нагрузочная способность кремниевых стабилитронов относительно высока. Они могут быть изготовлены на мощности от 100 мВт до 50 Вт.

Самая точная стабилизация возможна у стабилитронов с напряжением стабилизации между 6 и 7 В, так как они имеют наименьшее дифференциальное сопротивление и наименьший температурный коэффициент стабилизации.

Кроме стабилизаторов напряжения, стабилитроны и сабисторы могут применяться для самых различных целей. Так, стабилитроны применяются в измерительной технике для защиты приборов от повышения и понижения напряжения, находят применение в усилителях постоянного и переменного тока для стабилизации режима работы транзисторов, в генераторах прямоугольных импульсов, для формирования и ограничения амплитуды импульсов и т. д. Селеновые сабисторы могут применяться в транзисторных усилительных каскадах для стабилизации цепей смещения, для температурной компенсации в стабилизаторах напряжения, а также как маломощные выпрямители.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны и сабисторы могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как разброс вольт-амперных характеристик, который всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению токов, протекающих через них.

На рис. 5.4 представлены однокаскадные схемы параметрических стабилизаторов на стабилитронах, которые состоят из гасящего резистора $R_{г1}$, включенного последовательно с потребителем, и стабилитрона D_1 (J_1), включенного параллельно потребителю.

На рис. 5.5 изображены вольт-амперные характеристики стабилитрона 1 и нагрузки 2. Так как сопротивление нагрузки и стабилитрон включены параллельно, то для построения суммарной характеристики необходимо осуществить сложение по оси токов характеристик сопротивления R_n (2) и стабилитрона D_1 (1). Полученная суммарная кривая 3 представляет собой зависимость $U_{вых} = f(I_n + I_{ст})$. Рабочий участок этой кривой получается, как видно из построения, смещением вниз точек характеристики стабилитрона на значение тока нагрузки I_n . Отложив на оси абсцисс входное напряжение $U_{вх}$,

строим из этой точки характеристику резистора $R_{Г1}$ (прямая 4). Точка пересечения этой характеристики с суммарной характеристикой 3 сопротивления нагрузки и стабилитрона определяет установившийся режим для данной величины входного напряжения. При изменении входного напряжения характеристика 4 сопротивления $R_{Г1}$ перемещается и соответственно перемещается рабо-

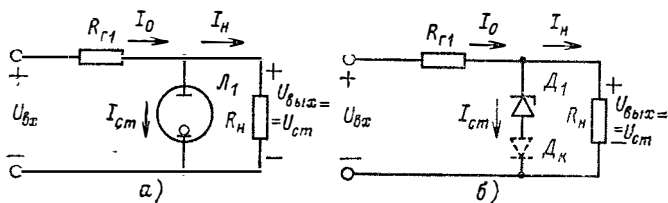


Рис. 5.4. Схемы однокаскадных параметрических стабилизаторов. а — на газоразрядном стабилитроне; б — на кремниевом стабилитроне.

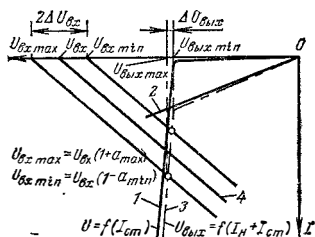


Рис. 5.5. Графики, поясняющие принцип действия стабилизатора.

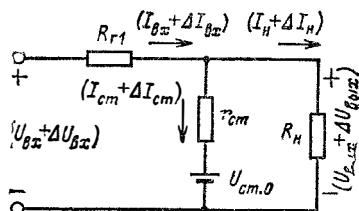


Рис. 5.6. Эквивалентная схема однокаскадного параметрического стабилизатора.

чая точка на суммарной характеристике $U_{ВЫХ} = f(I_H + I_{ст})$.

Как видно из графиков рис. 5.5, при изменении входного напряжения от $U_{вх min}$ до $U_{вх max}$ напряжение на нагрузке изменяется от $U_{вых min}$ до $U_{вых max}$, причем изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ значительно меньше изменения напряжения на входе $2\Delta U_{вх}$.

В пределах рабочего участка характеристика стабилитрона практически линейна (см. рис. 5.3), поэтому аналитическую связь между напряжением и током ста-

билитрона можно представить в виде следующего выражения:

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{ст.о}} + r_{\text{ст}} I_{\text{ст}}, \quad (5.1)$$

где $r_{\text{ст}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона; $I_{\text{ст}}$ — ток через стабилитрон.

Учитывая выражение (5.1), составим эквивалентную схему стабилизатора (рис. 5.6). В данной схеме стабилитрон заменен источником, имеющим внутреннее сопротивление, равное дифференциальному сопротивлению стабилитрона. На основании эквивалентной схемы (рис. 5.6) запишем уравнения для приращений, из которых определим коэффициент стабилизации.

Приращение входного напряжения

$$\Delta U_{\text{вх}} = (\Delta I_{\text{ст}} + \Delta I_{\text{н}}) R_{\text{Г1}} + \Delta U_{\text{вых}}. \quad (5.2)$$

Приращение токов через стабилитрон $\Delta I_{\text{ст}}$ и через сопротивление нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ определяются из следующих выражений:

$$\Delta I_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{вых}} / r_{\text{ст}}; \quad \Delta I_{\text{н}} = \Delta U_{\text{вых}} / R_{\text{н}}. \quad (5.3)$$

Из (5.2), (5.3) получим выражение для коэффициента стабилизации схемы

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \left(1 + \frac{R_{\text{Г1}}}{R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{Г1}}}{r_{\text{ст}}} \right). \quad (5.4)$$

Так как дифференциальное сопротивление стабилитрона мало, то $1 + R_{\text{Г1}}/R_{\text{н}} \leq R_{\text{Г1}}/r_{\text{ст}}$ и выражение (5.4) можно приближенно записать в следующем виде:

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{Г1}}}{r_{\text{ст}}}. \quad (5.5)$$

Из эквивалентной схемы на рис. 5.6 определим $R_{\text{Г1}}$ так, чтобы при минимальном входном напряжении стабилизатора ток стабилитрона был равен $I_{\text{ст1}} \geq I_{\text{ст1min}}$:

$$R_{\text{Г1}} = \frac{U_{\text{вхmin}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{ст1}}}; \quad (5.6)$$

$$U_{\text{вхmin}} = U_{\text{вх}} (1 - a_{\text{min}}),$$

где $U_{\text{вхmin}}$, $U_{\text{вх}}$ — минимальное и номинальные значения входного напряжения стабилизатора соответственно; a_{min} — относительное отклонение входного напряжения в сторону понижения.

Выражение для коэффициента стабилизации (5.5), учитывая (5.6), можно записать в следующем виде:

$$K_{ст} = \frac{U_{вых}(1 - a_{min})}{(I_H + I_{ст1}) r_{ст}} \left[1 - \frac{U_{вых}}{U_{вх}(1 - a_{min})} \right] = \\ = K_{ст max} \left[1 - \frac{U_{вых}}{U_{вх}(1 - a_{min})} \right], \quad (5.7)$$

где

$$K_{ст max} = \frac{U_{вых}(1 - a_{min})}{(I_H + I_{ст1}) r_{ст}} \quad (5.8)$$

— максимально возможный коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора.

Изменение сопротивления нагрузки стабилизатора вызывает изменение тока I_H . Если принять, что напряжение $U_{вх}$ неизменно, то изменение тока нагрузки ΔI_H вызывает соответствующее изменение тока через стабилитрон, причем

$$\Delta I_H \approx -\Delta I_{ст}. \quad (5.9)$$

Изменение тока через стабилитрон вызывает соответствующее изменение выходного напряжения стабилизатора

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_{ст} r_{ст} = -\Delta I_H r_{ст}. \quad (5.10)$$

Из (5.9), (5.10) получим выражение для внутреннего сопротивления стабилизатора, т. е.

$$r_i = -\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_H} \approx r_{ст}. \quad (5.11)$$

Выходное сопротивление стабилизатора в основном определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона и мало зависит от сопротивления гасящего резистора.

Изменение окружающей температуры приводит к изменению выходного напряжения стабилизатора. Изменение выходного напряжения в зависимости от температуры характеризуется температурным коэффициентом стабилизатора γ . В свою очередь величина γ зависит от температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитрона $\alpha_{ст}$, применяемого в схеме.

Для уменьшения температурного коэффициента γ в некоторых случаях применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном термозависимые элементы или диоды. Температурный ко-

эффицент этих элементов должен иметь знак, противоположный температурному коэффициенту стабилизации стабилитрона.

На схеме рис. 5.4, б в качестве компенсирующего элемента используется обычный диод или стабилитрон, включенный в прямом направлении. Такая температурная компенсация применяется для стабилитронов, имеющих положительный температурный коэффициент. Температурный коэффициент напряжения диода или стабилитрона, включенного в прямом направлении, отрицательный. При изменении окружающей температуры (например, увеличении) напряжение на стабилитроне увеличивается, а на диоде падает, в результате суммарное напряжение изменяется незначительно.

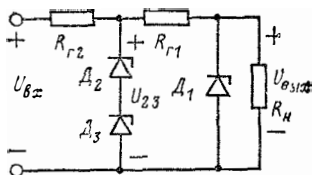


Рис. 5.7. Схема двухкаскадного параметрического стабилизатора напряжения.

Коэффициент полезного действия схем на рис. 5.4 мал и может быть определен из следующего выражения:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{H}}}{U_{\text{ВХ}} (I_{\text{H}} + I_{\text{СТ}})} . \quad (5.12)$$

При необходимости получить большую точность стабилизации применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов, в которых вместо гасящего резистора применяется стабилизатор тока или схемы мостового типа.

На рис. 5.7 представлена схема двухкаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. Выходной каскад стабилизатора, состоящий из стабилитрона D_1 , гасящего резистора $R_{Г1}$, подключен к выходу предварительного каскада стабилизатора, выполненного на стабилитронах D_2, D_3 и резисторе $R_{Г2}$.

Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов, т. е.

$$K_{\text{СТ}} = K_{\text{СТ1}} K_{\text{СТ2}} \approx \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{2,3}} \frac{R_{Г1}}{r_{\text{СТ1}}} \frac{U_{2,3}}{U_{\text{ВХ}}} \times \\ \times \frac{R_{Г2}}{r_{\text{СТ2,3}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_{Г1} R_{Г2}}{U_{\text{ВХ}} r_{\text{СТ1}} r_{\text{СТ2,3}}} .$$

В этом выражении $r_{ст1}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона D_1 ; $r_{ст2,3} = r_{ст2} + r_{ст3}$ — сумма дифференциальных сопротивлений стабилитронов D_2, D_3 .

Выходное сопротивление схемы рис. 5.7 так же, как и в однокаскадном параметрическом стабилизаторе, равно приближенно дифференциальному сопротивлению стабилитрона D_1 . Таким образом, применяя многокас-

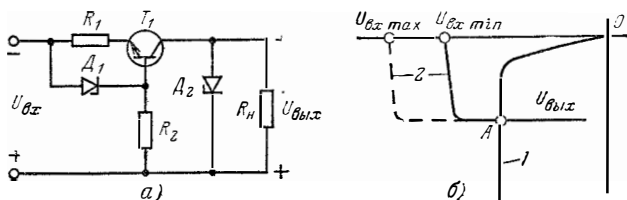


Рис. 5.8. Схема параметрического стабилизатора со стабилизатором тока.

а — схема; б — вольт-амперные характеристики нагрузки и стабилитрона (1) и стабилизатора тока (2).

кадные параметрические стабилизаторы, можно значительно повысить коэффициент стабилизации, однако стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки остается такой же, что и в однокаскадных схемах.

Как видно из (5.5), повысить коэффициент стабилизации схемы рис 5.4 можно за счет увеличения сопротивления гасящего резистора $R_{Г1}$. Однако это приводит к необходимости повысить входное напряжение $U_{вх}$ за счет чего $K_{ст}$ растет слабо. Вместе с тем рост напряжения $U_{вх}$ ведет к заметному снижению КПД схемы.

Увеличить сопротивление гасящего резистора, не снижая КПД, можно, включив в схему стабилизатор тока. В качестве стабилизатора тока могут быть использованы нелинейные элементы, имеющие характеристику, изображенную на рис. 5.1, б.

На рис. 5.8 изображена схема однокаскадного параметрического стабилизатора со стабилизатором тока вместо резистора $R_{Г1}$.

Стабилизатор тока состоит из транзистора T_1 , резисторов R_1, R_2 и стабилитрона D_1 . Транзистор и резистор R_1 представляют собой эмиттерный повторитель, на вход которого поступает напряжение со стабилитрона D_1 . На-

пряжение на стабилитроне D_1 изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на резисторе R_1 также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне D_1 .

Вследствие постоянства напряжения на резисторе R_1 токи эмиттера и коллектора транзистора T_1 почти не изменяются при изменении входного напряжения. Неизменность коллекторного тока транзистора T_1 приводит к тому, что положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике стабилитрона не изменяется при изменении входного напряжения от $U_{вх\min}$ до $U_{вх\max}$ (рис. 5.8, б).

Как видно из рис. 5.8, б (кривая 2), стабилизатор тока имеет большое дифференциальное сопротивление и его применение эквивалентно включению в цепь резистора $R_{Г1}$ с очень большим сопротивлением.

Эквивалентное дифференциальное сопротивление стабилизатора тока

$$R_{Г1\text{ЭКВ}} \approx \frac{h_{21Э1} r_{К1} R_2 R_1}{R_2 R_1 + r_{СТ} r_{К1} h_{21Э1}}, \quad (5.13)$$

где $h_{21Э1}$, $r_{К1}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора транзистора T_1 в схеме с общим эмиттером; $r_{СТ}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона D_1 .

Из выражения (5.13) видно, что величина $R_{Г1\text{ЭКВ}}$ не может быть больше величины $h_{21Э1} r_{К1}$, что возможно при дифференциальном сопротивлении стабилитрона D_1 , равном нулю, т. е. при идеальной вольт-амперной характеристике стабилитрона. Коэффициент стабилизации такой схемы можно определить из (5.5), заменив в этом выражении $R_{Г1}$ на $R_{Г1\text{ЭКВ}}$. Внутреннее сопротивление схемы рис. 5.8; так же как и для схемы однокаскадного параметрического стабилизатора (см. рис. 5.4), равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона D_2 .

Применение стабилизатора тока в однокаскадном параметрическом стабилизаторе не влияет на стабильность по току, не снижает температурный коэффициент стабилизатора, однако позволяет повысить КПД схемы и увеличить коэффициент стабилизации.

Большую точность стабилизации по сравнению со схемой рис. 5.4 можно получить при помощи мостовой схемы, изображенной на рис. 5.9. При изменении напря-

жения на входе на $\Delta U_{\text{вх}}$ потенциал точки a изменяется на

$$\Delta U_a = \Delta U_{\text{вх}} \frac{r_{\text{сТ}}}{r_{\text{сТ}} + R_{\text{Г1}}},$$

а потенциал точки b на

$$\Delta U_b = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

Тогда результирующее изменение выходного напряжения определится из следующего выражения:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_a - \Delta U_b = \Delta U_{\text{вх}} \left(\frac{r_{\text{сТ}}}{r_{\text{сТ}} + R_{\text{Г1}}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

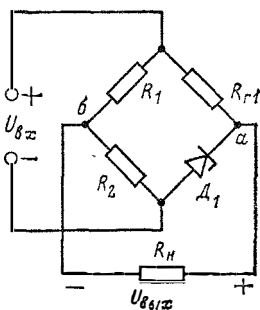


Рис. 5.9. Мостовая схема параметрического стабилизатора напряжения.

Если значения сопротивления резисторов R_1 , R_2 выбрать так, чтобы выражение в скобках стало равным нулю, то теоретически коэффициент стабилизации станет равным бесконечности. Соответствующим подбором резисторов R_1 , R_2 с необходимым температурным коэффициентом можно одновременно добиться температурной компенсации выходного напряжения.

Недостатком схемы является то, что коэффициент стабилизации зависит от сопротивления нагрузки, внутреннее сопротивление больше, чем в однокаскадном стабилизаторе, и, кроме того, вход и выход стабилизатора не могут иметь общего зажима.

Схемы параметрических стабилизаторов постоянного напряжения с использованием стабилитронов применяются для стабилизации напряжения при мощности потребителей до нескольких ватт. Они находят также широкое применение как эталонные источники питания в электронных стабилизаторах напряжения. Достоинство таких схем — простота исполнения и малое количество элементов, недостаток — невозможность плавной регулировки и точной установки номинального значения выходного напряжения, а также низкий КПД.

5.3. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения представляют собой систему автоматического регулирования, которая обеспечивает постоянство выходного напряжения с высокой степенью точности при из-

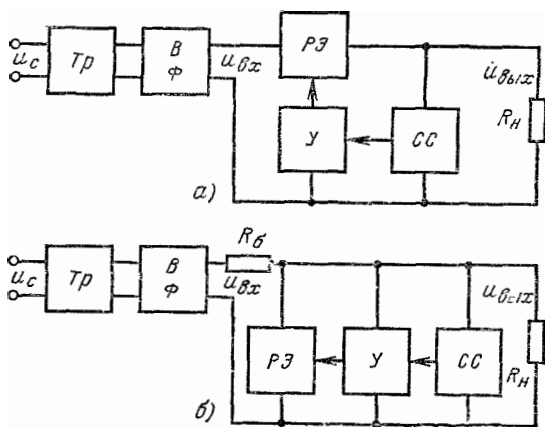


Рис. 5.10. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения.

а — последовательная; б — параллельная.

менениях напряжения сети, тока нагрузки, а также при иных внешних возмущениях (частота тока питающей сети, характер нагрузки, температура окружающей среды, влажность и т. д.).

Компенсационные стабилизаторы с непрерывным регулированием могут быть выполнены на электронных лампах, на транзисторах и в интегральном исполнении.

В зависимости от способа выполнения регулирующего элемента стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные. В стабилизаторах первого типа регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, в стабилизаторах второго типа — параллельно.

На рис. 5.10 изображены структурные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа.

Стабилизатор последовательного типа (рис. 5.10, а) подключен к сети переменного тока через трансформатор Tp , выпрямитель, фильтр $B\Phi$. Стабилизатор состоит из регулирующего элемента $PЭ$, включенного последовательно с нагрузкой, схемы сравнения $СС$ и усилителя постоянного тока $У$. Схема сравнения стабилизатора включает в себя источник опорного напряжения и сравнивающий делитель. В схеме сравнения сравниваются выходное и опорное напряжения. Сигнал разности этих двух напряжений подается на вход усилителя постоянного тока. При изменении выходного напряжения на выходе схемы сравнения появляется сигнал разности, который усиливается усилителем постоянного тока и поступает на вход регулирующего элемента. Изменение сигнала на входе регулирующего элемента приводит к изменению на нем падения напряжения, в результате чего напряжение на выходе возвращается к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

Параллельная схема стабилизатора (рис. 5.10, б) состоит из тех же элементов, что и последовательная. Отличие заключается в том, что регулирующий элемент включен параллельно нагрузке, а последовательно с ней включено балластное сопротивление. При изменении выходного напряжения появляется сигнал на выходе схемы сравнения. Он усиливается усилителем постоянного тока и воздействует на регулирующий элемент таким образом, что ток последнего изменяется. Изменение тока регулирующего элемента вызывает изменение тока через балластное сопротивление, что приводит к изменению падения напряжения на нем, в результате чего компенсируются изменения выходного напряжения с определенной степенью точности.

Качественные параметры рассмотренных схем приблизительно одинаковы. Схема с последовательным включением регулирующего элемента имеет более высокий КПД. Однако если в качестве балластного сопротивления использовать дроссель и включить его в цепь переменного тока, то КПД параллельной схемы можно значительно увеличить.

Достоинство параллельной схемы заключается в том, что при постоянном входном напряжении ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя, не зависит от тока нагрузки. Это свойство параллельного стабилизатора

особенно ценно в том случае, если ток нагрузки имеет импульсный характер.

Схемы стабилизаторов на электронных лампах и на транзисторах аналогичны. Ламповые стабилизаторы в настоящее время применяются относительно редко, в основном при высоких выходных напряжениях. Транзисторные стабилизаторы и стабилизаторы в интегральном исполнении применяются в основном при низких и средних уровнях питающих напряжений.

Стабилизаторам с непрерывным регулированием присущи следующие основные свойства, определяющие их широкое использование.

1. Обеспечивают высокую точность стабилизации выходного напряжения. При этом стабилизатор одинаково хорошо ослабляет как медленные изменения входного напряжения, так и переменную составляющую (пульсацию).

2. Обладает очень малым динамическим внутренним сопротивлением.

Недостатком стабилизаторов является сравнительно низкий КПД (0,5—0,7), обусловленный потерей мощности на регулирующем элементе и в балластном сопротивлении (схема на рис. 5.10, б), а также невысокие массо-габаритные показатели.

Несмотря на указанные недостатки, в настоящее время стабилизаторы такого типа широко применяются для питания радиоэлектронной аппаратуры.

На рис. 5.11 изображена наиболее распространенная схема с последовательным включением регулирующей лампы. Схема состоит из регулирующей лампы L_p ; усилителя постоянного тока L_y, R_y ; источника опорного напряжения $L_1, R_{г1}$; сравнивающего делителя R_1, R_2, C_1 и выходной емкости C_n .

Рассмотрим принцип действия стабилизатора на примере данной схемы.

При увеличении входного напряжения $U_{вх}$ выходное напряжение стабилизатора $U_{вых}$ в первый момент увеличивается. Одновременно увеличивается напряжение на нижнем плече сравнивающего делителя ($U_{гII}$). Напряжение на сетке усилительной лампы относительно катода по абсолютной величине равно разности напряжения $U_{оп} - U_{гII}$. При увеличении напряжения $U_{гII}$ разность $U_{оп} - U_{гII}$ уменьшается и потенциал сетки усилительной лампы станет менее отрицательным по отношению к ее

катоду. Анодный ток усилительной лампы увеличится и возрастет падение напряжения на анодной нагрузке— резисторе R_y . Напряжение на резисторе R_y прикладывается между сеткой и катодом регулирующей лампы.

При увеличении напряжения U_{Ry} отрицательное напряжение на сетке регулирующей лампы относительно ее катода увеличивается, растет напряжение на ее ано-

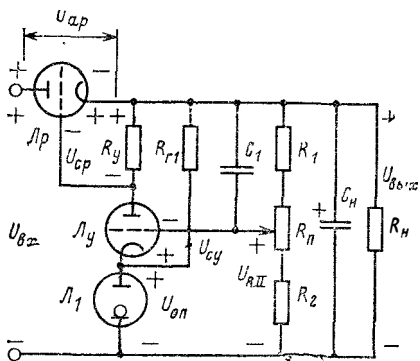


Рис. 5.11. Схема электронного стабилизатора с последовательным включением регулирующей лампы.

де, а выходное напряжение стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При увеличении тока нагрузки стабилизатора в первый момент напряжение на выходе падает за счет увеличения падения напряжения на внутреннем сопротивлении регулирующей лампы и внутреннем сопротивлении выпрямителя. Это приводит к уменьшению напряжения на нижнем плече сравнивающего делителя $U_{РИ}$. В дальнейшем уменьшается напряжение U_{Ry} и лампа L_p отпирается, пропуская увеличенный ток нагрузки при прежнем напряжении между анодом и катодом.

При уменьшении входного напряжения и уменьшении тока нагрузки стабилизатора схема работает аналогично изложенному выше.

В схеме рис. 5.11 можно регулировать выходное напряжение. Для этой цели в цепь сравнивающего делителя устанавливается потенциометр R_n . Рассмотрим принцип действия схемы при перемещении движка потенциометра R_n в направлении плюсовой шины стабилизатора. В этом случае увеличивается напряжение $U_{РИ}$ на

нижнем плече делителя и потенциал сетки усилительной лампы по отношению к ее катоду станет менее отрицательным. В результате увеличиваются анодный ток усилительной лампы и падение напряжения U_{Ry} на резисторе R_y . Потенциал сетки регулирующей лампы L_p станет более отрицательным, лампа L_p запирается и напряжение на ее аноде увеличивается. Увеличение анодного напряжения регулируемой лампы приведет к уменьшению выходного напряжения.

При перемещении движка потенциометра в направлении минусовой шины напряжение на выходе стабилизатора будет увеличиваться.

Транзисторные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием по своему построению аналогичны схемам на электронных лампах. В отличие от ламповых стабилизаторов транзисторные выполняются на более низкие выходные напряжения.

Так же как и стабилизаторы на электронных лампах, они подразделяются на последовательные и параллельные.

Рассмотрим последовательную схему транзисторного стабилизатора (рис. 5.12). Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_1 , усилителя постоянного тока R_y , T_y , источника опорного напряжения $R_{г1}$, D_1 и делителя напряжения R_1 , R_n , R_2 .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения $U_{вх}$, например увеличении, в первый момент увеличивается выходное напряжение $U_{вых}$, что приводит к увеличению напряжения U_{RII} на нижнем плече делителя.

Увеличение напряжения U_{RII} приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора T_y по отношению к потенциалу его эмиттера, который определяется опорным напряжением стабилитрона $D_1-U_{оп}$.

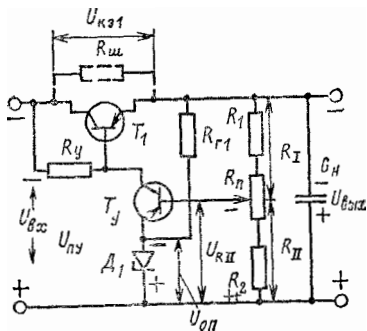


Рис. 5.12. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующего транзистора.

Увеличиваются токи базы и коллектора транзистора T_y и уменьшается отрицательный потенциал на базе регулирующего транзистора T_1 относительно его эмиттера.

Ток базы транзистора T_1 уменьшается, что приводит к увеличению его напряжения коллектор — эмиттер. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки, например увеличении, выходное напряжение в первый момент уменьшается за счет увеличения падения напряжения коллектор—эмиттер транзистора T_1 . Это вызывает уменьшение напряжения $U_{\text{ДП}}$ на нижнем плече делителя. Уменьшается отрицательный потенциал базы транзистора T_y , уменьшаются его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора T_1 увеличивается и уменьшается напряжение коллектор—эмиттер регулирующего транзистора $U_{\text{КЭ1}}$. Выходное напряжение увеличивается практически до первоначального значения.

Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляется потенциометром $R_{\text{п}}$. При перемещении движка потенциометра в направлении минусовой шины стабилизатора увеличивается напряжение $R_{\text{ПН}}$, что приводит к увеличению токов базы и коллектора транзистора T_y . Ток базы транзистора T_1 уменьшается, увеличивается напряжение $U_{\text{КЭ1}}$ и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При перемещении движка потенциометра в сторону плюсовой шины напряжение на выходе стабилизатора увеличивается.

Для определения основных параметров схемы найдем приращение (ошибку) выходного напряжения стабилизатора.

Из схемы рис. 5.12 получим:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{\text{К1}} r_{\text{К1}} + K_{\Gamma} \Delta U_{\text{БЭ1}}.$$

Считая, что $\Delta I_{\text{К1}} \approx \Delta I_{\text{н}}$, получаем:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{\text{н}} r_{\text{К1}} + K_1 \Delta U_{\text{БЭ1}}, \quad (5.14)$$

где $r_{\text{К1}}$ — сопротивление коллектора транзистора T_1 в схеме с общим эмиттером; K_1 — коэффициент усиления транзистора T_1 по напряжению; $\Delta U_{\text{БЭ1}}$ — приращение напряжения база — эмиттер транзистора T_1 .

Приращение напряжения $\Delta U_{БЭ1}$ равно разности приращений напряжений на коллекторе транзистора T_y и на выходе стабилизатора, т. е.

$$\Delta U_{БЭ1} = \Delta U_{КЭу} - \Delta U_{вых}. \quad (5.15)$$

Так как нагрузка усилителя постоянного тока R_y подключена к точке схемы, потенциал которой изменяется ($U_{пу} = U_{вх}$), то напряжение на коллекторе транзистора T_y будет изменяться как за счет изменения напряжения питания, так и за счет приращения напряжения на его базе:

$$\Delta U_{КЭу} \approx \frac{\Delta U_{пу} r_{кy}}{R_y + r_{кy}} - K_y \Delta U_{вх.у}, \quad (5.16)$$

где $r_{кy}$, K_y — сопротивление коллектора и коэффициент усиления по напряжению транзистора T_y в схеме с общим эмиттером; $\Delta U_{вх.у}$ — приращение напряжения на входе усилителя постоянного тока; $\Delta U_{пу}$ — приращение напряжения питания усилителя постоянного тока ($\Delta U_{пу} = \Delta U_{вх}$).

Величину $\Delta U_{вх.у}$ можно определить из схемы рис. 5.13. На рис. 5.13 изображена схема сравнения и усилитель постоянного тока стабилизатора. Стабилитрон D_1 в схеме заменен эквивалентным источником с напряжением $U_{оп}$ и внутренним сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению стабилитрона.

Так как

$$\begin{aligned} U_{вх.у} &= U_{R_{II}} - U_{оп} = \\ &= U_{вых} \frac{R_{II} R_{вх.у}}{(R_I + R_{II}) \left(R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} \right)} - \\ &\quad - \frac{U_{оп} R_{вх.у}}{R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}, \end{aligned} \quad (5.17)$$

то

$$\Delta U_{вх.у} = \Delta U_{вых} \alpha \alpha' - \Delta U_{оп} \alpha',$$

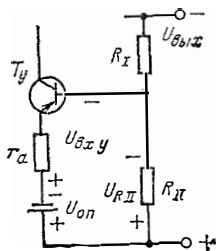


Рис. 5.13. Схема усилителя постоянного тока.

где $R_{вх,у}$ — входное сопротивление усилителя постоянного тока; $\alpha = \frac{R_I}{R_I + R_{II}}$ — коэффициент передачи делителя;

ля; $\alpha' = \frac{R_{вх,у}}{R_{вх,у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}$ — коэффициент, учитывающий

влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя.

Из (5.14) — (5.17) найдем приращение входного напряжения в окончательном виде:

$$\Delta U_{вых} = \frac{\Delta U_{вх}}{(1 + k_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} + \frac{\Delta U_{п\у} r_{к\у} K_1}{(r_{к\у} + R_y)(1 + k_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} +$$

$$+ \frac{\Delta U_{оп} \alpha' K_1 K_y}{(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} - \frac{\Delta I_n r_{к\і}}{(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)},$$

так как $K_1 K_y \alpha \alpha' \gg (1 + K_1)$, то

$$\Delta U_{вых} \approx \frac{\Delta U_{вх}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} + \frac{r_{к\у} \Delta U_{п\у}}{(r_{к\у} + R_y) K_y \alpha \alpha'} +$$

$$+ \frac{\Delta U_{оп}}{\alpha} - \frac{\Delta I_n r_{к\і}}{K_1 K_y \alpha \alpha'}. \quad (5.18)$$

Из выражения (5.18) видно, что ошибка выходного напряжения зависит от приращений входного напряжения, напряжения питания усилителя, опорного напряжения и тока нагрузки. На величину $\Delta U_{вых}$ в наибольшей степени влияют изменения опорного напряжения и напряжения питания усилителя постоянного тока. Из (5.18) можно определить основные качественные показатели схемы.

Считая $\Delta I_n = 0$, $\Delta U_{оп} = 0$, $\Delta U_{п\у} = \Delta U_{вх}$, из (5.18) находим выражение для коэффициента стабилизации схемы рис. 5.12:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K_1 K_y \alpha \alpha' (r_{к\у} + R_y) U_{вых}}{(r_{к\у} + R_y + r_{к\у} K_1) U_{вх}}, \quad (5.19)$$

так как $r_{к\у} K_1 \gg (r_{к\у} + R_y)$, то

$$K_{ст} \approx \frac{K_y \alpha \alpha' (r_{к\у} + R_y) U_{вых}}{r_{к\у} U_{вх}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора

$$K_1 = \frac{\Delta U_{KЭ1}}{\Delta U_{БЭ1}} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{БЭ1}} \approx \frac{h_{21Э1} r_{K1}}{R_{ВХ1}}, \quad (5.20)$$

где $h_{21Э1}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_1 в схеме с общим эмиттером; $R_{ВХ1}$ — входное сопротивление транзистора T_1 :

$$R_{ВХ1} \approx r_{Б1} + r_{Э1} (h_{21Э1} + 1). \quad (5.21)$$

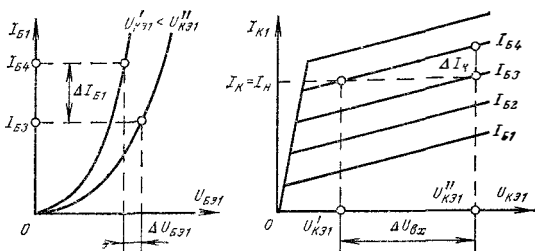


Рис. 5.14. Определение коэффициента K_1 , сопротивлений $R_{ВХ1}$, r_{K1} из характеристик $I_K = f(U_{КЭ})$, $I_B = f(U_{БЭ})$.

В выражениях (5.20), (5.21) r_{K1} , $r_{Б1}$, $r_{Э1}$ — сопротивления коллектора, базы и эмиттера транзистора T_1 .

Величины K_1 , r_{K1} и $R_{ВХ1}$ можно определить непосредственно из входных и коллекторных характеристик рис. 5.14.

Для определения K_1 сначала из выходных характеристик транзистора, задавшись приращением напряжения $\Delta U_{КЭ1} = \Delta U_{ВХ}$ при токе коллектора, равном току нагрузки, определяют токи базы $I_{Б3}$, $I_{Б4}$ а затем из входных характеристик транзистора при соответствующих напряжениях коллектор — эмиттер по токам $I_{Б3}$, $I_{Б4}$ определяют приращение напряжения база — эмиттер:

$$K_1 = \frac{\Delta U_{КЭ1}}{\Delta U_{БЭ1}} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{БЭ1}}.$$

Сопротивление коллектора транзистора T_1 r_{K1} определяют из выходных характеристик, задавшись приращением $\Delta U_{КЭ1} = \Delta U_{ВХ}$ при постоянном токе базы $r_{K1} = \Delta U_{КЭ1} / \Delta I_{K1} = \Delta U_{ВХ} / \Delta I_{K1}$.

Входное сопротивление определяется из входных характеристик $R_{вх1} = \Delta U_{БЭ1} / \Delta I_{Б1}$.

Коэффициент усиления постоянного тока равен:

$$K_y = \frac{h_{21Эу} r_{кУ} (R_y \parallel R_{н,у})}{[r_{кУ} + (R_y \parallel R_{н,у})] R_{вх,у}};$$

$$R_{вх,у} = R_{вх,Ту} + r_{ст1} (h_{21Эу} + 1) \approx r_{Бу} + (r_{Эу} + r_{ст1}) (h_{21Эу} + 1);$$

$$R_{н,у} = R_{вх1} + (R_{н} \parallel r_{к1}) h_{21Э1}, \quad (5.22)$$

где $R_{вх,Ту}$ — входное сопротивление транзистора T , в схеме с общим эмиттером; $r_{ст1}$ — дифференциальное сопротивление D_1 ; $r_{кУ}$, $r_{к1}$ — сопротивление коллекторов T_y , T_1 в схеме с общим эмиттером; $R_{н,у}$ — входное сопротивление регулирующего транзистора.

Приравнивая в выражении (5.18) $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{пу}$, $\Delta U_{оп}$ нулю с учетом (5.20), найдем внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = \frac{-\Delta U_{вых}}{\Delta I_{н}} = \frac{R_{вх1}}{h_{21Э1} K_y \alpha \alpha'} = \frac{1}{S_1 K_y \alpha \alpha'}, \quad (5.23)$$

где S_1 — крутизна транзистора T_1 .

Крутизну транзистора T_1 можно определить из входных и коллекторных характеристик транзистора T_1 , как показано на рис. 5.15.

Помимо уменьшения конечных приращений входного напряжения, схема транзисторного стабилизатора рис. 5.12 обладает свойствами фильтра, т. е. уменьшает переменную составляющую входного напряжения.

Коэффициент сглаживания стабилизатора равен приблизительно коэффициенту стабилизации.

Стабильность опорного напряжения в значительной мере сказывается на постоянстве выходного напряжения. Как видно из (5.18), при $\Delta U_{вх} = 0$, $\Delta U_{пу} = 0$ и $\Delta I_{н} = 0$ $\Delta U_{вых} = \Delta U_{оп} / \alpha$. Так как коэффициент передачи делителя всегда меньше единицы, то изменение выходного напряжения больше изменения опорного напряжения.

Рассмотренная схема стабилизатора имеет относительно низкий коэффициент стабилизации за счет нестациональности питания усилителя постоянного тока.

Из выражения (5.18) видно, что приращение выходного напряжения или ошибку стабилизатора можно уменьшить, увеличивая сопротивление коллекторной на-

грузки R_y усилителя постоянного тока или улучшая стабильность его напряжения питания ($\Delta U_{пн} = 0$).

С целью уменьшения ошибки в схеме рис. 5.16 вместо резистора R_y в коллекторную цепь транзистора T_y включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора T_2 , резисторов R_3 , $R_{г2}$ и стабилитрона D_2 . Аналогичный стабилизатор тока был уже описан ранее (см. рис. 5.8).

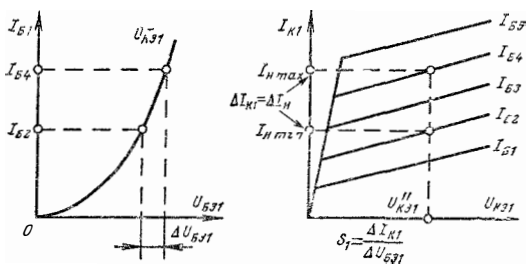


Рис. 5.15. К определению крутизны транзистора S .

В данном случае его применение эквивалентно включению в коллекторную цепь транзистора T_y очень большого сопротивления для изменений тока.

Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора T_y по аналогии с (5.13) в этом случае равно:

$$R_{y.э\text{кв}} \approx \frac{h_{21э2} r_{К2} R_{г2} R_3}{R_{г2} R_3 + r_{сг2} r_{К2} h_{21э2}}, \quad (5.24)$$

где $h_{21э2}$, $r_{К2}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора в схеме с общим эмиттером транзистора T_2 ; $r_{сг2}$ — дифференциальное сопротивление D_2 .

Заменив в выражениях (5.18), (5.19) R_y на $R_{y.э\text{кв}}$, можно определить ошибку стабилизатора $\Delta U_{\text{вых}}$ и коэффициент стабилизации для этой схемы.

Принцип действия схемы рис. 5.16 аналогичен принципу действия схемы рис. 5.12.

При изменении напряжения на входе $U_{\text{вх}}$, например увеличении, в первый момент увеличивается напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$. Увеличение напряжения $U_{\text{вых}}$ приведет к увеличению напряжения на нижнем плече делителя $U_{\text{дп}}$. Это, в свою очередь, приведет к увеличению отрицатель-

ного потенциала на базе усилительного транзистора T_y , и его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Так как ток коллектора транзистора T_2 , равный сумме токов $I_{Б1} + I_{КУ}$, — величина постоянная, то увеличение тока $I_{КУ}$ приводит к уменьшению тока базы регулирующего транзистора T_1 . Уменьшение тока $I_{Б1}$ приводит к увеличению напряжения коллектор — эмиттер регулирующего тран-

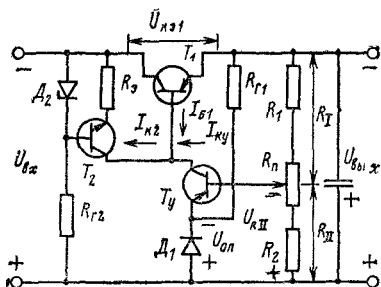


Рис. 5.16. Схема транзисторного стабилизатора со стабилизатором тока в коллекторной цепи УПТ.

