Ток в обмотке якоря

$$I_a = (U_c - E)/r_a. \qquad (5.11)$$

Из ф-л (5.8) и (5.10) находим число оборотов якоря двигателя

$$n = (U_c - I_a r_a)/(C\Phi). \qquad (5.12)$$

Условием установившегося режима работы двигателя является равенство вращающего и тормозного моментов. Если вращающий момент, развиваемый двигателем M_ψ, уравновешен тормозным на валу $M_т$, то скорость вращения якоря остается постоянной. При нарушении равновесия моментов появляется дополнительный момент, создающий положительное или отрицательное ускорение вращения якоря.

Если увеличить нагрузку (тормозной момент на валу двигателя $M_т$), то равновесие моментов нарушится ($M_\psi < M_т$) и скорость вращения якоря начнет уменьшаться. При уменьшении скорости вращения якоря уменьшается также противоэдс, т. е. увеличивается как ток в якоре, так и вращающий момент двигателя. Изменение скорости вращения, противоэдс и тока в якоре происходит до восстановления равновесия моментов, т. е. до тех пор, пока вращающий момент не окажется вновь равным тормозному моменту. Если равновесие моментов не восстанавливается и тормозной момент остается всегда больше вращающего момента ($M_т > M_\psi$), то скорость вращения уменьшается непрерывно до остановки двигателя. Такие ситуации возникают при больших тормозных моментах на валу и значительных понижениях напряжения сети.

При уменьшении нагрузки на валу двигателя ($M_\psi > M_т$) скорость вращения якоря начнет увеличиваться, что увеличит противоэдс в его обмотке. Ток в обмотке якоря начнет уменьшаться, уменьшая вращающий момент двигателя. Скорость, противоэдс и ток в якоре будут изменяться также до восстановления равновесия моментов ($M_\psi = M_т$).

Однако в двигателях постоянного тока сравнительно часто создаются условия, при которых равновесие моментов не восстанавливается при любом изменении скорости, так что вращающий момент всегда остается больше тормозного момента на валу двигателя ($M_\psi > M_т$). В таких случаях скорость вращения якоря непрерывно увеличивается, теоретически стремясь к бесконечности.

Значительное превышение номинальной скорости может разрушить машину. Такой аварийный режим называется «разносом» двигателя.

Направление вращения якоря двигателя зависит от полярности полюсов и от направления тока в проводниках обмотки якоря. Таким образом, для реверсирования двигателя, т. е. для изменения направления вращения якоря нужно изменить полярность полюсов переключением обмотки возбуждения, или изменить направление тока в обмотке якоря. Обмотка возбуждения обладает зна-

чительной индуктивностью и переключение ее нежелательно. Поэтому обычно реверсирование двигателей постоянного тока осуществляется переключением обмотки якоря.

5.10. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рабочие свойства двигателей определяются их рабочими характеристиками, представляющими собой зависимости числа оборотов n, вращающего момента M_ψ, потребляемого тока I_1, мощности P_1 и КПД η от полезной мощности на валу P_2.

Эти зависимости соответствуют естественным условиям работы двигателя, т. е. машина не регулируется и напряжение сети остается постоянным. Так как при изменении полезной мощности P_2 (т. е. нагрузки на валу) изменяется также и ток в якоре машины, то рабочие характеристики часто строятся в зависимости от тока в якоре.

Схема двигателя параллельного возбуждения изображена на рис. 5.19, а его характеристики — на рис. 5.21.

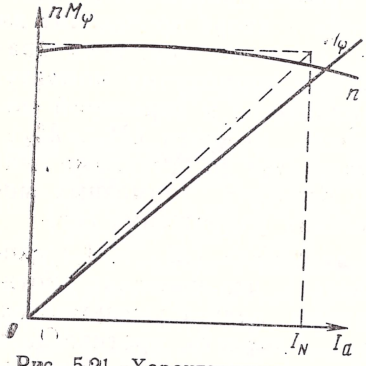


Рис. 5.21. Характеристики двигателя параллельного возбуждения

Число оборотов двигателя $n = (U_c - I_a r_a)/(C\Phi)$. С увеличением нагрузки на валу двигателя увеличивается также и ток в якоре, т. е. падение напряжения в сопротивлении обмотки якоря. Так как ток возбуждения остается неизменным (машина нерегулируема), то магнитный поток также остается постоянным. Однако при увеличении тока в якоре увеличивается размагничивающее действие потока реакции якоря и магнитный поток Φ несколько уменьшается. Увеличение падения напряжения в сопротивлении якоря уменьшает скорость, а уменьшение Φ увеличивает ее. Обычно изменения падения напряжения влияют на скорость в несколько большей степени, чем реакция якоря, так что с увеличением тока в якоре скорость уменьшается. Изменение скорости у двигателя этого типа незначительно и не превышает 5% при изменении нагрузки от нуля до номинальной, т. е. двигатели параллельного возбуждения имеют жесткую скоростную характеристику.

При неизменном магнитном потоке зависимость электромагнитного момента от тока в якоре представится прямой линией. Но за счет реакции якоря с увеличением нагрузки несколько уменьшится магнитный поток и зависимость электромагнитного момента пойдет несколько ниже прямой линии.

Схема двигателя последовательного возбуждения показана на рис. 5.22*а*. Пусковой реостат этого двигателя имеет только два зажима, так как обмотка возбуждения и якорь образуют одну по-

следовательную цепь. Характеристики двигателя изображены на рис. 5.22*б*.

Число оборотов двигателя последовательного возбуждения $n=[U_c-I_a(r_a+r_c)]/(C\Phi)$, где r_c — сопротивление последовательной обмотки возбуждения.

В двигателе последовательного возбуждения магнитный поток не остается постоянным, а резко изменяется с изменением нагруз-

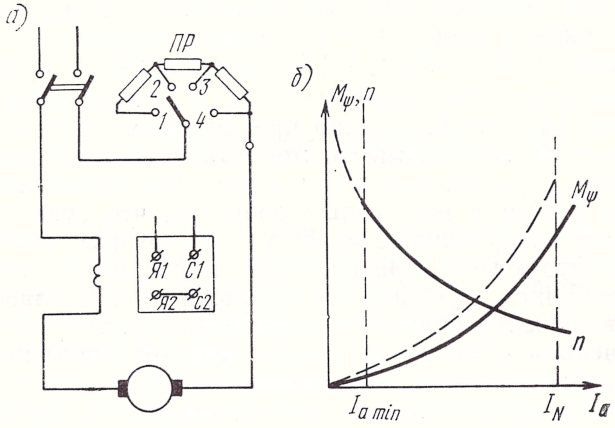


Рис. 5.22. Двигатель последовательного возбуждения:
а) схема включения; *б*) характеристики

ки, что значительно изменяет скорость. Так как падение напряжения в сопротивлении якоря и обмотке возбуждения очень мало в сравнении с приложенным напряжением, то число оборотов $n\approx \approx U_c/(C\Phi)$. Если пренебречь насыщением стали, то можно считать магнитный поток пропорциональным току в обмотке возбуждения, который равен току в якоре, т. е. $\Phi=C'I_в=C'I_a$, где C' — постоянная величина. Так как напряжение сети постоянно, то число оборотов

$$n=C''/I_a,$$

где постоянная $C''=U_c/CC'$.

Это выражение показывает, что у двигателя последовательного возбуждения число оборотов резко уменьшается с увеличением нагрузки, т. е. двигатель имеет мягкую скоростную характеристику, близкую к гиперболе. С уменьшением нагрузки скорость двигателя увеличивается. При холостом ходе ($I_a=0$) скорость двигателя беспредельно возрастает, т. е. двигатель идет в «разнос».

Таким образом, характерным свойством двигателей последовательного возбуждения является недопустимость сброса нагрузки, т. е. работы вхолостую или при малых нагрузках. Двигатель имеет минимально допустимую нагрузку, составляющую 25—30% номинальной. При нагрузке меньше минимально допустимой скорость двигателя резко увеличивается, что может вызвать его разруше-

ние. Поэтому, если возможны сбросы или резкие уменьшения нагрузок, использование двигателей последовательного возбуждения недопустимо.

В двигателях очень малых мощностей сброс нагрузки не вызывает «разноса», так как механические потери двигателя будут являться достаточно большой нагрузкой для него.

Вращающий момент двигателя последовательного возбуждения, учитывая пропорциональную зависимость между магнитным потоком и током в якоре ($\Phi \sim I_a$), можно определить из следующего выражения: $M_{\varphi} = K\Phi I_a = K' I^2_a$, где $K' = KC'$, т. е. вращающий момент пропорционален квадрату тока и зависимость момента представится параболой. Однако при больших токах сказывается насыщение стали и зависимость момента приближается к прямой линии. Таким образом, двигатели этого типа развивают большие вращающие моменты при малых оборотах, что существенно при пуске больших инерционных масс и перегрузках. Эти двигатели широко используются в транспортных и подъемных устройствах.