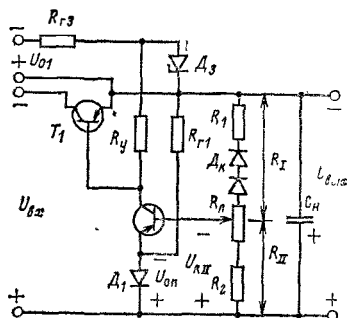


Рис. 5.17. Схема транзисторного стабилизатора с дополнительным источником питания для УПТ.

зистора и выходное напряжение уменьшается до своего первоначального значения. Аналогично схема работает при изменении тока нагрузки и регулировке выходного напряжения.

В схеме рис. 5.17 для питания усилителя постоянного тока применен дополнительный источник. В качестве дополнительного источника используется параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне. Напряжение дополнительного источника суммируется с выходным (стабильным) напряжением стабилизатора.

Стабилизация напряжения питания усилителя постоянного тока дает возможность уменьшить изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ при изменении входного напряжения.

Коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсации увеличиваются. Из (5.18), приравняв $\Delta U_{\text{ПУ}}$, $\Delta I_{\text{Н}}$, $\Delta U_{\text{ОП}}$ нулю, находим для схемы рис. 5.17

$$K_{\text{СТ}} = K_1 K_y \alpha \alpha' \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}. \quad (5.25)$$

Коэффициент сглаживания схемы равен приблизительно коэффициенту стабилизации. Внутреннее сопротивление, так же как и для предыдущих схем, определяется из (5.23).

Как было отмечено, ошибка $\Delta U_{\text{вых}}$ на выходе стабилизатора в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения (напряжения стабилитрона D_1).

Изменение окружающей температуры приводит к изменению напряжения на стабилитроне. Изменение напряжения стабилитрона зависит от его температурного коэффициента $\alpha_{\text{ст}}$. Если коэффициент $\alpha_{\text{ст}}$ стабилитрона положительный, то при увеличении окружающей температуры опорное напряжение возрастает, что вызывает уменьшение отрицательного потенциала на базе транзистора T_y . Вследствие этого уменьшаются токи базы и коллектора транзистора T_y , увеличивается ток базы и уменьшается напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_1 , что приводит к увеличению выходного напряжения стабилизатора ($\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{оп}}/\alpha$).

Для уменьшения изменений выходного напряжения, связанных с изменением окружающей температуры, в схемах предусматривается температурная компенсация.

В схеме рис. 5.17 термокомпенсирующими элементами являются диоды или стабилитроны D_k , включенные в прямом направлении в верхнее плечо делителя. Диоды и стабилитроны, включенные в прямом направлении, имеют отрицательный температурный коэффициент. Увеличение окружающей температуры приводит к уменьшению напряжения на диодах D_k , и напряжение $U_{\text{пл}}$ увеличивается, что в результате приводит к снижению выходного напряжения, т. е. изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона D_1 , противоположны по знаку изменениям выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующих диодах D_k . Если эти два температурных изменения сделать равными, то результирующее отклонение будет близко к нулю. Такая температурная компенсация возможна, если температурный коэффициент стабилитрона D_1 положительный. Если же температурный коэффициент стабилитрона отрицательный, то в одно из плеч делителя включается термозависимое сопротивление, которое и обеспечивает температурную компенсацию.

Сравнивая схемы рис. 5.12, 5.16, 5.17, необходимо отметить, что наибольший коэффициент стабилизации имеет схема с дополнительным стабилизированным источником питания. Коэффициент сглаживания во всех рассмотренных схемах равен приблизительно коэффициенту стабилизации. Внутреннее сопротивление всех схем приблизительно одинаково.

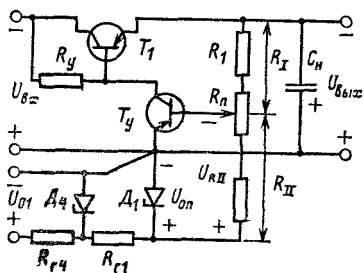


Рис. 5.18. Схема транзисторного стабилизатора на низкие выходные напряжения.

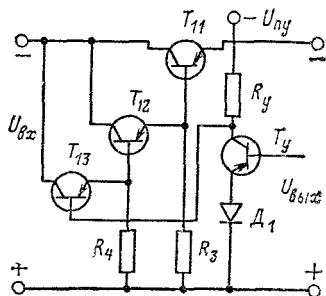


Рис. 5.19. Схема включения составного регулирующего транзистора.

На схемах рис. 5.12, 5.16, 5.17 источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера усилительного транзистора T_y . Напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_y равно разности $U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{оп}}$. Из этого следует, что для обеспечения необходимого напряжения коллектор — эмиттер транзистора T_y необходимо, чтобы выходное напряжение в рассмотренных схемах всегда было больше опорного напряжения. Для получения малых выходных напряжений ($U_{\text{ВЫХ}} < U_{\text{оп}}$) и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения, применяется схема рис. 5.18. В этой схеме источник опорного напряжения подключается к плюсовой шине стабилизатора, а сравнивающий делитель R_1, R_2, R_3 подключен на суммарное напряжение ($U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{оп}}$). При изменении выходного напряжения изменяются напряжение $U_{\text{РИ}}$ на нижнем плече делителя, потенциал базы транзистора T_y , а следовательно, напряжение база — эмиттер регулирующего транзистора T_1 . Изменение напряжения база — эмиттер транзистора T_1 вызывает изменение напряжения на его коллекторе и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Так как изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, в схеме применяется двухкаскадный параметрический стабилизатор ($R_{г1}, D_1, R_{г4}, D_4$).

Параметры схемы рис. 5.18 можно определить из выражений (5.18), (5.19), (5.23).

При определении коэффициента K_y (5.22) необходимо учесть, что $R_{\text{вх.у}} \approx r_{\text{Бу}} + r_{\text{Эу}}(h_{21Эу} + 1)$.

В рассматриваемых схемах в качестве регулирующего использовался транзистор T_1 .

Так как при больших токах нагрузки ток базы регулирующего транзистора может достигать значительной величины, то для согласования мощного регулирующего транзистора с маломощным усилителем постоянного тока в схемах стабилизатора применяется составной регулирующий транзистор. В схеме рис. 5.19 в качестве регулирующего используется тройной составной транзистор. Резисторы R_3, R_4 необходимы для обеспечения режимов по току транзисторов T_{12}, T_{13} . Для определения параметров схемы составной транзистор заменяют эквивалентным. Параметры эквивалентного транзистора, соответствующего двойному и тройному составным транзисторам, приведены в табл. 5.1. В табл. 5.2 приведены выражения для определения $R_{\text{ну}}$ — входного сопротивления регулирующего составного транзистора.

При использовании в схемах стабилизаторов составных транзисторов все параметры определяются из приведенных выше выражений. Для этого в формулах параметры регулирующего транзистора заменяют соответ-

Т а б л и ц а 5.1. Параметры эквивалентного транзистора

Тип составного транзистора	$h_{21Эс}$	$r_{Кс}$	$R_{\text{вх.с}}$
Двойной	$h_{21Э11} \times h_{21Э12}$	$\frac{r_{К11} r_{К12}}{h_{21Э11} r_{К11} + r_{К12}}$	$R_{\text{вх}12} + h_{21Э12} \times R_{\text{вх}11}$
Тройной	$h_{21Э11} \times h_{21Э12} \times h_{21Э13}$	$\frac{r_{К11} r_{К12} r_{К13}}{r_{К11} r_{К12} h_{21Э12} \times h_{21Э11} + r_{К13} r_{К11} \times h_{21Э11} + r_{К13} r_{К12}}$	$R_{\text{вх}13} + R_{\text{вх}12} \times h_{21Э13} + R_{\text{вх}11} h_{21Э12} \times h_{21Э13}$

Таблица 5.2. Формулы для определения R_{ny}

Тип составляющего транзистора	Двойной	Тройной
R_{ny}	$R_{вх12} + (R_3 \parallel r_{к12}) * h_{21Э12}$	$R_{вх13} + (R_4 \parallel r_{к13}) * h_{21Э13}$

* \parallel — параллельное включение сопротивлений

ствующими параметрами составного транзистора из табл. 5.1. При определении коэффициента усиления усилителя постоянного тока величину R_{ny} определяют из выражений табл. 5.2.

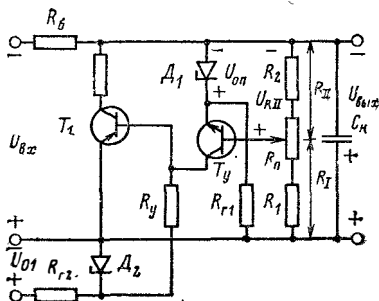


Рис. 5.20. Схема транзисторного стабилизатора с параллельным включением регулирующего транзистора.

Транзисторные стабилизаторы с параллельным включением регулирующего элемента целесообразно использовать при малых изменениях напряжения сети и импульсном изменении тока нагрузки. Основными достоинствами параллельных стабилизаторов являются неизменность входного тока при изменяющемся токе

нагрузки и постоянном входном напряжении и нечувствительность к коротким замыканиям на выходе. Схема параллельного стабилизатора изображена на рис. 5.20. Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_1 ; балластного резистора $R_б$; усилителя постоянного тока T_y , R_y ; источника опорного напряжения D_1 , R_{r1} ; делителя напряжения R_1 , R_n , R_2 ; выходной емкости C_n и дополнительного источника R_{r2} , D_2 для питания усилителя постоянного тока.

Выходное напряжение стабилизатора $U_{вых}$ равно разности входного и напряжения на балластном резисторе ($U_{вых} = U_{вх} - U_{Rб}$). Ток, протекающий через балластный резистор, $I_{Rб} = I_{к1} + I_n$, где $I_{к1}$ — ток коллектора регулирующего транзистора; I_n — ток нагрузки.

При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент увеличивается напряжение на

выходе. Увеличение напряжения на выходе приводит к увеличению напряжения $U_{R_{II}}$, увеличиваются положительный потенциал на базе транзистора T_y , его базовый и коллекторный токи.

Увеличение коллекторного тока транзистора T_y приводит к увеличению напряжения на резисторе R_y , растет отрицательное напряжение на базе регулирующего транзистора T_1 и его коллекторный ток увеличивается. Увеличение коллекторного тока транзистора T_1 приводит к увеличению тока I_{R_6} и напряжения U_{R_6} на балластном резисторе. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки в первый момент изменяется выходное напряжение, а затем схема работает аналогично вышеизложенному. Приращение тока нагрузки вызывает равное по величине и противоположное по знаку приращение тока коллектора регулирующего транзистора T_1 . В результате при постоянном входном напряжении входной ток стабилизатора не изменяется.

Регулировка выходного напряжения в схеме, так же как и в последовательных стабилизаторах, осуществляется потенциометром R_{II} , включенным в цепь делителя.

Параметры схемы — коэффициент стабилизации, внутреннее сопротивление — можно определить из следующих выражений:

$$K_{ст} = \frac{R_6 K_y \alpha \alpha' S_1 U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{R_6 U_{ВЫХ}}{r_i U_{ВХ}}; \quad (5.26)$$

$$r_i = \frac{1}{K_y \alpha \alpha' S_1}, \quad (5.21)$$

где

$$K_y = \frac{h_{21ЭУ} (R_y \parallel R_{ВХ1})}{R_{ВХУ}}$$

— коэффициент усиления усилителя постоянного тока;

$$\alpha = \frac{R_{II}}{R_I + R_{II}}$$

— коэффициент передачи делителя;

$$\alpha' = \frac{R_{ВХ.у}}{R_{ВХ.у} - \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}$$

— коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя; S_1 — крутизна регулирующего транзистора T_1 .

Как видно из (5.26), коэффициент стабилизации пропорционален отношению сопротивлений R_B/r_i , как и в параметрических стабилизаторах.

Сопротивление балластного резистора определяют аналогично гасящему сопротивлению параметрических стабилизаторов:

$$R_0 = \frac{U_{ВХ\ min} - U_{ВЫХ}}{I_H + I_{K1\ min}}; \quad (5.28)$$

$$U_{ВХ\ min} = U_{ВХ} (1 - a_{min}),$$

где $I_{K1\ min} \geq h_{21Э1} I_{КБ0\ max}$ — минимальный ток через регулирующей транзистор; a_{min} — относительное отклонение входного напряжения в сторону понижения.

Подставляя выражение (5.28) в (5.26), получаем:

$$\begin{aligned} K_{ст} &= \frac{U_{ВЫХ} (1 - a_{min})}{(I_H + I_{K1\ min}) r_i} \left[1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ} (1 - a_{min})} \right] = \\ &= K_{ст\ max} \left[1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ} (1 - a_{min})} \right], \end{aligned} \quad (5.29)$$

где

$$K_{ст\ max} = \frac{U_{ВЫХ} (1 - a_{min})}{(I_H + I_{K1\ min}) r_i}$$

— предельное значение коэффициента стабилизации для данной схемы.

Основным энергетическим показателем стабилизаторов является КПД.

Для последовательных стабилизаторов КПД

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ} I_H}{U_{ВХ} I_{K1}},$$

так как $I_{K1} \approx I_H$, то

$$\eta \approx \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}.$$

Для параллельных стабилизаторов

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ} I_H}{U_{ВХ} (I_H + I_{K1})}.$$

Из приведенных выражений видно, что КПД тем больше, чем больше отношение напряжений $U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$.

Таблица 5.3. Параметры регулирующего транзистора T_1

Схема	$U_{КЭ1\ max}$	$I_{К1\ max}$	$P_{К1\ max}$
Последовательная	$U_{ВХ\ max} - U_{ВЫХ\ min}$	$I_{н\ max}$	$(U_{ВХ\ max} - U_{ВЫХ\ max}) I_{н\ max}$
Параллельная	$U_{ВЫХ\ max}$	$\frac{U_{ВХ\ max} - U_{ВЫХ\ min}}{R_6} - I_{н\ min}$	$\frac{1}{4} R_6 \left(\frac{U_{ВХ\ max}}{R_6} - I_{н\ min} \right)^2$

Примечание. $U_{ВХ\ max}$, $U_{ВЫХ\ max}$, $U_{ВЫХ\ min}$ — максимальные и минимальные напряжения на входе и выходе стабилизатора; $I_{н\ max}$, $I_{н\ min}$ — максимальные и минимальные значения тока нагрузки.

Коэффициент полезного действия параллельной схемы несколько меньше, чем КПД схемы с последовательным включением транзистора.

В транзисторных стабилизаторах регулирующей транзистор выбирают, исходя из максимального напряжения коллектор — эмиттер $U_{КЭ1\ max}$, максимального коллекторного тока $I_{К1\ max}$ и максимальной рассеиваемой мощности $P_{К1\ max}$ (табл. 5.3).

Предельно допустимые параметры выбранного транзистора должны превышать значения параметров, определенных по табл. 5.3.

Диапазон допустимых напряжений, токов и мощностей выпускаемых отечественной промышленностью транзисторов достаточно широк. Тем не менее не всегда удается подобрать по напряжению, току или мощности один силовой транзистор для работы в стабилизаторе.

Возможным выходом в таких случаях является параллельное или последовательное включение регулирующих транзисторов.

На рис. 5.21 показан способ параллельного включения двух транзисторов. Такое включение применяется для разгрузки транзисторов по току и мощности. Для выравнивания токов транзисторов в цепи их эмиттеров включены симметрирующие сопротивления.

Последовательное включение транзисторов (рис. 5.22) позволяет уменьшить напряжение коллектор — эмиттер и снизить рассеиваемую на них мощность. Выравнивание

напряжений осуществляется с помощью делителя напряжения.

Предельная мощность, рассеиваемая транзистором без радиатора,

$$P_{\text{пред}} = \frac{t_{\text{п max}} - t_{\text{окр max}}}{R_{\text{пк}} + R_{\text{кс}}},$$

где $t_{\text{п max}}$ — максимальная температура коллекторного перехода; $t_{\text{окр max}}$ — максимальная окружающая темпе-

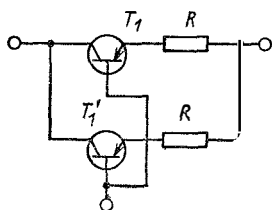


Рис. 5.21. Параллельное включение транзисторов.

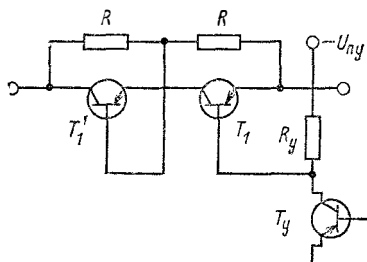


Рис. 5.22. Последовательное включение транзисторов.

ратура; $R_{\text{пк}}$, $R_{\text{кс}}$ — тепловое сопротивление переход — корпус, корпус — среда.

Для мощных отечественных транзисторов при окружающей температуре $+40 \div -50^\circ \text{C}$ эта мощность составляет 1,5—2 Вт. На регулирующем транзисторе стабилизатора может рассеиваться мощность, значительно превышающая указанные значения. Тогда необходимо ставить его на радиатор.

От значения мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, зависит температура его коллекторного перехода. Температура коллекторного перехода не должна превышать предельно допустимого значения. Для германиевых транзисторов предельная температура перехода составляет $+85 \div +90^\circ \text{C}$, для кремниевых $+150^\circ \text{C}$. Превышение температуры перехода свыше предельной может вызвать тепловой пробой транзистора.

Температура перехода будет тем ниже, чем выше эффективность радиатора. В свою очередь эффективность радиатора зависит от площади его поверхности, материала и конструкции. Одним из наиболее распространенных материалов, применяемых для изготовления радиаторов,

являются алюминий и его сплавы. Конструктивно радиаторы подразделяются на пластинчатые, ребристые и штырьковые. Пластинчатые радиаторы целесообразно использовать для рассеяния небольших мощностей. Основное достоинство пластинчатого радиатора — простота изготовления. Ребристые радиаторы значительно эффективнее пластинчатых радиаторов и в настоящее время получили наибольшее распространение. Наиболее эффективным является штырьковый радиатор, однако из-за более сложной технологии изготовления радиаторы этого типа нашли меньшее применение, чем ребристые.

Размеры радиатора зависят от мощности, рассеиваемой на транзисторе. Чем больше рассеиваемая мощность, тем больше объем, масса как радиатора, так и стабилизатора в целом. Снижение мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, позволяет уменьшить размеры радиатора, а следовательно, габариты и массу стабилизатора. Одним из способов уменьшения мощности в последовательных стабилизаторах является шунтирование регулирующего транзистора резистором с сопротивлением $R_{ш}$ (на рис. 5.12 показано пунктиром). В этом случае часть тока нагрузки протекает через сопротивление, ток коллектора регулирующего транзистора уменьшается, что ведет к снижению мощности, рассеиваемой на нем.

В ряде случаев в последовательных стабилизаторах применяют последовательное включение регулирующих транзисторов, причем один из транзисторов шунтируют резистором. Одна из наиболее распространенных схем, в которой удается в значительной степени уменьшить мощность, рассеиваемую на регулирующих транзисторах, приведена на рис. 5.23. В отличие от схемы транзисторного стабилизатора с дополнительным источником (рис. 5.17) в ней применяются два регулирующих транзистора, причем один из них (T_1') зашунтирован резистором $R_{ш}$. Управление регулирующим транзистором T_1' осуществляется разностью напряжений $U_{R_4} - U_{КЭ1}$. Напряжение U_{R_4} — величина постоянная, так как делитель R_3, R_4 подключен к дополнительному стабилизированному источнику питания, каким является параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне D_2 .

Принцип действия схемы аналогичен принципу действия схемы рис. 5.17. При изменении входного напряже-

ния, например увеличения, в первый момент увеличиваются выходное напряжение и напряжение U_{R2} на нижнем плече делителя. Увеличивается отрицательный потенциал на базе транзистора T_2 , что вызывает рост его базового и коллекторного токов. Ток базы транзистора T_1 уменьшается и напряжение коллектор — эмиттер T_1 увеличивается.

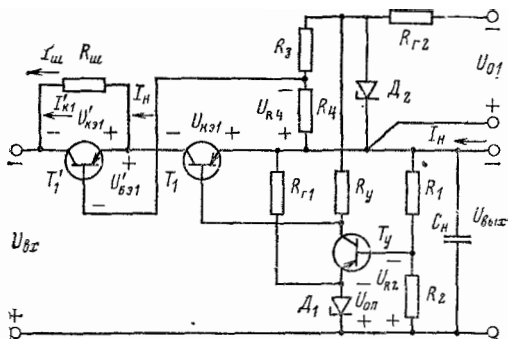


Рис. 5.23. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующих транзисторов.

При постоянном напряжении на резисторе R_4 увеличение напряжения $U_{КЭ1}$ приводит к уменьшению отрицательного потенциала на базе транзистора T_1 , в результате чего напряжение коллектор — эмиттер T_1 также увеличивается и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению.

При номинальном токе нагрузки $I_н$ напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_1 равно: $U_{R4} - U_{БЭ} \approx U_{R4} = \text{const}$ (так как $U_{R4} \gg U_{БЭ}^1$). Мощность, рассеиваемая на транзисторе T_1 , равна: $P_{К1} = I_н(U_{R4} - U_{БЭ}^1) \approx I_н U_{R4}$. Если напряжение U_{R4} выбрать таким, чтобы транзистор T_1 работал при минимально допустимых напряжениях, то на нем будет рассеиваться небольшая мощность.

Так как напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_1 при любых изменениях напряжения на входе $U_{вх}$ почти не изменяется и поддерживается минимальным, то все изменения $U_{вх}$ прикладываются между коллектором и эмиттером транзистора T_1 . Пренебрегая напряжением коллектор — эмиттер T_1 $U_{КЭ1}$, можно приближенно считать, что $U_{КЭ1} \approx U_{вх} - U_{вых}$.

На основании схемы рис. 5.23 для тока коллектора T_1' можно записать следующее выражение:

$$I'_{K1} = I_n - I_{ш} = I_n - \frac{U'_{KЭ1}}{R_{ш}} = I_n - \frac{U_{вх} - U_{вых}}{R_{ш}}.$$

При неизменном токе нагрузки и при изменении входного напряжения от минимального до максимального

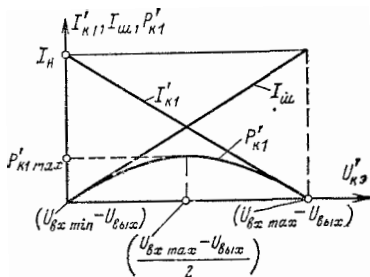


Рис. 5.24. Графики $I'_{K1} = f(U'_{KЭ1})$, $I_{ш} = f(U'_{KЭ})$, $P_{K1} = f(U'_{KЭ})$.

значения ток I'_{K1} будет изменяться от максимального значения $I_{K1max} = I_n$ до минимального.

Сопротивление резистора $R_{ш}$ выбирают таким, чтобы при максимальном входном напряжении через резистор $R_{ш}$ протекал ток, равный току нагрузки, тогда ток коллектора в этом режиме будет равен нулю.

Принимая

$$R_{ш} = \frac{U_{вх max} - U_{вых}}{I_n} = \frac{U'_{KЭ1max}}{I_n},$$

получаем уравнение для тока I'_{K1} в следующем виде:

$$I'_{K1} = I_n \left(1 - \frac{U'_{KЭ1}}{U_{вх max} - U_{вых}} \right).$$

На рис. 5.24 изображены кривые тока I'_{K1} через регулирующий транзистор и тока $I_n - I'_{K1}$ через шунтирующий резистор $R_{ш}$ в зависимости от напряжения $U_{вх}$.

Мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе T_1' , равна:

$$P'_{K1} = I'_{K1} U'_{KЭ1} = I_n \left[1 - \frac{(U'_{KЭ1})^2}{(U_{вх max} - U_{вых})} \right].$$

Взяв производную $\frac{dP'_{K1}}{dU'_{KЭ1}}$ и приравняв ее нулю, найдем

дем значение напряжения $U'_{кЭ1}$, при котором мощность рассеиваемая на транзисторе T_1 , будет максимальной. Максимум мощности будет иметь место при $U'_{кЭ1} = (U_{вх max} - U_{вых})/2$.

Максимальное значение мощности, рассеиваемой на транзисторе T_1 ,

$$P'_{к1max} = I_H \frac{U_{вхmax} - U_{вых}}{2}.$$

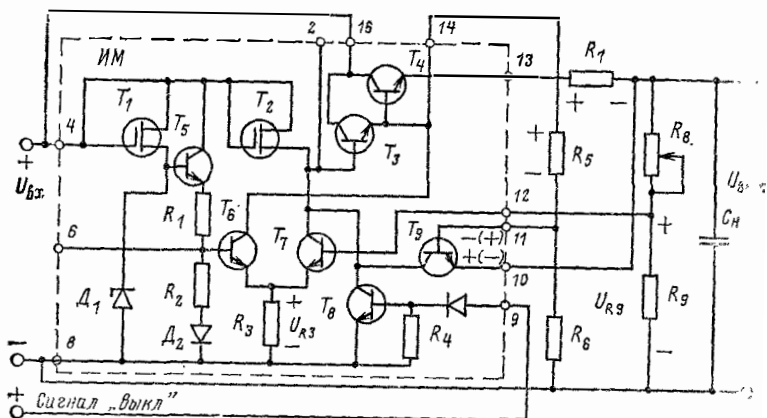


Рис. 5.25. Схема стабилизатора напряжения в интегральном исполнении.

Из этого выражения видно, что в отличие от схемы рис. 5.17 максимальная мощность рассеивается на транзисторе T_1 при номинальном входном напряжении.

Рассеиваемая мощность приблизительно в 2 раза меньше, нежели в схеме на рис. 5.17. Размеры радиатора для регулирующего транзистора в этой схеме могут быть уменьшены почти в 2 раза, что особенно важно при больших мощностях рассеяния.

Необходимо отметить, что КПД этой схемы несколько меньше КПД схемы рис. 5.17, так как в ней применены два регулирующих элемента.

В параллельных стабилизаторах последовательно с регулирующим транзистором включается сопротивление, что также ведет к снижению рассеиваемой на нем мощности.

Стабилизаторы в интегральном исполнении выполняются на основе полупроводниковой планарной технологии в объеме кристалла кремния. На рис. 5.25 изображены схема интегрального стабилизатора и один из способов его включения.

В качестве регулирующего элемента в интегральном стабилизаторе используется составной транзистор T_4, T_3 .

Источником опорного напряжения являются параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне D_1 и полевом транзисторе T_1 . Транзистор T_1 в схеме используется как параметрический стабилизатор для стабилизации тока стабилитрона D_1 . Опорное напряжение со стабилитрона D_1 поступает на вход эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе T_5 и резисторах R_1, R_2 .

На вход транзистора T_6 подается постоянное стабилизированное напряжение с резистора R_2 и термокомпенсирующего диода D_2 .

Транзистор T_6 включен по схеме эмиттерного повторителя, нагрузкой которого является резистор R_3 . Напряжение на резисторе R_3 постоянно и равно напряжению на резисторе R_2 . Усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах T_7 и T_2 . Полевой транзистор T_2 является коллекторной нагрузкой транзистора T_7 . Полевой транзистор T_2 имеет большое дифференциальное сопротивление, за счет чего повышается коэффициент усиления усилителя постоянного тока и уменьшается влияние изменений входного напряжения на выходное, как в схеме рис. 5.16.

Для защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок в схему включен транзистор T_9 . В схеме предусмотрена возможность включения стабилизатора внешним сигналом. Для этой цели в схему включен транзистор T_8 .

Для работы интегрального стабилизатора необходимо подключить к схеме делитель обратной связи R_8, R_9 , выходную емкость C_H и резисторы схемы защиты $R_5—R_7$.

Принцип действия схемы рис. 5.25 заключается в следующем. При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент увеличивается выходное напряжение. Увеличивается напряжение U_{R9} на нижнем плече делителя R_9 . Увеличивается положительный потенциал на базе транзистора T_7 , и его базовый и коллекторный токи тоже увеличиваются. При уменьшении токов

базы транзисторов T_3 , T_4 они запираются, и напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_4 возрастает.

Увеличение напряжения коллектор — эмиттер транзистора T_4 приводит к уменьшению выходного напряжения до первоначального значения. Регулировка выходного напряжения осуществляется в схеме переменным резистором R_8 .

Принцип действия защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок основан на запираии составного регулирующего транзистора. В нормальном режиме и при небольших перегрузках по току, когда напряжение на резисторе R_7 (датчике тока) меньше напряжения на резисторе R_5 , база транзистора T_9 имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру и транзистор T_9 закрыт. При значительных перегрузках и при коротком замыкании возрастает напряжение на резисторе R_7 . Как только напряжение на резисторе R_7 превысит напряжение на резисторе R_5 , потенциал базы транзистора T_9 станет положительным по отношению к его эмиттеру, транзистор T_9 открывается, его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Увеличение коллекторного тока транзистора T_9 приводит к уменьшению токов базы транзисторов T_3 , T_4 , они запираются, что вызывает ограничение тока в цепи нагрузки.

Как видно из принципа действия схемы защиты, ток нагрузки, при котором происходит срабатывание, зависит от сопротивления резистора R_7 . Чем меньше сопротивление резистора R_7 , тем при больших токах нагрузки срабатывает схема защиты.

На рис. 5.26 изображена зависимость выходного напряжения от тока нагрузки стабилизатора. Как видно из рис. 5.26, схема работает в режиме стабилизации напряжения до значения тока нагрузки $I_H = I_1$. При токах нагрузки, превышающих значение I_1 , начинает работать схема защиты и стабилизатор переходит в режим ограничения тока.

Для дистанционного выключения стабилизатора на базу транзистора T_8 (клемма 9) подается внешний положительный сигнал. Транзистор T_8 открывается, запирается составной регулирующий транзистор T_3 , T_4 и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до нуля.

Промышленность выпускает стабилизаторы в интегральном исполнении типов К142ЕН1А, К142ЕН1Б, КН142ЕН2А, КН142ЕН2Б. На выходе микросхем перво-

го типа можно получить стабилизированное постоянное напряжение от 3 до 12 В. Выходное напряжение микросхем второго типа 12—30 В. Максимальная мощность рассеивания указанных микросхем при температуре окружающей среды от -60 до $+55^\circ\text{C}$ равна 0,8 Вт. Максимальный ток нагрузки при мощности рассеивания, не превышающей максимально допустимую в нормальных климатических условиях, равен 150 мА.

Конструкция микросхемы стабилизатора позволяет устанавливать ее на дополнительный теплоотвод. В этом случае максимально допустимая мощность, рассеиваемая микросхемой, увеличивается, что дает возможность использовать микросхемы на большие токи нагрузки. Для повышения выходной мощности стабилизатора допускается подключение внешнего регулирующего транзистора.

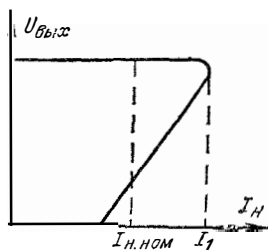


Рис. 5.26. Зависимость $U_{\text{вых}} = f(I_H)$.

5.4. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Отличительной чертой всех импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия является работа регулирующего транзистора в режиме переключения.

Работу транзистора в режиме переключения рассмотрим на примере схемы рис. 5.27, а.

На базу транзистора T_1 , включенного в цепь источника последовательно с активным сопротивлением $R_{\text{н}}$, подаются управляющие импульсы тока прямоугольной формы (рис. 5.27, б) с амплитудой $I_{\text{Б}}$. В интервале времени t_1 — t_2 , когда ток базы равен нулю, рабочая точка транзистора занимает на выходных характеристиках положение I (рис. 5.27, в). Транзистор в этом интервале находится в состоянии отсечки, ток коллектора транзистора мал и почти все входное напряжение $U_{\text{вх}}$ приложено к переходам коллектор — эмиттер.

В интервале t_2 — t_3 через базовый переход транзистора протекает импульс тока с амплитудой $I_{\text{Б}} > I_{\text{Б4}}$. В этом

интервале рабочая точка транзистора займет положение 2 на выходных характеристиках. Транзистор в этом интервале находится в состоянии насыщения. Состояние насыщения характеризуется тем, что ток коллектора транзистора T_1 ограничивается сопротивлением нагрузки R_H , падение напряжения на транзисторе мало и почти все входное напряжение прикладывается к нагрузке.

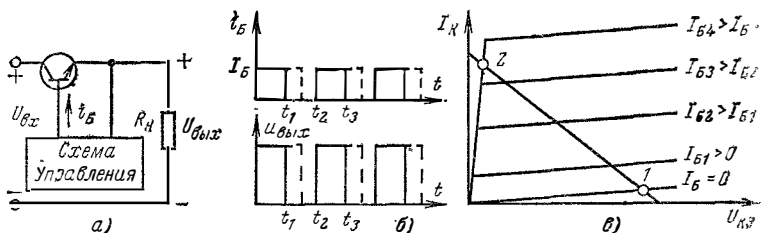


Рис. 5.27. Работа транзистора в режиме переключения.

а — схема; б — зависимости $i_B(t)$, $u_{\text{вых}}(t)$; в — выходные характеристики транзистора.

В состояниях отсечки и насыщения на транзисторе рассеивается незначительная мощность, так как в одном случае ток коллектора мал, а в другом мало падение напряжения на транзисторе.

В моменты переключения транзистора рабочая точка переходит из области отсечки в область насыщения и, наоборот, через активную область. При переключении транзистора, когда рабочая точка находится в активной области, на нем также рассеивается мощность. Мощность, рассеиваемая транзистором в активной области, зависит от времени его включения и выключения, а также от амплитуды управляющих импульсов. Времена включения и выключения транзистора в свою очередь зависят от его частотных свойств.

Таким образом, суммарная мощность, рассеиваемая транзистором в режиме переключения, состоит из трех составляющих — мощностей, рассеиваемых в состояниях насыщения, отсечки и при переходе рабочей точкой активной области. Мощность, рассеиваемая на транзисторе в режиме переключения, во много раз меньше, чем при его работе в непрерывном режиме на нагрузку, потребляющую ту же мощность.

Выходное напряжение (напряжение на нагрузке) в схеме рис. 5.27, б будет иметь форму прямоугольных им-

пульсов с амплитудой, приблизительно равной входному напряжению.

При изменении длительности управляющих импульсов изменится длительность импульсов на выходе схемы (показано пунктирной линией на рис. 5.27, б), что приведет к изменению среднего значения напряжения на нагрузке. Таким образом, изменяя длительность управляющих им-

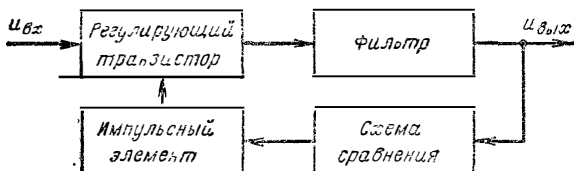


Рис. 5.28. Структурная схема импульсного стабилизатора

пульсов, можно регулировать среднее значение напряжения на нагрузке.

Если в схему управления ввести сигнал обратной связи, пропорциональный отклонению среднего значения напряжения на нагрузке от заданного, то схема будет осуществлять стабилизацию выходного напряжения.

Импульсные стабилизаторы по способу регулирования подразделяются на стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и стабилизаторы релейные или двухпозиционные. По способу включения регулирующего элемента они подразделяются на последовательные и параллельные, по принципу построения силовой части — на схемы с RC - и LC -фильтрами.

На рис. 5.28 изображена структурная схема импульсного стабилизатора напряжения. Стабилизатор включает в себя силовую часть (регулирующий транзистор, фильтр), схему сравнения (сравнивающий делитель, источник опорного напряжения, усилитель постоянного тока) и импульсный элемент.

В стабилизаторах с широтно-импульсной модуляцией в качестве импульсного элемента используется генератор, длительность выходного импульса или паузы которого изменяется в зависимости от постоянного сигнала, поступающего на вход импульсного элемента с выхода схемы сравнения.

Принцип действия стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией заключается в следующем: постоянное напряжение $U_{вх}$ от выпрямителя или от аккумуляторной батареи подается на регулирующий транзистор, а затем через фильтр на выход стабилизатора.

Выходное напряжение стабилизатора сравнивается с опорным напряжением, а затем сигнал разности подается на вход устройства, преобразующего сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу разности опорного и измеряемого напряжений. С устройства, преобразующего постоянный ток в импульсы, сигнал поступает на регулирующий транзистор.

Регулирующий транзистор периодически переключается, и поскольку среднее значение напряжения на выходе фильтра зависит от соотношения между временем нахождения транзистора в открытом и закрытом состояниях, среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению.

В стабилизаторах с ЧИМ при изменении сигнала на выходе импульсного элемента изменяется длительность паузы, а длительность импульса остается неизменной. Принцип действия таких стабилизаторов аналогичен принципу действия стабилизаторов с ШИМ. Изменение выходного напряжения стабилизатора вызывает изменение паузы, что приводит к изменению частоты импульсов и среднее значение выходного напряжения остается неизменным.

Принцип действия релейных или двухпозиционных стабилизаторов несколько отличается от принципа действия стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией. В релейных стабилизаторах в качестве импульсного элемента применяется триггер, который в свою очередь управляет регулирующим транзистором. При подаче постоянного напряжения на вход стабилизатора в первый момент регулирующий транзистор открыт и напряжение на выходе стабилизатора увеличивается. Соответственно растет сигнал на выходе схемы сравнения. При определенном значении выходного напряжения сигнал на выходе схемы сравнения станет достаточным для срабатывания триггера. Триггер срабатывает и закрывает регулирующий транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться, что вызывает уменьшение сигнала на выходе схемы сравнения. При определенном

значении сигнала на выходе схемы сравнения триггер вновь срабатывает и открывает регулирующий транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться. Выходное напряжение будет увеличиваться до тех пор, пока триггер вновь не закроет регулирующий транзистор. Таким образом процесс будет повторяться. Изменение входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора приведет к изменению времени открытого состояния регулирующего транзистора и к изменению его частоты переключения, а среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться неизменным с определенной степенью точности.

Отличие стабилизаторов заключается в следующем: в стабилизаторах с ШИМ частота переключения регулирующего транзистора постоянна, в стабилизаторах с ЧИМ и релейных частота зависит от тока нагрузки и выходного напряжения; пульсация выходного напряжения в стабилизаторах с ШИМ и ЧИМ принципиально может быть равна нулю, так как импульсный элемент управляется постоянной составляющей сигнала схемы управления, пульсация на выходе релейных стабилизаторов принципиально не может быть равна нулю, так как периодическое переключение триггера возможно только при периодическом изменении выходного напряжения.

Одним из основных недостатков стабилизаторов с ШИМ и ЧИМ по сравнению с релейными является их меньшее быстродействие.

Как указывалось ранее, силовая часть импульсных стабилизаторов состоит либо из RC -, либо из LC -фильтров.

Стабилизаторы с RC -фильтром находят ограниченное применение из-за повышенного уровня пульсации на выходе и низкого КПД.

Коэффициент полезного действия импульсных стабилизаторов с RC -фильтром практически такой же, как и у стабилизаторов с непрерывным регулированием. Основным достоинством стабилизаторов с RC -фильтром является то, что на регулирующем транзисторе рассеивается небольшая мощность, что дает возможность использовать радиаторы меньших размеров и обеспечить больший выходной ток стабилизатора.