При смешанном возбуждении возможно как согласное, так и встречное включение обмоток возбуждения. Двигатели со встречным включением обмоток не нашли широкого применения из-за плохих пусковых свойств и неустойчивой работы.

Скоростные характеристики двигателей смешанного возбуждения занимают промежуточное положение между характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения. С увеличением тока в якоре число оборотов якоря уменьшается в большей мере, чем для двигателей параллельного возбуждения за счет увеличения магнитного потока, вызываемого увеличением тока в последовательной обмотке возбуждения. При холостом ходе двигатель смешанного возбуждения не идет в «разнос», так как магнитный поток не уменьшается до нуля за счет наличия параллельной обмотки возбуждения.

При увеличении нагрузки в двигателях смешанного возбуждения увеличивается магнитный поток и вращающий момент возрастает в большей мере, чем в двигателях параллельного возбуждения, но в меньшей мере, чем в двигателях последовательного возбуждения.

Выпрямители

6.1. НАЗНАЧЕНИЕ И УСТРОЙСТВО

Выпрямительным устройством, или выпрямителем, называется статический преобразователь переменного тока в постоянный. Выпрямители широко применяются для питания устройств проводной связи, радиосвязи, телевидения, электронных устройств автоматического управления и т. д.

Выпрямитель в общем виде обычно состоит из трех основных звеньев (рис. 6.1).

Трансформатор преобразует напряжение сети переменного тока в такое, которое необходимо для получения заданного напряжения на выходе выпрямителя. Кроме того, трансформатор необходим для гальванической развязки нагрузки выпрямителя и питающей сети. В противном случае выходной зажим выпрямителя не мог бы быть соединен с корпусом устройства или заземлен, так как все выпрямители, питаемые данной сетью, оказались бы электрически связанными между собой и влияли бы один на другой.

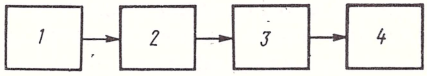


Рис. 6.1. Структурная схема выпрямителя:
1 — трансформатор; *2* — вентильное звено; *3* — сглаживающий фильтр; *4* — нагрузка

Вентильное звено преобразует переменный ток в постоянный. Количество вентилей звена зависит от схемы выпрямления.

Сглаживающий фильтр ослабляет пульсации, т. е. уменьшает переменную составляющую выпрямленного напряжения. Сглаживающий фильтр чаще всего состоит из индуктивностей и емкостей, соединяемых по определенной схеме.

Помимо элементов, показанных на рис. 6.1, выпрямитель может содержать стабилизатор напряжения (или тока), который с определенной степенью точности поддерживает напряжение (или ток) постоянным при изменениях напряжения питающей сети и сопротивления нагрузки. Выпрямитель может также содержать регуляторы напряжения, устройства контроля, коммутации, защиты и др.

6.2. ВЕНТИЛИ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Вентилем называется прибор, обладающий высокой проводимостью (малым сопротивлением) для тока одного (прямого) направления и малой проводимостью (большим сопротивлением) для тока противоположного (обратного) направления. У идеального вентиля сопротивление в прямом (проводящем) направлении равно нулю, а в обратном (непроводящем) направлении бесконечно велико. Вольтамперная характеристика (ВАХ) идеального вентиля изображена на рис. 6.2.

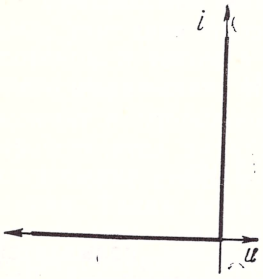


Рис. 6.2. ВАХ идеального вентиля

Реальный вентиль обладает некоторым сопротивлением в прямом направлении и его обратное сопротивление не бесконечно велико, т. е. ВАХ отлична от идеальной.

Вентили могут быть разделены на ионные и электронные (кенотроны и полупроводниковые), на неуправляемые и управляемые. К *ионным* вентилям относятся газотроны, тиратроны, ртутные вентили, игнитроны и экситроны. К *электронным* вентилям относятся кенотроны и полупроводниковые вентили.

В настоящее время наиболее широко применяются полупроводниковые вентили — селеновые, германиевые и кремниевые.

Вольтамперные характеристики полупроводниковых вентилей (рис. 6.3, 6.4) снимаются в схеме однополупериодного выпрямления при чисто активной нагрузке. Такие характеристики получили название классификационных. Классификационные ВАХ отличаются от статических характеристик, полученных при постоянном токе. Для сравнительно грубых расчетов можно пользоваться

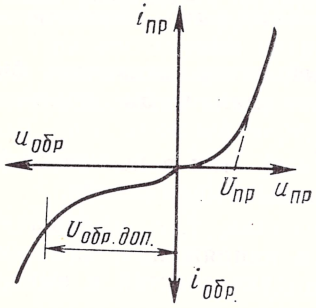


Рис. 6.3. ВАХ селенового вентиля

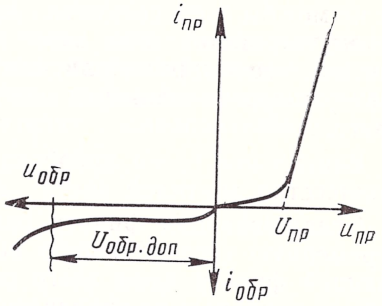


Рис. 6.4. ВАХ германиевого и кремниевого вентилей

классификационными характеристиками, учитывая, что прямое падение напряжения $U_{пр}$, полученное по этим характеристикам, составляет 0,5—0,6 величины $U_{пр}$, полученной по статической характеристике при одинаковых токах.

С точки зрения применения полупроводниковых неуправляемых вентилей в выпрямителях важны их следующие эксплуатационные параметры:

1. Номинальный рабочий ток $I_{\text{ср доп}}$ представляет собой среднее значение выпрямленного синусоидального тока частотой 50 Гц, протекающего через вентиль при его работе в однополупериодной схеме на активную нагрузку при номинальных для данного вентиля условиях охлаждения и температуре электронно-дырочного перехода, не превышающей предельного значения.

2. Наибольшее допустимое обратное напряжение (амплитуда) $U_{\text{обр доп}}$, которое вентиль может выдержать длительно. Величина $U_{\text{обр доп}}$ определяется из классификационных характеристик. Для селеновых вентилей указывается действующее значение допустимого обратного напряжения.

3. Прямое падение напряжения на вентиле $U_{\text{пр}}$. Необходимо учитывать, что величина $U_{\text{пр}}$, определенная из классификационных характеристик, составляет 0,5—0,6 от величины $U_{\text{пр}}$, полученной по статическим характеристикам при том же токе.

4. Динамическое сопротивление вентиля $r_{\text{д}} = \frac{du_{\text{пр}}}{dt}$.

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

6. Максимальная мощность, которая может быть рассеяна вентилем — $P_{\text{в доп}}$.

Селеновые вентили промышленность выпускает в виде серий — А, Г, Е, Ф и Я.

В вентилях серии А одним электродом служит алюминиевая пластина, на которую нанесен слой селена. Другой электрод представляет собой катодный сплав, нанесенный на селен разбрызгиванием. Вентили данной серии допускают работу при температуре окружающей среды до +75°.

В вентилях серии Г основанием также служит алюминиевая пластина, а вторым электродом алюминиевая фольга, впрессованная в селен.

Вентили серии Г имеют бо́льшую, по сравнению с серией А, стабильность параметров и допускают работу при температуре окружающей среды до +80°.

Вентили серии Е предназначены для работы при повышенных температурах до +125°С.

Вентили серии Ф выполняются на тонкой основе (фольге), а вентили серии Я допускают работу с удвоенной плотностью тока.

Селеновые выпрямители комплектуются из вентилей, включаемых параллельно и последовательно. Они выпускаются на номинальные токи от нескольких миллиампер до сотен ампер и на обратные напряжения от нескольких десятков вольт до нескольких киловольт.

В зависимости от величины тока и обратного напряжения селеновые выпрямители имеют различные конструкции. *Выпрямители,*

рассчитанные на большие токи, выполняются в виде столбов, собранных из отдельных вентилей с пластинчатыми радиаторами. *Селеновые выпрямители на средние токи* (до нескольких ампер) часто имеют закрытую конструкцию, отличающуюся повышенной механической прочностью. *Высоковольтные селеновые выпрямители* выполняют в трубчатых корпусах на токи до 50 мА.

Селеновые вентили делятся на классы, в зависимости от величины обратного напряжения. Селеновые вентили разбиты на шесть классов (В, Г, Д, Е, И, К).

Так, вентили класса В имеют обратное напряжение 20 В, Г — 25 В, Д — 30 В, Е — 35 В, И — 40 В, К — 45 В.

Как видно из рис. 6.3, обратные ветви ВАХ селеновых вентилей существенно отличаются от характеристик кремниевых и германиевых вентилей отсутствием резко выраженного участка пробоя.

Селеновые вентили обладают рядом недостатков. Так, при их длительном хранении уменьшается сопротивление запорного слоя и, как следствие, резко увеличивается обратный ток. Селеновые вентили подвержены старению: в результате с течением времени увеличивается прямое падение напряжения на вентиле. Это снижает выпрямленное напряжение, и КПД выпрямительного устройства, увеличивает мощность, рассеиваемую на вентиле. Старение — процесс необратимый и ускоряется с ростом температуры.

К достоинствам селеновых вентилей следует отнести: высокую эксплуатационную надежность; самовосстановление электрической прочности при пробое и высокую перегрузочную способность, которая значительно выше, чем у кремниевых и германиевых вентилей.

Достоинством германиевых и кремниевых вентилей является большая допустимая плотность тока при малом падении напряжения в прямом направлении. В сочетании с большими допустимыми обратными напряжениями возможно создание весьма совершенных силовых диодов, пригодных для преобразования больших токов, при высоких значениях напряжения преобразования.

Сравнивая германиевые и кремниевые вентили, необходимо отметить следующее различие в их параметрах: обратный ток кремниевых вентилей на один-два порядка меньше, чем германиевых; допустимое обратное напряжение кремниевых вентилей выше, чем германиевых; интервал допустимых рабочих температур кремниевых вентилей составляет $-60 \div +125$°С, а германиевых $-60 \div +70$°С; прямое падение напряжения кремниевых вентилей в два-три раза больше, чем германиевых; предельная рабочая частота кремниевых вентилей выше.

Германиевые вентили применяются в основном в низковольтных выпрямительных устройствах.

В мощных выпрямительных установках, особенно при повышенной температуре, применяются кремниевые вентили. Неуправляемые кремниевые вентили выпускаются на токи до 1000 А, при допустимых обратных напряжениях до 1000 В.

В настоящее время широко применяются так называемые «лавинные» кремниевые вентили (типов ВКДЛ — кремниевые, диффузионные, лавинные и ВКДЛВ — с водяным охлаждением). Данные вентили способны выдерживать кратковременные обратные перенапряжения, благодаря чему не нужна защита этих вентилей от пробоя.

В регулируемых выпрямителях получили распространение так называемые кремниевые управляемые вентили — тиристоры. *Тиристором* называется трехэлектродный прибор с четырехслойной полупроводниковой структурой. Рассмотрим рис. 6.5, крайние *p* и

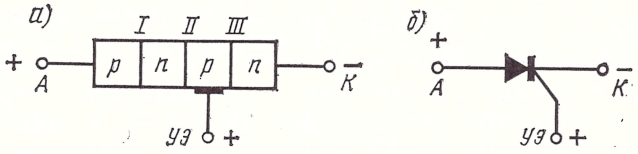


Рис. 6.5. Тиристор:
а) структура; *б*) условные обозначения
(*А* — анод, *К* — катод, *УЭ* — управляющий электрод)

n области называются соответственно анодом и катодом, внутренняя *p*-область — управляющим электродом.

На рис. 6.6 изображена ВАХ тиристора при двухэлектродном включении. Структуру тиристора можно представить в виде двух транзисторов *1* и *2* типов *p-n-p* и *n-p-n* (рис. 6.7). База первого транзистора соединена с коллектором второго, а база второго — с коллектором первого.

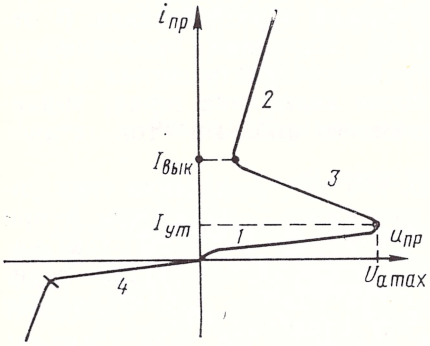


Рис. 6.6. ВАХ тиристора при двухэлектродном включении

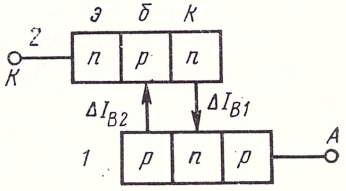


Рис. 6.7. Эквивалентная схема тиристора

Если в цепи базы транзистора *2* ток увеличился на величину ΔI_{B2}, то токи коллекторов транзисторов *2* и *1* получат приращения, равные соответственно $\Delta I_{C2}=\alpha_2\Delta I_{B2}/(1-\alpha_2)$, $\Delta I_{C1}=[\alpha_2/(1-\alpha_2)]\times$ $\times[\alpha_1/(1-\alpha_1)]\Delta I_{B2}$, где α_1 и α_2 — коэффициенты усиления по току транзисторов *1* и *2* в схеме с общей базой.

Коэффициент усиления по току кремниевого транзистора α всегда меньше единицы и не является постоянной величиной. При увеличении тока эмиттера α возрастает.

При любом положительном напряжении на аноде тиристора, меньшем $U_{a\,max}$ (см. рис. 6.6), величина тока эмиттера каждого

транзистора такова, что сумма $(\alpha_1+\alpha_2)<1$. При этом сопротивление тиристора велико и определяется главным образом величиной обратного сопротивления среднего p-n-перехода *II* (рис. 6.5), который оказывается включенным в непроводящем направлении. Два других p-n-перехода (*I* и *III*) (см. рис. 6.5) включены в прямом направлении и незначительно влияют на величину сопротивления тиристора. Через p-n-переход *II* протекает незначительный ток утечки $I_{ут}$ (область 1 ВАХ, рис. 6.6). Тиристор выключен (закрыт). При $u_a=U_{a\,max}$ току утечки $I_{ут}$ соответствует сумма $\alpha_I+\alpha_{II}>1$. Тиристор открывается. В области проводимости (участок *2* ВАХ, рис. 6.6) $(\alpha_1+\alpha_2)>1$, и ток через тиристор ограничивается лишь сопротивлением нагрузки. Сопротивление тиристора приблизительно равно сопротивлению полупроводникового диода в прямом направлении. Динамическое сопротивление тиристора в области *3* отрицательно $(du/di<0)$, и работа прибора неустойчива. Область *4* ВАХ соответствует запиранию тиристора при обратном анодном напряжении.

Если приложить к управляющему электроду тиристора небольшой положительный потенциал относительно катода, то ток $I_{ут}$ увеличится до значения, соответствующего $(\alpha_1+\alpha_2)>1$, и прибор включается при меньшем анодном напряжении.

После включения тиристора транзисторы, составляющие его полупроводниковую структуру, поддерживают друг друга в состоянии насыщения за счет положительной обратной связи. В отличие от транзисторов, для сохранения состояния проводимости тиристоров нет необходимости постоянно подавать сигнал на его управляющий электрод. Тиристор после включения теряет управляемость. Тиристор закрывается, если его анодный ток станет меньше величины, равной $I_{вык}$.

Из характеристик рис. 6.8 видно, что при увеличении тока управления уменьшается пробивное напряжение тиристора, а при достаточно большом токе управления характеристика тиристора подобна характеристике неуправляемого вентиля.

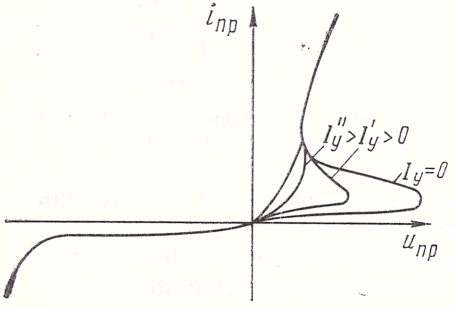


Рис. 6.8. ВАХ тиристора при различных токах управления

Тиристоры выпускаются на токи до нескольких сотен ампер и на допустимые обратные напряжения до 1000 В. Тиристоры в отличие от обычных вентилей характеризуются рядом дополнительных параметров. К таким параметрам относятся: время включения $t_{вкл}$ и время восстановления управляемости $t_{вос}$ тиристора, ток удержания тиристора при остутствии управляющего сигнала $I_{вкл}$ и амплитуда тока управления $I_{у\,max}$.

В переходных режимах на величине напряжения пробоя тиристора значительно сказывается скорость нарастания прямого напряжения $du_{пр}/dt$. С увеличением $du_{пр}/dt$ напряжение пробоя тиристора уменьшается, и при большой величине $du_{пр}/dt$ тиристор может открыться при токе управления, равном нулю. Поэтому $du_{пр}/dt$ не должна превышать определенной величины для данного типа тиристора.

При больших токах нагрузки иногда вентили включают параллельно, так как допустимые средние значения тока вентиля оказываются недостаточными.