С точки зрения обеспечения высокого КПД в схемах импульсных стабилизаторов в большинстве случаев ис-

пользуются LC-фильтры.

Силовая часть импульсных стабилизаторов вне зависимости от их типа состоит из регулирующего транзистора T_1 , дросселя Dp_1 , емкости C_H и коммутирующего диода D_2 (рис. 5.29). На вход регулирующего транзистора от импульсного элемента поступают управляющие импульсы.

Рассмотрим процесс переключения силового регулирующего транзистора T_1 и коммутирующего диода D

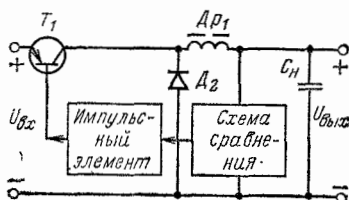
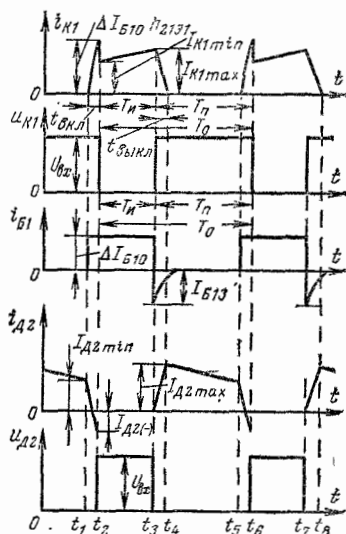


Рис. 5.29. Схема силовой части импульсного стабилизатора.

Рис. 5.30. Графики токов и напряжений транзистора и диода, работающих в ключевом режиме.



(рис. 5.30). В момент t_1 в цепь базы закрытого транзистора T_1 подан импульс тока, достаточный для его насыщения. Рабочая точка транзистора перемещается из области отсечки в область насыщения за время $t_2 - t_1 = t_{\text{вкл}}$, которое зависит от тока базы ($\Delta I_{Б10}$) и частотных свойств транзистора. Исходя из постоянства тока в дросселе Dp_1 ток диода D_2 i_{D2} на интервале $t_1 < t < t_2$ уменьшается, напряжение на еще не закрывшемся диоде D_2 мало, а к транзистору приложено напряжение, равное входному $U_{\text{вх}}$. Так как обратное сопротивление диода D_2 восстанавливается не мгновенно, возможен выброс коллекторного тока на значение, не превышающее $\Delta I_{Б10} h_{21Э1}$ ($h_{21Э1}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_1). В интервале восстановления диода

да D_2 ток i_{D2} меняет знак. Амплитуда отрицательного выброса тока диода не превышает величины, равной

$$I_{D(-)} \approx \Delta I_{B10} h_{21Э1} - I_{D2min}$$

В момент времени t_2 коллекторный ток транзистора станет равным $I_{K1min} = I_{D2min}$, напряжение $u_{КЭ1}$ уменьшится до напряжения насыщения $U_{КЭнас}$, а ток в диоде D_2 упадет до нуля.

В интервале времени $t_2 - t_3$ ток коллектора T_1 возрастает (дроссель Dp_1 заряжается), ток диода D_2 равен обратному току, напряжение $u_{КЭ1}$ равно напряжению насыщения $U_{КЭнас}$, а напряжение на диоде u_{D2} — входному $U_{вх}$.

В момент t_3 на базу транзистора T_1 подается запирающее напряжение, ток базы T_1 меняет свое направление, а ток коллектора начинает уменьшаться с задержкой на время рассасывания избыточной концентрации неосновных носителей в базе.

Как только ток коллектора T_1 уменьшится, ЭДС самоиндукции дросселя меняет знак, что приводит к включению диода D_2 . Напряжение на диоде D_2 падает до нуля, а напряжение $u_{КЭ1}$ возрастает до значения входного напряжения $U_{вх}$. Переход транзистора T_1 из насыщенного состояния в режим отсечки осуществляется за время $t_{выкл}$, значение которого зависит от частотных свойств транзистора и от тока базы I_{B13} . В интервале запирающего напряжения $u_{КЭ1}$ максимально и равно $U_{вх}$.

Так, I_{B13} в основном зависит от внутреннего сопротивления запирающего источника, так как в интервале рассасывания эмиттерный переход T_1 представляет собой весьма небольшое сопротивление.

В момент времени t_4 ток i_{K1} уменьшается до значения, равного приблизительно $I_{КБО}$, а ток i_{D2} увеличивается до $I_{D2max} = I_{K1max}$.

В интервале $t_4 - t_5$ ток коллектора равен $I_{КБО}$, ток диода уменьшается, напряжение $u_{КЭ1} = U_{вх}$, а напряжение на диоде минимально. Начиная с момента времени t_5 процесс повторяется.

Мощность, рассеиваемая транзистором в режиме переключения $P_{К}$, состоит из трех составляющих: мощности, рассеиваемой в режиме отсечки $P_{отс}$; мощности, рассеиваемой в режиме насыщения $P_{нас}$, и мощности, рассеиваемой транзистором в активной области, — мощности переключения $P_{пер}$.

Значения составляющих $P_{отс}$, $P_{нас}$, $P_{пер}$ определяются из следующих выражений:

$$P_{отс} = U_{вх} I_{КБО} (1 - \gamma);$$

$$P_{нас} = U_{КЭнас} I_{Кнас} \gamma;$$

$$P_{пер} = U_{вх} I_{Кmax} (t_{вкл} + t_{выкл}) f_0 / 2;$$

$$P_{кл} = P_{отс} + P_{нас} + P_{пер},$$

где $I_{КБО}$ — обратный ток коллектора транзистора $U_{КЭнас}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора в режиме насыщения; $I_{Кmax}$ — максимальный коллекторный ток; $t_{вкл}$, $t_{выкл}$, f_0 — время включения, время выключения и частота переключения транзистора; γ — относительное время открытого состояния транзистора $U_{КЭнас}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора в режиме насыщения.

При малых $I_{КБО}$ суммарная мощность определяется в основном составляющими $P_{нас}$ и $P_{пер}$.

Величина $P_{нас}$ в основном зависит от относительного времени открытого состояния γ , тока $I_{Кmax}$ и остаточного напряжения $U_{КЭнас}$. В стабилизаторах напряжения величина γ зависит от отношения выходного и входного напряжений. Чем больше $U_{вх}$, тем меньше значение γ и меньше $P_{нас}$.

Составляющая $P_{пер}$ зависит от частотных свойств транзистора, а именно от времени его включения $t_{вкл}$ и времени выключения $t_{выкл}$, от значения входного напряжения $U_{вх}$, максимального тока коллектора $I_{Кmax}$ и частоты переключения f_0 . Чем выше граничная частота транзистора, тем меньше $t_{вкл}$, $t_{выкл}$ и тем меньше мощность.

При использовании низкочастотных транзисторов максимальная частота переключения f_0 ограничивается мощностью $P_{пер}$.

На входе фильтра импульсного стабилизатора напряжение имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной входному напряжению стабилизатора $U_{вх}$. Амплитуда первой гармоники напряжения на входе фильтра зависит от относительного времени открытого состояния регулирующего транзистора γ и имеет максимум при $\gamma = 0,5$, что следует учитывать при определении L - и C -фильтра. Амплитуда пульсации выходного напряжения также имеет максимум при $\gamma = 0,5$.

Запирание регулирующего транзистора в схемах осуществляется подключением к переходу база — эмиттер источника запирающего напряжения обратной полярности. На рис. 5.31 изображены три различные схемы запирания регулирующего транзистора T_1 . Транзистор T_1 запирается за счет подключения к переходу база — эмит-

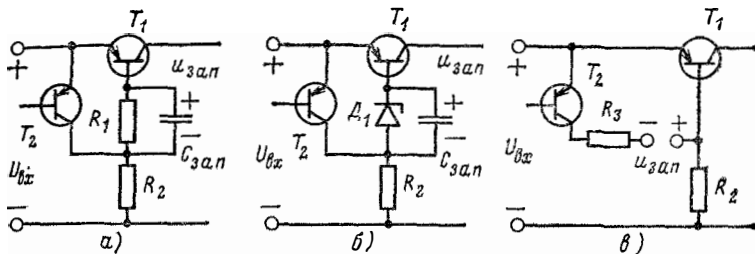


Рис. 5.31. Схемы запирания регулирующего транзистора.

а — с делителем на сопротивлениях; *б* — со стабилитроном; *в* — с автономным источником.

тер источника положительной полярности. В схемах рис. 5.31, *а б* таким источником является заряженная емкость, а в схеме рис. 5.31, *в* — автономный источник.

На рис. 5.32, *а* изображены графики напряжений на конденсаторе $C_{зап}$ и транзисторе T_2 , а также график тока $i_{к2}$, поясняющие принцип действия схемы рис. 5.31, *а*. До момента времени t_1 регулирующий транзистор T_1 находился в открытом состоянии,

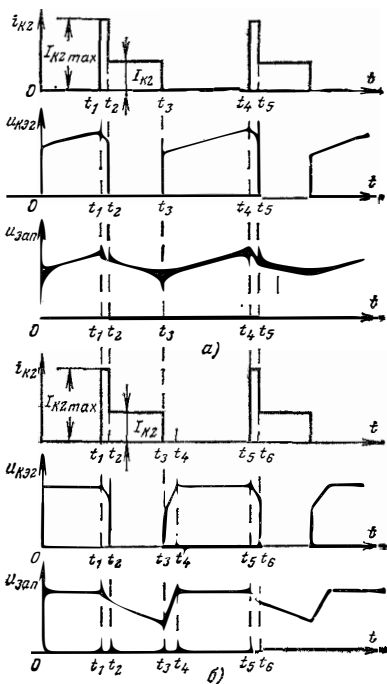


Рис. 5.32. Графики токов и напряжений транзистора T_2 и конденсатора $C_{зап}$.

а — для схемы на рис. 5.31, *а*; *б* — для схемы на рис. 5.31, *б*.

через делитель R_1 , R_2 протекал ток его базы, напряжение на конденсаторе $C_{зап}$ равнялось напряжению на сопротивлении R_1 (полярность на обкладках показана на схеме рис. 5.31, а).

В момент времени t_1 открывается транзистор T_2 , конденсатор $C_{зап}$ подключается к переходу база — эмиттер транзистора T_1 . Конденсатор подключается плюсом к базе T_1 , а минусом — к его эмиттеру.

В интервале $t_1—t_2$ рассеиваются неосновные носители в базе регулирующего транзистора T_1 . В интервале рассеивания сопротивление база — эмиттер мало и через переход течет большой ток, равный $I_{Б13} = I_{К2max}$. В интервале $t_1—t_2$ транзистор T_2 работает в линейном режиме и его коллекторный ток равен $I_{К2max} = h_{21Э2} I_{Б2}$, а напряжение $u_{КЭ2} = u_{зап}$. Напряжение коллектор — эмиттер T_2 в этом интервале падает за счет разряда конденсатора $C_{зап}$ током $I_{К2max}$. В момент транзистор T_1 закрывается, ток коллектора T_2 уменьшается до величины $I_{К2}$ и транзистор T_2 входит в режим насыщения. Напряжение $u_{КЭ2}$ скачком уменьшается до напряжения насыщения.

В интервале $t_2—t_3$ транзистор T_2 насыщен и величина его коллекторного тока определяется сопротивлением резистора R_2 . Конденсатор $C_{зап}$ в этом интервале разряжается в основном на сопротивление резистора R_1 . В момент t_3 транзистор T_2 закрывается, а T_1 открывается током базы, протекающим через цепочку R_1 , R_2 , $C_{зап}$. В интервале $t_3—t_4$ конденсатор $C_{зап}$ заряжается, напряжение растет. Начиная с момента времени t_4 процесс повторяется.

Недостатками такой схемы запирающего являются: зависимость запирающего напряжения от входного напряжения стабилизатора; шунтирующее действие резистора R_1 в интервале разряда конденсатора $C_{зап}$, что приводит к необходимости значительно увеличивать емкость конденсатора $C_{зап}$.

Указанные недостатки устранены в схеме запирающего рис. 5.31, б. В ней вместо резистора используются стабилитрон D_1 или диоды, включенные в прямом направлении. Так как напряжение на стабилитроне D_1 мало и не меняется при изменении тока, амплитуда запирающего напряжения мало зависит от величины входного напряжения стабилизатора.

Кроме того, при разряде конденсатора напряжение

на стабилитроне уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления и соответственно к уменьшению разрядного тока конденсатора. Уменьшение разрядного тока позволяет уменьшить величину емкости конденсатора $C_{зап}$. На рис. 5.32, б приведены графики $u_{кэ2}(t)$, $i_{к2}(t)$, $u_{зап}(t)$ для этой схемы.

В стабилизаторах, рассчитанных на относительно большие токи нагрузки, из-за большого запирающего

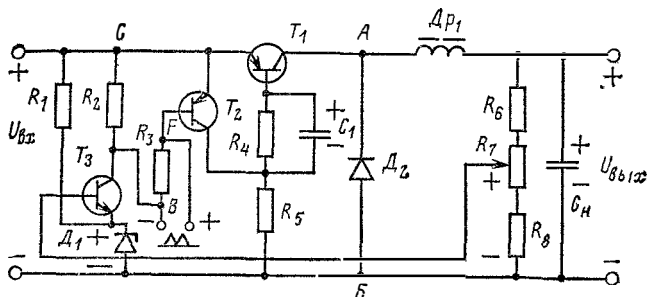


Рис. 5.33. Схема импульсного стабилизатора с ШИМ.

тока приходится применять автономный источник запирающего напряжения (рис. 5.31, в). В этом случае для ограничения тока в цепь коллектора T_2 включается резистор R_3 . Токи и напряжения коллектора T_2 в этом случае будут иметь форму прямоугольных импульсов.

В интервале рассасывания зарядов в базе транзистора T_1 имеет место выброс тока коллектора T_2 , равный $u_{зап}/R_3$.

На рис. 5.33 изображена схема стабилизатора с ШИМ. Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_1 , фильтра ($Др_1$, $C_н$, D_2), схемы запирания (T_2 , R_4 , R_5 , C_1) и усилителя постоянного тока (T_3 , R_2). Управление стабилизатором осуществляется пилообразным сигналом, поступающим от автономного генератора. Пилообразный сигнал, выделяющийся на резисторе R_3 , сравнивается с напряжением на резисторе R_2 , который включен в коллекторную цепь транзистора T_3 . Если пилообразное напряжение на резисторе R_3 превышает напряжение на резисторе R_2 , то потенциал базы транзистора T_2 относительно его эмиттера будет положительный, транзистор T_2 будет закрыт, а транзистор T_1 открыт. В интервале времени, когда напряжение на резисторе R_3 меньше напряжения на резисторе R_2 , T_2 открыт, а T_1 закрыт.

На рис. 5.34 изображены графики напряжений на резисторах R_2 , R_3 , на входе фильтра в точках AB (см рис. 5.33), поясняющие принцип действия схемы.

Выходное напряжение стабилизатора делится делителем напряжения и сравнивается с напряжением стабилитрона D_1 . Сигнал разности усиливается усилителем постоянного тока.

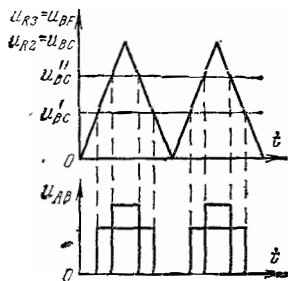


Рис. 5.34. Графики, поясняющие принцип действия схемы на рис. 5.35.

При изменении выходного напряжения, например увеличении, увеличивается положительный потенциал на базе транзистора T_2 , его базовый и коллекторный токи и напряжение на резисторе R_2 до значения U_{BC}^* . Как видно из рис. 5.34, увеличение напряжения u_{R2} приводит к уменьшению времени закрытого состояния транзистора T_2 и открытого состояния транзистора T_1 . Длительность импульса на входе фильтра уменьшается, а период остается неизменным. Среднее значение выходного напряжения уменьшается до своего первоначально значения.

Схема релейного стабилизатора изображена на рис. 5.35. В качестве импульсного элемента в релейном стабилизаторе используется триггер на туннельном диоде и транзисторе (рис. 5.36, а).

В триггере туннельный диод включен параллельно переходу база — эмиттер транзистора T_4 , что позволяет получить на входной характеристике триггера участок с отрицательным сопротивлением.

Построение входной характеристики триггера осуществляется сложением входной характеристики транзистора T_4 при напряжении на его коллекторе, равном нулю, и характеристики туннельного диода. Сложение осуществляется по оси токов (рис. 5.36, б).

Триггер управляется током. При увеличении входного тока триггера сверх I_{Tmax} напряжение на его входе скачком возрастает до значения, большего U_{Tmax} . Так же скачком увеличиваются токи базы и коллектора транзистора T_4 . При уменьшении входного тока триггера до значения, меньшего I_{Tmin} , напряжения на входе тригге-

ра, а соответственно и на переходе база — эмиттер транзистора T_4 резко уменьшаются, что приводит к резкому уменьшению токов базы и коллектора T_4 . Транзистор T_4 запирается и напряжение на выходе триггера на резисторах R_3, R_5 станет равным нулю.

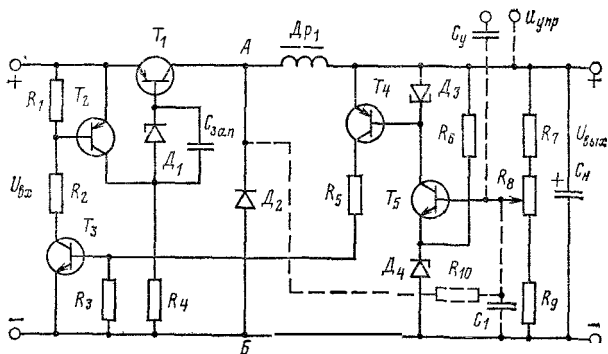


Рис. 5.35. Схема релейного стабилизатора постоянного напряжения.

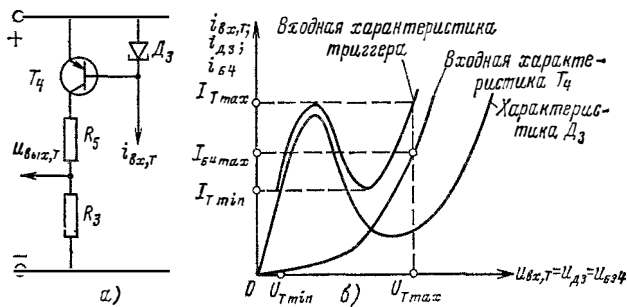


Рис. 5.36. Триггер на транзисторе и туннельном диоде.

а — схема; б — характеристика.

Графики, поясняющие принцип действия схемы на рис. 5.35, изображены на рис. 5.37.

Когда на вход релейного стабилизатора подано постоянное напряжение $U_{вх}$, его выходное напряжение периодически колеблется в пределах, зависящих от порогов срабатывания триггера. Пусть в момент времени $t=0$ напряжение на выходе стабилизатора уменьшилось до значения, необходимого для срабатывания триггера.

гера. Тогда триггер срабатывает и ток коллектора T_1 скачком уменьшается до нуля. При этом закрываются транзисторы T_3 и T_2 , транзистор T_1 открывается, а емкость $C_{зэл}$ заряжается через резистор R_4 . Напряжение на входе фильтра (в точках A, B) скачком увеличивается до напряжения $U_{вх}$, диод D_2 закрывается и ток i_{D2} падает до нуля. Ток коллектора регулирующего транзистора T_1 , а соответственно и ток дросселя начинают увеличиваться. Напряжение на выходе стабилизатора продолжает снижаться до момента, пока ток в дросселе не станет равным току нагрузки I_H , и лишь после этого начинает расти. При увеличении выходного напряжения увеличивается положительный потенциал на базе транзистора T_3 . Ток базы, а следовательно, и ток коллектора T_3 увеличиваются.

В момент времени t_1 напряжение на выходе стабилизатора достигло значения $U_{вых} + \Delta U_{вых}$, а ток коллектора T_3 достиг значения тока срабатывания триггера. Триггер срабатывает, и ток коллектора T_4 скачком увеличивается до максимального значения.

Транзисторы T_3 и T_2 открываются. Емкость $C_{зэл}$ через транзистор T_2 подключается между базой и эмиттером

транзистора T_1 , и он закрывается. В интервале $t_1 - t_2$ ток коллектора транзистора T_1 равен нулю, а дроссель разряжается через диод D_2 . Напряжение на выходе стабилизатора вначале увеличивается, пока ток в дросселе Dp_1 больше тока нагрузки, а затем начинает уменьшаться.

При уменьшении выходного напряжения уменьшается положительное напряжение на базе транзистора T_3 и его

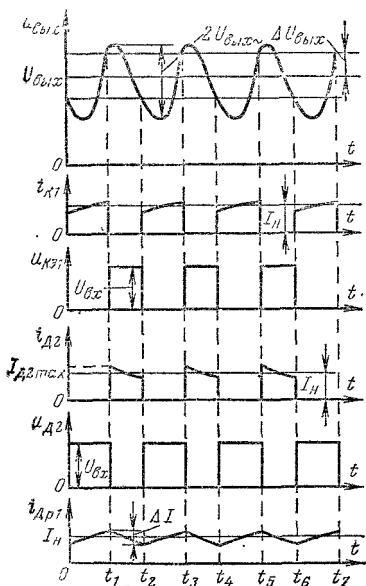


Рис. 5.37. Напряжения и токи релейного стабилизатора на протяжении.

Токи базы и коллектора тоже уменьшаются. В момент t_2 напряжение на выходе уменьшилось до величины $U_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{вых}}$, а ток коллектора T_5 уменьшился до тока отпускания триггера. Триггер срабатывает, транзисторы T_4 , T_3 , T_2 закрываются, а транзистор T_1 открывается. Вновь начинает увеличиваться ток коллектора регулирующего транзистора T_1 , а соответственно и ток дросселя Dp_1 . Таким образом, процесс непрерывно повторяется.

При изменении входного напряжения или тока нагрузки изменяется скважность импульсов регулирующего транзистора, а среднее значение выходного напряжения остается неизменным с определенной степенью точности.

Основным недостатком, ограничивающим область применения релейных стабилизаторов, является относительно большая амплитуда пульсации выходного напряжения. Амплитуда пульсации выходного напряжения зависит от порогов срабатывания триггера, коэффициента усиления усилителя и от коэффициента затухания фильтра стабилизатора. Повышение резонансной частоты фильтра при постоянных значениях порогов срабатывания триггера, постоянных значениях коэффициента усиления усилителя и коэффициента затухания фильтра стабилизатора вызывает пропорциональное увеличение частоты автоколебаний, не изменяя пульсации выходного напряжения.

Повышение коэффициента ослабления фильтра достигается увеличением индуктивности дросселя при соответствующем уменьшении емкости фильтра (из условия постоянства резонансной частоты фильтра). При больших значениях коэффициента затухания резко возрастают габариты стабилизатора. Однако даже при нулевых порогах срабатывания триггера, бесконечном коэффициенте усиления усилителя и достаточно большом коэффициенте затухания не удается получить малую амплитуду пульсации.

Как известно из теории релейных систем автоматического регулирования, повышение частоты автоколебаний при неизменных параметрах фильтра, неизменных порогах срабатывания триггера и неизменном коэффициенте усиления усилителя может быть достигнуто введением дополнительных ускоряющих элементов. В качестве ускоряющего элемента в данной схеме использу-

ется цепочка, состоящая из емкости C_1 и резистора R_{10} (показана на схеме пунктиром). Значительное увеличение частоты автоколебаний стабилизатора при тех же параметрах фильтра, усилителя и триггера приводит к значительному уменьшению амплитуды пульсации.

Данная схема стабилизатора напряжения может работать в режиме широтно-импульсной модуляции. Для

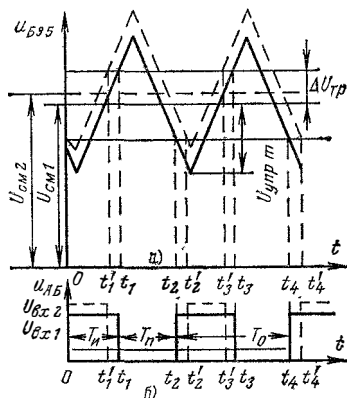


Рис. 5.38. Графики напряжений $U_{БЭС} = f(t)$ и $U_{АБ} = f(t)$ стабилизатора, работающего в режиме ШИМ.

В момент времени t_1 напряжение на базе усилительного транзистора достигло значения, при котором ток коллектора T_5 равен току срабатывания триггера. Триггер срабатывает, открываются транзисторы T_4, T_3, T_2 , а транзистор T_1 закрывается. Напряжение на входе фильтра $u_{АБ}$ скачком уменьшается до нуля (рис. 5.38, б). В момент времени t_2 напряжение пилы на базе транзистора T_5 уменьшилось до значения, при котором ток коллектора усилительного транзистора стал равен току отпущения триггера. Триггер срабатывает, закрываются транзисторы T_4, T_3, T_2 , а транзистор T_1 открывается. Напряжение на входе фильтра вновь скачком увеличилось до значения входного напряжения $U_{вх}$. Таким образом, триггер, а соответственно и регулирующий транзистор непрерывно переключаются за счет внешнего переменного сигнала.

этого на вход усилителя через разделительный конденсатор от внешнего источника подается переменный сигнал. Форма сигнала может быть либо пилообразной, либо синусоидальной. Емкость C_1 и резистор R_{10} в этом случае не устанавливаются.

Рассмотрим действие схемы при пилообразном переменном сигнале.

На базу усилительного транзистора подается внешний сигнал, имеющий форму пилы, и постоянное смещение $U_{см1}$ с делителя R_7, R_8, R_9 (рис. 5.38, а).

Предположим, напряжение на входе стабилизатора увеличивалось до значения $U_{вх1}$. При этом напряжение смещения на базе усилительного транзистора увеличилось до значения $U_{см2}$. Как видно из графиков на рис. 5.38, увеличение смещения приведет к увеличению времени открытого состояния транзисторов T_4 , T_3 , T_2 . Время открытого состояния транзистора T_1 при этом уменьшается. Соответственно уменьшается время импульса на входе фильтра, а среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению с определенной степенью точности.

5.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения по сравнению с линейными стабилизаторами позволяют получить более высокий КПД и значительную выходную мощность. Однако затруднения, связанные с необходимостью подавления пульсации выходного напряжения, усугубляющиеся с ростом выходной мощности, а также худшие качественные показатели импульсных стабилизаторов ограничивают область их применения.

В непрерывно-импульсных стабилизаторах реализуются основные достоинства непрерывных и импульсных стабилизаторов.

Структурная схема непрерывно-импульсного стабилизатора представлена на рис. 5.39.

Схема состоит из непрерывного (линейного) и импульсного стабилизаторов. Импульсный стабилизатор управляется напряжением, снимаемым с резистора $R_{и}$, которое установлено последовательно с регулирующим транзистором $PTи$ непрерывного стабилизатора. Напряжение на резисторе $R_{и}$ изменяется пропорционально току непрерывного стабилизатора.

При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения $U_{вх}$ начинает увеличиваться ток регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора и напряжение на резисторе $R_{и}$ увеличивается. При определенном значении напряжения на этом сопротивлении срабатывает триггер T и включает регулирующий транзистор $PTи$ импульсного стабилизатора. Ток дросселя Dp , установленного последовательно с регулирующим транзистором импульсного стабилизатора, начи-

нает увеличиваться, напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ увеличивается, а ток непрерывного стабилизатора уменьшается. Уменьшение тока непрерывного стабилизатора будет происходить до тех пор, пока напряжение на резисторе R_H не достигнет порога отпускания триггера, после чего триггер срабатывает и регулирующий транзистор импульсного стабилизатора закрывается. В интервале

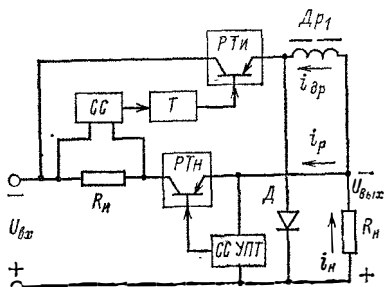


Рис. 5.39. Структурная схема непрерывно-импульсного стабилизатора напряжения.

закрытого состояния регулирующего транзистора дроссель $Др_1$ разряжается через диод $Д$ на нагрузку и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. Уменьшение напряжения на выходе вызывает увеличение тока непрерывного стабилизатора, напряжение на резисторе R_H увеличивается, вновь срабатывает триггер $Т$, регулирующий транзистор импульсного стабилизатора $РТи$

открывается и процесс повторяется.

При увеличении входного напряжения стабилизатора $U_{\text{вх}}$ увеличивается скорость нарастания тока непрерывного стабилизатора, что приводит к уменьшению времени открытого состояния регулирующего транзистора импульсного стабилизатора. В результате этого выходное напряжение остается неизменным с определенной степенью точности.

При уменьшении сопротивления нагрузки увеличивается скорость спада тока непрерывного стабилизатора, что вызывает уменьшение времени закрытого состояния регулирующего транзистора $РТи$, и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ остается неизменным с определенной степенью точности. При уменьшении напряжения на входе стабилизатора и увеличении сопротивления нагрузки схема работает аналогично.

Ток в дросселе $i_{Др}$ и ток регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора i_p состоят из постоянных и переменных составляющих, причем переменные составляющие токов $i_{Др\sim}$ и $i_{p\sim}$ находятся в противофазе и не равны друг другу ($i_{Др\sim} > i_{p\sim}$). Ток в сопротивлении

нагрузки стабилизатора равен сумме этих токов. Чем ближе по значению переменные составляющие токов $i_{др}$ и $i_{р}$, тем меньше значение переменной составляющей тока в сопротивлении нагрузки и тем меньше переменная составляющая (пульсация) выходного напряжения стабилизатора.

Переменная составляющая тока непрерывного стабилизатора $i_{р}$ зависит от коэффициента усиления цепи обратной связи.

Если коэффициент усиления равен бесконечности, то переменные составляющие токов равны ($i_{др} = i_{р}$) и переменная составляющая (пульсация) выходного напряжения будет равна нулю. Из этого следует, что увеличение коэффициента усиления цепи обратной связи приводит к уменьшению переменной составляющей выходного напряжения.

В реальных схемах величины пульсации выходного напряжения непрерывных и непрерывно-импульсных стабилизаторов соизмеримы.

Среднее значение тока регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора зависит от порогов срабатывания триггера и не зависит от величины входного напряжения $U_{вх}$ и тока нагрузки $I_{н}$. Пороги срабатывания триггера выбираются такими, что среднее значение тока регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора во много раз меньше среднего значения тока дросселя.

Таким образом, основная мощность от источника в нагрузку передается ключевым стабилизатором, а непрерывный стабилизатор выполняется на небольшую мощность, и потери в его регулирующем транзисторе малы. Отсюда следует, что КПД непрерывно-импульсного стабилизатора близок по величине к КПД импульсного стабилизатора.

5.6. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотренные в § 5.3 схемы транзисторных стабилизаторов напряжения с последовательным включением регулирующего элемента в большинстве случаев не могут быть использованы для стабилизации напряжений выше 300 В. Это объясняется тем, что с увеличением выходного напряжения стабилизатора увеличивается напряжение на регулирующем транзисторе, а также на

элементах усилителя и схемы сравнения. Поэтому при относительно высоких выходных напряжениях наиболее целесообразно включать регулирующий элемент в цепь переменного тока.

На рис. 5.40 изображена структурная схема стабилизатора постоянного напряжения с регулирующим элементом в цепи переменного тока. Напряжение сети че-

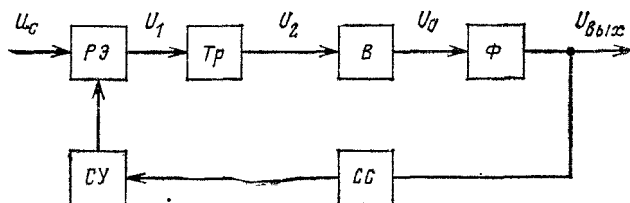


Рис. 5.40. Структурная схема стабилизатора с регулирующим элементом в цепи переменного тока.

рез регулирующий элемент $PЭ$ подается на первичную обмотку силового трансформатора, преобразуется по величине, выпрямляется выпрямителем B , фильтруется и поступает на выход стабилизатора.

Выходное напряжение в схеме сравнения $СС$ сравнивается с опорным, и разностный сигнал поступает на вход схемы управления регулирующим элементом. Сигнал с выхода схемы управления воздействует на регулирующий элемент таким образом, что любые изменения выходного напряжения компенсируются изменением напряжения на регулирующем элементе. В результате выходное напряжение стабилизируется с определенной степенью точности.

В качестве регулирующих элементов в цепи переменного тока используются магнитные усилители с самонасыщением, транзисторы, включенные по определенной схеме, тиристоры и т. д.

На рис. 5.41 изображена схема стабилизатора постоянного напряжения, регулирующим элементом которого является магнитный усилитель (МУ) с самонасыщением.

Магнитный усилитель с самонасыщением состоит из сердечников A и B , выполненных из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. На каждом из сердечников располагаются рабочая обмотка (обмотка переменного тока ω_p), обмотки управления ω_y и смещения $\omega_{см}$.

В цепь рабочих обмоток МУ включены диоды, благодаря чему напряжение сети оказывается приложенным к рабочей обмотке в течение одного полупериода, который является для этой обмотки рабочим.

В интервале рабочего полупериода индукция в одном из сердечников (например, А) изменяется от минимального значения B_y , обусловленного ампер-витками

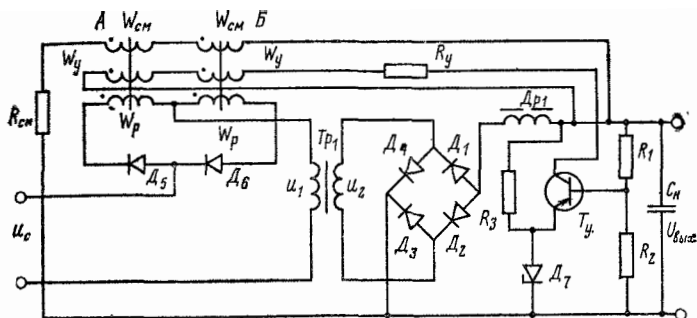


Рис. 5.41. Схема стабилизатора постоянного напряжения, в которой в качестве регулирующего элемента используется магнитный усилитель.

обмоток управления и смещения, до индукции насыщения B_s .

До тех пор, пока индукция в сердечнике А не достигла индукции насыщения B_s , индуктивное сопротивление рабочей обмотки велико и напряжение на первичной обмотке трансформатора приблизительно равно нулю. Как только произошло насыщение сердечника, сопротивление рабочей обмотки резко уменьшается. Напряжение сети почти полностью прикладывается к первичной обмотке трансформатора.

Для сердечника В этот полупериод является управляющим. Под действием напряжений, приложенных к обмоткам управления и смещения, он перемагничивается, и его индукция изменяется от индукции насыщения до значения, равного B_y . Другой полупериод для сердечника В является рабочим, а для сердечника А управляющим и т. д. Ампер-витки обмоток управления и смещения МУ направлены встречно, причем $A\omega_y > A\omega_{cm}$. При увеличении тока в обмотке управления МУ увеличива-

ются суммарные ампер-витки обмоток смещения и управления, что вызывает увеличение индукции B_y . Увеличение индукции B_y приводит к уменьшению времени насыщенного состояния сердечников и напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Магнитный усилитель с самонасыщением можно эквивалентно представить в виде ключа. Замокнutoму состоянию соответствует интервал, когда сердечник МУ насыщен. Время замкнутого состояния ключа изменяется в зависимости от изменения суммарных ампер-витков обмотки управления и смещения. Увеличение тока управления вызывает уменьшение времени замкнутого состояния ключа и напряжение на первичной обмотке трансформатора уменьшается.

Обмотки управления МУ в схеме рис. 5.41 включены последовательно с транзистором T_y . Обмотки смещения МУ питаются от выходного напряжения стабилизатора через резистор $R_{см}$.

При изменении выходного напряжения стабилизатора, например увеличении, увеличивается напряжение на резисторе R_2 , что приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора T_y и его базового и коллекторного токов. В результате увеличивается ток в обмотках управления магнитного усилителя, что вызывает увеличение суммарных ампер-витков обмоток управления и смещения, а следовательно, уменьшение времени насыщенного состояния сердечников МУ.

Напряжение на обмотках трансформатора уменьшается и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению.

Достоинствами такой схемы являются достаточно большой коэффициент стабилизации и высокий КПД.

Стабилизаторы данного типа находят широкое применение, когда требуется получение относительно больших токов нагрузки (от единиц до нескольких десятков ампер).

Недостатками таких схем являются искажение формы напряжения на зажимах первичной и вторичной обмоток, что вызывает увеличение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя, и необходимость увеличения индуктивности обмотки дросселя Dp_1 и емкости конденсатора фильтра.

На рис. 5.42 изображена схема транзисторного регулятора, включенного в цепь переменного тока. Посколь-

ку транзистор является однонаправленным элементом, в цепях переменного тока его включают через диоды D_1 — D_4 , которые обеспечивают прохождение переменного тока через первичную обмотку трансформатора Tr_2 , при этом ток через транзистор не меняет своего направления.

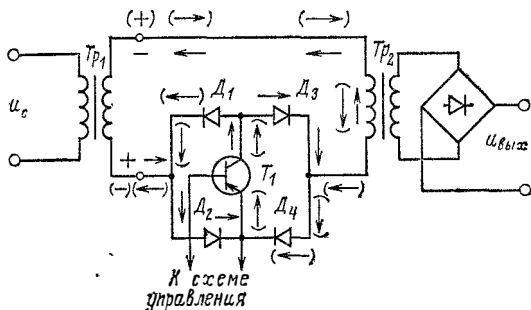


Рис. 5.42. Схема транзисторного регулятора напряжения.

Как видно из рис. 5.42, ток первичной обмотки трансформатора Tr_2 в один полупериод протекает через диоды D_2 , D_3 и транзистор T_1 , а в другой — через D_1 , D_4 и T_1 . Ток через транзистор T_1 имеет пульсирующий характер, но не меняет своего направления.

Применение трансформатора Tr_1 в схеме рис. 5.35 необязательно и вызвано необходимостью гальванической развязки между сетью и регулирующим элементом стабилизатора. Кроме того, применение трансформатора Tr_1 позволяет использовать в схеме транзисторы с большими рабочими напряжениями.

Транзисторные регуляторы в цепях переменного тока находят применение в высоковольтных транзисторных стабилизаторах. Схема высоковольтного стабилизатора приведена на рис. 5.43.

Стабилизатор состоит из двух силовых трансформаторов (Tr_1 , Tr_2); схемы умножения напряжения (C_1 — C_4 , D_9 — D_{12}), измерительного выпрямителя (D_{13} — D_{16}), сравнивающего делителя (R_1 , $R_н$, R_2), усилителя постоянного тока (T_y , T'_y); параметрического стабилизатора ($R_{г1}$, D_6 , $R_{г2}$, D_7 , D_8), являющегося источником опорного напряжения, и регулирующего элемента (D_1 — D_4 ,

T_1), включенного в цепь первичной обмотки трансформатора Tr_2 .

В схеме с целью разделения высоковольтной цепи с цепями управления напряжение обратной связи снимается с измерительного выпрямителя, который питается от низковольтной обмотки трансформатора Tr_2 .