При параллельном включении вентилей, из-за несовпадения их ВАХ, токи в них распределяются неравномерно (рис. 6.9, кривые *1, 2*).

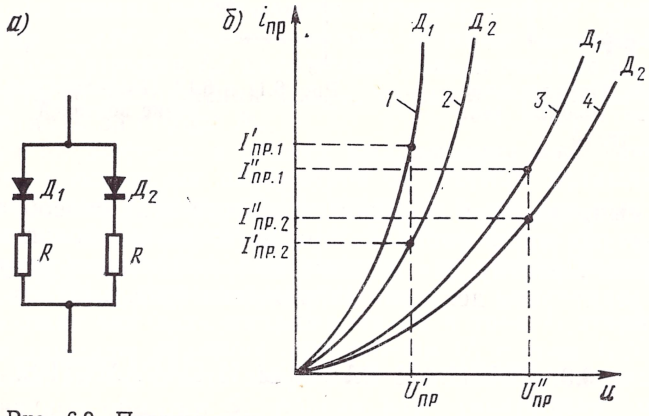


Рис. 6.9. Параллельное включение маломощных вентилей:
а) схема; *б*) характеристика

Для выравнивания токов при параллельном включении вентилей в маломощных выпрямителях последовательно с ними включают одинаковые по величине резисторы (рис. 6.9). Их включение позволяет уменьшить разность токов в параллельно включенных вентилях (рис. 6.9, кривые *3, 4*). При параллельном включении вентилей в мощных выпрямителях такой способ неприемлем из-за больших потерь в резисторах. В этом случае применяют специальные токовыравнивающие реакторы (рис. 6.10).

Токовыравнивающие реакторы, в простейшем случае, имеют две обмотки и общий магнитопровод. Под действием токов вентилей, протекающих по обмоткам w_1, w_2, в них наводятся ЭДС, причем ЭДС в обмотках имеет такой знак, что ток в одном из вентилей уменьшается, а в другом увеличивается. В результате разность токов в вентилях, включенных параллельно, уменьшается.

При больших обратных напряжениях в схемах выпрямления вентили включают последовательно. Из-за несовпадения обратных ветвей ВАХ обратные напряжения на вентилях распределяются неравномерно.

Для выравнивания напряжений, в маломощных выпрямителях, последовательно включенные вентили шунтируются резисторами (рис. 6.11), величина сопротивлений которых в несколько раз меньше обратного сопротивления вентиля.

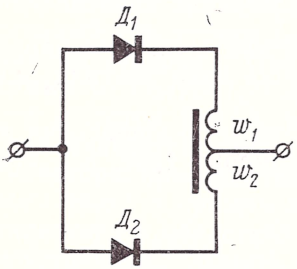
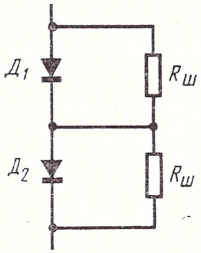


Рис. 6.10. Параллельное включение мощных вентилей



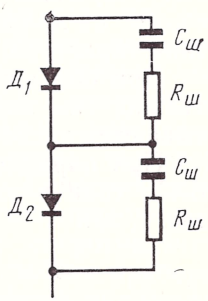


Рис. 6.11 и 6.12. Последовательное включение вентилей

Для выпрямителей большой мощности этот способ выравнивания обратных напряжений не пригоден из-за больших потерь в резисторах. Поэтому для мощных выпрямительных устройств применяют реактивные делители напряжения (рис. 6.12).

6.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ПАРАМЕТРЫ

Режим работы выпрямителя в значительной степени зависит от характера его нагрузки. Различают следующие режимы работы выпрямителя: на активную нагрузку, на нагрузку емкостного характера, на противоэдс, на индуктивную нагрузку, на нагрузку, состоящую из L, C и R.

Идеальная активная нагрузка выпрямителя относительно редка и характерна лишь для цепей, не требующих ограничения переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Емкостная нагрузка характерна для выпрямителей малой мощности. Емкость устанавливается на выходе выпрямителя параллельно нагрузке, для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться емкостью, сопротивление которой для переменной составляющей много меньше сопротивления нагрузки.

Режим работы выпрямителя на противоэдс является характерным при заряде аккумуляторных батарей или при питании двигателей постоянного тока.

Если фильтр выпрямителя начинается с достаточно большой индуктивности, то принято считать, что нагрузка выпрямителя индуктивная. На индуктивную нагрузку в основном работают выпрямители средней и большой мощности.

В независимости от режима работы выпрямитель характеризуется: выходными параметрами; параметрами, характеризующими режим работы вентиля и параметрами трансформатора.

К выходным параметрам выпрямителя относятся: среднее значение выпрямленного напряжения U_0; среднее значение выпрямленного тока —I_0; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $K_{пк}=U_{0кm}/U_0$ [1]); частота основной гармоники выпрямленного напряжения $f_{п1}$; внешняя характеристика выпрямителя — зависимость выходного напряжения выпрямителя U_0 от тока нагрузки I_0 при неизменном напряжении на входе выпрямителя.

По этой характеристике можно определить номинальное значение выходного напряжения выпрямителя и его внутреннее сопротивление по постоянному току.

Вентили в схемах выпрямления характеризуются следующими параметрами: средним значением тока вентиля $I_{ср}$; действующим значением тока вентиля $I_в$; амплитудой тока в вентиле $I_{вm}$; амплитудой обратного напряжения $U_{обр\,m}$; средней мощностью, рассеиваемой вентилем за период $P_в$.

По этим параметрам в схемах выпрямления выбирают вентили. Величины указанных параметров не должны превышать предельно допустимых значений, указанных в паспортных данных для выбранных типов вентилей.

Для трансформаторов, работающих в схемах выпрямления, определяются следующие параметры:

действующие значения напряжения U_2 и тока I_2 вторичной обмотки; действующие значения напряжения U_1 и тока I_1 первичной обмотки; полная мощность вторичной обмотки S_2; полная мощность первичной обмотки S_1; полная или габаритная мощность трансформатора $S_{тр}=(S_1+S_2)/2$; коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора $K_2=P_0/S_2$, где P_0 — выходная мощность выпрямителя; коэффициент использования первичной обмотки трансформатора $K_1=P_0/S_1$; коэффициент использования трансформатора $K_{тр}=P_0/S_{тр}$.

Величины параметров вентилей и трансформатора зависят как от схемы выпрямления, так и от режима работы выпрямителя.

6.4. РАБОТА НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Случай чисто активной нагрузки выпрямителя относительно редок и характерен лишь при питании цепей, не требующих огра-

---

[1]) Коэффициентом пульсации называется отношение амплитуды k-ой гармоники выпрямленного напряжения $U_{0к\,m}$ к среднему значению выпрямленного напряжения U_0.

Коэффициент пульсации может измеряться в процентах по отношению к напряжению U_0. Обычно в выпрямителях интересуются коэффициентом пульсации по первой гармонике выпрямленного напряжения, так как она имеет наибольшую амплитуду и наименьшую частоту.

При питании аппаратуры связи пульсация измеряется в псофометрических и среднеквадратичных величинах.

ничения переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения (цепи сигнализации, контроля, защиты и т. д.).

Выпрямитель (рис. 6.13) состоит из трансформатора, имеющего m-фазную вторичную обмотку (на схеме показан частный случай трехфазной обмотки, соединенной в звезду). Свободные зажимы обмоток подключены к анодам вентилей. Катоды всех вентилей соединены в общую точку, образующую положительный полюс на выходе выпрямителя. Отрицательным полюсом является нулевая точка вторичных обмоток трансформатора.

Для упрощения будем считать вентили и трансформатор идеальными, т. е. сопротивленеи вентиля в прямом направлении равно нулю, а в обратном — бесконечно велико и трансформатор не имеет ни активных, ни реактивных сопротивлений.