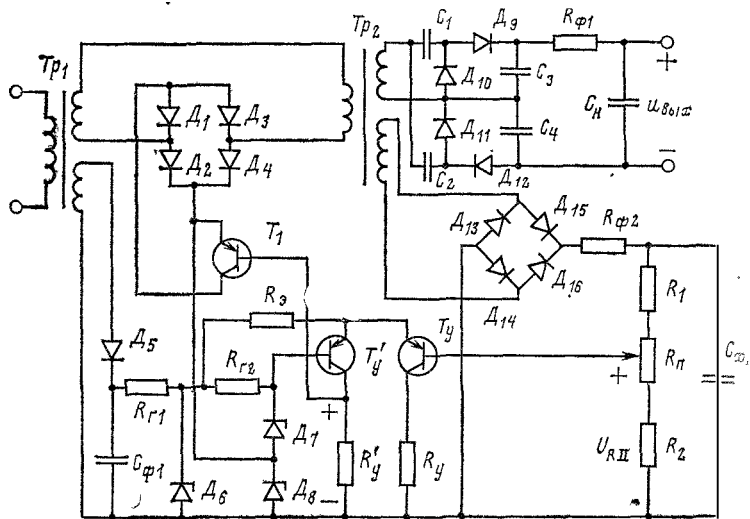


Рис. 5.43. Схема высоковольтного стабилизатора с транзисторным регулятором в цепи переменного тока.

Принцип действия схемы заключается в следующем. При увеличении напряжения сети в первый момент увеличивается напряжение на выходе схемы умножения и на выходе измерительного выпрямителя. Это вызывает увеличение напряжения на нижнем плече сравнивающего делителя, которое сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Уменьшается отрицательный потенциал на базе транзистора T_y , а отрицательный потенциал на базе транзистора T'_y увеличивается. Это вызывает уменьшение базового и коллекторного токов транзистора T_y и увеличение базового и коллекторного токов транзистора T'_y . Увеличивается напряжение на сопротивлении R'_y , что вызывает уменьшение отрицательного потенциала на базе регулирующего транзистора T_1 и приводит

к уменьшению его базового тока. Увеличивается сопротивление регулирующего транзистора T_1 , и напряжение на нем возрастает. Напряжение первичной обмотки трансформатора Tr_2 уменьшается, и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

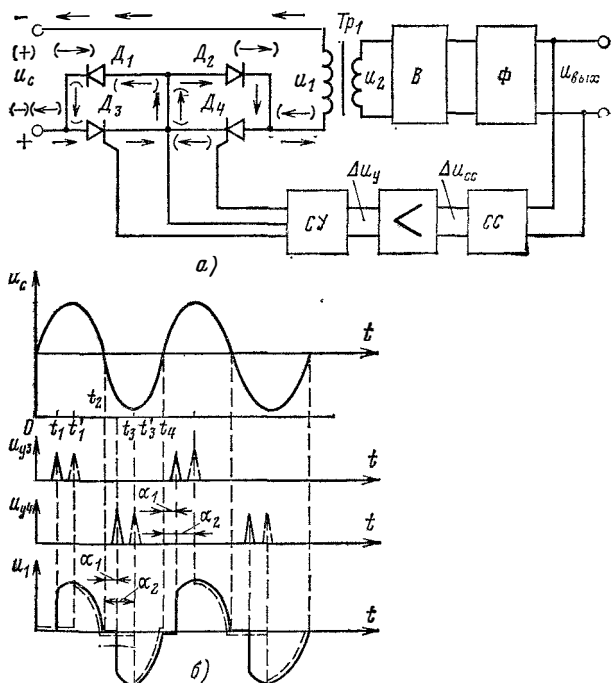


Рис. 5.44. Тиристорный стабилизатор постоянного напряжения.
 а — структурная схема; б — графики $u_c(t)$, $i_{y3}(t)$, $i_{y4}(t)$, $u_1(t)$.

В качестве регуляторов в цепи переменного тока могут быть применены тиристоры.

Тиристорные регуляторы по сравнению с транзисторными могут пропустить значительно большие токи и выдерживать значительно большие напряжения. В связи с этим стабилизаторы напряжения на тиристорах могут быть выполнены на значительно большие выходные мощности, нежели стабилизаторы на транзисторах. Структурная схема тиристорного стабилизатора постоянного напряжения приведена на рис. 5.44, а.

Стабилизатор состоит из регулирующего элемента, выполненного на тиристорах D_3 , D_4 и диодах D_1 , D_2 , трансформатора Tr_1 , выпрямителя B , фильтра Φ , схемы сравнения CC , усилителя постоянного тока и схемы управления тиристорами.

На управляющие электроды тиристоров от схемы управления поступают импульсы положительной полярности.

В первый полупериод напряжение на аноде тиристора D_3 положительно (рис. 5.44, б). Однако в интервале $0-t_1$ он закрыт, так как на его управляющий электрод не подан положительный импульс. В этом интервале напряжение сети падает на закрытом тиристоре D_3 , напряжение на первичной обмотке трансформатора равно нулю. В момент времени t_1 на управляющий электрод тиристора подан положительный импульс от схемы управления и он открывается.

В интервале t_1-t_2 тиристор D_3 открыт и напряжение сети через тиристор D_3 и диод D_2 подключается к первичной обмотке трансформатора. В интервале t_1-t_2 напряжение u_1 равно напряжению сети. Начиная с момента времени t_2 к тиристору D_3 прикладывается обратное напряжение и он закрывается.

Во второй полупериод анод тиристора D_4 положителен, однако он закрыт до момента времени t_3 , и в интервале t_2-t_3 напряжение u_1 равно нулю. В момент t_3 на его управляющий электрод подается положительный импульс, и с этого момента времени напряжение u_1 повторяет напряжение сети.

Принцип действия схемы стабилизатора основан на изменении угла включения тиристора α .

При изменении выходного напряжения стабилизатора изменяется сигнал на выходе схемы сравнения и на выходе усилителя постоянного тока. Изменение сигнала на выходе усилителя приводит к изменению фазы управляющих импульсов, а следовательно, к изменению угла включения тиристоров α .

При увеличении выходного напряжения стабилизатора в результате воздействия цепи обратной связи угол α увеличивается от α_1 до α_2 , что приводит к уменьшению напряжения на первичной обмотке трансформатора и снижению выходного напряжения стабилизатора до первоначального значения. При уменьшении выходного напряжения угол α уменьшается.

Недостатком схемы является искажение формы напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора, за счет чего увеличивается пульсация на выходе выпрямителя. Увеличение пульсации приводит к необходимости увеличивать индуктивность и емкость фильтра.

5.7. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ДВУМЯ РЕГУЛИРУЮЩИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

В стабилизаторах напряжения, где требуются широкие пределы регулировки выходного напряжения и предъявляются жесткие требования к стабильности вы-

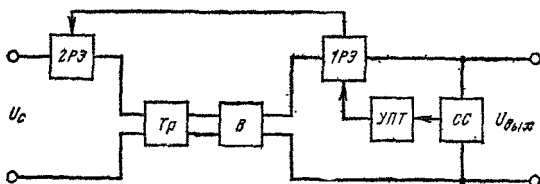


Рис. 5.45. Структурная схема стабилизатора постоянного напряжения с двумя регулируемыми элементами.

ходного напряжения, применяют два регулирующих элемента.

Структурная схема комбинированного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с двумя последовательно включенными регулируемыми элементами изображена на рис. 5.45. Выходное напряжение подается на схему сравнения $СС$, сравнивается с опорным, и сигнал рассогласования через усилитель $УПТ$ воздействует на регулирующий элемент $1РЭ$, включенный на стороне постоянного тока после выпрямителя $В$. Регулирующий элемент $1РЭ$ изменяет свои параметры и воздействует на второй регулирующий элемент, включенный на стороне переменного тока $2РЭ$. В качестве первого элемента $1РЭ$ используется транзистор (или электронная лампа), в качестве второго $2РЭ$ — магнитный усилитель. Такое включение двух регулирующих элементов уменьшает мощность, рассеиваемую регулирующим элементом $1РЭ$ на стороне постоянного тока, повышает КПД

источника питания, улучшает стабильность и уменьшает напряжение на регулирующем элементе $IPЭ$.

В качестве второго регулирующего элемента могут быть также использованы тиристорный регулятор, включенный на стороне переменного тока, управляемый тиристорный выпрямитель, импульсный регулятор на тиристоре и т. д.

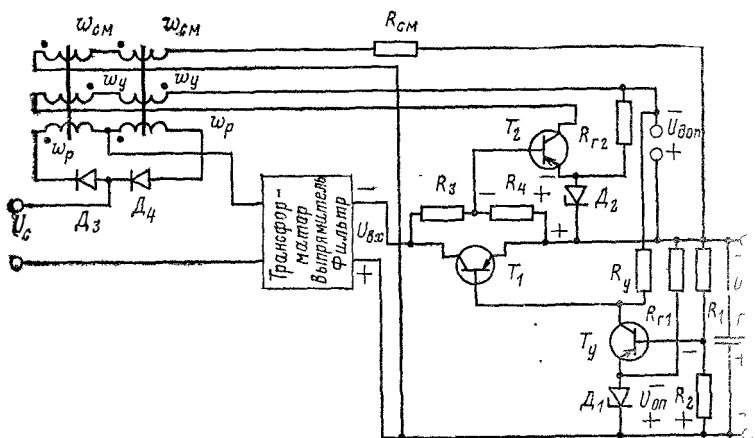


Рис. 5.46. Схема стабилизатора напряжения с двумя регулирующими элементами.

На рис. 5.46 изображена принципиальная схема стабилизатора с двумя регулирующими элементами.

В цепь переменного тока стабилизатора включены рабочие обмотки магнитного усилителя с самонасыщением. Регулирующий транзистор T_1 линейного стабилизатора зашунтирован делителем R_3, R_4 . Напряжение на резисторе R_4 сравнивается с напряжением на стабилитроне D_2 , и сигнал их разности управляет транзистором T_2 , в цепь коллектора которого включена обмотка управления магнитного усилителя МУ.

При увеличении выходного напряжения стабилизатора увеличивается напряжение на нижнем плече делителя U_{R2} , увеличивается отрицательный потенциал на базе транзистора T_1 и растут его базовый и коллекторный токи.

Ток базы транзистора T_1 уменьшается, что приводит к увеличению его коллекторного напряжения и стабилизации выходного напряжения. Одновременно с ростом напряжения на T_1 увеличиваются напряжения на резисторе R_4 , токи базы и коллектора транзистора T_2 , а следовательно, увеличивается и ток в обмотке управления магнитного усилителя. В результате уменьшается время насыщенного состояния сердечников МУ, уменьшается напряжение $U_{вх}$ на выходе выпрямителя.

Поскольку магнитный усилитель является инерционным элементом, то напряжение $U_{вх}$ линейного стабилизатора снижается относительно медленно. Транзистор T_1 при снижении $U_{вх}$ отпирается, поддерживая величину выходного напряжения стабилизатора $U_{вых}$ на заданном уровне.

В установившемся состоянии перепад напряжения на транзисторе T_1 оказывается небольшим, необходимое напряжение $U_{вых}$ достигается снижением входного напряжения линейного стабилизатора $U_{вх}$. При уменьшении выходного напряжения схема работает аналогично, только изменение токов и напряжений происходит в противоположную сторону.

В результате при любом изменении входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора напряжение на регулирующем транзисторе T_1 линейного стабилизатора в установившемся режиме остается практически неизменным, что приводит к снижению мощности, рассеиваемой на нем, и повышению КПД стабилизатора.

5.8. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

В качестве параметрического стабилизатора переменных напряжений может быть использован нелинейный элемент, обладающий малым динамическим сопротивлением. Таким элементом является дроссель с насыщающимся сердечником, вольт-амперная характеристика которого изображена на рис. 5.47. В ином масштабе характеристика является магнитной характеристикой материала сердечника $B=f(H)$. В области насыщения (на пологом участке кривой) относительно большим приращением тока в дросселе ΔI соответствуют незначительные изменения напряжения ΔU .

Простейший параметрический стабилизатор (рис. 5.48, а) состоит из дросселя с ненасыщенным сердечником L_L и дросселя с насыщенным сердечником L_H . Параллельно насыщенному дросселю включается сопротивление нагрузки.

Рассмотрим принцип действия стабилизатора $Z_H = \infty$, воспользовавшись характеристиками насы-

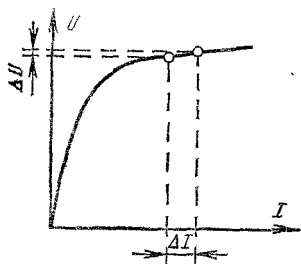
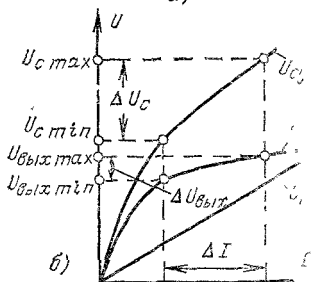
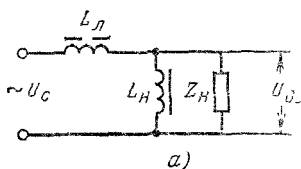


Рис. 5.47. Вольт-амперная характеристика насыщенного дросселя.

Рис. 5.48. Параметрический стабилизатор переменного напряжения

а — схема; б — графики, поясняющие принцип действия схемы.



ного и ненасыщенного дросселей (рис. 5.48, б). Если не брать в расчет потери в стали и меди насыщенного и ненасыщенного дросселей, то можно считать, что напряжения на них совпадают по фазе, а сумма этих напряжений равна напряжению сети. Суммируя характеристики дросселей, получим суммарную характеристику $U_{\text{сум}} = U_{L_L} + U_{L_H} = f(I)$.

Отложив по оси ординат максимальное $U_{\text{сmax}}$ и минимальное $U_{\text{сmin}}$ значения напряжения сети, из характеристик определим соответствующие значения напряжений на насыщенном дросселе: $U_{\text{вmax}}$, $U_{\text{вmin}}$. Как видно из рис. 5.48, б, изменение напряжения $\Delta U_{\text{вmax}}$ значительно меньше изменения напряжения сети ΔU_C .

Изменение напряжения $\Delta U_{\text{вmax}}$ зависит от степени насыщения стали и от магнитных свойств сердечника.

Недостатками рассмотренной схемы являются низкий $\cos \varphi$ (0,2—0,3), большие габариты дросселей, и

кий коэффициент стабилизации. В связи с этими недостатками данная схема применяется редко. Для устранения указанных недостатков в стабилизаторе параллельно насыщенному дросселю включается емкость. Такой стабилизатор называется феррорезонансным (рис. 5.49, а).

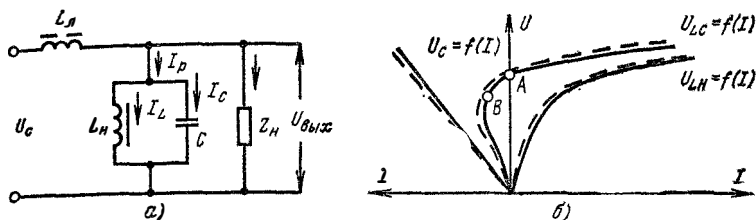


Рис. 5.49. Феррорезонансный стабилизатор напряжения.

а — схема; б — зависимости $U_C = f(I)$, $U_{LH} = f(I)$, $U_{LC} = f(I)$.

Включение емкости параллельно насыщенному дросселю позволяет сместить рабочий участок нелинейного элемента в область малых токов. На рис. 5.49, б представлены вольт-амперные характеристики насыщенного дросселя $U_{LH} = f(I)$, конденсатора $U_C = f(I)$ и характеристика параллельного контура, полученная сложением двух предыдущих характеристик.

Результирующий ток I_p резонансного контура равен геометрической сумме токов индуктивности и емкости, т. е. $I_p = I_L + I_C$. Если потерь в дросселе и конденсаторе нет, то токи I_L и I_C находятся в противофазе и результирующий ток равен арифметической разности этих токов, т. е. $I_p = I_L - I_C$. Поэтому на рис. 5.49, б ток I_L отложен вправо (положительный), а ток I_C — влево (отрицательный). При малых напряжениях индуктивность дросселя велика, ток в дросселе мал и результирующий ток имеет емкостный характер. В точке А, соответствующей резонансу токов, результирующий ток равен нулю и при дальнейшем повышении напряжения имеет индуктивный характер. При этом он резко увеличивается с повышением напряжения, что соответствует резкому уменьшению эквивалентной индуктивности контура $L_n C$. Сравнение рабочих (пологих) участков кривых U_{LH} и U_{LC} показывает, что при одинаковых изменениях

тока напряжение на резонансном контуре (кривая U_C), меняется меньше, чем в схеме с одним дросселем (кривая U_{LH}), т. е. резонансный контур улучшает стабилизирующую способность устройства.

Устойчивая работа стабилизатора возможна лишь в точке резонанса (от точки A вправо), так как на этом участке повышение напряжения вызывает увеличение тока как в резонансном контуре, так и в гасящей индуктивности, падение напряжения на которой компенсирует приращение напряжения на входе. Слева от точки (участок $A-B$) устойчивая работа стабилизатора невозможна (срыв стабилизации), так как положительным приращениям напряжения соответствуют отрицательные приращения тока резонансного контура и в гасящей индуктивности, вследствие чего падение напряжения на дросселе L_L уменьшается, повышая выходное напряжение в большой степени.

Феррорезонансный стабилизатор очень чувствителен к изменению частоты тока питающей сети. Изменение частоты на 1—2% вызывает изменение выходного напряжения на 2—3,5%. При увеличении частоты тока (пунктирные кривые на рисунке) индуктивное сопротивление увеличивается, а емкостное — уменьшается. Поэтому кривая U_{LH} пройдет выше, а U_C — ниже и кривая выходного напряжения U_{LC} сместится вверх, т. е. напряжение на выходе стабилизатора повысится. Уменьшение частоты тока вызывает понижение напряжения на выходе.

Практическая схема феррорезонансного стабилизатора изображена на рис. 5.50. Дроссель с насыщающимся сердечником L_H представляет собой повышающий автотрансформатор, первичное напряжение U_1 которого подается от сети через дроссель L_L . Снимаемое с обмотки 0—2 напряжение U_2 превышает U_1 для того, чтобы номинальное значение выходного стабилизированного напряжения получалось равным номинальному значению входного напряжения. Резонансная обмотка 0—3 имеет еще большее число витков для увеличения индуктивности, что дает возможность уменьшить емкость конденсатора, так как необходимая резонансная частота обеспечивается определенной величиной $L_H C$. Однако напряжение на резонансной обмотке U_C должно быть меньше максимального допустимого значения для конденсатора, используемого в схеме.

На рис. 5.51 изображены зависимости между напряжениями и токами для всех обмоток автотрансформатора, пересчитанных ко вторичной цепи. Так как напряжение, снимаемое с автотрансформатора, не остается строго постоянным, то для повышения стабильности на дроссель L_d наносится дополнительная компенсационная обмотка, включаемая так, чтобы ее ЭДС U_k была

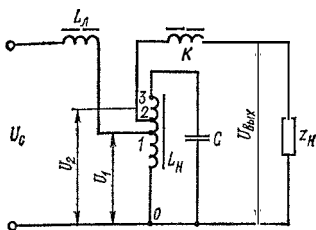


Рис. 5.50. Феррорезонансный стабилизатор с автотрансформатором.

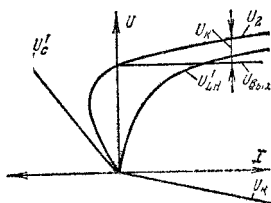


Рис. 5.51. Характеристики феррорезонансного стабилизатора с автотрансформатором.

направлена встречно напряжению U_2 и выходное напряжение получалось равным геометрической разности U_2 и U_k , т. е. $U_{\text{вых}} = U_2 - U_k$. ЭДС компенсационной обмотки, так же как и напряжение на индуктивности L_d , пропорциональна току ($U_k \sim U_d \sim I$).

Достоинством феррорезонансных стабилизаторов напряжения являются простота устройства, высокая надежность, относительно высокий КПД (до 0,85), стойкость к перегрузкам и механическим воздействиям и относительно низкая стоимость.

К наиболее существенным недостаткам феррорезонансных стабилизаторов напряжения следует отнести зависимость выходного напряжения от частоты источника питания, несинусоидальность формы кривой выходного напряжения, чувствительность к виду нагрузки и относительно большая масса.

5.9. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Компенсационный стабилизатор переменного напряжения состоит из регулирующего элемента, схемы сравнения и усилителя. В качестве регулирующих элементов

в стабилизаторах переменного напряжения применяются магнитные усилители или транзисторные регуляторы.

Схема сравнения в стабилизаторах переменного напряжения измеряет отклонения выходного напряжения либо по среднему, либо по действующему значению. Сигнал с выхода схемы сравнения усиливается усилителем и управляет регулирующим элементом.

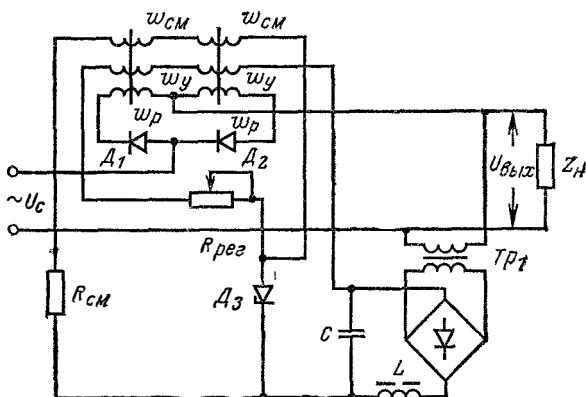


Рис. 5.52. Компенсационный стабилизатор переменного напряжения

По сравнению с феррорезонансными стабилизаторы компенсационного типа не имеют заметного преимущества в КПД и коэффициенте мощности ($\cos \phi$). На выходе компенсационного стабилизатора форма кривой напряжения сильно искажается, так как магнитные усилители и транзисторные регуляторы увеличивают содержание четных гармоник в кривой напряжения.

Преимуществами компенсационных стабилизаторов являются высокая стабильность, возможность плавной регулировки выходного напряжения в широких пределах и нечувствительность к изменению частоты тока питающей сети.

Стабилизаторы напряжения на магнитных усилителях и тиристорах могут обеспечить высокую стабильность выходного напряжения либо по среднему, либо по действующему значению. Вследствие искаженной формы кривой напряжения обеспечить постоянство выходного напряжения по среднему и действующему зна

числения одновременно в одном типе стабилизатора невозможно.

Принципиальные схемы стабилизаторов напряжения по среднему и действующему значению напряжения изображены на рис. 5.52, 5.53. В этих стабилизаторах регулирующим элементом является магнитный усилитель

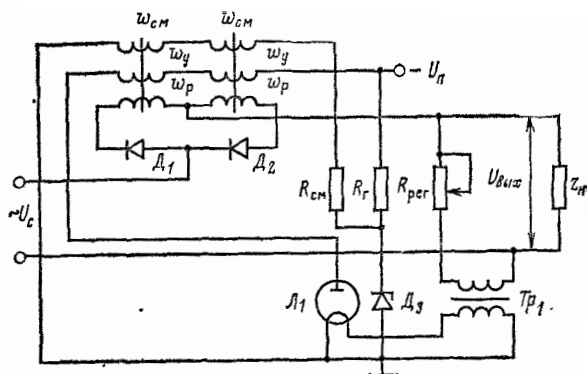


Рис. 5.53. Компенсационный стабилизатор переменного напряжения.

с самонасыщением, рабочие обмотки которого включены последовательно с нагрузкой.

Для управления магнитным усилителем используются две обмотки постоянного тока: управления w_y и смещения $w_{см}$. Ампер-витки этих обмоток имеют встречное направление, причем $I_y w_y > I_{см} w_{см}$.

При увеличении тока в обмотке управления увеличиваются суммарные ампер-витки обмотки управления и обмотки смещения, уменьшается время насыщенного состояния сердечников МУ и выходное напряжение уменьшается (см. § 5.6). Сопротивление обмотки смещения изменяется при изменении температуры, что приводит к перемещению рабочей точки на характеристики вход-выход МУ.

Чтобы уменьшить влияние температуры на ток в обмотке смещения, последовательно с ней включают резистор $R_{см}$, сопротивление которого много больше сопротивления самой обмотки. Резистор $R_{пер}$ в этих схемах предназначен для регулировки выходного напряжения.

При стабилизации напряжения по среднему значению (рис. 5.52) выходное напряжение через трансфор-

матор Tr_1 поступает на выпрямитель, в цепь выпрямленного тока которого через обмотку управления МУ включен стабилитрон D_3 . Обмотка смещения МУ питается стабилизированного напряжения, снимаемого со стабилитрона D_3 .

При изменении выходного напряжения стабилизатора изменяется напряжение на выходе выпрямителя, что вызывает изменение тока в обмотке управления МУ, причем ток в обмотке управления МУ изменяется пропорционально изменениям среднего значения выходного напряжения. Изменение тока в обмотке управления приводит к изменению суммарных ампер-витков, что вызывает изменение времени насыщенного состояния сердечников МУ, и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

При стабилизации напряжения по действующему значению (рис. 5.53) от трансформатора Tr_1 , включенного на выходе стабилизатора, подогревается катод диода L_1 . Диод L_1 ставится в насыщенный режим и его анодный ток изменяется пропорционально изменениям действующего значения напряжения накала. Обмотка смещения в этой схеме подключена к стабилизированному напряжению, снимаемому со стабилитрона D_3 .

Изменение выходного напряжения вызывает изменение напряжения накала диода L_1 , что приводит к изменению его анодного тока и тока в обмотке управления МУ. Изменяются суммарные ампер-витки обмоток смещения и управления, изменяется время насыщенного состояния сердечников МУ, и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Стабилизатор с тиристорным регулирующим элементом может быть выполнен по той же схеме, что и стабилизатор постоянного напряжения (см. рис. 5.41), с той лишь разницей, что в стабилизаторе переменного напряжения будут отсутствовать выпрямитель и фильтр. Обратная связь в тиристорном стабилизаторе может осуществляться так же, как и в стабилизаторах с МУ, по действующему и среднему значениям выходного напряжения. Принцип действия тиристорного стабилизатора переменного напряжения аналогичен принципу действия схемы на рис. 5.41.

5.10 Компенсационные стабилизаторы тока

Стабилизаторы тока компенсационного типа находят преимущественное применение в устройствах, предназначенных для возбуждения постоянного магнитного поля. Для работы ламп бегущей волны, ламп обратной волны, клистронов и т. д. применяют «фокусирующие катушки» (соленоиды), обмотки которых выполнены из медного провода. Для нормальной работы этих приборов необходимо постоянство магнитного поля и, следовательно, постоянство тока в обмотке соленоида. При отсутствии стабилизации ток в соленоиде может изменяться как вследствие колебания напряжения питающей сети, так и из-за изменения сопротивления обмотки соленоида, вызванного изменением температуры этой обмотки под действием протекающего по ней тока или изменением температуры окружающей среды.

Для поддержания постоянства тока в соленоиде используются компенсационные стабилизаторы тока, содержащие регулирующий элемент, схему сравнения и усилитель. В качестве регулирующих элементов, так же как и в стабилизаторах напряжения компенсационного типа, могут использоваться электронные лампы, транзисторы, тиристоры и магнитные усилители.

В отличие от стабилизаторов напряжения сигнал на выходе схемы сравнения изменяется пропорционально изменениям тока нагрузки.

В транзисторном стабилизаторе постоянного тока (рис. 5.54) в качестве регулирующего элемента используется транзистор T_1 , который управляется усилителем постоянного тока (R_y, T_y).

При уменьшении тока в нагрузке стабилизатора уменьшается напряжение на резисторе R_H , что приводит к уменьшению отрицательного потенциала на базе транзистора T_y и уменьшению его базового и коллекторного токов. Это вызывает увеличение тока базы транзистора

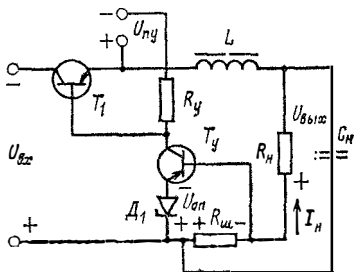


Рис. 5.54. Схема транзисторного стабилизатора тока.

T_1 , вследствие чего ток нагрузки стабилизатора увеличивается до своего первоначального значения.

В стабилизаторе тока рис. 5.54 при неизменном напряжении питающей сети обеспечивается постоянство суммы сопротивлений регулирующего элемента и нагрузки. При неизменном сопротивлении нагрузки изменение напряжения питающей сети вызывает соответствующее

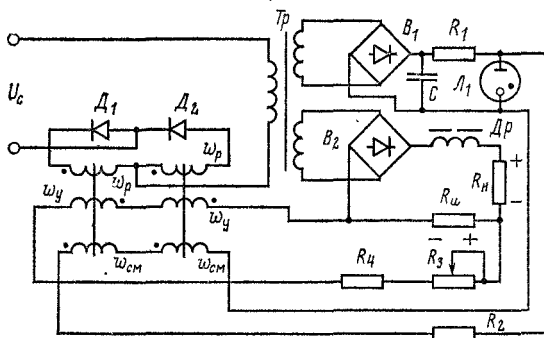


Рис. 5.55. Схема стабилизатора тока с МУ.

ющее изменение сопротивления регулирующего элемента, что обеспечивает постоянство тока. Индуктивность L препятствует мгновенным изменениям тока, а емкость C повышает уровень сигнала рассогласования при мгновенных изменениях сопротивления нагрузки.

При больших токах нагрузки наиболее часто в качестве регулирующего элемента применяют магнитный усилитель, рабочая обмотка которого включается в цепь переменного тока, а обмотка управления — либо последовательно с нагрузкой, либо часть тока ответвляется в обмотку управления, включенную параллельно с резистором $R_{н}$. В некоторых случаях используют цепь сравнения и усилитель. При введении транзисторного усилителя обмотка управления магнитного усилителя включается в цепь коллектора транзистора.

На рис. 5.55 изображена принципиальная схема компенсационного стабилизатора тока, в которой в качестве регулирующего элемента использован магнитный усилитель с самонасыщением.

Сигнал рассогласования на обмотку управления ω_y МУ подается с резистора $R_{н}$, включенного последова-

тельно с нагрузкой. Обмотка смещения $\omega_{см}$ подключена к выходу отдельного источника, напряжение которого стабилизировано стабилитроном L_1 .

Изменение тока нагрузки, вызванное изменением сопротивления R_H или напряжения питающей сети, воздействует на обмотку управления МУ. Ампер-витки обмоток смещения и управления направлены встречно, причем $I_y \omega_y > I_{см} \omega_{см}$. При увеличении тока нагрузки увеличится ток и в обмотке управления МУ, что увеличивает постоянное намагничивание сердечников и уменьшается время их насыщенного состояния (см. § 5.6). Это приводит к снижению напряжения первичной обмотки трансформаторов и на выходе выпрямителя, при этом ток нагрузки уменьшается до заданного значения. При уменьшении тока нагрузки выходное напряжение выпрямителя повышается с тем, чтобы увеличить ток до заданного значения.

В цепи обмоток смещения и управления включены резисторы R_2 и R_4 , предназначенные для ослабления влияния изменения сопротивлений этих обмоток на ток нагрузки.

Переменный резистор R_3 предназначен для регулировки тока нагрузки.

Компенсационные стабилизаторы тока, в которых в качестве регулирующего элемента используются магнитные усилители, обеспечивают высокую стабильность тока при изменениях напряжения питающей сети и сопротивления нагрузки. Однако такие стабилизаторы не сглаживают пульсации тока. Поэтому для сглаживания пульсаций необходимо применение громоздких дросселей.

Глава шестая

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Для питания радиоаппаратуры от источников постоянного тока широко используются преобразователи постоянного напряжения. В настоящее время полупроводниковые преобразователи почти полностью заменили электронные преобразователи и вибропреобразователи.

Основными достоинствами полупроводниковых преобразователей являются малые габариты и масса, высокий КПД и большая эксплуатационная надежность.

Наметившаяся тенденция микроминиатюризации радиоэлектронике привела к тому, что полупроводниковые преобразователи напряжения стали применять во вторичных источниках электропитания. Применение полупроводниковых преобразователей дает возможность значительно уменьшить массу, габариты, повысить КПД источника электропитания в целом.

В процессе преобразования постоянное напряжение одной величины преобразуется в переменное или постоянное напряжение другой величины. Для преобразования напряжения по величине в схеме преобразователя применяется трансформатор, а для преобразования постоянного тока в переменный — переключающее устройство, изменяющее направление тока в первичной обмотке трансформатора. Для уменьшения потерь энергии в преобразователях переключающее устройство должно иметь возможно меньшее сопротивление в открытом состоянии и возможно большее сопротивление в закрытом состоянии. В качестве элементов переключающих устройств в полупроводниковых преобразователях используются транзисторы и тиристоры.

Преобразователи с выходом на переменном токе называются инверторами, а с выходом на постоянном токе — конверторами. Различие между ними заключается в том, что в конверторах, помимо переключающего устройства и трансформатора, имеется выпрямитель и сглаживающий фильтр.

Транзисторные преобразователи выполняются преимущественно на небольшую выходную мощность (несколько сотен ватт). Преобразователи на большие мощности, работающие от первичных источников с повышенным напряжением, рационально выполнять на тиристорах. Транзисторные и тиристорные преобразователи подразделяются на нерегулируемые и регулируемые.

Регулируемые преобразователи используются как регуляторы или стабилизаторы постоянного и переменного напряжения.

По способу возбуждения колебаний различают схемы с самовозбуждением и с независимым возбуждением. Схемы с самовозбуждением представляют собой релаксационные генераторы с внутренней положительной обратной связью. Преобразователи с независимым возбуждением состоят из задающего генератора и усилителя мощности. Задающий генератор в большинстве случаев

представляет собой преобразователь с самовозбуждением.

Импульсы с выхода задающего генератора поступают на вход усилителя мощности и управляют им.

В зависимости от построения схемы преобразователи подразделяются на однотактные, двухтактные. Двухтактные преобразователи могут быть выполнены по схеме со средней точкой, по мостовой и полумостовой схемам.

6.1. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по однотактной и двухтактной схемам. В радиоэлектронной аппаратуре они применяются как маломощные автономные источники электропитания и как задающие генераторы мощных преобразователей.

Однотактный преобразователь (рис. 6.1, а) состоит из транзистора T_1 , трансформатора Tr_1 , выпрямительного диода D_1 и конденсатора C_1 , предназначенного для уменьшения пульсации напряжения на нагрузке. Трансформатор преобразователя имеет три обмотки — первичную ω_1 , вторичную ω_2 и базовую обмотку (обратной связи) ω_B . Для того чтобы сердечник трансформатора не насыщался, он выполняется с немагнитным зазором.

При подключении схемы к источнику питания через резистор $R_{см}$ протекает ток, кото-

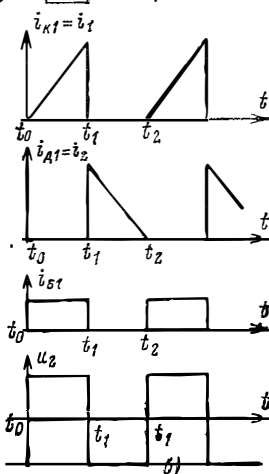
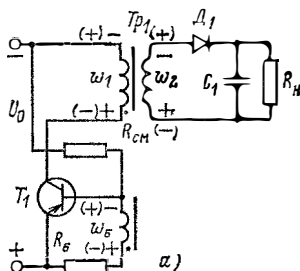


Рис. 6.1. Однотактный преобразователь с самовозбуждением.

а — схема; б — зависимости $i_K(t)$, $i_{D1}(t)$, $i_{B1}(t)$, $u_2(t)$.

рый создает небольшое отрицательное смещение на базе транзистора T_1 . Транзистор T_1 несколько приоткрывается и в его коллекторной цепи начинает протекать ток i_c . Ток коллектора $i_{к1}$, протекая по первичной обмотке ω_1 вызывает изменение магнитного потока в сердечник трансформатора, в результате чего в обмотках трансформатора $\omega_1, \omega_2, \omega_B$ наводятся ЭДС. Базовая обмотка трансформатора ω_B включена таким образом, что при нарастании коллекторного тока в ней наводятся ЭДС такой полярности, при которой транзистор преобразователя T еще больше открывается. Поэтому процесс отпирания T_1 происходит лавинообразно и транзистор преобразователя входит в насыщение (момент t_0 , рис. 6.1, б). При насыщении транзистора T_1 все напряжение источника питания прикладывается к первичной обмотке ω_1 ($U_1 = U_{\text{п}}$) и ток в этой обмотке нарастает по линейному закону. В интервале $t_0 - t_1$ транзистор T_1 насыщен и напряжения на обмотках трансформатора отличаются от напряжения первичной обмотки

$$U_B = U_1 \frac{\omega_B}{\omega_1} = U_0 \frac{\omega_B}{\omega_1};$$

$$U_2 = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} = U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}.$$

Диод D_1 в этом интервале закрыт и ток $i_{д1} = i_2 = 0$. Транзистор T_1 будет находиться в насыщенном состоянии до момента времени t_1 . В момент времени t_1 ток коллектора транзистора T_1 достигнет значения $I_{\text{кmax}} = h_{21Э} I_{Б1}$, где $h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_1 в схеме с общим эмиттером. Рабочая точка транзистора переходит из области насыщения в активную область, напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_1 возрастает, а напряжение на первичной обмотке трансформатора u_1 уменьшается. Уменьшение напряжения u_1 приведет к уменьшению напряжения на базовой обмотке u_B , что вызовет уменьшение базового тока транзистора I_1 . Уменьшение базового тока транзистора T_1 приведет к еще большему увеличению напряжения коллектор — эмиттер транзистора T_1 и к еще большему снижению напряжения на первичной обмотке трансформатора, в результате чего возникает лавинообразный процесс запираания транзистора преобразователя. Уменьшение тока коллектора в начале про-

цесса запираания приводит к уменьшению магнитного потока. Производная магнитного потока $d\Phi/dt$ меняет свой знак, в результате чего во всех обмотках трансформатора наводятся ЭДС противоположной полярности. Транзистор запирается напряжением базовой обмотки, а диод D_1 открывается и по вторичной обмотке протекает ток. В интервале t_1-t_2 происходит передача энергии, накопленной в индуктивности за время открытого состояния транзистора. Ток $i_2=i_{D_1}$ уменьшается по линейному закону. Как только ток i_2 уменьшится до нуля, ЭДС во всех обмотках трансформатора станут равными нулю, приоткрывается транзистор T_1 и процесс вновь повторяется.

В одноконтурных преобразователях частота переключения транзистора зависит от напряжения питания и от сопротивления нагрузки.

Напряжение на выходе преобразователя также зависит от сопротивления нагрузки. В схеме имеет место вынужденное намагничивание трансформатора, что снижает КПД преобразователя. Из-за указанных недостатков схема имеет ограниченное применение и используется лишь для преобразования мощности не более 1—5 Вт.

Двухтактный преобразователь с средней точкой (рис. 6.2, а) состоит из двух транзисторов; трансформатора, первичная обмотка которого имеет вывод средней точки, и делителя напряжения, состоящего из резисторов R_1, R_2 , необходимых для надежного запуска схемы. Трансформатор преобразователя помимо первичных w'_1, w''_1 и вторичной w_2 обмоток имеет базовые обмотки w'_B, w''_B (обмотки обратной связи). Для обеспечения надежного переключения транзисторов преобразователя и хорошей формы выходных импульсов трансформатор выполнен на сердечнике из материала с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной (рис. 6.2, б). В качестве материала для сердечника используются пермаллой и ферриты различных марок.

Рассмотрим принцип действия схемы преобразователя в режиме холостого хода, т. е. при сопротивлении внешней нагрузки, равном бесконечности. При подключении схемы преобразователя к источнику постоянного напряжения U_0 через делитель напряжения R_1, R_2 будет протекать ток и на базы транзисторов T_1, T_2 с рези-

стора R_2 подается отрицательное (относительно эмиттеров) смещение. Так как входные сопротивления транзисторов и их коэффициенты усиления не могут быть абсолютно одинаковыми, то их коллекторные токи окажутся различными и, следовательно, МДС верхней ω'_1 и нижней ω''_1 первичных обмоток трансформатора будут также различны.

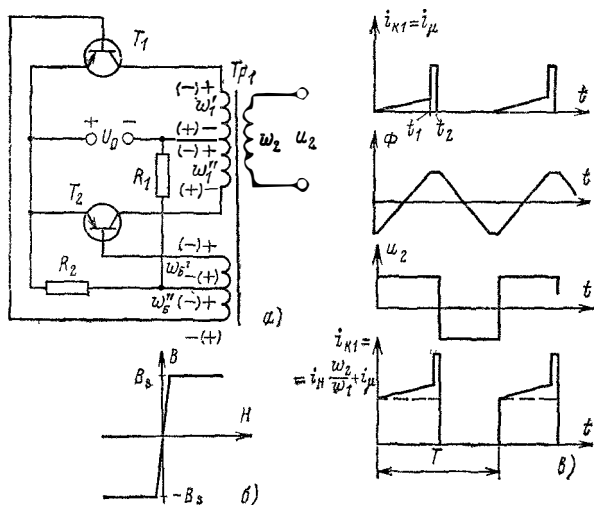


Рис. 6.2. Двухтактный преобразователь с самовозбуждением.

а — схема; б — зависимость $B=f(H)$; в — зависимости $i_{H1}(t)$, $\Phi(t)$, $u_2(t)$, $i_{K1}(t)$.

В результате неравенства встречно действующих МДС создается магнитный поток в сердечнике трансформатора, который индуцирует в базовых обмотках ω'_B и ω''_B ЭДС, направленную так, что к базе транзистора, через который первоначально протекал больший ток (например, T_1), будет приложено отрицательное напряжение, а к базе транзистора, через который при включении протекал меньший ток (например, T_2), — положительное напряжение. Это приведет к еще большему увеличению тока коллектора транзистора T_1 и к запирающему транзистора T_2 . В результате транзистор T_1 полностью откроется (насытится) и его коллекторный ток i_{K1} , рав

ный намагничивающему току трансформатора i_{μ} , будет увеличиваться, что вызовет нарастание магнитного потока в сердечнике трансформатора (рис. 6.2 в). К первичной обмотке ω_1 будет приложено напряжение, равное приблизительно напряжению питания U_0 , а во вторичной обмотке индуцируется ЭДС, равная произведению напряжения U_0 на коэффициент трансформации. Увеличение намагничивающего тока i_{μ} в первичной обмотке ω_1 и магнитного потока в сердечнике трансформатора будет происходить до тех пор, пока не произойдет насыщение материала последнего.

При насыщении сердечника (рис. 6.2, в, интервал t_1-t_2) прекращается увеличение магнитного потока, уменьшается индуктивное сопротивление обмотки ω_1 , что приводит к резкому увеличению коллекторного (намагничивающего) тока.

В связи с резким уменьшением индуктивного сопротивления обмотки ω_1 происходит перераспределение напряжения питания U_0 между транзистором T_1 и обмоткой ω_1 . Напряжение на транзисторе T_1 возрастает, и он из области насыщения переходит в активную область, а напряжение на обмотке ω_1 уменьшается. Уменьшение напряжения на обмотке ω_1 приводит к уменьшению ЭДС, индуцируемых в базовых обмотках, и ток коллектора транзистора T_1 , а следовательно, и намагничивающий ток i_{μ} начинает уменьшаться. Уменьшение намагничивающего тока приводит к уменьшению магнитного потока, производная $d\Phi/dt$ станет отрицательной, и знаки ЭДС во всех обмотках трансформатора изменятся на противоположные. Изменение знака ЭДС в базовых обмотках приведет к тому, что транзистор T_1 закроется, а T_2 откроется. В дальнейшем будет происходить увеличение тока, протекающего через транзистор T_2 и первичную обмотку ω_1 . При этом магнитный поток, изменив направление, начнет увеличиваться. При достижении насыщения сердечника вновь произойдет лавинообразный процесс, т. е. транзистор T_1 откроется, а T_2 закроется, и т. д.

При работе преобразователя под нагрузкой в отличие от режима холостого хода ток коллектора транзистора будет складываться из намагничивающего тока и приведенного тока вторичной обмотки (рис. 6.2, в).

В интервале времени, когда один из транзисторов открыт, согласно закону электромагнитной индукции можно записать:

$$\omega_1 \frac{d\Phi}{dt} = U_0 - U_{KЭнас} - U_{R0},$$

где $U_{KЭнас}$ — падение напряжения на транзисторе в режиме насыщения; U_{R0} — падение напряжения на активном сопротивлении половины первичной обмотки.

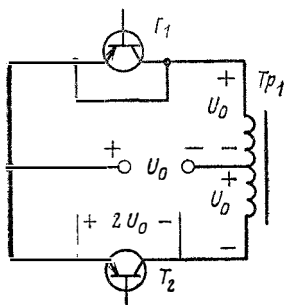


Рис. 6.3. Схема двухтактного преобразователя

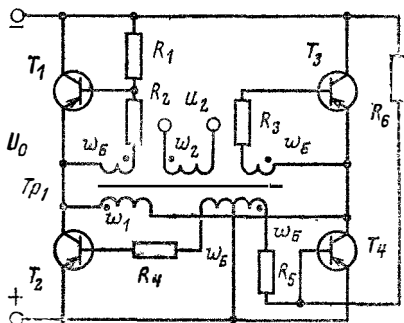


Рис. 6.4. Мостовая схема преобразователя с самовозбуждением.

Учитывая, что $\Phi = BS$ и что время перемагничивания сердечника от индукции насыщения $+B_s$ до индукции насыщения $-B_s$ равно половине периода генерации, получаем:

$$\omega_1 S \int_{-B_s}^{+B_s} dB = (U_0 - U_{KЭнас} - U_{R0}) \int_0^{T/2} dt,$$

$$\omega_1 S 2B_s = (U_0 - U_{KЭнас} - U_{R0}) \frac{T}{2}, \quad (6.1)$$

где S — площадь сечения магнитопровода трансформатора.

Подставив в (6.1) $T = 1/f$, после преобразования получим выражение для частоты генерации преобразователя

$$f = \frac{U_0 - U_{KЭнас} - U_{R0}}{4\omega_1 B_s S}. \quad (6.2)$$

Как видно из выражения (6.2), частота генерации зависит от напряжения источника питания — это является недостатком схемы. Частота генерации зависит также от тока нагрузки преобразователя. При увеличении нагрузки, т. е. увеличении тока вторичной обмотки i_2 , увеличивается падение напряжения U_{R_0} и частота уменьшается. При коротком замыкании на выходе транзисторы T_1 , T_2 выходят из режима насыщения и генерация срывается. При устранении короткого замыкания схема легко возбуждается, т. е. данная схема преобразователя нечувствительна к коротким замыканиям.

При работе схемы напряжение коллектор — эмиттер закрытого транзистора равно удвоенному напряжению питания $2U_0$. Это видно из схемы рис. 6.3. На схеме транзистор T_1 открыт и к обмотке ω'_1 приложено напряжение источника питания, равное U_0 . В обмотке ω''_1 наводится ЭДС, также равная по величине U_0 , так как числа витков ω'_1 и ω''_1 одинаковы. Повышенное напряжение на закрытом транзисторе накладывает ограничение на напряжение питания U_0 .

Мостовая схема (рис. 6.4) в отличие от схемы на рис. 6.2 состоит из четырех транзисторов. К одной диагонали моста подключен источник питания с напряжением U_0 , а к другой — трансформатор преобразователя Tr_1 . При подключении схемы к источнику постоянного напряжения на базы транзисторов T_1 , T_4 с делителей напряжения R_1 , R_2 и R_3 , R_5 подается отрицательное смещение, они приоткрываются и через первичную обмотку трансформатора ω_1 протекает ток i_1 . Ток i_1 создает магнитный поток в трансформаторе, и этот поток наводит ЭДС во всех его обмотках. Базовые обмотки (обмотки обратной связи) включены таким образом, что под действием наведенных в них ЭДС транзисторы T_1 и T_4 будут еще больше открываться, на их базы подается отрицательный потенциал относительно их эмиттеров, а транзисторы T_3 , T_2 будут закрыты, так как на их базы с обмоток обратной связи подается положительный потенциал относительно их эмиттеров. В результате развивается лавинообразный процесс, транзисторы T_1 , T_4 полностью открываются и к первичной обмотке ω_1 прикладывается напряжение источника питания U_0 .

Транзисторы T_1 и T_4 будут находиться в насыщенном состоянии до тех пор, пока не произойдет насыщение

сердечника трансформатора. Так же как и в предыдущей схеме рис. 6.2, насыщение сердечника приводит к выходу транзисторов T_1 и T_4 из насыщения, уменьшению ЭДС, наводимых в обмотках трансформатора, и к уменьшению магнитного потока, что в свою очередь вызывает изменение полярности ЭДС во всех обмотках трансформатора. Изменение полярности ЭДС в базовых обмотках приводит к запираанию транзисторов T_1 , T_4 и к отпираанию транзисторов T_3 , T_2 . Первичная обмотка подключается к источнику питания через транзисторы T_3 , T_2 , и полярность на ней меняется на противоположную.

В результате во вторичной обмотке трансформатора преобразователя наводится ЭДС, имеющая форму прямоугольных импульсов. Частота генерации мостовой схемы

$$f = \frac{U_0 - 2U_{KЭнас} - U_{RД}}{4\omega_1 B_s S}.$$

В отличие от двухтактного преобразователя со средней точкой в мостовой схеме к закрытому транзистору прикладывается напряжение источника питания U_0 . В связи с этим данная схема может работать при более высоком напряжении питания.

В мостовой схеме используется в 2 раза большее число транзисторов по сравнению с предыдущей схемой, за счет чего увеличиваются потери в преобразователе и снижается его КПД. Все это является недостатком данной схемы.

Полумостовая схема преобразователя (рис. 6.5) включает в себя два транзистора, трансформатор и емкостный делитель напряжения.

Напряжение питания U_0 делится емкостным делителем пополам. Принцип действия схемы аналогичен принципу действия схем на рис. 6.2, 6.4. В интервале, когда открыт транзистор T_1 , к первичной обмотке прикладывается напряжение с конденсатора C_1 , а в интервале открытого состояния транзистора T_2 к первичной обмотке ω_1 прикладывается напряжение обратной полярности, равное напряжению второго конденсатора.

Так же как и в мостовой схеме, напряжение на закрытом транзисторе равно напряжению источника питания U_0 .

Преимуществом полумостового преобразователя по сравнению со схемой рис. 6.2 является пониженное на-

пряжение на закрытом транзисторе, что позволяет применять схему при повышенном напряжении питания.

Недостаток данной схемы — наличие емкостного делителя. Емкость конденсаторов должна быть достаточно большой, и ее величина зависит от тока нагрузки преобразователя и частоты генерации.

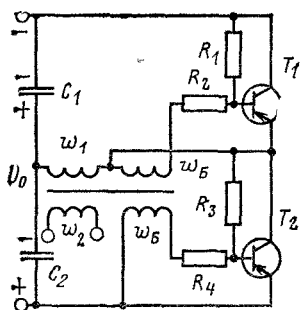


Рис. 6.5. Полумостовая схема преобразователя с самовозбуждением.

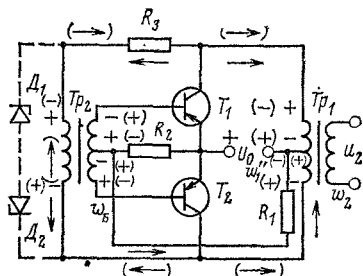


Рис. 6.6. Схема преобразователя с коммутирующим трансформатором.

Общим недостатком рассмотренных схем преобразователей является наличие выброса коллекторного тока транзистора при насыщении сердечника трансформатора и зависимость частоты генерации от напряжения питания.

Как было показано ранее, при насыщении сердечника резко уменьшается индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора, увеличивается коллекторный ток открытого транзистора, а напряжение на нем возрастает и транзистор из области насыщения переходит в активную область. В этом интервале резко возрастает мощность, рассеиваемая на транзисторе, что приводит к снижению КПД преобразователя.

Для исключения выброса коллекторного тока в транзисторе преобразователя применяют схему с двумя трансформаторами (рис. 6.6). Трансформатор Tr_1 является силовым, и при работе преобразователя магнитная индукция в его сердечнике всегда меньше индукции насыщения B_s , т. е. рабочая точка силового трансформатора не заходит в область насыщения, что исключает выброс

коллекторного тока. Переключение транзисторов T_1, T_2 осуществляется коммутирующим трансформатором Tr_2 .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При подключении схемы к источнику питания на базы транзисторов T_1, T_2 подается отрицательное смещение с резистора R_2 . Предположим, ток транзистора T_1 получил большее приращение, тогда в обмотках трансформатора Tr_1 — ω'_1 и ω''_1 наводятся ЭДС, под действием которых по первичной обмотке коммутирующего трансформатора протекает ток. В обмотках коммутирующего трансформатора наводятся ЭДС, причем на базу транзистора T_1 подается отрицательное напряжение с обмотки обратной связи, а на базу T_2 —положительное (знаки ЭДС и направления токов в схеме показаны на рис. 6.6 без скобок).

Транзистор T_1 еще больше открывается, и его рабочая точка переходит в область насыщения. К первичной обмотке ω'_1 силового трансформатора Tr_1 будет приложено все напряжение источника питания U_0 . Ток в первичной обмотке коммутирующего трансформатора будет увеличиваться. Транзистор T_1 будет открыт до того момента времени, пока не произойдет насыщение сердечника коммутирующего трансформатора Tr_2 . При его насыщении уменьшаются ЭДС обмоток обратной связи, токи базы и коллектора транзистора T_1 уменьшаются, уменьшается магнитный поток в сердечнике силового трансформатора Tr_1 и ЭДС, наводимые в его обмотках ω'_1 и ω''_1 , изменяют знак на противоположный. Ток в первичной обмотке коммутирующего трансформатора изменяет свое направление, что приводит к изменению ЭДС в обмотках обратной связи (знаки ЭДС и направления токов показаны на схеме рис. 6.6 в скобках).

В результате открывается транзистор T_2 , а транзистор T_1 запирается. Транзистор T_2 будет открыт, пока вновь не произойдет насыщение сердечника коммутирующего трансформатора Tr_2 .

Частота генерации преобразователя зависит от амплитуды напряжения первичной обмотки коммутирующего трансформатора. Для стабилизации частоты в схеме параллельно первичной обмотке коммутирующего трансформатора включены два стабилитрона. Включение стабилитронов позволяет стабилизировать амплитуду напряжения на первичной обмотке трансформатора Tr_2 . По сравнению со схемами рис. 6.2—6.5 преобразова-

тели с коммутирующими трансформаторами имеют больший КПД, что является их достоинством.

6.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

При мощностях свыше 30—50 Вт применяются преобразователи с независимым возбуждением. Структурная схема такого преобразователя (рис. 6.7) включает в себя усилитель мощности УМ и задающий генератор ЗГ. Задающий генератор управляет транзисторами усилителя мощности. В качестве задающего генератора можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение преобразователей с усилителем мощности целесообразно в случае, когда необходимо обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя.

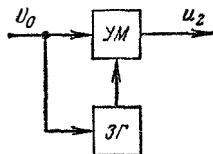


Рис. 6.7. Структурная схема преобразователя с независимым возбуждением.

Наиболее распространенные схемы усилителей мощности показаны на рис. 6.8.

Двухтактная схема усилителя мощности (рис. 6.8, а) применяется при пониженном напряжении питания. Усилитель выполнен на двух транзисторах T_1 , T_2 и трансформаторе Tr_1 . Напряжение управления прямоугольной формы подается на базы транзисторов со вторичных обмоток трансформатора задающего генератора. В течение первого полупериода под действием управляющего напряжения один из транзисторов, например T_1 , открыт и находится в насыщении, а транзистор T_2 закрыт и находится в режиме отсечки. В этот полупериод напряжение питания U_0 через открытый транзистор T_1 прикладывается к верхней половине первичной обмотки трансформатора. Во второй полупериод открыт транзистор T_2 и напряжение U_0 прикладывается к нижней половине первичной обмотки.

Во вторичной обмотке трансформатора Tr_1 наводится ЭДС прямоугольной формы.

В двухтактной схеме усилителя мощности, так же как и в схеме рис. 6.2, к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное удвоенному напряжению

питания. В момент запираания транзистора из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора Tp_1 на его коллекторе возможен выброс напряжения, превышающий удвоенное напряжение питания.

У схемы преобразователя (рис. 6.8, б) усилитель мощности построен по мостовой схеме. В первый полупериод управляющего напряжения одновременно работают

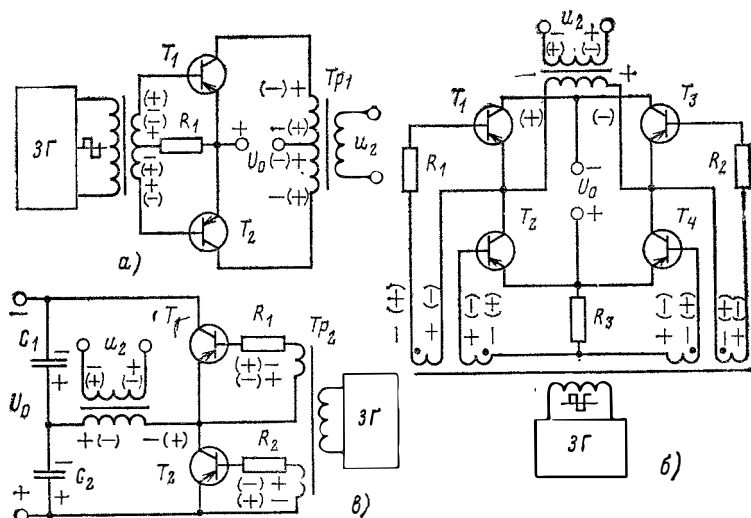


Рис. 6.8. Схема усилителя мощности.

а — двухтактная; б — мостовая; в — полумостовая.

два транзистора, например T_1, T_4 , во второй полупериод — транзисторы T_2, T_3 . Напряжение источника питания U_0 прикладывается к первичной обмотке трансформатора Tp_1 , причем в различные полупериоды полярность напряжения на первичной обмотке будет различна. В мостовой схеме к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания U_0 .

Преобразователи, в которых усилитель мощности выполнен по мостовой схеме, применяются в отличие от двухтактных на большие мощности при повышенном напряжении питания.

В схеме преобразователя рис. 6.8, в, в которой усилитель мощности построен по полумостовой схеме, первич-

ная обмотка трансформатора Tp_1 поочередно через транзисторы T_1, T_2 подключается параллельно конденсаторам C_1, C_2 , в этой схеме в отличие от предыдущих амплитуда прямоугольного импульса на первичной обмотке Tp_1 приблизительно равна половине напряжения питания U_0 . Так же как и в мостовой схеме, в этом преобразователе к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное U_0 .

В отличие от преобразователей с самовозбуждением выходной трансформатор Tp_1 усилителя мощности работает в ненасыщенном режиме. Сердечник трансформатора Tp_1 выполняется из материала, зависимость $B=f(H)$ которого не имеет явно выраженного насыщения. Отсутствие насыщения трансформатора Tp_1 позволяет исключить броски коллекторного тока в транзисторах усилителя мощности, за счет чего уменьшается мощность, рассеиваемая на транзисторах, и увеличивается КПД преобразователя.

При перегрузках и коротком замыкании на транзисторах усилителя мощности рассеивается большая мощность, что приводит к выходу их из строя. Поэтому в схемах преобразователей с независимым возбуждением следует предусматривать специальную защиту от короткого замыкания и перегрузок.

6.3. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Регулируемые преобразователи напряжения находят применение как автономные источники питания, а также входят в состав стабилизированных источников, применяющихся для питания радиоэлектронной аппаратуры. Они находят широкое применение в устройствах автоматического управления и регулирования. Так, регулируемые преобразователи применяются для регулировки и стабилизации скорости двигателей постоянного и переменного тока.

На рис. 6.9 изображена схема регулируемого преобразователя напряжения мостового типа. Транзисторы в схеме управляются от задающих генераторов $ЗГ_1$ и $ЗГ_2$. Задающие генераторы работают синхронно, причем работа генератора $ЗГ_2$ синхронизируется импульсами генератора $ЗГ_1$, поступающими на его вход через фазосдвигающее устройство. При изменении сигнала на входе

фазосдвигающего устройства изменяется фаза управляющих импульсов на выходе задающего генератора $ЗГ_2$ относительно управляющих импульсов генератора $ЗГ_1$.

При угле сдвига между управляющими импульсами $\varphi = 0$ схема работает как обычный нерегулируемый преобразователь мостового типа. В интервале времени $0 - t_1$

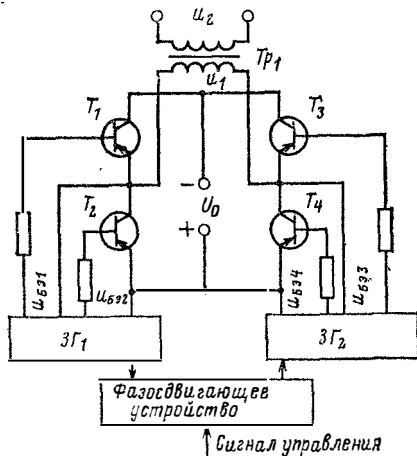


Рис. 6.9. Схема регулируемого преобразователя мостового типа.

(рис. 6.10, а) на базы транзисторов T_1, T_4 подаются отрицательные управляющие импульсы с выходов задающих генераторов $ЗГ_1, ЗГ_2$, транзисторы полностью открываются и к первичной обмотке выходного трансформатора прикладывается напряжение источника питания U_0 , транзисторы T_2, T_3 закрываются. В интервале времени $t_1 - t_2$ изменяется полярность управляющих импульсов, транзисторы T_1, T_4 закрываются, а T_2, T_3 открываются — напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора Tr изменяют свои знаки. На выходе преобразователя напряжение u_2 имеет форму разнополярных прямоугольных импульсов с длительностью $T/2$.

При угле сдвига между управляющими импульсами генераторов $ЗГ_1$ и $ЗГ_2$ $\varphi \neq 0$ (рис. 6.10, б) в интервале времени $0 - t_1$ напряжения на базах транзисторов T_1, T_3 отрицательны относительно их эмиттеров, и они открыты, а транзисторы T_1, T_4 закрыты, так как на их базы подается положительное напряжение. В этом интервале времени первичная обмотка трансформатора Tr_1 через открытые транзисторы T_1, T_3 подключена к минусовой

шине источника питания и напряжение на ней равно нулю. В интервале времени $t_1 \div t_2$, как видно из рис. 6.10, б, открыты транзисторы T_1, T_4 и напряжение на первичной обмотке равно U_0 . В интервале $t_2 - t_3$ первичная обмотка Tr_1 через открытые транзисторы T_2, T_4 подключается к плюсовой шине источника питания и напряжение на ней

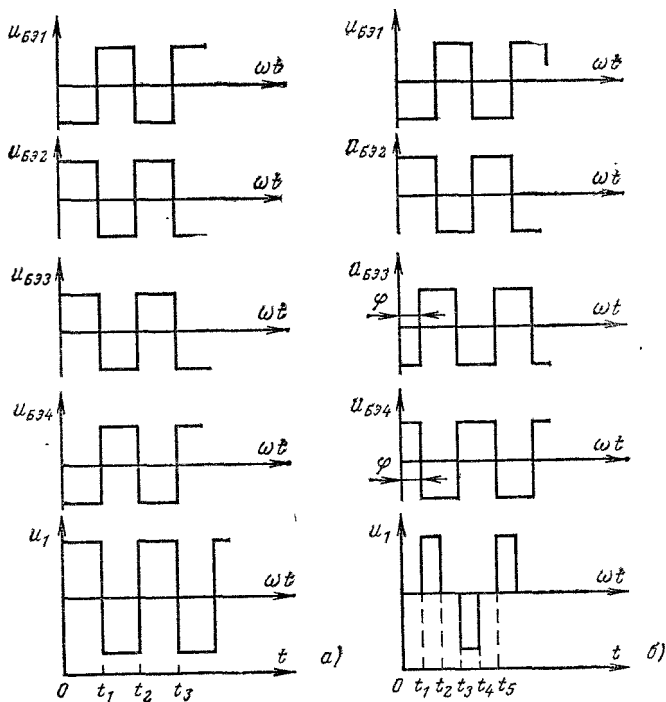


Рис. 6.10. Кривые напряжений в схеме регулируемого преобразователя мостового типа.

а — угол $\varphi = 0$; б — угол $\varphi \neq 0$.

вновь равно нулю. Во второй полупериод схема работает аналогично вышеизложенному. Как видно из рис. 6.10, б, импульсы напряжения на первичной, а следовательно, и на вторичной обмотках трансформатора Tr_1 имеют длительность меньше $T/2$. Следовательно, изменение угла φ приводит к изменению длительности импульсов на выходе и к изменению действующего и среднего значений выходного напряжения.

Среднее $U_{\text{ср}}$ и действующее U_2 значения выходного напряжения преобразователя определяются из следующих выражений:

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} d\omega t = U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right); \quad (6.3)$$

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_2^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} \left(U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 d\omega t} = U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right)}. \quad (6.4)$$

В выражениях (6.3), (6.4) ω_2, ω_1 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; φ — угол

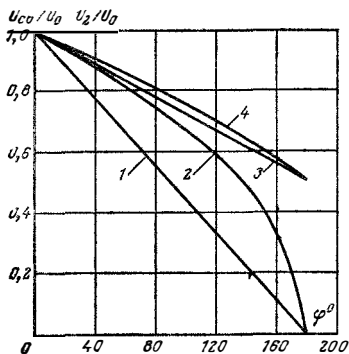


Рис. 6.11. Регулировочные характеристики.

$$1 - \frac{U_{\text{ср}}}{U_0}(\varphi); \quad 2 - \frac{U_2}{U_0}(\varphi)$$

для схемы рис. 6.9;

$$3 - \frac{U_{\text{ср}}}{U_0}(\varphi); \quad 4 - \frac{U_2}{U_0}(\varphi)$$

для схемы рис. 6.12 при $\omega_{11} = \omega_{21}, \omega_{12} = 2\omega_{22}$.

сдвига между управляющими импульсами генераторов $3Г_1$ и $3Г_2$.

Как видно из (6.3), (6.4), при угле $\varphi = 0$ среднее значение за половину периода $U_{\text{ср}}$ равно действующему U_2 . При $\varphi = \pi$ $U_{\text{ср}} = U_2 = 0$. На рис. 6.11 изображены регулировочные характеристики, т. е. зависимости относительных величин среднего и действующего значений напряжения на вторичной обмотке трансформатора Tr_1 от угла φ при $\omega_1 = \omega_2$. Из рис. 6.11 видно, что среднее значение (кривая 1) уменьшается пропорционально увеличению угла φ , т. е. зависимость линейна, а зависимость действующего значения напряжения от угла φ нелинейна (кривая 2). При одном и том же изменении угла φ из-

менение действующего и среднего значения напряжения будет не одинаково.

Наряду с рассмотренной схемой для регулирования напряжения применяется схема рис. 6.12.

Схема состоит из двух преобразователей с независимым возбуждением, усилители мощности которых выполнены по схеме со средней точкой. Вторичные обмотки

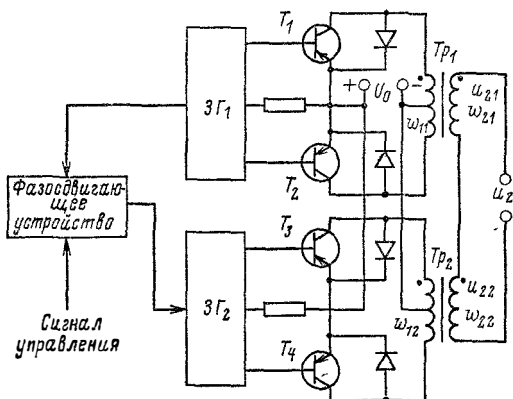


Рис. 6.12. Схема регулирования напряжения с двумя преобразователями.

трансформаторов Tr_1 , Tr_2 усилителей мощности включены согласно, в результате чего напряжение на нагрузке u_2 равно сумме напряжений u_{21} и u_{22} . Усилители мощности управляются от задающих генераторов $3Г_1$, $3Г_2$, причем генератор $3Г_2$ синхронизируется импульсами генератора $3Г_1$, которые поступают на его вход через фазосдвигающее устройство. При изменении сигнала управления фаза управляющих импульсов генератора $3Г_2$ изменяется относительно управляющих импульсов генератора $3Г_1$.

Изменение фазы управляющих импульсов приводит к сдвигу по фазе выходных напряжений усилителей мощности u_{22} и u_{21} , в результате чего суммарное напряжение u_2 (действующее и среднее значения) изменяется.

Рассмотрим два возможных случая — первый, когда оба преобразователя выполняются на одинаковую мощность, и второй, когда один из преобразователей выполнен на меньшую выходную мощность.

В первом случае напряжения вторичных обмоток трансформаторов Tr_1 и Tr_2 одинаковы. При угле сдвига управляющих импульсов задающих генераторов ZI_1 , ZI_2 , равном нулю ($\varphi=0$), угол сдвига напряжений u_{22} и u_{21} равен нулю и напряжение u_2 будет иметь форму разнополярных прямоугольных импульсов длительности $T/2$ (рис. 6.13, а). При угле сдвига управляющих импульсов

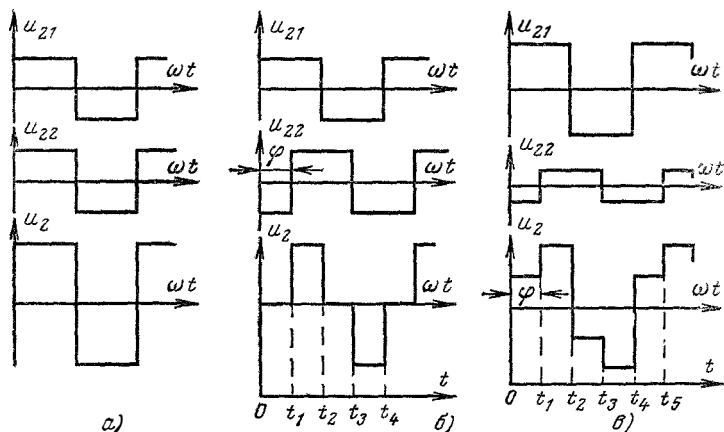


Рис. 6.13. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия схемы на рис. 6.12.

а — при $\varphi=0$, $\omega_{21}=\omega_{22}$; б — $\varphi \neq 0$, $\omega_{21}=\omega_{22}$; в — $\varphi \neq 0$, $\omega_{21} > \omega_{22}$.

сов $\varphi \neq 0$ суммарное напряжение u_2 имеет вид разнополярных импульсов с длительностью меньше половины периода, т. е. изменение угла φ приводит к изменению действующего и среднего значений напряжения на выходе схемы. Регулировочные характеристики $U_2/U_0=f(\varphi)$ и $U_{cp}/U_0=f(\varphi)$ для этого случая такие же, как для схемы рис. 6.9 (рис. 6.11, кривые 1, 2).

Во втором случае напряжения на выходах преобразователей различны, т. е. преобразователи выполнены на различные мощности. Рассмотрим случай, когда напряжение u_{22} на выходе второго преобразователя меньше напряжения u_{21} на выходе первого преобразователя. Напряжение u_{22} сдвинуто по фазе относительно напряжения u_{21} на угол φ . В интервале времени $0-t_1$ напряжения u_{21} и u_{22} разнополярны, однако их сумма u_2 не равна нулю, так как $u_{21} > u_{22}$.

В интервале времени t_1-t_2 напряжения u_{21} и u_{22} имеют одну полярность и их сумма u_2 возрастает. Как видно из рис. 6.13, в, изменение угла φ приводит к изменению среднего и действующего значений напряжения u_2 . В отличие от предыдущего случая рис. 6.13, б здесь невоз-

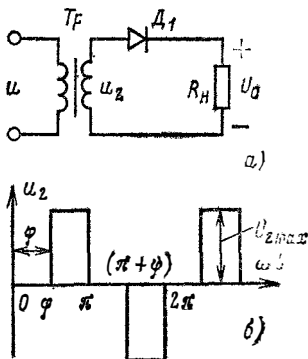
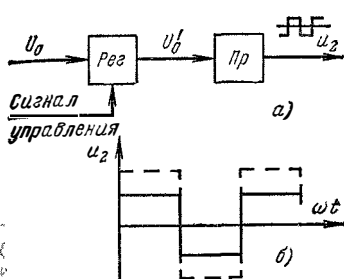


Рис. 6.14. Амплитудный метод регулирования напряжения преобразователя.

а — структурная схема; б — зависимости $u_2(\omega t)$ при различных значениях U_0 .

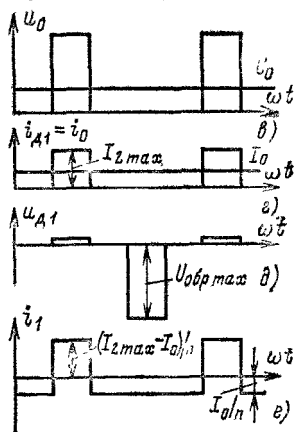


Рис. 6.15. Однополупериодный выпрямитель, работающий на активную нагрузку.

а — схема; б—е — зависимости $u_2(\omega t)$, $u_0(\omega t)$, $i_{D1}(\omega t)$, $i_1(\omega t)$ соответственно.

можно осуществить регулировку напряжения u_2 от максимального значения до нуля.

Среднее и действующее значения напряжения u_2 в этом случае можно определить из следующих выражений:

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 d\omega t = \frac{U_0}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} - \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right) d\omega t + \right.$$

$$+ \int_{\varphi}^{\pi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} + \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right) d\omega t \Big] = U_0 \left[\left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} - \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right) \frac{\varphi}{\pi} + \right. \\ \left. + \frac{\pi - \varphi}{\pi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} + \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right) \right]; \quad (6.5)$$

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_2^2 d\omega t} = \\ = \sqrt{\frac{U_0^2}{\pi} \left[\int_0^{\varphi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} - \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right)^2 d\omega t + \int_0^{\pi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} + \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right)^2 d\omega t \right]} = \\ = U_0 \sqrt{\left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} - \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right)^2 \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\pi - \varphi}{\pi} \left(\frac{\omega_{21}}{\omega_{11}} + \frac{\omega_{22}}{\omega_{12}} \right)^2}. \quad (6.6)$$

В выражениях (6.5), (6.6) ω_{11} , ω_{21} и ω_{12} , ω_{22} — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформаторов Tr_1 и Tr_2 соответственно.

Регулировочные характеристики, соответствующие выражениям (6.5), (6.6) для случая $\omega_{11} = \omega_{12}$ и $\omega_{21} = 2\omega_{22}$, изображены на рис. 6.11 (кривые 3, 4). Как видно из рис. 6.11, при одинаковых коэффициентах трансформации трансформаторов Tr_1 и Tr_2 возможна регулировка выходного напряжения от максимального значения до нуля (кривые 1, 2). При неравенстве коэффициентов трансформации пределы регулирования уменьшаются (кривые 3, 4).

Помимо рассмотренных способов, одним из возможных вариантов является метод амплитудного регулирования напряжения преобразователей. Регулирование амплитуды выходного напряжения преобразователя осуществляется за счет изменения его напряжения питания. В этом случае схема помимо преобразователя содержит регулятор напряжения (рис. 6.14, а). При изменении сигнала управления на входе регулятора изменяется напряжение питания преобразователя U_0 , что приводит к изменению амплитуды напряжения на его выходе.

Зависимости выходного напряжения u_2 при различных напряжениях питания приведены на рис. 6.14, б.

Сравнивая фазовый и амплитудный способы регулирования напряжения преобразователей, необходимо отметить, что при амплитудном способе не искажается форма выходного напряжения, что особенно важно при работе преобразователя на выпрямитель.

6.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

В большинстве случаев для питания радиоэлектронной аппаратуры необходим постоянный ток.

Для преобразования переменного напряжения, поступающего на вторичной обмотке трансформатора преобразователя, в постоянное применяются однополупериодная схема выпрямления, двухполупериодная схема со средней точкой, однофазная мостовая схема, схемы удвоения и умножения напряжения.

В преобразователях, выполненных на относительно низкие выходные напряжения, наибольшее распространение получили двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой и мостовая схема. В высоковольтных преобразователях широко применяются схемы удвоения и умножения напряжения.

Регулирование и стабилизация напряжения в преобразователях, как было рассмотрено ранее, осуществляется либо за счет изменения амплитуды импульсов, либо за счет изменения их длительности. Наиболее общим является случай, когда напряжение регулируется изменением длительности ($\varphi \neq 0$) и кривая выходного напряжения преобразователя имеет паузу на нуле (см. рис. 6.13, б). Если угол регулирования $\varphi = 0$, то выходное напряжение преобразователя имеет форму разнополярных прямоугольных импульсов, что соответствует случаю амплитудного регулирования.

При рассмотрении процессов в схемах выпрямления считаем, что выходное напряжение преобразователя имеет паузу на нуле, т. е. $\varphi \neq 0$.

Однополупериодная схема выпрямления на рис. 6.15 состоит из трансформатора и диода D_1 , включенного в цепь вторичной обмотки последовательно с нагрузкой. Диод D_1 проводит ток в течение одной половины периода. Напряжение на нагрузке имеет форму однополярных прямоугольных импульсов с амплитудой,

равной U_{2max} , и частотой следования, равной частоте работы преобразователя. На рис. 6.15, б—д приведены временные зависимости напряжения и токов для этой схемы при ее работе на активную нагрузку.

При определении основных соотношений схемы принимаем: 1) кривая выходного напряжения преобразователя имеет паузу на нуле ($\varphi \neq 0$); 2) напряжение первичной обмотки трансформатора имеет строго прямоугольную форму; 3) длительности фронтов импульса равны нулю; 4) активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмоток трансформатора равны нулю и 5) вентиль идеальный, т. е. его сопротивление в прямом направлении равно нулю, а в обратном — бесконечности.

Как видно из рис. 6.15, напряжение u_0 и ток i_0 имеют форму однополярных прямоугольных импульсов.

Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 тока нагрузки I_0 можно определить из следующих выражений:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} U_{2max} d\omega t = \frac{\pi - \varphi}{2\pi} U_{2max}; \quad (6.7)$$

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{2max} d\omega t = \frac{\pi - \varphi}{2\pi} I_{2max} = \frac{\pi - \varphi}{2\pi} \frac{U_{2max}}{R_{II}}. \quad (6.8)$$

Из выражений (6.7), (6.8) можно по известным величинам U_0 , I_0 определить амплитуды напряжения на вторичной обмотке U_{2max} и тока I_{2max} :

$$U_{2max} = U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi};$$

$$I_{2max} = I_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}.$$

Как видно из рис. 6.15, з, д, среднее значение прямого тока диода D_1 равно среднему значению тока нагрузки I_0 , амплитуда тока диода равна I_{2max} , а максимальное значение обратного напряжения $U_{обрmax} = U_{2max}$.