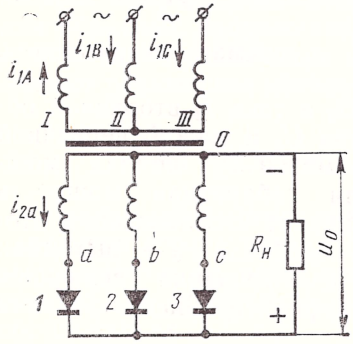


Рис. 6.13. Трехфазный выпрямитель, нагруженный на активное сопротивление

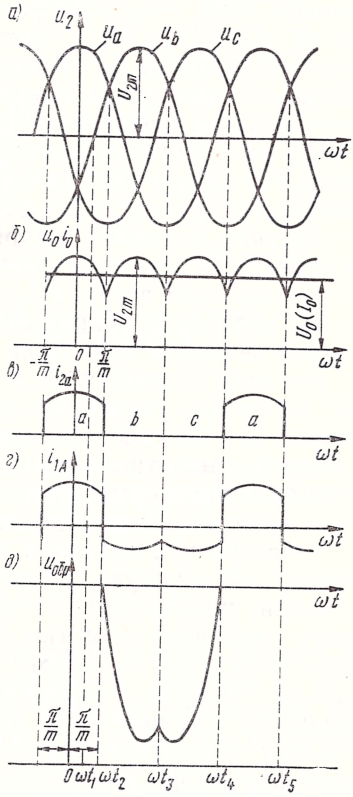


Рис. 6.14. Напряжения и токи в трехфазной схеме выпрямления:
а) фазные напряжения вторичных обмоток; *б*) выпрямленные напряжение и ток; *в*) ток в фазе вторичной обмотки трансформатора; *г*) ток в фазе первичной обмотки; *д*) обратное напряжение на вентиле

При включении первичных обмоток в сеть переменного тока в фазах вторичных обмоток индуктируются ЭДС u_a, u_b, u_c, сдвинутые по фазе на $2\pi/m$ (в трехфазной схеме на $2\pi/3$, см. рис. 6.14*а*). Выбрав произвольно момент t_1, видим, что ЭДС фазы *а* наиболее положительна и анод вентиля *1* имеет наиболее высокий потенциал. Следовательно, вентиль *1* открыт и под действием ЭДС u_a бу-

дет протекать ток от точки a фазы вторичной обмотки, через вентиль *1*, сопротивление нагрузки $R_н$ к нулевой точке вторичных обмоток трансформатора. Напряжение на нагрузке равно мгновенному значению ЭДС u_a, так как падение напряжения в идеальном выпрямителе (в трансформаторе и вентиле) равно нулю. В момент t_1 напряжение фазы b также положительно, но меньше, чем u_a. Поэтому потенциал анода вентиля *2* ниже, чем потенциал его катода и, следовательно, вентиль *2* будет закрыт.

Таким образом, в течение части периода $2\pi/m$ ЭДС в фазе a имеет наиболее положительное значение и вентиль *1* остается открытым. Начиная с момента t_2, наибольшее положительное значение приобретает ЭДС фазы b u_b, вследствие чего открывается вентиль *2* и вступает в работу фаза b. Начиная с момента t_3, вступает в работу фаза c и т. д.

Напряжение на выходе выпрямителя u_0 в любой момент равно мгновенному значению ЭДС фазы вторичной обмотки, в которой вентиль открыт и, следовательно, выпрямленное напряжение u_0 представится кривой огибающей зависимости ЭДС вторичных обмоток (рис. 6.14*б*). Так как ток в нагрузке равен отношению выпрямленного напряжения к сопротивлению нагрузки, т. е. $i_0 = u_0/R_н$, 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 один раз за период в течение части периода $2\pi/m$, причем ток в работающей фазе равен току нагрузки. Поэтому ток в фазе a вторичной обмотки (рис. 6.14*в*) имеет форму прямоугольника с основанием $2\pi/m$ и ограниченного сверху отрезком синусоиды. Токи в фазах b и c изобразятся подобными кривыми, сдвинутыми по фазе относительно кривой тока фазы a на $2\pi/m$ и 2 $(2\pi/m)$ соответственно.

Выбрав начало отсчета времени в момент, соответствующий амплитуде напряжения в фазе вторичной обмотки U_{2m}, в интервале $\omega t = \pm\pi/m$ выпрямленное напряжение $u_0 = U_{2m}\cos\omega t$. Его постоянная составляющая (среднее значение)

$$U_0 = \frac{m}{2\pi}\int_{-\pi/m}^{+\pi/m} u_0\, d\omega t = \frac{m}{\pi}\int_{0}^{\pi/m} U_{2m}\cos\omega t\, d\omega t = \frac{m}{\pi}U_{2m}\sin\frac{\pi}{m}. \qquad (6.1)$$

Из (6.1) получим выражение, связывающее действующее значение напряжения фазы вторичной обмотки U_2 со средним значением выпрямленного напряжения U_0:

$$U_2 = U_0\frac{\pi}{m\sqrt{2}\sin\pi/m}. \qquad (6.2)$$

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 со-

ставляющей в m раз больше частоты тока питающей сети, т. е. $f_{п1}=mf_c$.

Гармонический ряд для кривой u_0 имеет следующий вид:

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

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

В силу симметрии кривой u_0 относительно оси ординат членов с синусами в гармоническом ряде нет. Амплитуда k-той гармонической переменной составляющей

$$U_{0km} = \frac{m}{\pi}\int_{-\pi/m}^{\pi/m} u_0 \cos km\omega t\, d\omega t = \frac{2m}{\pi}\int_{0}^{\pi/m} U_{2m}\cos\omega t\cos km\omega t\, d\omega t =$$

$$= \frac{m}{\pi}U_{2m}\sin\frac{\pi}{m}\frac{2}{(km)^2-1} = U_0\frac{2}{(km)^2-1}. \qquad (6.3)$$

Это выражение справедливо при $m\geqslant 2$.

В реальном выпрямителе сопротивление вентиля в прямом направлении не равно нулю и обмотки трансформатора обладают как индуктивным, так и активным сопротивлениями. Вследствие этого выпрямленное напряжение при нагрузке будет меньше напряжения при холостом ходе.

Содержание переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения определяется коэффициентом пульсации

$$K_{пк} = U_{0\,km}/U_0 = 2/[(km)^2 - 1].$$

На практике переменная составляющая или пульсация напряжения оценивается по первой гармонике, имеющей наибольшую амплитуду и низшую частоту. Для первой гармоники ($k=1$) пульсация равна $K_{п1}=2/(m^2-1)$.

Как видно из рис. 6.14*в*, каждая фаза вторичной обмотки трансформатора и каждый вентиль в однотактных схемах работают один раз за период в течение его части $2\pi/m$. Среднее значение тока в обмотке трансформатора и через вентиль в m раз меньше тока нагрузки, т. е. $I_{ср}=I_0/m$.

Действующее значение тока вторичной обмотки и вентиля

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi/m}^{\pi/m} i_2^2\, d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi/m}(I_{2m}\cos\omega t)^2\, d\omega t} =$$

$$= I_{2m}\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi/m}\frac{1+2\cos\omega t}{2}\, d\omega t} = I_{2m}\sqrt{\frac{1}{2m}+\frac{1}{4\pi}\sin^2\frac{\pi}{m}}, \qquad (6.4)$$

где I_{2m} — амплитуда тока вторичной обмотки $I_{2m}=U_{2m}/R_н = (U_0/R_н)(\pi/m\sin\pi/m) = I_0(\pi/m\sin\pi/m)$.

В двухтактных (мостовых) схемах выпрямления длительность работы фазы в два раза больше, чем длительность работы венти-

ля и действующее значение тока вторичной обмотки равно: $\sqrt{2}I_в$, где $I_в$ — ток вентиля, определяемый (6.4).

Максимальная величина обратного напряжения, прикладываемого к вентилю, зависит от схемы выпрямления.

На рис. 6.14*д* изображена кривая обратного напряжения на вентиле *1*, для схемы рис. 6.13. Кривая обратного напряжения представляет собой разность двух синусоидальных фазных напряжений. Максимальная величина обратного напряжения равна амплитуде линейного напряжения на зажимах вторичной обмотки

$$U_{обр} = \sqrt{3}U_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2.$$

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

Для определения формы кривой тока первичной обмотки i_1 для схемы рис. 6.13 воспользуемся уравнением токов первичной обмотки и уравнением для намагничивающих сил в трансформаторе. В интервале времени, когда работает вентиль *1* фазы *а*, токи в фазах первичной обмотки связаны соотношением

$$i_{1A} - i_{1B} - i_{1C} = 0. \tag{6.5}$$

Рассмотрев два магнитных контура, один из которых включает стержни сердечников *I* и *II*, а другой — стержни *II* и *III*, запишем уравнение равновесия намагничивающих сил, током холостого хода трансформатора при этом пренебрегаем:

$$\left.\begin{aligned} i_{1A}w_1 - i_{1B}w_1 - i_{2a}w_2 = 0, \\ i_{1C}w_1 - i_{1B}w_1 = 0. \end{aligned}\right\} \tag{6.6}$$

Разделив ур-ние (6.6) на число витков первичной обмотки и учитывая (6.5), получим систему уравнений для токов в трансформаторе:

$$\left.\begin{aligned} i_{1A} - i_{1B} - i_{1C} = 0, \\ i_{1A} - i_{1B} - i'_{2a} = 0, \\ i_{1C} - i_{1B} = 0, \end{aligned}\right\} \tag{6.7}$$

где $i'_{2a} = i_{2a}(w_2/w_1)$ — ток вторичной обмотки, приведенный к первичной.

Из ур-ний (6.7) получим

$$i_{1B} = i_{1C} = \frac{1}{3}i'_{2a}, \quad i_{1A} = \frac{2}{3}i'_{2a}. \tag{6.8}$$

Из (6.8) видно, что первичная обмотка фазы A пропускает в положительном направлении 2/3 приведенного тока вторичной обмотки, токи в фазах B и C в этом интервале времени имеют отрицательное направление и равны 1/3 приведенного тока вторичной обмотки. На рис. (6.14$г$) изображена кривая тока i_{1A}. Кривые токов в фазах B и C первичной обмотки имеют такую же форму и сдвинуты по фазе относительно тока i_{1A} на $2\pi/3$ и $4\pi/3$ соответственно.

Действующее значение тока в фазе первичной обмотки для схемы рис. 6.13 можно определить из следующего выражения:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1^2\, d\omega t} = \frac{w_2}{w_1}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\frac{2\pi}{3}\left(\frac{2}{3}I_0\right)^2 + 2\,\frac{2\pi}{3}\left(\frac{1}{3}I_0\right)^2\right]} =$$

$$= \frac{w_2}{w_1}\sqrt{\frac{2}{3}}I_0 = 0{,}47\,\frac{w_2}{w_1}I_0 = 0{,}47\,\frac{I_0}{n}. \qquad (6.9)$$

В выражении (6.9) для упрощения пульсация тока не учитывалась.

Полезная мощность выпрямителя, отдаваемая им в нагрузку, 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.

$$S_2 = m_2 U_2 I_2;\ S_1 = m_1 U_1 I_1;\ S_{тр} = 0{,}5\,(S_1 + S_2),$$

где S_2, S_1, $S_{тр}$ — габаритные мощности соответственно вторичной, первичной обмотки и трансформатора в вольт-амперах.

Б однотактных схемах выпрямления габаритная мощность вторичных обмоток больше, чем первичных ($S_2 > S_1$) вследствие наличия постоянной составляющей в кривой тока вторичной обмотки (при $m_1 = m_2$) или худшего использования вторичных обмоток при ($m_2 > m_1$).

В однотактных схемах выпрямления возникает вынужденное намагничивание трансформатора.

В рассматриваемой схеме однотактного трехфазного выпрямителя для каждого из стержней трансформаторов характерен разбаланс НС. В рабочем интервале фазы a на стержень данной фазы действует намагничивающая сила $i_{2a}w_2 - i_{1A}w_1 = 1/3 I_a w_2$, направление которой совпадает с направлением тока i_{2a}. В стержнях фаз B и C в том же направлении действуют несбалансированные намагничивающие силы, обусловленные токами i_{1B}, i_{1C} ($i_{1B} = I_0 w_2/3$, $i_{1C} = I_0 w_2/3$).

Данные НС создают поток вынужденного намагничивания, который замыкается через окружающее трансформатор пространство. Если трансформатор имеет кожух из магнитного материала,

поток вынужденного намагничивания может достичь большой величины и вызвать насыщение сердечника, что, в свою очередь, увеличит ток холостого хода трансформатора. Наличие вынужденного намагничивания также увеличивает потери в стали трансформатора и снижает КПД всего устройства.

Для уменьшения насыщения сердечника трансформатора увеличивают сечение сердечников, т. е. растет масса как трансформатора, так и всего устройства.

6.5. РАБОТА НА НАГРУЗКУ ЕМКОСТНОГО ХАРАКТЕРА

При работе выпрямителя (на примере схемы двухфазного выпрямителя) на нагрузку, шунтированную емкостью (рис. 6.15), реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться конденсатором, так как его сопротивление для переменной составляющей тока мало. Напряжение на обкладках конденсаторов равно напряжению на нагрузке ($u_C = u_0$), так как они соединены параллельно.

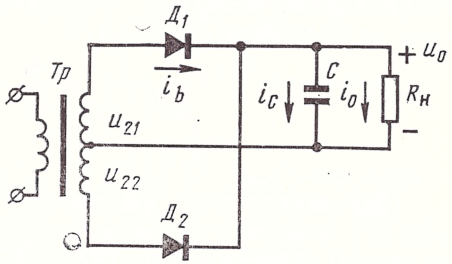


Рис. 6.15. Схема двухфазного выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

Очевидно, что вентили, включенные в фазах вторичных обмоток, будут пропускать ток, если потенциал на аноде вентиля выше, чем катода. Если вентили идеальные, т. е. не обладают сопротивлением в прямом направлении, то падение напряжения на вентиле равно нулю, т. е. при открытом вентиле.

$$u_0 = u_C = u_2 = U_{2m} \sin(t + \tau)\,\omega = U_{2m} \sin \omega t'.$$

Таким образом, при открытом вентиле выпрямленное напряжение u_0 представится отрезком синусоиды (участок $а$—$б$) ЭДС вторичной обмотки (рис. 6.16).

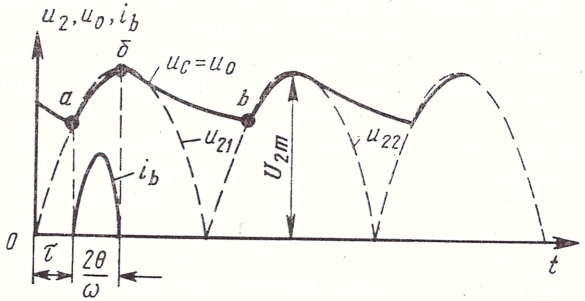


Рис. 6.16. Изменения выпрямленного напряжения u_0 и тока в вентиле $i_в$.

Ток, протекающий через вентиль, $i_в$ может быть представлен суммой токов заряда конденсатора i_C и тока нагрузки i_0, т. е.

$$i_в = i_0 + i_C = \frac{u_0}{R_н} + C\frac{du_C}{dt} = \frac{u_2}{R_н} + C\frac{du_2}{dt} = \frac{U_{2m}}{R_н}\sin\omega t' + \omega C U_{2m}\cos\omega t' =$$

$$= U_{2m}\sqrt{\left(\frac{1}{R_н}\right)^1 + (m\omega C)^2}\sin(\omega t' + \psi),$$

где $\psi = \operatorname{arctg}(1/R_н\omega C)$.

Следовательно, ток через вентиль $i_в$ представляет синусоидальный импульс длительности 2θ с амплитудой, зависящей от параметров цепи нагрузки $R_н$ и C.

Начиная с момента времени, соответствующего точке *б* на рис. 6.16, напряжение вторичной обмотки u_2 становится меньше, чем напряжение на конденсаторе, т. е. анод вентиля оказывается под потенциалом, меньшим потенциала катода. Следовательно, вентиль закрывается ($i_в = 0$), т. е.

$$i_0 + i_C = \frac{u_0}{R_н} + C\frac{du_C}{dt} = 0,$$

откуда $u_0 = U_{2m}e^{-\frac{t}{R_н C}}$.

При выводе этого выражения принято, что в момент запирания вентиля конденсатор заряжается до наибольшего возможного напряжения, равного амплитуде ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Кривая выпрямленного напряжения при этом (участок *б—в*) представляет собой отрезок экспоненты, соответствующий напряжению на конденсаторе при его разряде на нагрузку.

В точке *в* открывается вентиль, включенный во вторую фазу вторичной обмотки трансформатора, и конденсатор вновь заряжается до U_{2m}.

Таким образом, при работе выпрямителя на емкостную нагрузку каждая фаза вторичной обмотки работает один раз за период в течение части периода, характеризуемой углом отсечки θ. Выпрямленное напряжение и ток через вентиль зависят от параметров цепи нагрузки $R_н$ и C.

Увеличение нагрузки выпрямителя, т. е. уменьшение сопротивления $R_н$ вызывает уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения U_0, так как разряд конденсатора будет быстрее (участок *б—в* кривой u_0 пойдет ниже). При этом увеличится пульсация выпрямленного напряжения, длительность работы фазы (угол отсечки θ) и амплитуда тока через вентиль.

Увеличение емкости конденсатора приведет к увеличению выпрямленного напряжения (участок *б—в* кривой u_0 пойдет выше), снизится пульсация напряжения, уменьшится длительность работы фазы (угол отсечки θ) и увеличится амплитуда тока через вентиль. Так как с увеличением амплитуды тока через вентиль действующее значение тока также увеличивается при неизменном среднем значении (нагрузка неизменна), то существенное увели-

чение емкости конденсатора может вызвать недопустимый нагрев как вентиля, так и обмоток трансформатора.

В реальном выпрямителе за счет падения напряжения в сопротивлении вентиля и обмоток трансформатора кривая выпрямленного напряжения пойдет ниже кривой рис. 6.16.

При проектировании выпрямителей, работающих на емкостную нагрузку, наиболее широко используется графо-аналитический метод, позволяющий легко определить все параметры выпрямителя, как функции угла отсечки или зависимой от него величины.

Рассмотрим вывод выражений для основных параметров выпрямителя (рис. 6.17).