Действующее значение тока вентиля и тока вторичной обмотки равно:

$$\begin{aligned}
 I_2 = I_{д1} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} i_2^2 d\omega t} = \\
 &= I_{2max} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}} = I_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\pi - \varphi}}. \quad (6.9)
 \end{aligned}$$

Для построения кривой тока в первичной обмотке трансформатора необходимо из кривой тока вторичной обмотки исключить постоянную составляющую I_0 и амплитуду изменить пропорционально коэффициенту трансформации (рис. 6.15, е).

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\omega t} = \frac{I_2 \omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{\pi - \varphi}}. \quad (6.10)$$

Выпрямленное напряжение (рис. 6.15, в), помимо постоянной составляющей, содержит переменную составляющую. Значение ее оценивается коэффициентом пульсации.

Коэффициент пульсации есть отношение амплитуды k -й гармоники выпрямленного напряжения к среднему значению U_0 . Так как амплитуда первой гармоники имеет наибольшее значение, то в большинстве случаев коэффициент пульсации определяется по первой гармонике.

Амплитуда первой гармоники U_{0m1} и коэффициент пульсации равны:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{0m1} &= \frac{4U_0}{\left(\frac{\pi - \varphi}{\pi}\right)\pi} \sin \frac{\pi - \varphi}{2}; \\
 k_{п1} &= \frac{U_{0m1}}{U_0} = \frac{4}{\left(\frac{\pi - \varphi}{\pi}\right)\pi} \sin \frac{\pi - \varphi}{2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (6.11)$$

Как видно из (6.11), амплитуда первой гармоники коэффициент пульсации зависят от угла φ (кривая на рис. 6.16).

При работе однополупериодного выпрямителя с фильтром, начинающийся индуктивностью (рис. 6.17), схему необходимо включить диод D_2 . Диод D_2 необходим для разряда индуктивности в интервале запертого состояния D_1 . Отсутствие в схеме диода D_2 приведет к возникновению перенапряжения и пробоем диода D_1 из-за ЭДС самоиндукции дросселя, которая наводится в его обмотке при запираии диода D_1 . Если принять, что индуктивность обмотки дросселя $L = \infty$.

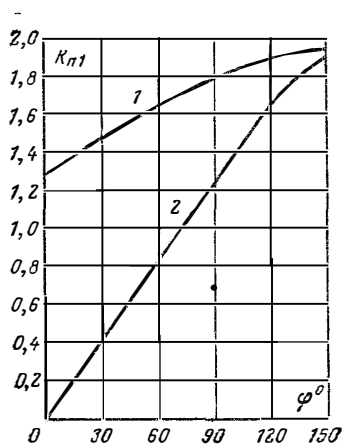


Рис. 6.16. Зависимости $k_{п1}(\varphi)$.

1 — для схемы рис. 6.15, а; 2 — для схем рис. 6.18, а, 5 и 9, а.

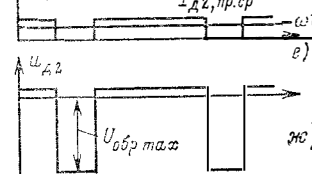
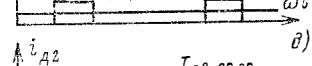
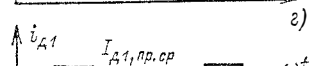
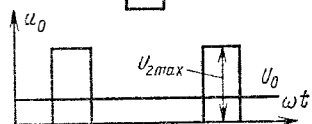
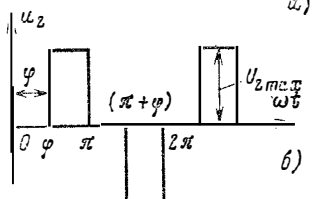
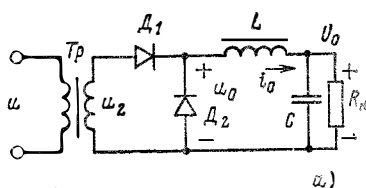


Рис. 6.17. Однополупериодный выпрямитель, работающий на индуктивную нагрузку.

а — схема; б—ж — зависимости $u_2(\omega t)$; $u_0(\omega t)$; $i_0(\omega t)$; $i_{D1}(\omega t)$; $i_{D2}(\omega t)$; $u_{D2}(\omega t)$ соответственно.

то ток $i_0 = I_0$ — величина постоянная и равная сумме токов диода D_1 и диода D_2 . В интервале $\varphi - \pi$ ток дросселя равен току i_{D1} , в интервалах $0 - \varphi$ и $\pi - 2\pi$ — току i_{D2} (рис. 6.17, $e - e$). Как видно из приведенных на рис. 6.17 зависимостей, амплитуды токов диодов D_1 , D_2 равны току нагрузки I_0 , а максимальное значение обратного напряжения равно U_{2max} .

Среднее значение выпрямленного напряжения при работе схемы на индуктивную нагрузку можно определить из выражения (6.7). Среднее значение тока нагрузки $I_0 = U_0/R_n$. Действующие значения токов вторичной обмотки I_2 , диодов D_1 , D_2 равны:

$$\left. \begin{aligned} I_2 = I_{D1} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D1}^2 d\omega t} = I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}; \\ I_{D2} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D2}^2 d\omega t} = I_0 \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{2\pi}}. \end{aligned} \right\} (6.12)$$

Средние значения токов $I_{D1,пр.ср}$ и $I_{D2,пр.ср}$ определяются из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1,пр.ср} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D1} d\omega t = I_0 \frac{\pi - \varphi}{2\pi}; \\ I_{D2,пр.ср} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D2} d\omega t = I_0 \frac{\pi + \varphi}{2\pi}. \end{aligned} \right\} (6.13)$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \frac{I_0 \omega_2}{\omega_1} \sqrt{\left(\frac{\pi - \varphi}{2\pi}\right) \left(\frac{\pi + \varphi}{2\pi}\right)}. \quad (6.14)$$

Таблица 6.1. Расчетные соотношения для схем выпрямления при работе на активную нагрузку

Параметр	Схема выпрямления		
	Однополупериодная	Двухполупериодная со средней точкой	Однофазная мостовая
Среднее значение выпрямленного напряжения U_0	$U_{2max} \frac{(\pi - \varphi)}{2\pi}$	$U_{2max} \frac{(\pi - \varphi)}{\pi}$	$U_{2max} \frac{(\pi - \varphi)}{\pi}$
Коэффициент пульсации $k_{п1}$	$\frac{4}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin \frac{(\pi - \varphi)}{2}$	$\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin (\pi - \varphi)$	$\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin (\pi - \varphi)$
Частота пульсации $f_{п}$	f	$2f$	$2f$
Среднее значение тока диода $I_{д.пр.ср}$	I_0	$0,5I_0$	$0,5I_0$
Действующее значение тока диода $I_{д}$	$I_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\pi - \varphi}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi - \varphi)}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi}{2\pi - \varphi}}$
Максимальное значение обратного напряжения $U_{обр max}$	$U_{2max} = U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}$	$2U_{2max} = U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}$	$U_{2max} = U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$

Амплитудное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_2 \max$

$$U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}$$

$$U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$$

$$U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$$

Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2

$$U_0 \sqrt{\frac{4\pi}{\pi - \varphi}}$$

$$U_0 \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \varphi}}$$

$$U_0 \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \varphi}}$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора I_2

$$I_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\pi - \varphi}}$$

$$I_0 \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi - \varphi)}}$$

$$I_0 \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \varphi}}$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора I_1

$$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{\pi - \varphi}}$$

$$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \varphi}}$$

$$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \varphi}}$$

Коэффициент пульсации на входе LC -фильтра также, как и при работе схемы на активную нагрузку, определяется из (6.11).

Однополупериодная схема выпрямления находит применение при низких уровнях выпрямленного напряжения (15—20 В) и токах нагрузки до 10—15 мА. Основными недостатками схемы являются наличие вынужденного намагничивания трансформатора, малый коэффициент использования трансформатора и повышенное обратное напряжение на вентиле.

Наиболее широкое распространение получили двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой и однофазная мостовая схема.

При работе двухполупериодной схемы выпрямления на активную нагрузку в первый полупериод в интервале $(\varphi - \pi)$ открыт диод D_1 и напряжение на нагрузке u_0 повторяет напряжение u_{21} . Во второй полупериод в интервале $\pi + \varphi - 2\pi$ открыт диод D_2 и напряжение u_0 равно напряжению на вторичной обмотке u_{22} . При работе на активную нагрузку напряжение на нагрузке при $\varphi \neq 0$ будет иметь форму однополярных прямоугольных импульсов с амплитудой, равной U_{2max} . Токи вторичных обмоток i_{21} , i_{22} и диодов i_{D1} , i_{D2} также имеют форму однополярных импульсов с амплитудой, равной U_{2max}/R_n . Основные соотношения для двухполупериодной схемы при работе на активную нагрузку приведены в табл. 6.1. На рис. 6.16 (кривая 2) приведена зависимость коэффициента пульсации от угла φ . Коэффициент пульсации в двухполупериодной схеме значительно меньше, чем в однополупериодной схеме.

При $\varphi = 0$ в идеальном случае $k_{п1} = 0$.

При работе двухполупериодной схемы на индуктивную нагрузку (рис. 6.18) в первый полупериод в интервале $\varphi - \pi$ открыт диод D_1 и напряжение на входе фильтра равно амплитудному значению напряжения вторичной обмотки U_{2max} . В этом интервале амплитуда тока диода D_1 равна I_0 . В интервале $\pi - \pi + \varphi$ напряжения u_{21} и u_{22} равны нулю, а диоды D_1 , D_2 открыты за счет ЭДС самоиндукции дросселя. В этом интервале ток дросселя замкнется по цепи, состоящей из двух параллельных ветвей, каждая из которых включает в себя диод и полуобмотку трансформатора (на рис. 6.18 показано пунктиром). Если считать, что сопротивления этих ветвей одинаковы, то токи диодов равны $0,5I_0$.

В интервале $\varphi + \pi - 2\pi$ открыт диод D_2 и амплитуда его тока равна I_0 , а в интервале $2\pi + \varphi$ напряжения u_{21} и u_{22} равны нулю и вновь открыты одновременно ди-

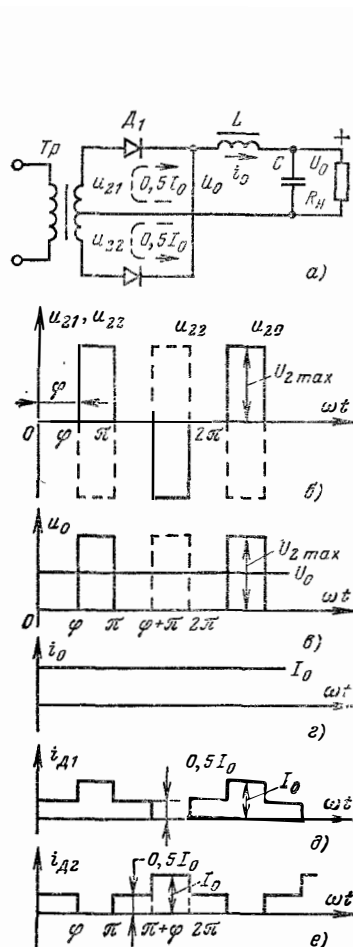


Рис. 6.18. Двухполупериодный выпрямитель, работающий на индуктивную нагрузку.

а — схема; б—е — зависимости $u_{21}(\omega t)$, $u_{22}(\omega t)$, $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$, $i_{D1}(\omega t)$, $i_{D2}(\omega t)$ — соответственно.

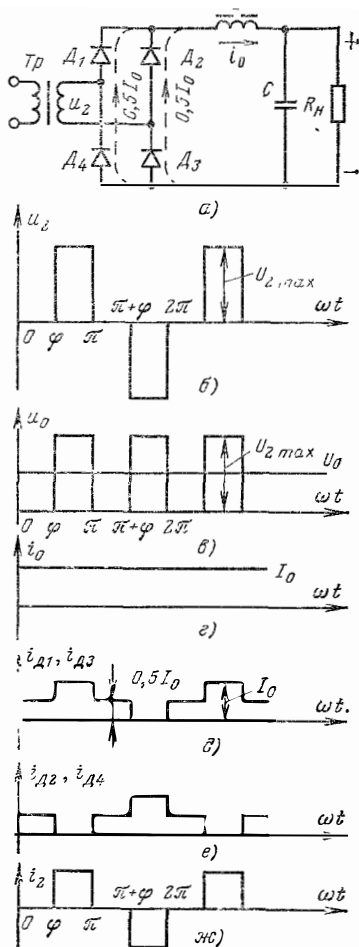


Рис. 6.19. Однофазная мостовая схема выпрямления при работе на индуктивную нагрузку.

а — схема; б—ж — зависимости, $u_2(\omega t)$, $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$, $i_{D1}(\omega t)$, $i_{D2}(\omega t)$, $i_2(\omega t)$ — соответственно.

Таблица 6.2. Расчетные соотношения для схем выпрямления при работе на индуктивную нагрузку

Параметр	Схема выпрямления			
	Однополупериодная		Двухполупериодная со средней точкой	Однофазная мостовая
	D_1	D_2		
Среднее значение выпрямленного напряжения U_0	$U_{2max} \frac{\pi - \varphi}{2\pi}$		$U_{2max} \frac{\pi - \varphi}{\pi}$	$U_{2max} \frac{\pi - \varphi}{\pi}$
Коэффициент пульсации $k_{\text{п}}$	$\frac{4}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin \frac{(\pi - \varphi)}{2}$		$\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin(\pi - \varphi)$	$\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin(\pi - \varphi)$
Частота пульсации $f_{\text{п}}$	f		$2f$	$2f$
Среднее значение тока диода $I_{\text{д пр, ср}}$	$I_0 \frac{\pi - \varphi}{2\pi}$	$I_0 \frac{\pi + \varphi}{2\pi}$	$0,5I_0$	$0,5I_0$
Действующее значение тока диода $I_{\text{д}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\varphi}{2\pi}}$
Амплитуда тока диода	I_0		I_0	I_0

Максимальное значение обратного напряжения $U_{обр\ max}$	$U_{2max} = U_0 \frac{2\pi}{(\pi - \varphi)}$	$2U_{2max} = \frac{2\pi U_0}{\pi - \varphi}$	$U_{2max} = \frac{\pi U_0}{\pi - \varphi}$
Амплитудное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2\ max}$	$U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}$	$U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$	$U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$
Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2	$U_0 \frac{2\pi}{\pi - \varphi}$	$U_0 \frac{\pi}{\pi - \varphi}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$
Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора I_2	$I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$I_0 \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$
Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора I_1	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \times \sqrt{\left(\frac{\pi - \varphi}{2\pi}\right) \left(\frac{\pi + \varphi}{2\pi}\right)}$	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$	$I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} \times \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$

оды D_1 и D_2 . Основные соотношения для этой схемы при ее работе на индуктивную нагрузку приведены в табл. 6.2.

В однофазной мостовой схеме выпрямления при работе на активную нагрузку, когда напряжение u_2 не равно нулю, открыты диоды D_1 , D_3 или D_2 , D_4 в зависимости от полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Так же как и в предыдущей схеме, выпрямленное напряжение представляет собой прямоугольную последовательность импульсов длительностью $\pi - \varphi$ и имеющих амплитуду, равную U_{2max} . Токи диодов имеют форму однополярных прямоугольных импульсов, а ток вторичной обмотки трансформатора — разнополярных симметричных прямоугольных импульсов, причем постоянная составляющая тока вторичной обмотки трансформатора равна нулю.

При работе мостовой схемы на индуктивную нагрузку в интервале, когда напряжение вторичной обмотки равно нулю, диоды $D_1 - D_4$ открыты за счет ЭДС самоиндукции, наводимой в обмотке дросселя. Ток дросселя замыкается через две параллельные ветви, одна из которых включает в себя диоды D_1 , D_4 , а вторая — D_2 , D_3 (на схеме рис. 6.19 показано пунктирной линией). Зависимости напряжений и токов для мостовой схемы приведены на рис. 6.19, б—ж. Основные расчетные соотношения для случаев активной и индуктивной нагрузок приведены в табл. 6.1, 6.2.

Сравнивая двухполупериодную схему выпрямления и мостовую, необходимо отметить ряд преимуществ последней, а именно: меньшую величину обратного напряжения, отсутствие вынужденного намагничивания трансформатора, лучшее использование обмоток трансформатора. К недостаткам мостовой схемы следует отнести большее число диодов, за счет чего увеличиваются потери и снижается КПД схемы.

Расчетные соотношения, приведенные в табл. 6.1, 6.2, действительны и для нерегулируемых преобразователей. Для этого в приведенных выражениях необходимо принять $\varphi = 0$.

Сглаживающие фильтры включаются на выходе выпрямителя преобразователя и предназначены для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. В схемах транзисторных преобразователей

применяют в основном два типа фильтра — емкостный и индуктивно-емкостный.

Емкостный фильтр состоит из конденсатора, включенного параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 6.20). Емкостные сглаживающие фильтры применяются в схемах перегулируемых преобразователей и в схемах с регулированием по амплитуде. В идеальном преобразователе на выходе выпрямителя пульсации равны нулю, так как длительности переднего и заднего фронтов импульсов равны нулю ($t_{\phi 1} = t_{\phi 2} = 0$).

В реальном преобразователе из-за конечной длительности фронтов напряжение на выходе имеет форму трапецеидальных импульсов и пульсации на выходе выпрямителя не равны нулю. Кривые выпрямленного напряжения для случаев ($t_{\phi 1} = t_{\phi 2} \neq 0$) приведены на рис. 6.20, б.

В интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ напряжение на выходе преобразователя превышает напряжение на конденсаторе и конденсатор заряжается током i_0 . В интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ ток выпрямителя i_0 равен нулю и конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки.

Для интервала, в течение которого происходит разряд конденсатора, действительно следующее уравнение:

$$C \frac{du_0}{dt} - i_C R_H = 0. \quad (6.15)$$

Из (6.15) найдем выражение для напряжения u_0

$$u_0 = U_{Cmax} e^{-t/R_H C}. \quad (6.16)$$

Считая, приближенно, что интервал разряда конденсатора равен $2t_{\phi}$, из (6.16) находим минимальное значение напряжения на конденсаторе

$$U_{Cmin} \approx U_{Cmax} e^{-2t_{\phi}/(R_H C)}.$$

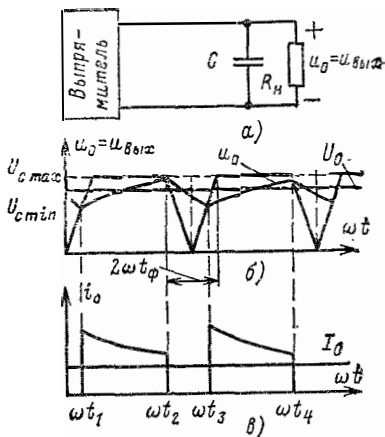


Рис. 6.20. Емкостный фильтр выпрямителя.

а — схема; б, в — зависимости $u_{\text{вых}} = u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$ — соответственно.

Удвоенная амплитуда пульсации на нагрузке

$$2U_{01m} = U_{Cmax} - U_{Cmin} = U_{Cmax} (1 - e^{-2t_{\phi}/(R_{H}C)}). \quad (6.17)$$

Разложив $e^{-t_{\phi}/R_{H}C}$ в ряд и взяв первые два члена ряда, выражение (6.17) можно приближенно представить в следующем виде:

$$2U_{01m} = U_{Cmax} \left[1 - \left(1 - \frac{2t_{\phi}}{R_{H}C} \right) \right] = U_{Cmax} \frac{2t_{\phi}}{R_{H}C}.$$

Если приближенно принять, что U_0 близко по своему значению к U_{Cmax} , то коэффициент пульсации на нагрузке равен:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{01m}}{U_0} = \frac{U_{01m}}{U_{Cmax}} = \frac{t_{\phi}}{R_{H}C}. \quad (6.18)$$

Из выражения (6.18), задавшись коэффициентом пульсации на нагрузке, можно определить необходимую величину емкости конденсатора

$$C = \frac{t_{\phi}}{R_{H} K_{\Pi}} = \frac{I_0 t_{\phi}}{U_0 K_{\Pi}}. \quad (6.19)$$

Как видно из (6.19), емкостный фильтр целесообразно применять при малых токах нагрузки и повышенном выпрямленном напряжении.

В преобразователях с регулированием напряжения за счет изменения длительности импульсов применение емкостных фильтров нецелесообразно. Это объясняется тем, что при достаточно большой емкости конденсатора напряжение на нагрузке близко к амплитудному значению выпрямленного напряжения и при изменении длительности импульса почти не изменяется, т. е. регулировка выпрямленного напряжения практически невозможна. Поэтому в преобразователях с регулированием выходного напряжения за счет изменения длительности импульсов применяются LC-фильтры (рис. 6.21, а).

При работе выпрямителя на фильтр, начинающийся с индуктивности, возможно два режима работы: а) режим, когда ток в дросселе имеет непрерывный характер; б) ток в дросселе в некотором интервале равен нулю, т. е. имеет прерывистый характер.

На рис. 6.21, б—г приведены кривые напряжений и токов для случая, когда ток в дросселе непрерывен. Для интервала $\omega t_1 - \omega t_2$, когда напряжение на выходе выпря-

мителя равно U_{2max} , можно записать следующее уравнение:

$$i_L = I_{Lmin} + \frac{U_{2max} - U_0}{L} \tau_1, \quad (6.20)$$

где τ_1 — время, отсчитываемое от начала импульса. При записи выражения (6.20) приняты следующие допущения: 1) индуктивность обмотки дросселя не зависит от тока, т.е. $L = const$; 2) пульсация напряжения на выходе фильтра мала по сравнению со средним значением выпрямленного напряжения U_0 .

В начале этого интервала, когда ток дросселя i_L меньше постоянной составляющей тока нагрузки I_0 , напряжение на выходе фильтра $u_{вых}$ уменьшается. При равенстве токов $i_L = I_0$ выходное напряжение достигает минимума, а при $i_L > I_0$ выходное напряжение начинает увеличиваться до значения, равного U_0 . В интервале паузы $\omega t_2 - \omega t_3$ при напряжении на выходе выпрямителя, равном нулю, ток в дросселе

$$i_L = I_{Lmax} - \frac{U_0}{L} \tau_2, \quad (6.21)$$

где τ_2 — время, отсчитываемое от начала паузы.

В этом интервале дроссель разряжается через выпрямителя и напряжение на выходе фильтра $u_{вых}$ продолжает увеличиваться до тех пор, пока ток в дросселе i_L не уменьшится до значения I_0 . С этого момента времени $u_{вых}$ уменьшается и в конце паузы станет равным U_0 . В интервале паузы выходное напряжение достигает своего максимального значения.

Время импульса T_H на выходе выпрямителя зависит от угла регулирования преобразователя φ :

$$T_H = \frac{\pi - \varphi}{\omega}, \quad (6.22)$$

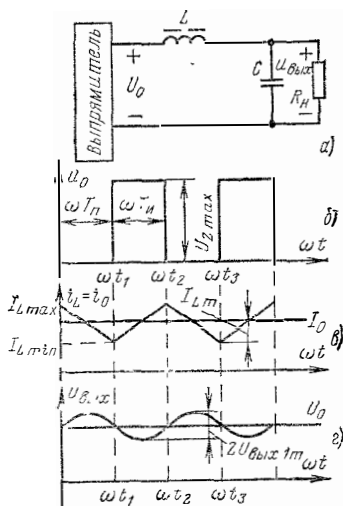


Рис. 6.21. Г-образный LC-фильтр.

а — схема; б — зависимости $u_0(\omega t)$, $i_L = i_0(\omega t)$, $u_{вых}(\omega t)$ соответственно.

где $\omega = 2\pi f$ — частота работы преобразователя.

Время паузы T_{II} зависит от периода следования импульсов напряжения u_0 на выходе выпрямителя

$$T_{II} = \frac{2\pi}{m\omega} - \frac{\pi - \varphi}{\omega} = \frac{T}{m} - T_{II}, \quad (6.23)$$

где m — число импульсов напряжения на выходе выпрямителя за один период напряжения преобразователя u_2 .

На основании (6.20), (6.21) и учитывая, что ток в дросселе за время импульса нарастает, а за время паузы уменьшается на одну и ту же величину, получаем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_{Lmin} + \frac{U_{2max} - U_0}{L} T_{II} &= I_{Lmax}; \\ I_{Lmax} - \frac{U_0}{L} &= I_{Lmin}. \end{aligned} \right\} \quad (6.24)$$

Из (6.24) можно найти выражение для среднего значения выпрямленного напряжения:

$$U_0 = \frac{U_{2max} T_{II}}{T_{II} + T_{II}} = U_{2max} \frac{(\pi - \varphi) m}{2\pi}. \quad (6.25)$$

Из (6.25) видно, что среднее значение напряжения U_0 не зависит от нагрузки.

Амплитуда тока дросселя I_{Lm} может быть определена из (6.20), (6.21):

$$\begin{aligned} I_{Lm} &= \frac{U_{2max} - U_0}{2L} T_{II} = \frac{U_{2max} T_{II}}{2L} \left(1 - \frac{m T_{II}}{T_{II}}\right) = \\ &= \frac{U_{2max} (\pi - \varphi)}{2L\omega} \left[1 - \frac{m (\pi - \varphi)}{2\pi}\right]. \end{aligned} \quad (6.26)$$

Как видно из (6.26), при уменьшении индуктивности обмотки дросселя L амплитуда тока I_{Lm} возрастает.

При некотором значении индуктивности, называемой критической $L_{кр}$, амплитуда I_{Lm} станет равной постоянной составляющей тока I_0 , а при L меньше $L_{кр}$ ток в дросселе будет иметь прерывистый характер (рис. 6.22).

В интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ напряжение на выходе преобразователя равно U_{2max} и ток в обмотке дросселя нарастает по линейному закону до значения I_{Lmax} :

$$\left. \begin{aligned} i_L &= \frac{U_{2max} - U_0}{L} \tau_1; \\ I_{Lmax} &= \frac{U_{2max} - U_0}{L} T_{и.} \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

Выходное напряжение $u_{вых}$ в начале интервала, когда ток $i_L < I_0$, уменьшается, а затем, когда ток в обмотке дросселя превысит значение I_0 , увеличивается. В этом интервале выходное напряжение достигает своего минимального значения.

В интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ напряжение на выходе преобразователя равно нулю, дроссель разряжается через диоды выпрямителя и ток i_L уменьшается по линейному закону от I_{Lmax} до нуля в соответствии с выражением (6.21). В начале этого интервала, пока $i_L > I_0$, напряжение $u_{вых}$ увеличивается и достигает своего максимального значения в момент времени, когда $i_L = I_0$. Затем выходное напряжение уменьшается и в момент ωt_3 станет равным U_0 .

В интервале $\omega t_3 - \omega t_4$ ток в обмотке дросселя равен нулю, диоды выпрямителя заперты, напряжение на выходе преобразователя равно нулю, а на входе фильтра равно выходному напряжению U_0 . Конденсатор фильтра разряжается на сопротивление нагрузки. В этом интервале $u_{вых}$ уменьшается по экспоненциальному закону до момента ωt_4 .

Если считать, что емкость конденсатора фильтра настолько велика, что пульсациями напряжения на ней можно пренебречь, то

$$I_0 = \frac{U_0}{R_H}. \quad (6.28)$$

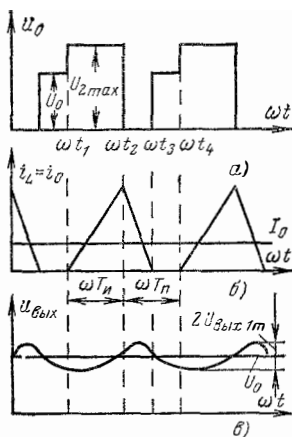


Рис. 6.22. Временные диаграммы токов и напряжений для схемы на рис. 6.21.

$a - u_0(\omega t)$; $b - i_L = i_L(\omega t)$; $в - u_{вых}(\omega t)$.

С другой стороны, для среднего значения тока в нагрузке имеем:

$$I_0 = \frac{m}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_L dt. \quad (6.29)$$

Подставляя в выражение (6.29) значение тока i_L из (6.21), (6.27) для различных интервалов и учитывая (6.28), получаем:

$$U_0^2 + U_{2max} U_0 \alpha \gamma^2 - U_{2max}^2 \alpha \gamma^2 = 0, \quad (6.30)$$

где

$$\alpha = \frac{R_H T}{2Lm} = \frac{R_H 2\pi}{2Lm\omega};$$

$$\gamma = \frac{T_H}{T_H + T_H} = \frac{T_H m}{T} \frac{(\pi - \varphi) m}{2\pi}.$$

Решая уравнение (6.30), получаем:

$$U_0 = \frac{U_{2max} \alpha \gamma^2}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4}{\alpha \gamma^2}} + 1 \right). \quad (6.31)$$

Сравнивая выражения для внешних характеристик (6.25), (6.31), видим, что в режиме, когда ток в дросселе имеет прерывистый характер, напряжение U_0 зависит от сопротивления нагрузки R_H .

Кроме того, в режиме прерывистых токов возрастают амплитуды токов дросселя, диодов выпрямителя, увеличивается действующее значение токов вторичной обмотки и габаритная мощность трансформатора преобразователя. Следовательно, наиболее предпочтительным является режим, когда ток в дросселе имеет непрерывный характер.

Решая совместно (6.25) и (6.30) относительно L , получаем выражение для критической индуктивности $L_{кр}$:

$$L_{кр} = \frac{R_H T}{2m} \left(1 - \frac{T_H m}{T} \right) = \frac{U_0}{2I_0 \omega} \left(\frac{2\pi}{m} - \pi + \varphi \right). \quad (6.32)$$

Для обеспечения режима, когда ток дросселя имеет непрерывный характер, необходимо, чтобы индуктивность обмотки дросселя была больше $L_{кр}$.

Для определения коэффициента пульсации на выходе фильтра необходимо знать значения коэффициента сглаживания фильтра и коэффициента пульсации на входе фильтра.

Из гл. 2 известно, что для Г-образного LC-фильтра $q = m^2 LC - 1 \approx m^2 \omega^2 LC$.

Коэффициент пульсации по первой гармонике $K_{п1}$ на входе фильтра для режима непрерывных токов определяется из разложения в ряд напряжения

$$k_{п1} = \frac{4}{\pi m} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin \frac{(\pi - \varphi) m}{2}.$$

Коэффициент пульсации на выходе фильтра равен:

$$k_{п1\text{вых}} = \frac{k_{п1}}{q} = \frac{4}{\pi m^2 \omega^2 LC} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin \frac{(\pi - \varphi) m}{2}. \quad (6.33)$$

Подставляя в (6.33) $\pi = 3,14$; $\omega = 2\pi f$; $q = m^2 \omega^2 LC$, получаем:

$$k_{п1\text{вых}} = \frac{0,032}{m^2 f L C} \left(\frac{\pi}{\pi - \varphi} \right) \sin \frac{(\pi - \varphi) m}{2}. \quad (6.34)$$

Из выражения (6.34) по известным значениям угла регулирования φ , числу m , частоте работы преобразователя f , коэффициенту пульсации $k_{п1\text{вых}}$ можно определить произведение LC .

Определив из (6.32) значение $L_{кр}$ и задавшись индуктивностью обмотки дросселя $L > L_{кр}$, можно найти значение емкости конденсатора C .

6.5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ТИРИСТОРАХ

В отличие от транзисторов тиристоры обладают рядом преимуществ, а именно коммутируют значительно большие токи и выдерживают значительно большие прямые и обратные напряжения. В связи с этим тиристорные преобразователи целесообразно применять для преобразования больших мощностей.

В зависимости от особенностей электромагнитных процессов, протекающих в схеме, тиристорные преобразователи (инверторы) могут быть подразделены на инверторы тока и инверторы напряжения. Для инверторов тока характерным является то, что они преобразуют ток, а форма напряжения зависит от параметров нагрузки. В нагрузке инверторов напряжения формируется напряжение определенной формы, а форма тока зависит от характера нагрузки. В отличие от инверторов тока инверторы напряжения могут работать в режиме холостого хода. В инверторах напряжения выходное напряжение изменяется незначительно при изменении частоты преобра-

зования в относительно широких пределах. Коммутационные процессы, протекающие в них, мало влияют на форму выходного напряжения, и они имеют относительно «жесткую» внешнюю характеристику.

Для коммутации тока в тиристорных инверторах используют реактивные элементы, в основном коммутирующие конденсаторы.

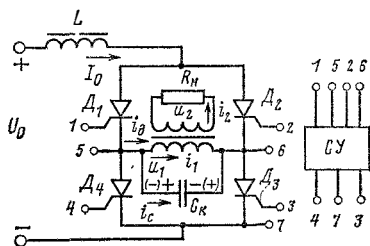
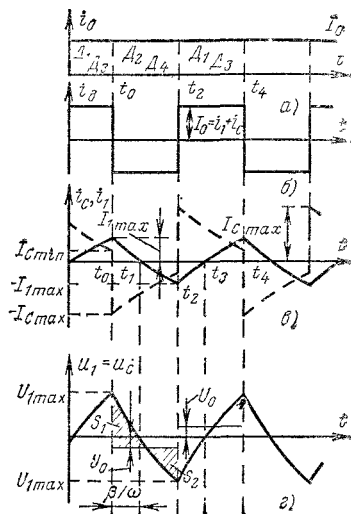


Рис. 6.23. Мостовая схема тиристорного инвертора.

Рис. 6.24. Временные диаграммы токов и напряжений для схемы рис. 6.23

$a - i_0(\omega t)$; $b - i_D(\omega t)$; $в - i_C(\omega t, i_1(\omega t)$; $г - u_C = u_1(\omega t)$.



По способу включения коммутирующих конденсаторов относительно нагрузки инверторы подразделяются на параллельные, последовательные и последовательно-параллельные. В некоторых схемах для коммутации используются также индуктивность совместно с емкостью.

Инверторы тока и напряжения применяются в преобразователях частоты, во вторичных источниках электропитания переменного тока, в установках электропривода, в электропитающих устройствах радио- и электросвязи.

На рис. 6.23 представлена мостовая схема тиристорного инвертора тока. Инвертор состоит из четырех тиристоров, включенных по мостовой схеме. В одну диагональ моста включена первичная обмотка трансформатора, а к другой диагонали через дроссель L подключен источник питания с напряжением U_0 . Параллельно первичной обмотке трансформатора включен коммутирующий конденсатор C_K , необходимый для запираения тиристоров. В цепи

вторичной обмотки трансформатора включена нагрузка, которая может быть как активной, так и активно-реактивной. Тиристоры инвертора D_1 — D_4 управляются импульсами, поступающими на их управляющие электроды от схемы управления $СУ$. Схема управления включает в себя генератор импульсов, который создает две импульсные последовательности (выходы 1—5; 3—7 и 4—7; 2—6), сдвинутые во времени на половину периода.

В мостовой схеме в каждый полупериод одновременно открыты два тиристора: либо D_1, D_3 , либо D_2, D_4 . Таким образом первичная обмотка трансформатора через открытые тиристоры подключается к источнику питания, причем в различные полупериоды напряжение на ней имеет противоположную полярность. Рассмотрим более подробно принцип действия данной схемы. Для облегчения рассмотрения процессов, происходящих в инверторе, принимаем, что индуктивность обмотки дросселя, включенного в цепь источника питания, достаточно велика, а следовательно, можно считать, что ток I_0 , потребляемый инвертором, — постоянен ($I_0 = \text{const}$).

Число витков первичной обмотки трансформатора ω_1 принимаем равным числу витков обмотки ω_2 , а следовательно, $u_1 = u_2 = u_C$, $i_1 = -i_2$.

Ток $I_0 = i_1 + i_C$; $i_1 = I_0 - i_C$.

Процессы переключения тиристоров рассмотрим в установившемся режиме. До момента времени t_0 были открыты тиристоры D_1, D_3 и в конце полупериода $t = t_0$ конденсатор C_K зарядился до напряжения U_{1max} (полярность показана на схеме рис. 6.23 без скобок), ток заряда конденсатора достиг значения I_{Cmin} , а ток первичной обмотки I_{1max} (рис. 6.24). В момент времени t_0 под действием управляющих импульсов открываются тиристоры D_2, D_4 . Конденсатор C_K , предварительно заряженный до напряжения U_{1max} , через открытые тиристоры D_2, D_4 подключается параллельно тиристорам D_1, D_3 , и они запираются под действием обратного напряжения. В интервале $t_0 - t_2$ открыты тиристоры D_2, D_4 . Напряжение на конденсаторе C_K и на первичной обмотке трансформатора изменяется от U_{1min} до $-U_{1max}$.

В интервале $t_0 - t_1$ ток i_1 и напряжение $u_C = u_1$ положительны (рис. 6.24, в, г), конденсатор C_K разряжается, к тиристорам D_1, D_3 прикладывается обратное напряжение. В интервале $t_1 - t_2$ ток первичной обмотки трансформатора i_1 изменяет свое направление, а напряжение на

конденсаторе C_K и на первичной обмотке изменяет свою полярность на противоположную. В момент времени t_2 открываются тиристоры D_1, D_3 . Заряженный конденсатор C_K (полярность показана на схеме рис. 6.23 знаками в скобках) подключается параллельно тиристорам D_2, D_4 , и они запираются под действием обратного напряжения, равного U_{1max} . В интервале t_2-t_4 открыты тиристоры D_1, D_3 , и напряжение на конденсаторе C_K и на первичной обмотке трансформатора вновь изменяет свою полярность на противоположную.

Ток в диагонали моста инвертора i_d (рис. 6.24, б) представляет собой прямоугольную последовательность импульсов с амплитудой, равной I_0 , причем в любой момент времени ток равен сумме токов в емкости и первичной обмотке трансформатора ($I_0 = i_C + i_1$). Ток в емкости C_K (рис. 6.24, в) имеет максимум в момент коммутации тиристоров, а затем уменьшается по мере заряда конденсатора.

Надежное запираание тиристоров инвертора зависит от интервала, в течение которого к ним приложено обратное напряжение. Этот интервал равен углу $\beta = \omega(t_1 - t_0)$ (рис. 6.24, г). Условием надежного запираания является выполнение следующего неравенства: $\beta > \omega t_{выкл,т}$, где $t_{выкл,т}$ — время выключения тиристора.

Угол β зависит от отношения разности реактивной мощности коммутирующего конденсатора Q_C и нагрузки Q_H к активной мощности нагрузки

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_C - Q_H}{P_H}$$

Для активной нагрузки инвертора $\operatorname{tg} \beta = Q_C / P_H$. Из этих выражений видно, что увеличение мощности в цепи нагрузки инвертора приводит к уменьшению угла β . От величины мощности нагрузки зависят также амплитудное и действующее значения напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора. С увеличением P_H уменьшаются амплитуды U_{1max}, U_{2max} и действующие значения напряжений U_1, U_2 (рис. 6.25). Это объясняется тем, что увеличение P_H является следствием уменьшения сопротивления нагрузки R_H , а это в свою очередь приводит к более быстрому разряду конденсатора C_K и к уменьшению угла β . Так как за половину периода среднее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора равно U_0 , то площади S_1 и S_2 , ограниченные кривой

напряжения u_1 , должны быть равны (рис. 6.24, з). Отсюда следует, что уменьшение угла β должно привести к увеличению площадей S_1 и S_2 и соответственно к увеличению U_{1max} , U_{2max} . При малых значениях P_H (R_H велико) угол β стремится к $\pi/2$ и U_{1max} может увеличиться до значительной величины. При больших значениях P_H (R_H мало) угол β может уменьшиться настолько, что тиристоры

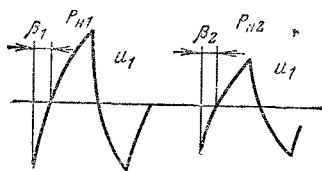


Рис. 6.25. Кривые напряжения $u_1(\omega t)$ для схемы рис. 6.23 при различных значениях выходной мощности.