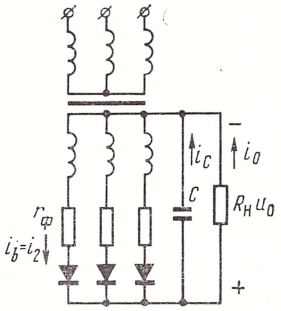


Рис. 6.17. Схема трехфазного выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

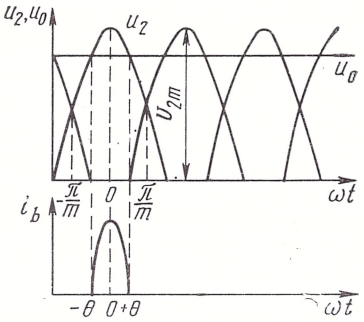


Рис. 6.18. Напряжения и токи в трехфазной схеме, работающей на емкостную нагрузку

При определении основных параметров принимаем следующие допущения:

1. Выпрямленное напряжение равно напряжению на зажимах конденсатора ($U_0=U_C$) и неизменно во времени (рис. 6.18). Это упрощение позволило исключить емкость из всех расчетных соотношений.

2. Прямое сопротивление вентиля неизменно, а обратное — бесконечно велико.

3. Трансформатор обладает только активным сопротивлением, а индуктивное сопротивление его равно нулю.

4. Напряжение питающей сети имеет неискаженную синусоидальную форму и все элементы схемы выпрямителя строго симметричны.

Ток в фазе и через вентиль протекает в часть периода ($-\theta \leqslant \omega t \leqslant +\theta$), когда напряжение в фазе вторичной обмотки больше выпрямленного ($u_2 \geqslant u_3$), и равен

$$i_2 = i_в = (u_2 - U_0)/r_ф = (U_{2m}\cos\omega t - U_0)/r_ф, \qquad (6.9)$$

где $r_ф = r_{пр} + r_{тр}$ — сопротивление фазы выпрямителя; $r_{пр}$ — сопротивление вентиля в прямом направлении; $r_{тр}$ — активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке.

Так как при $\omega t = \pm\theta$ $u_2 = U_0$, то $U_0 = U_{2m}\cos\theta$ и ток через вентиль

$$i_2 = i_в = (U_{2m}/r_ф)(\cos\omega t - \cos\theta). \qquad (6.10)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{m}{2\pi}\int_{-\theta}^{\theta}\frac{U_{2m}}{r_ф}(\cos\omega t - \cos\theta)\,d\omega t = \frac{mU_0}{\pi r_ф}(\operatorname{tg}\theta - \theta) = \frac{mU_0}{\pi r_ф}A, \qquad (6.11)$$

где $A = \operatorname{tg}\theta - \theta$ — расчетный параметр, зависящий от угла отсечки и определяемый следующим выражением: $A = I_0\pi r_ф/U_0 m$.

Величины U_0 и I_0 задаются в начале расчета, m определяется выбором схемы выпрямления, а $r_ф$ предварительно (ориентировочно) определяется в зависимости от U_0, I_0, m и типа вентилей.

Так как все величины, характеризующие работу выпрямителя (действующее значение напряжения и тока вторичной обмотки, габаритная мощность трансформатора, среднее, действующее и амплитудное значение тока в вентиле, обратное напряжение на нем, пульсация выпрямленного напряжения и внешняя характеристика выпрямителя), зависят от угла отсечки θ, то они также зависят от расчетного параметра A, являющегося функцией угла отсечки.

Действующее значение напряжения вторичной обмотки

$$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = U_0/\sqrt{2}\cos\theta = BU_0.$$

Так как коэффициент B является функцией угла отсечки θ, то он может быть выражен в зависимости от расчетного параметра A (рис. 6.19).

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

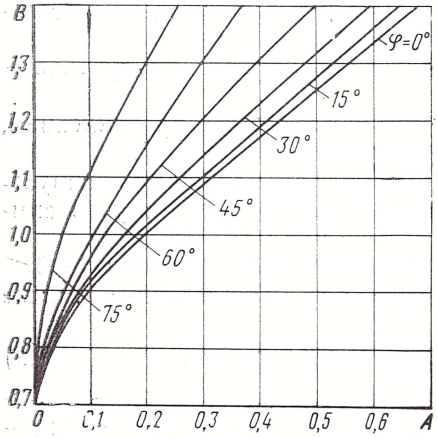


Рис. 6.19. Зависимость параметра B от параметра A и угла φ

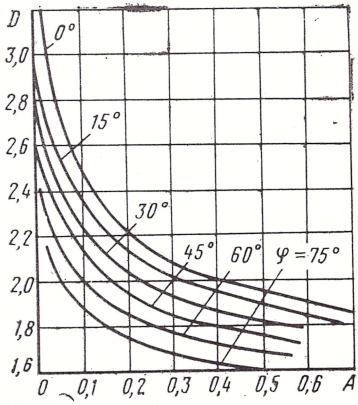


Рис. 6.20. Зависимость параметра $Д$ от параметра A и угла φ

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_2^2\, d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi m}\int_{-\theta}^{\theta}\left(\frac{U_{2m}}{r_\Phi}\right)^2 (\cos\omega t - \cos\theta)^2\, d\omega t} =$$

$$= \frac{I_0}{m}\frac{\sqrt{\pi\,[\theta\,(1+0{,}5\cos 2\theta) - 0{,}75\sin 2\theta]}}{\sin\theta - \theta\cos\theta} = \frac{I_0}{m} D. \qquad (6.12)$$

Зависимость коэффициента $D=f(A)$ приведена на рис. 6.20, где этой кривой соответствует зависимость при $\varphi=0$.

Для двухтактных схем выпрямления (мостовых однофазной и трехфазной, схем удвоения и умножения напряжения) действующее значение тока вторичной обмотки в $\sqrt{2}$ раз больше, чем в однотактных, т. е. $I_2=\sqrt{2}(I_0/m)D$.

Действующее значение тока первичной обмотки определяется различными соотношениями в зависимости от схемы выпрямления. В двухтактных схемах выпрямления (мостовой однофазной и трехфазной, в схеме удвоения напряжения) ток первичной обмотки отличается от тока вторичной обмотки в коэффициент трансформации n, т. е. $I_1=I_2/n$, где $n=w_1/w_2$.

В однотактных схемах выпрямления, у которых число фаз вторичной обмотки равно числу фаз первичной (однополупериодная схема и трехфазная с выводом нулевой точки), во вторичной обмотке трансформатора ток протекает в одном направлении и помимо переменной составляющей содержит постоянную, которой в кривой тока первичной обмотки нет. Поэтому действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = (1/n)\sqrt{I_2^2 - I_{\text{ср}}^2} = (1/n)\,(I_0/m)\sqrt{D^2 - 1}.$$

В однотактных схемах выпрямления, у которых число фаз вторичной обмотки вдвое больше, чем число фаз первичной обмотки (двухполупериодная с выводом средней точки, шестифазная с выводом нулевой точки), число импульсов тока в первичной обмотке вдвое больше числа импульсов тока вторичной обмотки и, следовательно, действующее значение тока первичной обмотки в $\sqrt{2}$ раза больше приведенного тока вторичной обмотки, т. е.

$$I_1 = (1/n)\,I_2\sqrt{2} = (1/n)\,(I_0/m)\,D\sqrt{2}.$$

Габаритная мощность первичной, вторичной обмоток и трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1;\quad S_2 = m_2 U_2 I_2;\quad S_{\text{тр}} = 0{,}5\,(S_1 + S_2).$$

Для всех схем выпрямления среднее значение тока вентиля $I_{\text{ср}}=I_0/m$, а действующее значение тока вентиля определяется выражением (6.12).

Амплитуду тока через вентиль определим из (6.10) и (6.11), полагая $\omega t=0$, т. е.

$$I_{\text{в}\,m} = \frac{I_0}{m}\frac{\pi\,(1-\cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta} = \frac{I_0}{m} F,$$

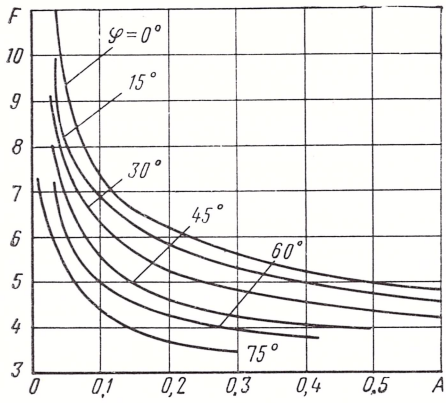


Рис. 6.21. Зависимость параметра F от параметра A и угла φ

где F — параметр, зависящий от угла отсечки θ и являющийся функцией расчетного параметра A (рис. 6.21).