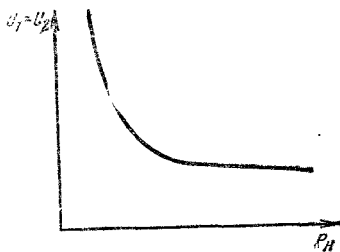


Рис. 6.26. Внешняя характеристика инвертора, изображенного на рис. 6.23.

ры инвертора не будут запираются. Это приведет к отпиранию всех тиристоров инвертора, в результате чего возникнет аварийный режим — короткое замыкание.

Пренебрегая высшими гармониками в кривой напряжения трансформатора u_1 , мощность P_0 в цепи источника питания можно определить из следующего выражения:

$$P_0 = U_0 I_0 = U_1 I_{д1} \cos \beta,$$

где $I_{д1}$ — действующее значение первой гармоники тока в диагонали моста инвертора.

Так как ток i_d имеет форму разнополярных импульсов, то $I_{д1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_0$, а следовательно, действующее значение напряжения первичной обмотки трансформатора U_1 равно:

$$U_1 = \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2} \cos \beta}. \quad (6.35)$$

Из (6.35) видно, что при увеличении β вследствие уменьшения мощности P_H величина U_1 может достигнуть очень большого значения, что было отмечено выше.

Внешняя характеристика инвертора изображена на рис. 6.26. Из внешней характеристики видно, что изменение нагрузки инвертора может привести к значительным изменениям напряжения.

На рис. 6.27 изображена схема тиристорного инвертора тока с нулевым выводом. Инвертор состоит из трансформатора Tr_1 , первичная обмотка которого имеет вы-

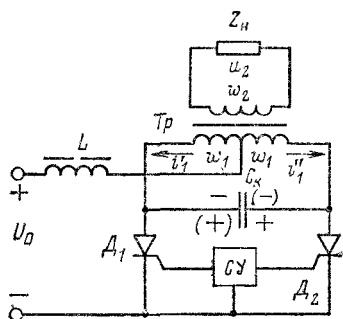


Рис. 6.27. Схема тиристорного инвертора с нулевым выводом.

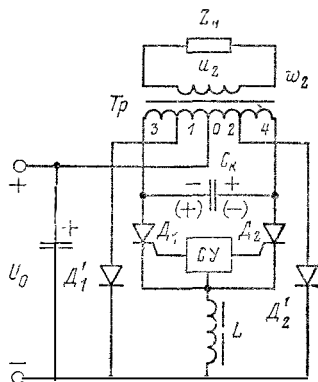


Рис. 6.28. Схема тиристорного инвертора с обратными диодами.

вод средней точки; тиристоров D_1 , D_2 , коммутирующего конденсатора C_K , включенного параллельно первичной обмотке трансформатора, дросселя L , включенного в цепь источника питания, и схемы управления $СУ$. Принцип действия схемы рис. 6.25 аналогичен принципу действия мостового инвертора. В первый полупериод под действием управляющего импульса открывается тиристор D_1 . При этом в обмотках трансформатора под действием возрастающего тока i_1 наводится ЭДС. Под действием этой ЭДС конденсатор C_K перезаряжается до напряжения, равного приблизительно $2U_0$ (полярность показана на схеме рис. 6.27 без скобок). В начале второго полупериода на управляющий электрод второго тиристора подается сигнал и тиристор D_2 открывается. Конденсатор C_K через открытый тиристор D_2 подключается параллельно тиристорам D_1 , и он запирается под воздействием обратного напряжения. В течение второго полупериода конденсатор C_K перезаряжается, знаки потен-

диодов на обкладках конденсатора меняются на обратные (показано на рис. 6.27 в скобках). В начале третьего полупериода вновь включается тиристор D_1 . Конденсатор C_K оказывается подключенным через тиристор D_1 параллельно тиристорам D_2 . Под действием обратного напряжения тиристор D_2 запирается. В дальнейшем процесс повторяется.

Общим недостатком рассмотренных схем является резкая зависимость формы выходного напряжения от нагрузки, невозможность работы на индуктивно-активную нагрузку и в режиме холостого хода. Указанные недостатки ограничивают применение рассмотренных схем.

Для уменьшения влияния нагрузки и ее характера на выходное напряжение и его форму применяют схемы с обратными диодами (рис. 6.28). В схеме первичная обмотка трансформатора имеет отводы, к которым подключены диоды D'_1 и D'_2 . Диоды необходимы для возврата реактивной энергии, накопленной в индуктивной нагрузке и реактивных коммутирующих элементах, в источник питания преобразователя. Введение диодов делает работу этой схемы более надежной при холостом ходе и большом изменении реактивных нагрузок. Дроссель в схеме рис. 6.28 включен в катодную цепь тиристоров и не преобразует источник U_0 в отличие от схемы рис. 6.27 в источник непрерывного тока.

Рассмотрим принцип действия схемы для случая индуктивной нагрузки. Предположим, что открыт тиристор D_1 и его ток, протекающий через дроссель L , достиг установившегося значения. На аноде тиристора D_2 и правой пластине коммутирующего конденсатора C_K благодаря ЭДС, наведенной в обмотке w_{04} , напряжение u_c достигает величины, равной удвоенному напряжению питания преобразователя $2U_0$ (полярность показана на схеме рис. 6.28 без скобок). При включении тиристора D_2 заряженный конденсатор C_K подключается параллельно тиристорам D_1 . Тиристор D_1 запирается под действием обратного напряжения. Под действием напряжения конденсатора C_K открывается диод D'_1 и к обмотке дросселя прикладывается напряжение $2U_0$. Происходит колебательный разряд конденсатора C_K через обмотку дросселя, диод D'_1 и обмотку w_{13} трансформатора. Когда напряжение на конденсаторе изменяет свою полярность за счет колебательного разряда, анод тиристора D_2 становится

отрицательным и открывается диод D'_2 . Ток протекает через тиристор D_2 , диод D'_2 и обмотку ω_{24} трансформатора. Благодаря автотрансформаторному действию между обмотками ω_{02} и ω_{24} часть энергии, накопленной в дросселе L , возвращается в источник питания преобразователя.

При запираании тиристора D_1 из-за индуктивности в цепи нагрузки ток в первичной обмотке трансформатора ω_{03} имеет то же направление, что и до коммутации. В этом интервале времени тиристор D_2 запирается и ток протекает через обмотку ω_{02} источник питания, диод D'_2 . Происходит возврат реактивной энергии из нагрузки в источник питания преобразователя. Когда реактивный ток достигает нулевого значения, тиристор D_2 открывается вновь импульсом схемы управления и ток от плюса через тиристор D_2 , обмотку дросселя L протекает к минусу источника питания. Диод D'_2 заперт. Тиристор D_2 будет открыт до тех пор, пока не откроется тиристор D_1 . Как видно из принципа действия схемы, в течение полупериода тиристор необходимо открывать 2 раза, поэтому сигнал схемы управления должен состоять не из одного короткого импульса, а из ряда импульсов прямоугольной формы.

При работе инвертора на емкостную нагрузку обратные диоды D'_1 и D'_2 проводят реактивный ток перед тем, как закончится тот или иной полупериод напряжения. При активной нагрузке обратные диоды открыты только в течение короткого интервала, когда тиристоры запираются обратным напряжением коммутирующего конденсатора. Форма напряжения на выходе схемы инвертора близка к прямоугольной.

На рис. 6.29, а приведена схема параллельного инвертора с последовательными (отсекающими) диодами. В этой схеме коммутирующий конденсатор C_K подсоединяется к обмоткам трансформатора через диоды D'_1 и D'_2 . Включение конденсатора через диоды исключает возможность его разряда на первичную обмотку трансформатора. Предположим, открыт тиристор D_1 . Ток от плюса источника через левую первичную полуобмотку ω_1 , диод D'_1 , тиристор D_1 протекает к минусу источника питания. В обмотках трансформатора наводятся ЭДС, знаки которых показаны на схеме рис. 6.29. Через диод D'_2 протекает ток заряда конденсатора C_K . Таким образом, все

процессы в схеме протекают так же, как и в схеме рис. 6.27, с той лишь разницей, что напряжение на коммутирующем конденсаторе C_K не может уменьшиться из-за его разряда на первичную обмотку трансформатора. В случае, если напряжение на конденсаторе стремится уменьшиться, запирается диод D'_2 , ток протекает только через диод D'_1 и тиристор D_1 , а напряжение на половине первичной обмотки остается равным U_0 . Конденсатор

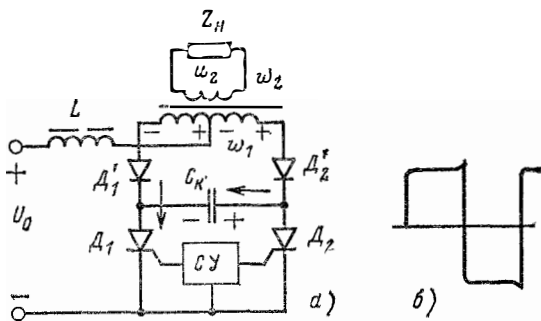


Рис. 6.29. Тиристорный инвертор с отскакивающими диодами.
а — схема; б — зависимость $u_2(\omega t)$.

остается заряженным до напряжения $2U_0$ до тех пор, пока не откроется тиристор D_2 .

Данная схема может работать при холостом ходе и при различных видах нагрузки. На рис. 6.29, б показана кривая выходного напряжения для данной схемы инвертора.

При увеличении рабочей частоты параллельного инвертора возрастают его коммутационные потери и снижается эффективность его работы. По сравнению с параллельным последовательный инвертор обладает рядом преимуществ при работе на повышенных частотах. В последовательном инверторе коммутирующая емкость включена последовательно с нагрузкой. Ток емкости полностью протекает через нагрузку, т. е. конденсатор отдает ей свою энергию. В отличие от параллельного инвертора, энергия коммутации в элементах схемы не накапливается и не рассеивается. В последовательном инверторе тиристоры переключаются в тот момент времени, когда ток нагрузки близок к нулю. За счет этого снижаются

потери в тиристорах на переключение. Простейшая схема последовательного инвертора изображена на рис. 6.30, а. Нагрузка инвертора (первичная обмотка трансформатора) включена между средней точкой дросселя и емкостным делителем, образованным коммутирующими конденсаторами C_1, C_2 . Тиристоры переключаются импульсами, поступающими на их управляющие элект-

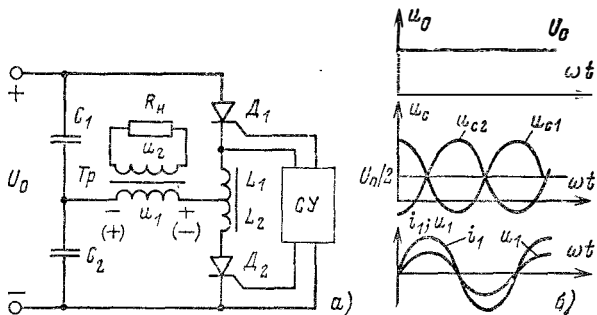


Рис. 6.30. Последовательный тиристорный инвертор.
а — схема; б — диаграммы напряжений и токов.

роды с выхода схемы управления CU . Инвертор работает на собственной резонансной частоте, нагрузка инвертора чисто активная. При включении тиристора D_1 к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение, полярность которого показана на схеме рис. 6.30, а (без скобок). Через нагрузку протекает ток (рис. 6.30, б), длительность полупериода которого зависит от резонансной частоты, определяемой индуктивностью и емкостью элементов схемы. В момент t_1 , когда ток в нагрузке меняет свое направление, включается тиристор D_2 и напряжение на нагрузке меняет свой знак (полярность показана на схеме рис. 6.30, а в скобках), одновременно в нижней обмотке дросселя наводится ЭДС такой полярности, при которой катод тиристора D_1 становится отрицательным по отношению к аноду. Это исключает одновременное отпирание тиристоров D_1, D_2 . На рис. 6.30, б приведены кривые напряжений и токов в схеме последовательного инвертора, работающего на активную нагрузку на резонансной частоте.

6.6. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ В ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Выходное напряжение тиристорных преобразователей можно регулировать, изменяя напряжение питания (амплитудный способ), фазу управляющих импульсов (фазовый способ) и изменяя ширину импульсов (широтно-импульсный способ).

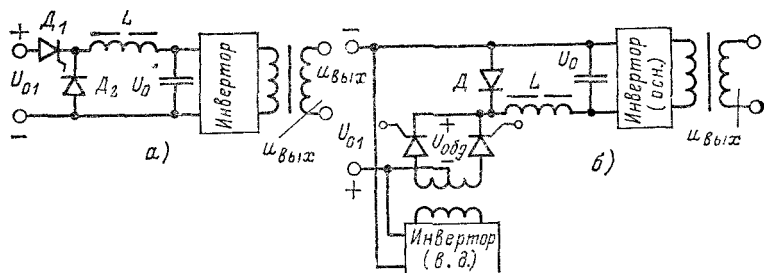


Рис. 6.31. Регулирование выходного напряжения инвертора при помощи тиристорного ключа (а) и вольтодобавочного устройства (б).

При амплитудном способе регулирования напряжение питания инвертора можно изменить, питая инвертор от регулируемого выпрямителя, от импульсного регулятора напряжения либо используя вольтодобавочное устройство. При использовании регулируемого выпрямителя источником питания является сеть переменного тока. При использовании второго и третьего способов источником питания может быть как сеть переменного тока, так и аккумуляторная батарея. При питании от сети переменного тока при этих способах регулирования напряжение сети выпрямляется выпрямителем и фильтруется фильтром.

На рис. 6.31, а изображена схема, в которой в качестве регулятора напряжения питания инвертора используется ключевой регулятор на тиристорах. Этот способ имеет ряд недостатков, а именно регулятор должен рассчитываться на полную мощность и фильтр регулятора имеет большие массу и габариты.

На рис. 6.31, б приведена схема с вольтодобавочным устройством. Вольтодобавочное устройство представляет собой инвертор, выполненный по одной из ранее приведенных схем. Вольтодобавочный инвертор включается

последовательно с источником питания, и напряжение на входе основного инвертора равно сумме напряжений ($U_{01} + U_{об.д.}$). Регулировка выходного напряжения основного инвертора осуществляется изменением напряжения вольтодобавочного инвертора. Это достигается с помощью управляемого выпрямителя или ключевого регулятора, включенного на выходе вольтодобавочного инвертора.

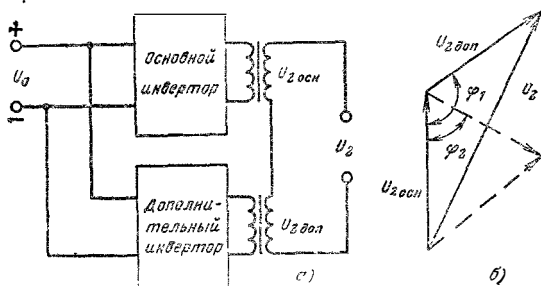


Рис. 6.32. Регулирование напряжения при последовательном включении двух инверторов.

a — схема; *б* — векторная диаграмма.

вертора. В этой схеме мощность вольтодобавочного инвертора незначительна и тем меньше, чем меньше диапазон регулирования выходного напряжения. Амплитудный метод регулирования применяется как для инверторов тока, так и для инверторов напряжения.

Фазовый способ регулирования напряжения можно осуществить при помощи схемы рис. 6.32. В схеме последовательно включены вторичные обмотки двух инверторов — основного и дополнительного. При изменении фазы управляющих импульсов напряжение на зажимах вторичной обмотки дополнительного инвертора $u_{2доп}$ меняет свою фазу относительно напряжения вторичной обмотки $u_{2осн}$ основного инвертора. Выходное напряжение u_2 равно геометрической сумме напряжений $U_{2осн}$ и $U_{2доп}$. Как видно из рис. 6.32, б, при изменении фазы напряжение U_2 изменяется.

Фазовый способ регулирования применяется для инверторов тока.

При широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения в инверторе совмещены функции преобразователя и регулятора. Регулирование напряже-

ния осуществляется за счет изменения ширины импульсов преобразователя. Широтно-импульсный способ регулирования приемлем только для инверторов напряжения.

6.7. ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Большинство современной радиотехнической аппаратуры выполняется на интегральных схемах. Применение интегральных схем при проектировании радиотехниче-



Рис. 6.33. Структурная схема ИВЭ.

1 — трансформатор; 2 — выпрямитель; 3 — фильтр; 4 — стабилизатор напряжения.

ской аппаратуры привело к значительной диспропорции между массой и объемом функциональной аппаратуры и массой и объемом источников вторичного электропитания (ИВЭ).

При использовании систем вторичного питания, применявшихся в радиоэлектронной аппаратуре на интегральных схемах второго поколения, относительный объем электропитающих устройств в новых разработках может достигать 70% и более объема функциональной аппаратуры всего радиотехнического комплекса.

Применение интегральных схем привело к расширению функциональных возможностей радиоэлектронной аппаратуры. В то же время возросли требования к выходным параметрам и удельным характеристикам ИВЭ.

Помимо того, изменились номиналы выходных напряжений и токов нагрузки ИВЭ. Если для транзисторной радиоаппаратуры применялись источники электропитания, имеющие номинальные значения выходных напряжений 12,6; 20; 27; 36 В, то для питания устройств на интегральных схемах требуются источники с номинальными значениями напряжений 2; 5; 12 В.

Расширение функциональных возможностей радиоаппаратуры привело в свою очередь к увеличению мощности, потребляемой от источников электропитания. Снижение уровней питающих напряжений и повышение их мощности делают проблематичным миниатюризацию ИВЭ.

Для питания транзисторной радиоаппаратуры широко распространена схема ИВЭ, приведенная на рис. 6.33. Схема включает в себя силовой трансформатор, выпрямитель, фильтр, непрерывный или импульсный стабилизатор напряжения и устройства защиты.

Напряжение сети, преобразованное трансформатором, выпрямляется, фильтруется и стабилизируется стабилизатором.

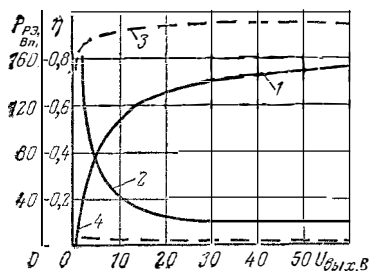


Рис. 6.34. Зависимости КПД и мощности, рассеиваемой регулирующим элементом стабилизатора, от выходного напряжения.

1 — $\eta = f(U_{\text{вых}})$; 2 — $P_{\text{рз}} = f(U_{\text{вых}})$ для непрерывного стабилизатора; 3 — $\eta = f(U_{\text{вых}})$; 4 — $P_{\text{рз}} = f(U_{\text{вых}})$ для импульсного стабилизатора.

Применение в схеме непрерывного стабилизатора обеспечивает хорошие качественные параметры ИВЭ. Основными элементами, в которых теряется значительная мощность и от которых зависит КПД, масса и объем ИВЭ, являются стабилизатор напряжения, фильтр и силовой трансформатор.

В схеме рис. 6.33 широко применяется стабилизатор непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента.

Коэффициент полезного действия непрерывного стабилизатора в основном зависит от мощности, рассеиваемой на регулирующем элементе. Величина этой мощности зависит от пределов изменения входного напряжения, пределов регулировки напряжения на выходе и от величины выходной мощности.

На рис. 6.34 приведены ориентировочные зависимости КПД (кривая 1) и мощности, рассеиваемой на регулирующем элементе (кривая 2), для непрерывного стабилизатора, имеющего выходную мощность 50 Вт. Как видно из рис. 6.34, при низких уровнях выходного напряжения (2 — 5 В) КПД стабилизатора мал, а на его регулирующем элементе рассеивается значительная мощность, превышающая полезную мощность, отдаваемую

им в нагрузку. При повышении уровня выходного напряжения (при $P_{\text{вых}} = \text{const}$) КПД возрастает, а мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе, уменьшается. Если использовать ИВЭ с непрерывным стабилизатором для устройств на интегральных схемах, то КПД источника в целом составит 17—25%. Это значит, что мощ-

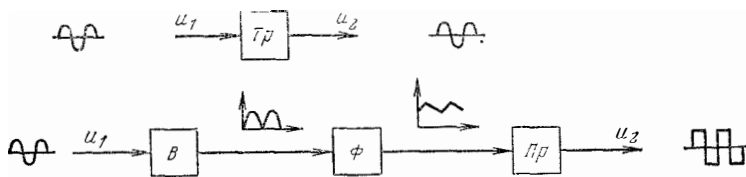


Рис. 6.35. Структурная схема выпрямитель — фильтр — преобразователь.

ность, рассеиваемая ИВЭ, в 3—5 раз превышает мощность в нагрузке.

Значительная мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе непрерывного стабилизатора, приводит к необходимости применять параллельное включение регулирующих элементов (транзисторов) и устанавливать их на теплоотводы (радиаторы). Размеры теплоотводов зависят от мощности, рассеиваемой на регулирующем элементе. Таким образом, объем и масса стабилизатора непрерывного действия в основном определяются объемом и массой регулирующих элементов и их теплоотводов. Чем ниже уровень выходного напряжения, тем хуже удельные характеристики непрерывного стабилизатора, т. е. больше масса и объем ИВЭ.

Применение импульсного стабилизатора вместо стабилизатора непрерывного действия позволяет значительно уменьшить мощность, рассеиваемую на регулирующем элементе, повысить КПД, уменьшить массу и объем. На рис. 6.34 приведены зависимости $\eta = f(U_{\text{вых}})$ и $P_{\text{рз}} = f(U_{\text{вых}})$ (кривые 3, 4) для импульсного стабилизатора, имеющего выходную мощность 50 Вт. Как видно из рис. 6.34, КПД импульсного стабилизатора (кривая 3) значительно превосходит КПД стабилизатора непрерывного действия и приблизительно равно 90 %.

Замена непрерывного стабилизатора импульсным не может в достаточной степени снизить массу и объем ИВЭ, так как его масса и объем определяются также в значи-

тельной степени силовым низкочастотным трансформатором. Возникает вопрос, а нельзя ли вообще исключить из схемы силовой низкочастотный трансформатор? Для этой цели можно использовать устройство, состоящее из бестрансформаторного выпрямителя, фильтра и преобразователя напряжения (рис. 6.35). Напряжение сети выпрямляется выпрямителем B , фильтруется фильт-

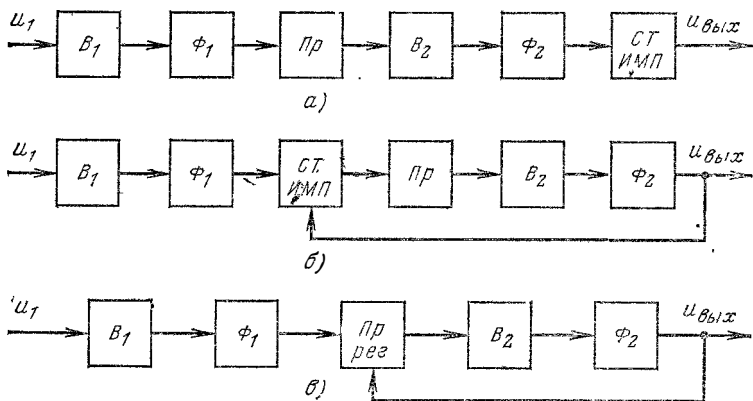


Рис. 6.36. Структурные схемы ИВЭ с бестрансформаторным входом. a — с импульсным стабилизатором на выходе; b — с импульсным стабилизатором на входе преобразователя, v — с регулируемым преобразователем

ром Φ , а затем преобразовывается преобразователем напряжения Pr . Преобразователь напряжения работает на повышенной частоте, значительно превышающей частоту сети, за счет чего его трансформатор имеет массу и объем, значительно меньшие, нежели силовой низкочастотный трансформатор той же мощности. В целом замена низкочастотного трансформатора на выпрямитель — фильтр — высокочастотный преобразователь дает значительный выигрыш по объему и массе.

Современные ИВЭ для питания радиоустройств, выполненных на интегральных схемах, строятся по схеме с бестрансформаторным входом. Структурные схемы таких ИВЭ изображены на рис. 6.36. В схеме рис. 6.36, a напряжение сети u_1 после выпрямления выпрямителем B_1 и сглаживания фильтром Φ_1 поступает на вход высокочастотного преобразователя Pr . Высокочастотный прео-

образователь преобразует постоянное напряжение в переменное, затем напряжение вновь выпрямляется B_2 , фильтруется Φ_2 и стабилизируется импульсным стабилизатором напряжения.

Как видно из кривой 3 рис. 6.34, КПД импульсного стабилизатора при понижении уровня выходного напряжения уменьшается, поэтому применение такой схемы в низковольтных ИВЭ нецелесообразно. Для повышения КПД при низких уровнях выходного напряжения импульсный стабилизатор (регулятор) целесообразно включать в цепь повышенного напряжения до преобразователя (рис. 6.36, б). Включение импульсного стабилизатора в цепь повышенного напряжения позволяет уменьшить ток через регулирующий элемент, за счет чего мощность, рассеиваемая на нем, уменьшается. Обратная связь в схеме осуществляется по значению отклонения выходного напряжения. При изменении напряжения сети в первый момент изменяется выходное напряжение, что приводит к изменению сигнала обратной связи, который воздействует на импульсный стабилизатор напряжения таким образом, что напряжение питания преобразователя изменяется и компенсирует изменение выходного напряжения. В схеме стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет изменения амплитуды выходного напряжения преобразователя.

В стабилизированном источнике, выполненном по схеме рис. 6.36, в, в отличие от предыдущих схем нет импульсного стабилизатора напряжения. Функции регулирования напряжения выполняет преобразователь. При изменении выходного напряжения сигнал обратной связи воздействует на регулируемый преобразователь и длительность импульсов на его выходе изменяется. В данной схеме стабилизация осуществляется за счет широтно-импульсного регулирования напряжения преобразователя. С точки зрения массы и объема эта схема наиболее предпочтительна, так как функции преобразования и регулирования напряжения совмещены.

На рис. 6.37 изображена принципиальная схема ИВЭ с бестрансформаторным входом. Схема состоит из выпрямителя, выполненного по трехфазной мостовой схеме ($D_1 - D_6$); конденсатора C_1 , выполняющего роль предварительного фильтра, импульсного стабилизатора напряжения (T_1, D_7, L_1, C_2); преобразователя напряжения (T_2, T_3, Tr_1); выходного выпрямителя и фильтра (D_8, D_9 ,

C_3, C_4, L_2). Транзисторы преобразователя управляются от задающего генератора ЗГ. Регулирующий транзистор импульсного стабилизатора управляется импульсами, поступающими на его базу с выхода широтно-импульсного модулятора ШИМ. Частота работы ШИМ синхронизируется импульсами от задающего генератора. Управление широтно-импульсным модулятором осуществляет-

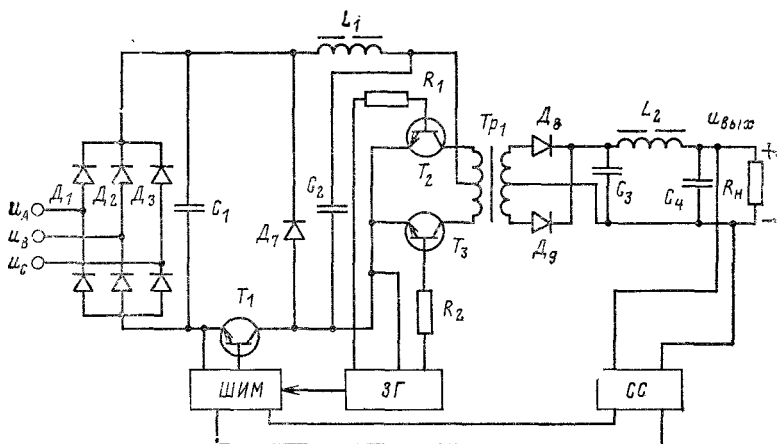


Рис. 6.37. Схема ИВЭ с бестрансформаторным входом.

ся сигналом, поступающим на его вход с выхода схемы сравнения СС. Принцип действия схемы на рис. 6.37 заключается в следующем.

Трёхфазное напряжение выпрямляется выпрямителем ($D_1 - D_6$), сглаживается фильтром, состоящим из конденсатора C_1 , и поступает на вход импульсного стабилизатора напряжения. От выходного напряжения стабилизатора питается преобразователь, выполненный по двухтактной схеме. Частота работы преобразователя и импульсного стабилизатора определяется частотой задающего генератора. Преобразователь преобразует постоянное напряжение в переменное, которое затем выпрямляется выпрямителем D_8, D_9 , фильтруется фильтром ($C_3 L_2 C_4$) и поступает на нагрузку.

При изменении напряжения сети изменяется напряжение на входе импульсного стабилизатора, что приводит в свою очередь к изменению напряжения питания

преобразователя и к изменению напряжения на выходе стабилизатора. В схеме сравнения выходное напряжение сравнивается с эталонным и на ее выходе появляется сигнал разности между выходным напряжением и эталонным. Сигнал разности поступает на вход широтно-импульсного модулятора, что приводит к изменению длительности импульсов на его выходе. Изменение длительности импульсов на выходе ШИМ приводит к изменению времени открытого состояния регулирующего транзистора T_1 импульсного стабилизатора. Изменяется напряжение на выходе импульсного стабилизатора и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению. При изменении нагрузки схема работает аналогично.

Помимо низковольтных ИВЭ для питания устройств, выполненных на интегральных микросхемах, транзисторные преобразователи находят широкое применение в высоковольтных стабилизаторах, питающих электронно-лучевые трубки, клистроны, ЛБВ и т. д.

Глава седьмая

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для питания различных радиотехнических устройств и аппаратуры связи находят широкое применение источники электрической энергии постоянного тока. Они преобразуют какую-либо неэлектрическую энергию (химическую, тепловую, световую и т. д.) в электрическую энергию постоянного тока. К таким источникам относятся гальванические элементы, аккумуляторы, термоэлементы, солнечные и атомные элементы и др. Источники электрической энергии постоянного тока могут быть как основными источниками энергии для питания портативных радиоустройств, аппаратуры на искусственных спутниках и космических кораблях, измерительной аппаратуры и т. д., так и резервными источниками энергии для питания аппаратуры при авариях в сети переменного тока.

В качестве источников электрической энергии постоянного тока наиболее часто применяются химические источники.

Химические источники подразделяются на первичные и вторичные источники тока.

К первичным относятся гальванические и топливные элементы (ЗХГ). В первичных источниках тока химическая энергия преобразуется в электрическую благодаря химическому взаимодействию входящих в них активных веществ.

Ко вторичным источникам тока относятся аккумуляторные батареи. Если гальванические элементы являются источниками одноразового действия и процессы, протекающие в них, необратимы, то у аккумуляторных батарей возможно восстановление израсходованной энергии и они являются источниками многократного действия.

Помимо химических источников в последнее время широкое распространение получили непосредственные преобразователи энергии. К ним относятся термоэлектрические, фотоэлектрические и атомные источники электрической энергии.

7.1. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Гальваническими элементами называются одноразовые химические источники тока. Они отдают во внешнюю цепь энергию, запасенную в активных массах электродов в процессе изготовления, при этом имеют место необратимые химические процессы.

В настоящее время применяют исключительно сухие гальванические элементы благодаря простоте эксплуатации, дешевизне и способности работать в любом положении.

Наибольшее применение для питания радиоаппаратуры нашли сухие элементы марганцово-цинковой (МЦ) системы и воздушно-марганцово-цинковой системы (ВМЦ). Конструктивно они выполняются стаканчиковыми и галетными. На рис. 7.1 изображена конструкция галетного марганцово-цинкового элемента.

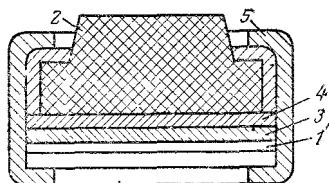
Отрицательным электродом в гальванических элементах МЦ и ВМЦ систем является цинк, выполненный в виде коробки (стакана), служащей сосудом элемента при стаканчиковой конструкции и в виде пластины при галетной конструкции.

Активным материалом положительного электрода является двуокись марганца (MnO_2). Для повышения

электропроводности положительного электрода двуокись марганца в гальванических элементах систем МЦ смешивают с графитом, образуя агломератную массу. Агломерат располагается вокруг угольного электрода при стаканчиковой конструкции. Угольный электрод служит токоотводом положительного электрода элемента.

Рис. 7.1. Конструкция галетного марганцево-цинкового элемента.

1 — цинковая пластина с электропроводным слоем; 2 — положительный электрод; 3 — пористая перегородка, пропитанная электролитом; 4 — бумага; 5 — хлориниловое кольцо.



Между положительным и отрицательными электродами помещается электролит — раствор нашатыря (NH_4Cl), для загущения которого добавляется мука или крахмальный клейстер.

Электродвижущая сила любого гальванического элемента определяется разностью потенциалов положительного и отрицательного электродов относительно электролита и не зависит от размеров и конструкции самих электродов. В свою очередь потенциал электрода относительно электролита определяется способностью атомов материала электродов отдавать электроны со своего внешнего энергетического уровня (отрицательный электрод) или принимать электроны (положительный электрод), т. е. ЭДС гальванического элемента зависит от материала электродов и от концентрации электролита.

Электродвижущая сила элементов системы МЦ и ВМЦ равна 1,3 — 1,6 В в начале разряда.

Электрический ток во внешней цепи обусловлен переносом электронов с отрицательного электрода на положительный, а внутри элемента переносом ионов электролита.

Элементы системы ВМЦ по устройству практически не отличаются от элементов системы МЦ, однако они обладают большей емкостью при одинаковых габаритах.

Емкость гальванических элементов (и аккумуляторов) выражается в ампер-часах (А·ч), т. е. определяется как произведение тока нагрузки на время, в течение которого элемент отдает всю электрическую энергию. Емкость элемента зависит от его конструкции (от количе-

ства активных материалов электродов и электролита), от температуры окружающей среды (с понижением температуры емкость уменьшается) и от тока нагрузки (при увеличении тока нагрузки емкость уменьшается, так как часть активных материалов не успевает участвовать в реакциях). Удельная емкость элементов МЦ системы, т. е. количество ампер-часов на килограмм массы, составляет 35—40. Удельная энергия элементов МЦ, т. е. количество ватт-часов на килограмм массы составляет 45—50, а для ВМЦ — 55—60.

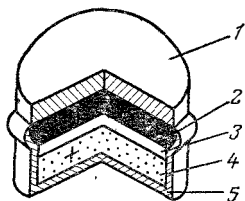


Рис. 7.2. Конструкция окиснортутного элемента.

1 — крышка; 2 — цинковый порошок с ртутью; 3 — электрода; 4 — окись ртути; 5 — корпус.

Промышленностью выпускается широкий ассортимент элементов и батарей, составленных из элементов галетной конструкции, системы МЦ и ВМЦ.

Недостатками сухих элементов и батарей системы МЦ и ВМЦ являются саморазряд их в процессе хранения, большие пределы изменения напряжения при разряде, низкая удельная энергия

на единицу массы и объема.

Значительно лучше по своим техническим и эксплуатационным характеристикам окиснортутные элементы (рис. 7.2), у которых отрицательным электродом является смесь порошка цинка с ртутью, а положительным — окись ртути. В качестве электролита используют раствор едкого кали. ЭДС такого элемента составляет 1,35 В. Удельная энергия на единицу массы — 68 Вт·ч/кг, удельная энергия на единицу объема — 300 Вт·ч/дм³ (вместо 105 Вт·ч/дм³ для элементов ВМЦ). Эти элементы имеют значительно меньшее внутреннее сопротивление, однако значительно дороже элементов МЦ и ВМЦ.

Ввиду дефицитности и высокой стоимости цинка желательнее использовать в качестве отрицательного электрода какой-либо другой металл, например железо. Железо-угольные щелочные элементы типа ВДЖ применяются для питания радиоустройств в труднодоступных для обслуживания местностях. Однако замена цинка железом приводит к уменьшению ЭДС элемента. Начальное напряжение элемента ВДЖ 0,75 В, напряжение в конце разряда 0,45 В. Элементы ВДЖ допускают дли-

тельное хранение и нормально работают при температурах выше 0°C . Удельная энергия на единицу объема и массы элементов ВДЖ выше, чем у элементов ВМЦ.

7.2. КИСЛОТНЫЕ АККУМУЛЯТОРЫ

Аккумулятором называют прибор многократного действия, обладающий способностью накапливать и сохранять в течение некоторого времени электрическую энергию.

В зависимости от состава электролита аккумуляторы бывают кислотными и щелочными. В кислотных аккумуляторах электролитом служит водный раствор серной кислоты (H_2SO_4), в котором некоторая часть молекул последней распадается на положительные ионы водорода (H^+) и отрицательные ионы кислотного остатка. Этот процесс распада молекул серной кислоты (электролитическая диссоциация) на ионы присущ самому раствору. При этом раствор в целом остается электрически нейтральным.

При погружении в электролит пластины из чистого свинца положительные ионы (Pb^{++}) переходят в раствор электролита. Часть этих ионов, вступая в реакцию с ионами кислотного остатка, образует нейтральные молекулы сульфата свинца (PbSO_4), оседающего на пластине, что приводит к повышению концентрации положительных ионов водорода в электролите. Сама пластина ввиду избытка электронов заряжается отрицательно (отрицательный электрод).

Если в электрод погрузить вторую пластину из двуокиси свинца (PbO_2), то ввиду повышенной концентрации ионов водорода двуокись свинца переходит в раствор и образует положительные четырехвалентные ионы свинца (Pb^{++++}) и отрицательные ионы гидроксила (OH^-). Сама пластина из-за избытка положительных ионов свинца заряжается положительно (положительный электрод).

Повышение концентрации серной кислоты вызывает увеличение потенциалов положительного и отрицательного электродов относительно электролита.

Электродвижущая сила, создаваемая таким простейшим аккумулятором, определяется разностью потенциалов отрицательного и положительного электродов отно-

сительно электролита и не зависит от размеров и конструкции самих электродов.

При подключении к аккумулятору нагрузки под действием ЭДС во внешней цепи будет протекать ток, обусловленный перемещением электронов от отрицательного электрода к положительному. При этом четырехвалентные ионы свинца положительного электрода, присоединяя на свой внешний энергетический уровень по два электрона, становятся двухвалентными ионами, которые, вступая в реакцию с отрицательными ионами кислотного остатка, образуют молекулы сульфата свинца на положительном электроде. Ток внутри аккумулятора обусловлен перемещением положительных ионов водорода к положительному электроду. При этом в результате взаимодействия ионов водорода с отрицательными ионами гидроксидов образуются молекулы воды.

В процессе разряда аккумулятора происходит выделение сульфата свинца на обоих электродах и уменьшение удельной плотности электролита.

Так как ЭДС аккумулятора зависит от плотности электролита, то в процессе разряда ЭДС уменьшается. При плотности электролита в пределах 1050—1300 кг/м³ ЭДС (E) кислотных аккумуляторов

$$E = 0,85 + \rho \cdot 10^{-3},$$

где ρ — плотность раствора серной кислоты при температуре $t = +25^\circ\text{C}$.

При этом изменение температуры незначительно влияет на величину ЭДС. Повышение температуры на 10°C вызывает увеличение ЭДС на 0,002—0,003 В.

При разряде аккумулятора напряжение на его зажимах быстро падает до 2,0—1,95 В, затем медленно понижается до 1,85—1,8 В и после этого резко уменьшается до нуля (рис. 7.3, кривая 2).

Понижение напряжения при разряде объясняется уменьшением ЭДС за счет понижения плотности электролита и увеличением внутреннего сопротивления аккумулятора. Уменьшение плотности электролита непосредственно у пластин тем больше, чем больше разрядный ток.

Предельное напряжение, до которого можно разряжать аккумулятор стационарного типа, составляет 1,8 В для режимов разряда. Дальнейший разряд приводит к образованию крупнокристаллического сернокислого

свинца на пластинах, что исключает возможность последующего нормального эксплуатационного заряда аккумулятора.

Количество электричества, которое аккумулятор может отдать при разряде определенным током до предельного напряжения, называется его емкостью. Под номинальной емкостью (Q_n) стационарных аккумулято-

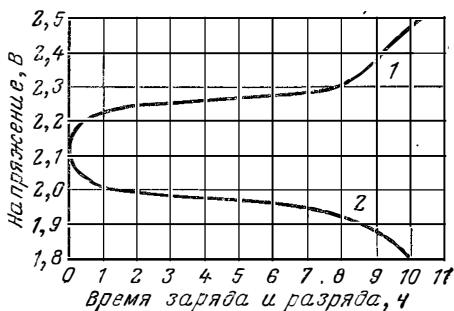


Рис. 7.3. Напряжение свинцового аккумулятора во время заряда и разряда.

1 — заряд; 2 — разряд.

ров понимается то количество электричества (А·ч), которое отдает полностью заряженный аккумулятор при 10-часовом режиме разряда и температуре $+25^{\circ}\text{C}$.

В отключенном состоянии (без нагрузки) заряженный аккумулятор теряет часть запасенной им емкости. Это явление носит название саморазряда. Саморазряд аккумулятора увеличивается с повышением плотности электролита и температуры.

При заряде кислотного аккумулятора неизменным током напряжение его сравнительно быстро возрастает до 2,10—2,15 В (рис. 7.3, кривая 1), затем медленно повышается до 2,2—2,3 В по мере восстановления активной массы пластин и повышения плотности электролита. При напряжении выше 2,4 В начинается бурное выделение водорода и кислорода, приводящее к разрушению пластин.

При напряжении 2,4—2,5 В аккумулятор полностью заряжен (заканчивается процесс восстановления активной массы). Дальнейший заряд производит электролиз воды, при котором пластины покрываются пузырьками водорода и кислорода, что уменьшает активную поверхность пластин, увеличивая внутреннее сопротивление аккумулятора, вследствие чего увеличивается напряжение на его зажимах.

Наибольшее применение в стационарных электропитающих установках электросвязи, радиосвязи находят кислотные аккумуляторы типов С и СК. Отрицательные пластины в этих аккумуляторах выполняются коробчатыми. Пластины этого типа представляют собой решетку, в ячейках которой помещается активная масса. Для предотвращения выпадания активной массы из ячеек пластины закрываются свинцовыми листами с большим количеством мелких отверстий.

Положительные пластины выполняются поверхностного типа из чистого свинца. Для увеличения активной поверхности положительные пластины имеют ребристую форму.

В аккумуляторах несколько отрицательных пластин соединяют параллельно. Между ними помещают положительные пластины, также соединенные параллельно. При этом условии активные поверхности положительных пластин образуются с обеих сторон (при одностороннем образовании активной поверхности положительные пластины коробятся, что может привести к касанию их с отрицательными пластинами, т. е. короткому замыканию).

Для предохранения положительных и отрицательных пластин от соприкосновения друг с другом в аккумуляторах применяют сепараторы. Сепараторы изготавливаются из материалов, проницаемых для раствора электролита (обычно из фанеры или пластмассы).

Параллельное соединение одноименных пластин позволяет увеличить емкость аккумулятора. Каждая группа положительных и отрицательных пластин работает как одна пластина, площадь которой равна сумме площадей параллельно соединенных пластин. Так как положительные пластины должны находиться между отрицательными, число отрицательных пластин всегда на одну больше числа положительных.

Аккумуляторы типов С и СК изготавливаются в стеклянных или керамических сосудах. Аккумуляторы больших емкостей выполняются в деревянных сосудах, выложенных внутри свинцом или кислотостойким изоляционным материалом. Эти аккумуляторы относятся к аккумуляторам открытого типа. У них электролит имеет непосредственное соприкосновение с окружающим воздухом. Поэтому в процессе эксплуатации требуется своевременно производить доливку воды, что является недостатком их.

Промышленностью выпускается 45 разновидностей аккумуляторов типов С и СК емкостью от 36 до 5328 А·ч. В условном обозначении стационарных аккумуляторов открытого типа буква С обозначает «стационарный», если имеются две буквы — СК, это указывает, что аккумуляторы пригодны для коротких режимов разряда большими токами. Число, стоящее после букв, обозначает номер аккумулятора, например С-148 или СК-148. Если этот номер умножить на 36, то получится значение номинальной емкости при 10-часовом режиме разряда.

На предприятиях электро- и радиосвязи применяются в основном два способа эксплуатации батарей, составленных из аккумуляторов типов С и СК. Это режим заряд-разряд и буферный режим, при котором полностью заряженная батарея получает постоянный подзаряд.

Режим заряд-разряд предусматривает наличие двух батарей. Когда одна из них разряжается, то вторая заряжается или заряженная находится в резерве.

Применение кислотных аккумуляторов закрытого типа, длительно работающих без доливки воды, позволяет перевести электропитающие установки в разряд необслуживаемых. В отличие от аккумуляторов типов С и СК аккумуляторы типа СН закрыты сверху крышкой, снабженной пробкой специальной конструкции. Аккумуляторы, собранные в полиэтиленовых сосудах, обозначаются СНП. Буква Н указывает, что положительные и отрицательные пластины выполняются намазными с целью уменьшения массы аккумуляторов.

7.3. ЩЕЛОЧНЫЕ АККУМУЛЯТОРЫ

Существенным недостатком кислотных аккумуляторов, ограничивающим их применение в переносной радиотехнической аппаратуре, является уменьшение емкости, отдаваемой аккумулятором, с понижением температуры окружающей среды. Уже при температуре -40°C кислотные аккумуляторы практически полностью теряют свою емкость. Это обусловлено повышением вязкости электролита с понижением температуры. По этой же причине невозможно производить заряд аккумуляторов уже при температуре, близкой к 0°C .

Поэтому все более широкое применение в переносной аппаратуре находят щелочные аккумуляторы различных типов: кадмиево-никелевые (КН), железо-никелевые (ЖН) и серебряно-цинковые (СЦ). Все они являются аккумуляторами закрытого типа.

Наиболее широкое распространение получили КН и ЖН аккумуляторы. По своим конструктивным и электрическим характеристикам они незначительно отличаются друг от друга.

Как положительные, так и отрицательные пластины изготавливаются в виде отдельных пакетов (ламель) из тонкой перфорированной никелированной стали. Внутри пакета помещается активная масса. Пакеты впрессовываются в решетки из никелированной стали. Соединение как положительных, так и отрицательных пластин между собой, а также с внешними выводами осуществляется при помощи полосок никелированной стали, приваренных к пластинам.

Активная масса положительных пластин состоит из окислов никеля, смешанных с графитом для повышения ее электропроводности. Активная масса отрицательных пластин в КН аккумуляторах состоит из смеси порошкообразного кадмия, железа и их окислов, а в ЖН аккумуляторах — из железа и его окислов.

Пластины помещаются в сосуды, изготовленные из листового железа при помощи сварки, наружная сторона которых никелируется для предохранения от ржавления. Пластины изолируются друг от друга эбонитовыми палочками, так что между ними остается зазор порядка миллиметра. В КН аккумуляторах положительные пластины прижаты или приварены к стенкам сосуда, вследствие чего сосуд находится под положительным потенциалом, а число положительных пластин на одну больше, чем отрицательных. В ЖН аккумуляторах сосуды находятся под отрицательным потенциалом и имеют больше (на одну) отрицательных пластин. К стенкам сосуда приваривается крышка, так что аккумулятор получается очень прочным в механическом отношении.

В центре крышки имеется отверстие для заливки аккумулятора раствором электролита, закрываемое специальной пробкой, имеющей канал для выхода газов.

В качестве электролита в КН и ЖН аккумуляторах применяется щелочь — водный раствор едкого кали с

добавкой едкого лития или водный раствор едкого натрия с добавкой едкого лития. Плотность электролита колеблется в пределах 1,18—1,21 при 15°C. Введение в электролит едкого лития дает возможность увеличить срок службы аккумуляторов по крайней мере в 3 раза. Аккумуляторы с составным калиевым раствором нормально работают при температуре от -20 до +35°C, а с составным натрием — при температуре от 0 до +45°C.

Достоинством щелочных аккумуляторов является то, что они не требуют тщательного ухода. Эти аккумуляторы не боятся сотрясений, могут длительно находиться в разряженном состоянии, без вреда для себя выносить перегрузки и короткие замыкания, которые для кислотных аккумуляторов представляют большую опасность. Саморазряд у щелочных аккумуляторов меньше, чем у кислотных.

Существенным недостатком КН и ЖН аккумуляторов, ограничивающим их применение в стационарных установках, является значительное изменение напряжения. Напряжение подзаряда, которое необходимо поддерживать на полностью заряженных КН и ЖН аккумуляторах, составляет 1,58—1,60 В на аккумулятор.

При отключении зарядного устройства ЭДС полностью заряженного КН аккумулятора падает до 1,4 В, а ЖН аккумулятора до 1,5 В. В процессе разряда КН и ЖН аккумуляторов напряжение понижается тем быстрее и достигает тем меньших значений, чем больше разрядный ток. Так, при 8-часовом режиме разряда и температуре электролита +25°C напряжение обоих типов аккумуляторов составляет 1,15—1,18 В, т. е. внутреннее сопротивление их существенно больше по сравнению с кислотными аккумуляторами. С повышением температуры электролита разрядное напряжение несколько повышается. Ток разряда определяется как частное от деления номинальной емкости аккумулятора на длительность режима разряда. Столь значительное изменение напряжения КН и ЖН аккумуляторов исключает возможность применения буферного режима их работы. Номинальной емкостью КН и ЖН аккумуляторов считается емкость, которую отдают эти аккумуляторы в режиме 8-часового разряда при напряжении не ниже 1,0 В и температуре 25°C. Понижение температуры электролита приводит к уменьшению емкости.

Нормальному режиму заряда КН и ЖН аккумуляторов соответствует ток, численно равный четверти номинальной емкости. Конечное напряжение заряда при этом составляет 1,78—1,80 В.

Еще одним существенным недостатком этих аккумуляторов по сравнению с кислотными является существенно меньшая отдача их по емкости и по энергии. Отдача по емкости составляет 0,66 при температуре +25 °С, а по энергии — 0,47—0,5.

В настоящее время широко используются безламельные кадмиево-никелевые аккумуляторы (КНБ), обладающие существенно меньшим внутренним сопротивлением, а также лучшими габаритно-массовыми показателями по сравнению с ламельными КН аккумуляторами. Пластины этих аккумуляторов состояются не из отдельных пакетов (ламель), а изготавливаются путем прессовки порошкообразной активной массы на стальную раму. Для изоляции пластин разной полярности используется капроновая ткань или пленка винипласта. Основными недостатками, ограничивающими применение КНБ аккумуляторов в стационарных установках, являются малый срок службы и сравнительно высокая стоимость.

Благодаря высоким эксплуатационным показателям за последние годы нашли широкое применение серебряно-цинковые аккумуляторы. СЦ аккумуляторы по своему устройству аналогичны КНБ аккумуляторам. Активным материалом положительных пластин служит впрессованная окись серебра, а активный материал отрицательных пластин состоит из цинкового порошка. Блок положительных и отрицательных пластин размещают в пластмассовом корпусе.

Электролитом в СЦ аккумуляторе служит раствор едкого кали плотностью 1400 кг/м³. Количество электролита, необходимого для работы аккумулятора, невелико. Поэтому аккумулятор может устанавливаться в любое положение, что является его большим преимуществом.

Электродвижущая сила полностью заряженного аккумулятора равна 1,82—1,86 В, напряжение при разряде примерно 1,5 В.

Достоинством СЦ аккумуляторов являются очень малое внутреннее сопротивление и хорошие габаритно-массовые показатели.

Аккумуляторы этого типа значительно легче и меньше по объему (в 4—6 раз), чем кислотные и щелочные. К достоинствам СЦ аккумуляторов следует отнести их малый саморазряд и возможность кратковременного разряда токами, в сотни раз превышающими номинальное значение. Аккумуляторы этого типа нормально работают в диапазоне температур от -30 до $+70$ °С и характеризуются высокой отдачей по емкости (до 100%) и по энергии (до 85%).

Основным недостатком СЦ аккумуляторов является их высокая стоимость.

7.4. ТОПЛИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Топливный элемент относится к химическим источникам тока и представляет собой гальванический элемент, в котором реагенты (топливо и окислитель) непрерывно поступают извне к электродам, помещенным в электролит.

Электрическая энергия в топливных элементах, как и в тепловых машинах с электромеханическими преобразователями энергии, получается в результате реакции окисления топлива. В отличие от тепловой машины в топливном элементе окисление горючего и восстановление окислителя происходят на отрицательном и положительном электродах электрохимическим путем, при этом энергия химической реакции выделяется непосредственно в виде электрической энергии. Таким образом, в топливном элементе происходит непосредственное преобразование химической энергии в электрическую.

Для непосредственного превращения химической энергии в электрическую обязательным является управление движением электронов, т. е. создание условий, при которых электроны будут двигаться в нужном направлении с определенной скоростью. Управление движением электронов при протекании химической реакции в топливном элементе достигается за счет разъединения реакции на две части.

На отрицательном электроде происходит разделение молекул горючего на атомы и срыв электронов с электронных оболочек. Свободные электроны скапливаются на электроде, и он приобретает отрицательный потенциал. На положительном электроде происходит разделение

ление молекул окислителя на атомы и присоединение к ним свободных электронов. Так как электроды обладают разными потенциалами, то при включении их во внешнюю цепь по цепи потечет электрический ток. Одностороннее направленное движение электронов во внешней цепи возможно только при компенсирующем это движение перемещении ионов в растворе электролита, в котором помещены электроды.

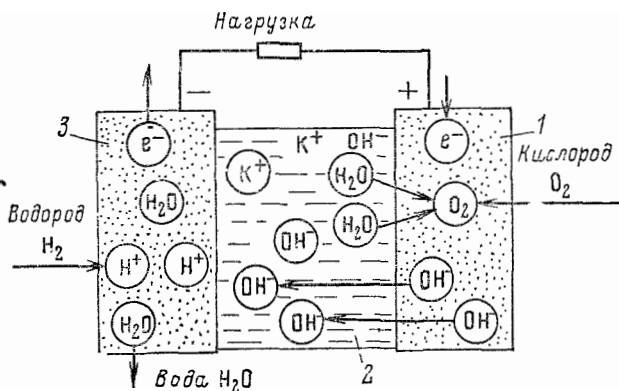


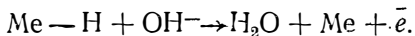
Рис. 7.4. Схема водородно-кислородного топливного элемента.

1 — кислородный электрод (катод); 2 — раствор электролита (KOH); 3 — водородный электрод (анод).

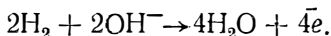
На рис. 7.4 изображена схема водородно-кислородного топливного элемента. В водородно-кислородном топливном элементе имеются два электрода (положительный и отрицательный), помещенные в щелочной электролит (KOH). К отрицательному электроду подводится водород, к положительному — кислород. Продукт окисления водорода (вода H_2O) во время реакции отводится от топливного элемента. Электроды в топливных элементах выполняются пористыми.

Подведенный к отрицательному электроду водород адсорбируется на сухой стороне электрода, диссоциирует благодаря каталитическому действию электрода до H , и атомы H поглощаются электродом за счет химической реакции с металлом электрода, образуя $Me-H$. Затем атомы водорода диффундируют к границе трех фаз (электролит — электрод — водород) и переходят в элек-

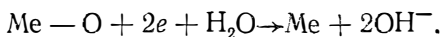
тролит, оставляя на электроде по одному электрону согласно следующей реакции:



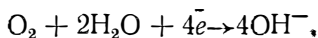
Суммарная реакция на отрицательном (водородном) электроде



На положительном электроде кислород адсорбируется, диссоциирует под действием катализатора до O , атомы кислорода диффундируют к границе трех фаз и переходят в электролит с захватом двух элементарных зарядов, образуя отрицательные ионы согласно реакции

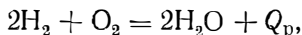


Суммарная реакция на положительном (кислородном) электроде



Отрицательные ионы OH^- проходят через электролит к отрицательному электроду, где соединяются с положительными ионами водорода, образуя воду.

Суммарное уравнение токообразующего процесса в кислородно-водородном топливном элементе имеет следующий вид:



где Q_p — тепловой эффект реакции.

Для того чтобы данный процесс шел непрерывно, необходимо постоянно подводить топливо (H_2) и окислитель (O_2) и отводить продукты реакции (H_2O).

Водородный и кислородный электроды изготавливают из никеля, в качестве катализатора применяют соответственно никель, рений и серебро. Электроды выполняют двухслойными, причем слой, прилегающий к газу, должен быть крупнопористым, а слой, прилегающий к электролиту, — мелкопористым.

Батарея топливных элементов с вспомогательными устройствами — насосом для подачи топлива, теплообменником, холодильником, резервуарами для хранения топлива и т. д. — называется электрохимическим генератором (ЭХГ).

В случае, если окислителем ЭХГ служит кислород воздуха или чистый кислород, в качестве топлива можно

использовать ряд газообразных или жидких химических соединений, а именно пропан, метан, бензин, керосин, дизельное топливо, окись углерода, соединения азота и водорода (аммиак, гидразин), чистый водород. Основными продуктами реакции в ЭХГ, которые необходимо отводить, являются вода, углекислый газ и азот.

По принципу действия ЭХГ подразделяются на генераторы прямого действия, в которых топливо окисляется непосредственно в элементе, и генераторы риформингом, в котором топливо вначале перерабатывается (риформировается), а затем поступает в элемент.

ЭХГ подразделяются также по температурному режиму работы, по составу и агрегатному состоянию используемого топлива, по возможности регенерации продуктов реакции и т. д.

К достоинствам ЭХГ, определяющим их широкое применение, следует отнести: а) небольшой расход горючего; б) высокий КПД (60—70 %); в) высокая перегрузочная способность; г) отсутствие расхода горючего в режиме холостого хода; д) отсутствие видимых продуктов сгорания — дыма, искр, инфракрасных излучений; е) возможность размещения низкотемпературных ЭХГ в любом служебном помещении.

Электрохимические генераторы могут быть использованы для электроснабжения отдельных объектов, к которым прокладка кабелей от линий электропередачи неэкономична, как дополнительные источники питания в космической технике, как источники тока на автомобильном и железнодорожном транспорте и т. д.

7.5. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ТЕРМОЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Основой термоэлектрического генератора является термоэлемент или батарея термоэлементов. Помимо батарей термоэлементов генератор содержит источник тепловой энергии (горелка, реактор и т. д.); контуры теплоносителя; токопроводящие цепи.

Принцип работы термоэлемента заключается в следующем. В полупроводниках свободные заряды возникают в результате теплового движения. При абсолютном нуле концентрация таких зарядов равна нулю. С повышением температуры концентрация свободных электронов или дырок возрастает.

В полупроводнике наличие разности температур вызывает перемещение свободных зарядов. Если носителями зарядов являются электроны, то они заряжают холодный конец полупроводника отрицательно, тогда как нагретый конец полупроводника, потерявший часть своих электронов, окажется заряженным положительно. В ре-

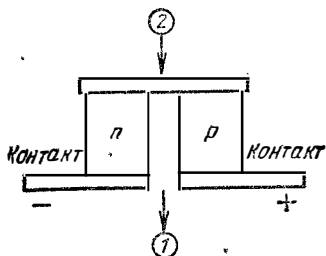


Рис. 7.5. Термоэлемент.

1 — выход тепла; 2 — подача тепла.

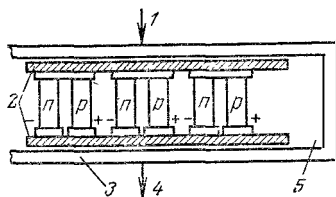


Рис. 7.6. Батарея термоэлементов.

1 — тепло; 2 — изоляция; 3 — герметичный кожух; 4 — вывод тепла; 5 — инертный газ.

зультате между горячими и холодными концами полупроводника создается разность потенциалов.

Термоэлемент (рис. 7.5) состоит из двух полупроводников с электронной и дырочной проводимостью, соединенных между собой в месте нагрева. Два других конца охлаждаются. При нагревании спая количество электронов в полупроводнике n и количество электронных дырок в полупроводнике p увеличивается.

Электроны и дырки вследствие диффузии в полупроводниках движутся от горячего спая термопары к холодному. Перемещение дырок приводит к тому, что горячий конец полупроводника p заряжается отрицательно, а холодный конец — положительно. В полупроводнике n электроны, переходя из горячего конца к холодному, заряжают горячий конец положительно, а холодный конец — отрицательно. Термо-ЭДС пары полупроводников много больше термо-ЭДС металлической пары. В промышленных термоэлектрогенераторах основным элементом является полупроводниковая термопара с ЭДС 1 мВ на 1°C и КПД около 7 — 10 %.

Если к нагретому термоэлементу подключить нагрузку, то в цепи термоэлемент — нагрузка потечет электрический ток.

Батарея термоэлементов собирается из кристаллов, размещенных между нагреваемой и охлаждаемой поверхностями (рис. 7.6). Для нагрева термобатареи в термоэлектрических генераторах используют природные газы, пропан, бутан, а также керосин или бензин. Источниками тепла могут служить и преобразователи солнечной или ядерной энергии в тепловую.

Несмотря на малый КПД, термоэлектрические генераторы нашли широкое применение для питания переносных радиоустройств и радиоустройств космической связи. Это объясняется относительно низкой стоимостью, простотой эксплуатации и высокой надежностью термоэлектрических генераторов. Удельные характеристики термогенераторов зависят от их мощности и от способа подогрева. Для генераторов мощностью 200 — 300 Вт удельные характеристики составляют 15 — 20 Вт/кг.

Термоэлектронные генераторы (плазменные) представляют собой вакуумные или газовые приборы с твердыми нагреваемыми катодами и по принципу работы подобны электронным лампам. Преобразование тепловой энергии в электрическую в таких приборах осуществляется за счет использования термоэлектронной эмиссии нагретых тел. Электроны, эмиттированные катодом в термоэлектронных преобразователях, движутся к аноду под действием разности температур. Для обеспечения этой разности температур необходимо охлаждение анода. В зависимости от температуры нагрева катода термоэмиссионные преобразователи подразделяются на низкотемпературные (1200 — 1600° С), среднетемпературные (1900 — 2000° С). КПД термоэлектронных генераторов достигает примерно 20 %.

7.6. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (СОЛНЕЧНЫЕ БАТАРЕИ)

Для использования тепловой и световой энергии солнечных лучей применяют солнечные батареи.

В средних широтах на 1 м² земной поверхности солнце излучает (в среднем) энергию зимой 80 Вт и летом 300 Вт, а при прямом солнечном освещении до 1000 Вт.

Одним из методов преобразования энергии солнечных лучей в электрическую является термоэлектрический, сочетающий зеркало и нагреваемую стенку или коллектор с термоэлектрическим генератором. Однако этот ме-

тод не может быть использован в устройствах больших мощностей, так как термобатареи генератора имеют большое внутреннее сопротивление и ряд других недостатков, препятствующих их широкому распространению.

Более просто непосредственное преобразование энергии солнечных лучей в электрическую осуществляется

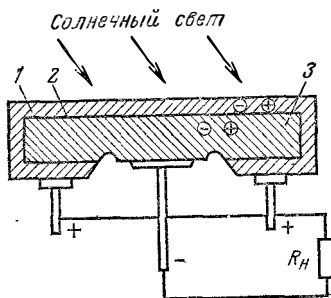


Рис. 7.7. Схема кремниевого фотодиода.

1 — *p*-кремний; 2 — *n-p* — переход; 3 — пластина *n*-кремния.

фотоэлектрическим методом. Энергетические установки, реализующие этот метод, просты по устройству, имеют малые массу и габариты и поэтому находят широкое применение в качестве источников электрической энергии.

Наибольшее распространение получили кремниевые солнечные батареи, так как спектральная характеристика поглощения кремния хорошо согласуется со спектральной характеристикой солнечного излучения. Основной частью солнечной батареи является кремниевый фотодиод (рис. 7.7).

На поверхность пластины, представляющей собой монокристалл *n*-кремния, вносится присадка, сообщающая кремнию *p*-проводимость. В результате на заданной глубине формируется *n-p* переход. Поглощение солнечного света сопровождается появлением избыточных носителей как электронов, так и дырок. Потенциальный барьер, возникающий в *n-p* переходе, приводит к разделению избыточных зарядов. В области *p* сосредотачиваются избыточные дырки, а в области *n* — избыточные электроны. Таким образом, при освещении фотодиода солнечным светом в слое *p*-типа накапливается положительный заряд, а в слое *n*-типа — отрицательный. ЭДС, создаваемая фотодиодом, зависит от мощности поглощаемого света и от тока его нагрузки.

Выпускаемые промышленностью кремниевые фотодиоды при излучении с плотностью 1 кВт/м^2 создают ток короткого замыкания с плотностью $20\text{--}25 \text{ мА/см}^2$, а напряжение холостого хода $0,5\text{--}0,55 \text{ В}$. Фотодиоды, используемые для солнечных батарей, выпускают прямоугольной и шестигранной формы. Прямоугольная и шестигранная пластины обеспечивают простое объединение их в батарею.

Солнечные батареи включают в себя большое число параллельно и последовательно включенных фотодиодов.

Коэффициент полезного действия солнечных батарей составляет $5\text{--}8\%$. Это связано с тем, что не вся поверхность батареи является светочувствительной. Поскольку КПД преобразования света равен приблизительно 10% , то с каждого квадратного метра активной поверхности солнечной батареи невозможно получить мощность, превышающую 100 Вт .

Серьезным недостатком солнечных батарей является их чувствительность к проникающей радиации. При облучении солнечной батареи потоком проникающей радиации резко сокращается время жизни носителей, что приводит к уменьшению ее выходного тока.

Солнечные батареи, работающие в буфере с никель-кадмиевыми аккумуляторами, имеют удельные мощностные характеристики от $1,1$ до $2,2 \text{ Вт/кг}$. Эти характеристики значительно хуже, чем у химических источников тока. Однако большой срок службы солнечных батарей дает им предпочтение при питании радиотехнической и телеметрической аппаратуры на спутниках связи и на автоматических межпланетных станциях.

7.7. АТОМНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В настоящее время находят применение атомные элементы, конструкция которых различна в зависимости от принципа их действия.

В элементах, использующих β -излучение, на одном из электродов элемента (внутреннем) помещается радиоактивный изотоп (стронций-90). Вторым электродом является металлическая оболочка. Между электродами находится твердый диэлектрик (например, полистирол) или они размещаются в вакууме. Под действием β -лучей на электродах создаются электрические заряды. Напря-

жение в таких элементах может достигать нескольких киловольт, а внутреннее сопротивление очень велико (порядка 10^{13} Ом). Сила разрядного тока не превышает 1 мкА (при большей силе тока возникает опасность из-за радиации). Срок службы таких элементов очень велик. Положительным полюсом такого элемента является проволока из монель-металла, находящаяся в контакте с источником излучения (препарат стронция-90), а отрицательным полюсом — корпус, соединенный со свинцовым экраном.

В элементах, использующих контактную разность потенциалов, применяются электроды в виде пластинок из различных материалов. Одна из пластин покрыта двуокисью свинца, другая изготовлена из алюминия. Между электродами находится смесь инертного газа (аргона, криптона и т. д.) и радиоактивного трития. Под действием излучения происходит образование ионных пар. Напряжение между электродами определяется контактной разностью потенциалов. Под действием этого напряжения положительно и отрицательно заряженные ионы перемещаются к электродам. Такие элементы имеют следующие данные: ЭДС 1—1,9 В, внутреннее сопротивление 10^8 — 10^{11} Ом, сила разрядного тока 10^{-10} — 10^{-11} А. Коэффициент полезного действия таких элементов менее 1%.

В элементах с облучаемыми полупроводниками радиоактивное вещество наносится на поверхность полупроводника (кремния). Излучаемые электроны, имеющие большую скорость, выбивают из атомов полупроводника большое количество электронов, обладающих малым запасом энергии. В результате односторонней проводимости между полупроводником и коллектором, приваренным к нему, возникает небольшая ЭДС (несколько десятых долей вольта). Внутреннее сопротивление таких элементов 100—1000 Ом и КПД может достигать нескольких процентов. Недостатком их является малый срок службы вследствие разрушения полупроводника под действием радиации.

В фотоэлектрических атомных элементах используется процесс перехода энергии ядерного превращения в световую энергию, которая затем с помощью фотоэлементов преобразуется в электрическую.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов-Цыганов А. И.** Электротехнические устройства радиосистем. — М.: Высшая школа, 1973.—384 с.
2. **Электронная и ионная техника/ Н. З. Сергеев, Н. А. Карш, К. Г. Кучма, Р. И. Мирошниченко** — М.: Транспорт, 1973. — 438 с.
3. **Источники электропитания на полупроводниковых приборах — проектирование и расчет/Под ред. С. Д. Додика, Е. И. Гальперина.** — М.: Советское радио, 1969. — 447 с.
4. **Конев Ю. И., Полянин К. П.** Микроминиатюризация и развитие электротехнических систем. — В сб.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978, вып. 10, с. 26—30.
5. **Полянин К. П.** Полупроводниковые интегральные микросхемы электропитания аппаратуры. — В сб.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978, вып. 10, с. 30—54.
6. **Моин В. С., Лаптев Н. Н.** Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972. — 511 с.
7. **Федосеев П. Г.** Выпрямители и стабилизаторы. — М.: Искусство, 1960. — 518 с.
8. **Виленкин А. Г.** Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1970. — 64 с.
9. **Дусавицкий Ю. Я.** Магнитные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1970. — 86 с.
10. **Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф. И. Ковалева, Г. П. Мостковой.** — М.: Энергия, 1978. — 447 с.
11. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1968. — 113 с.
12. **Преображенский В. И.** Полупроводниковые выпрямители. — М.: Энергия, 1976. — 119 с.
13. **Управляемые полупроводниковые вентили/ Ф. Джентри, Ф. Гутцвилер, Н. Голоиыяк, Э. фон Застров; Пер. с англ.** — М.: Мир, 1967. — 455.
14. **Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф.** Электропитание устройств связи. — М.: Связь, 1975. — 328 с.

15. Китаев К. Е. Электротехнические устройства радиосистем.— М.: Энергия, 1971. — 344 с.

16. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1973. — 605 с.

17. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/ Под ред. Н. Н. Горюнова.— М.: Энергия, 1976. — 744 с.

18. Гольдштейн Е. И., Майер А. К. Пассивные сглаживающие фильтры. — Томск, Изд-во Томского университета, 1976. — 288 с.

19. Краткий справочник конструктора РЭА/ Под ред. Р. Т. Варламова. — М.: Советское радио, 1972. — 856 с.

20. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1974. — 430 с.

21. Векслер Г. С. Расчет электропитающих устройств. — Киев: Техника, 1978. — 208 с.

22. Анисимов В. М. Топливные элементы и перспективы применения их на железнодорожном транспорте. — М.: Транспорт, 1971. — 71 с.

23. Крешко А. Н. Автономные источники и системы электропитания аппаратуры связи. — М.: Связь, 1976. — 86 с.

24. Основы электрооборудования летательных аппаратов/ Д. Э. Брускин, Н. Т. Коробай, В. Т. Морозовский и др. — М.: Высшая школа, 1978. — 303 с.

25. Проектирование стабилизированных источников питания радиоэлектронной аппаратуры/ Л. А. Краус, М. М. Гейман и др. — М.: Энергия, 1980. — 288 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Аккумулятор 267
 - железо-никелевый 276
 - кадмиево-никелевый 276
 - кислотный 271
 - серебряно-цинковый 278
 - щелочной 275

Б

- Батарея атомная 286
 - солнечная 284

В

- Вентиль 7
- Внешняя характеристика выпрямителя 30, 37, 44
- Внутреннее сопротивление выпрямителя 36, 46
 - компенсационного стабилизатора 132, 154
 - параметрического стабилизатора 132, 140
- Вольт-амперная характеристика вентиля 7
 - газоразрядного стабилизатора 135
 - кремниевого стабилизатора 135
 - сабистора 135
 - тиристора 11
- Вынужденное намагничивание трансформатора 16
- Выпрямитель 6
 - двухполупериодный 188
 - мостовой 114, 123
 - трехфазный 118

Г

- Габаритная мощность трансформатора 29
- Гальванические элементы 268

Д

- Двухполупериодное выпрямление 18
- Дроссель насыщения 103
 - фильтра 84

Е

- Емкостная нагрузка 38
- Емкостный фильтр 56, 85, 243

И

- Инвертор 210
- Индуктивность дросселя 56, 84
 - критическая 59, 85, 248
 - рассеяния трансформатора 84

К

- Коэффициент передачи постоянной составляющей 54
 - полезного действия выпрямителя 29, 46
 - компенсационного стабилизатора 162
 - параметрического стабилизатора 141
 - пульсации 25, 27, 249
 - сглаживания 54, 70, 133, 249
 - стабилизации 133
 - фильтрации 54

М

- Магнитный усилитель дроссельный 103

О

- Обратное напряжение 9, 110, 112, 236

П

- Параметры вентиля 9
 - выпрямителя 23
 - стабилизатора 130
- Перекрытие фаз 34
- Преобразователь регулируемый 223, 259
 - тиристорный мостовой 250
 - с обратными диодами 255
 - со средней точкой 254
 - с отсекающими диодами 257

Преобразователь транзисторный
мостовой 216, 222, 224
— — полумостовой 218
— — со средней точкой 114
Пульсация напряжения 25

Р

Расчет выпрямителей 75, 86
— фильтра 75, 86
Регулирование напряжения 100
Регулятор напряжения тиристорный 195
— — транзисторный 193

С

Сабистор 135
Сопrotивление фазы выпрямителя 36, 46
Стабилизатор напряжения импульсный 171
— — компенсационный 145
— — непрерывно-импульсный 187
— — непрерывный 145
— — параметрический 134
— — транзисторный 149, 156
— — феррорезонансный 201
— — электронный 148
Стабилитрон газоразрядный 134
— кремниевый 135
Структурная схема выпрямителя 6
— — преобразователя 621

— — стабилизатора 145, 173
Схема выпрямления двенадцатифазная 22
— — двухполупериодная 14
— — однополупериодная 13
— — однофазная мостовая 18, 144
— — трехфазная мостовая 20, 123
— — удвоения напряжения 56

Т

Тиристор 10

У

Угол отсечки 39
— перекрытия 34
Уравнение ошибки стабилизатора 150
Усилитель мощности двухтактный 221
— — мостовой 222
— — полумостовой 222

Ф

Фильтр емкостный 56
— индуктивный 56
— многозвенный 63
— П-образный *CLC* 62
— — *CRC* 62
— транзисторный 70

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава первая. Выпрямители	6
1.1. Вентили	7
1.2. Физические процессы в схемах одноктных выпрямителей	12
1.3. Физические процессы в двухтактных (мостовых) схемах выпрямления	18
1.4. Режимы работы выпрямителя и его параметры	23
1.5. Работа выпрямителя на активную нагрузку	25
1.6. Процессы в выпрямителе при работе на нагрузку с индуктивной реакцией	30
1.7. Процессы в выпрямителе с емкостным характером нагрузки	38
1.8. Схемы умножения напряжения	47
1.9. Процессы при работе выпрямителя на встречную ЭДС	52
Глава вторая. Сглаживающие фильтры	54
2.1. Индуктивный и емкостный сглаживающие фильтры	56
2.2. Г-образные фильтры	57
2.3. П-образные фильтры	61
2.4. Резонансные фильтры и фильтры с компенсацией переменной составляющей	65
2.5. Транзисторные фильтры	68
Глава третья. Расчет выпрямителей и сглаживающих фильтров	75
3.1. Достоинства и недостатки некоторых схем выпрямления	76
3.2. Выбор вентиля	78
3.3. Выбор схемы выпрямителя	81
3.4. Определение параметров трансформатора, конденсатора и дросселя фильтра	84

3.5. Порядок расчета выпрямителя	86
3.6. Примеры расчета выпрямителей и фильтров . . .	86
Глава четвертая. Регулирование напряжения	100
4.1. Регулирование переменного напряжения при помощи трансформатора	100
4.2. Регулирование переменного напряжения при помощи дросселя насыщения	103
4.3. Управляемые выпрямители, питающиеся от однофазной сети переменного тока	107
4.4. Управляемые выпрямители, работающие от трехфазной сети переменного тока	117
4.5. Управляемые выпрямители с вольтодобавкой	125
Глава пятая. Стабилизаторы напряжения и тока . . .	129
5.1. Классификация стабилизаторов и их основные параметры	130
5.2. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения	134
5.3. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием	145
5.4. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения	171
5.5. Стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывно-импульсным регулированием	187
5.6. Стабилизаторы постоянного напряжения с регулированием в цепи переменного тока	189
5.7. Стабилизаторы постоянного напряжения с двумя регулирующими элементами	197
5.8. Параметрические стабилизаторы переменного напряжения	199
5.9. Компенсационные стабилизаторы переменного напряжения	203
5.10. Компенсационные стабилизаторы тока	207
Глава шестая. Преобразователи напряжения	209
6.1. Транзисторные преобразователи с самовозбуждением	211
6.2. Транзисторные преобразователи с независимым возбуждением	221
6.3. Регулирование напряжения в транзисторных преобразователях	223
6.4. Транзисторные преобразователи с выходом на постоянном токе	231
6.5. Преобразователи на тиристорах	249
	293

6.6. Регулирование напряжения в тиристорных преобразователях	259
6.7. Применение преобразователей в стабилизированных источниках электропитания	261
Глава седьмая. Источники электрической энергии постоянного тока	267
7.1. Гальванические элементы	263
7.2. Кислотные аккумуляторы	271
7.3. Щелочные аккумуляторы	275
7.4. Топливные элементы	279
7.5. Термоэлектрические и термоэлектронные генераторы	282
7.6. Фотоэлектрические преобразователи (солнечные батареи)	284
7.7. Атомные источники электрической энергии	286
Список литературы	288
Предметный указатель	290

Артамонов Б. И., Бокуняев А. А.
А86 **Источники электропитания радиоустройств:**
Учебник для техникумов. — М.: Энергоиздат,
1982. — 296 с., ил.

В пер.: 60 к.

В книге содержатся основные сведения об устройстве и принципе работы выпрямителей, фильтров, стабилизаторов, преобразователей постоянного напряжения и электрохимических источников тока. Приведены примеры расчета отдельных схем.

Книга предназначена для учащихся техникумов и составлена в соответствии с программой по специальностям «Радиоаппаратостроение» и «Радиолокационные устройства».

А 2402020000-102 148-82
051(01)-82

ББК 31.264.5
6Ф2.14