Если в схеме выпрямления максимальное значение тока оказалось больше допустимого для выбранного типа вентиля, то необходимо выбрать вентиль с большей допустимой амплитудой тока или включить параллельно несколько вентилей.

Наибольшее обратное напряжение, которое может быть приложено к вентилю, зависит от схемы выпрямления. Для однополупериодной и двухполупериодной с выводом нулевой точки схем выпрямления

$$U_{\text{обр}\,m} = U_0 + U_{2m} = U_0\left(1 + \sqrt{2}B\right).$$

При сбросе нагрузки выпрямленное напряжение повышается до амплитуды напряжения вторичной обмотки $U_0 = U_{2m}$ и $U_{\text{обр}\,m} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}BU_0$. В однофазных мостовых схемах выпрямления (схема Греца и схема Латура) $U_{\text{обр}\,m} = \sqrt{2}U_{2m} = 1{,}41\,U_0B$.

В трехфазной схеме выпрямления вентиль находится под обратным напряжением, равным амплитуде линейного напряжения, т. е. $U_{\text{обр}\,m} = \sqrt{3}\sqrt{2}\,U_2 = 2{,}44\,BU_0$, в трехфазной мостовой схеме — $U_{\text{обр}\,m} = 1{,}22\,U_0B$. В схемах умножения напряжения вентили находятся под обратным напряжением, равным удвоенному значению амплитуды напряжения вторичной обмотки, т. е. $U_{\text{обр}\,m} = 2U_{2m} = 2U_{0xx}/N$, где U_{0xx} — выпрямленное напряжение при холостом ходе; N — число ступеней напряжения.

Для переменной составляющей выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя имеются две параллельные ветви (конденсатор и нагрузка), причем для первой гармоники переменной составляющей емкостное сопротивление конденсатора много меньше сопротивления нагрузки ($x_C = 1/m\omega C \ll R_н$). Поэтому переменная составляющая тока замкнется в основном через конденсатор, и амплитуду пульсации выпрямленного напряжения можно определить по амплитуде первой гармоники переменной составляющей тока (I_{01m}), т. е. $U_{01m} = I_{01m}x_C = I_{01m}/m\omega C$, так как для высших гармоник сопротивление конденсатора еще меньше, чем для первой.

Через конденсатор за один период изменения тока питающей сети проходит m импульсов тока длительностью 2θ, следовательно, амплитуда первой гармоники тока

$$I_{01m} = \frac{m}{\pi}\int_{-\theta}^{\theta} i_2 \cos m\omega t\, d\omega t = \frac{2m}{\pi}\frac{U_{2m}}{r_\Phi}\int_{-\theta}^{\theta}(\cos\omega t - \cos\theta).$$

Подставив значения U_{2m} из (6.11) и выражая емкость конденсатора C в микрофарадах, после интегрирования и подстановки амплитуды первой гармоники тока определим амплитуду пульсации напряжения:

$$U_{01m} = \frac{U_0}{r_\Phi C}\frac{(\sin m\theta\cos\theta - m\cos m\theta\sin\theta)10^6}{\pi^2 m(m^2-1) f\cos\theta} = \frac{U_0}{r_\Phi C}H,$$

где H — коэффициент, зависящий как от угла отсечки θ, так и от расчетного параметра A (рис. 6.22—6.25).

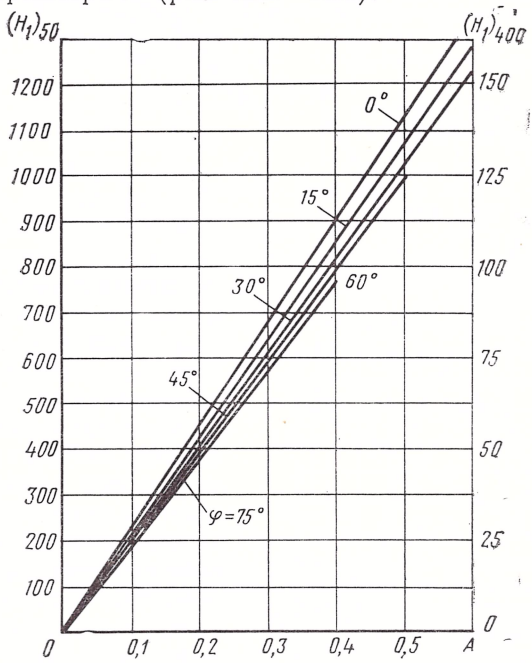


Рис. 6.22. Зависимость параметра H от параметра A и угла φ для $m=1$ и частот сети 50 и 400 Гц

Коэффициент пульсации $K_{п1}=U_{01m}/U_0=H/r_\Phi C$. Задавшись пульсацией напряжения ($K_{п1}=0{,}1\div0{,}15$ при $f=50$ Гц и $K_п=0{,}05\div0{,}1$ при $f=400$ Гц) и определив по графику H, можно найти емкость конденсатора, необходимую для получения заданной пульсации, т. е. $C=H/K_{п1}r_\Phi$.

Внешняя характеристика выпрямителя ($U_0=f(I_0)$) при $U_1=$ const позволяет определить изменение выпрямленного напряжения ΔU_0, вызванное изменением тока нагрузки, напряжение холостого хода U_{0xx}, ток короткого замыкания $I_{0кз}$ и внутреннее сопротивление выпрямителя r_0. Так как $U_0/U_{2m}=\cos\theta$ и $I_0/(U_{2m}/r_0)=$

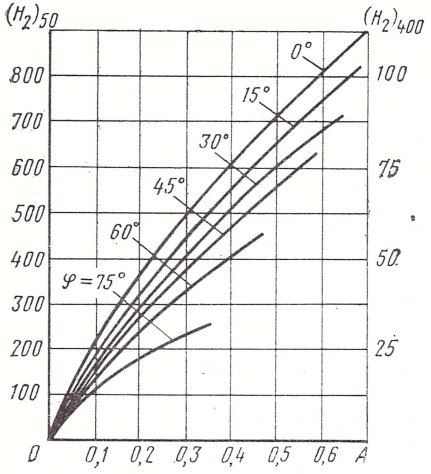


Рис. 6.23. Зависимость параметра H от параметра A и угла φ для $m=2$ частот сети 50 и 400 Гц

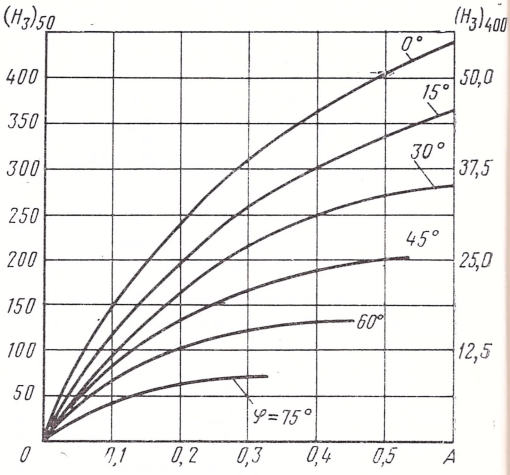


Рис. 6.24. Зависимость параметра H от параметра A и угла φ для $m=3$ частот сети 50 и 400 Гц

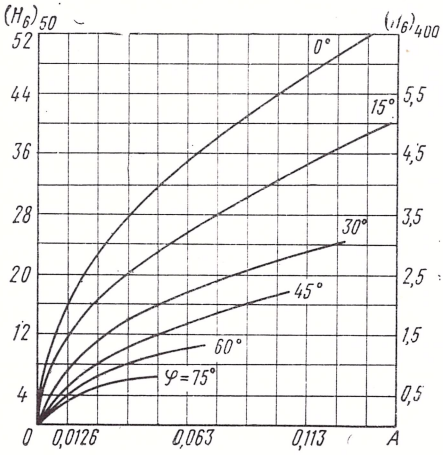


Рис. 6.25. Зависимость параметра H от параметра A и угла φ для $m=6$ и частот сети 50 и 400 Гц

$=\sin\theta-\theta\cos\theta=\gamma$, то зависимость $\cos\theta=f(\gamma)$ в определенном масштабе представляет внешнюю характеристику выпрямителя (рис. 6.26).

При холостом ходе $I_0=0$ и $U_0=U_{0xx}=U_{2m}$, при коротком замыкании $U_0=0$ и $I_{0кз}=m(U_{2m}/\pi r_в)$.

Внутреннее сопротивление выпрямителя можно определить из внешней характеристики выпрямителя $r_0=\Delta U_0/\Delta I_0$, кпд выпрямителя $\eta=U_0I_0100/(U_0I_0+\Delta P_{тр}+\Delta P_в)$, где U_0 и I_0 — номинальное значение выпрямленного напряжения и тока; $\Delta P_{тр}$ — потери в трансформаторе; $\Delta P_в$ — потери в вентилях. В кенотронных выпрямителях мощность потерь в вентиле включает также и мощность, расходуемую на питание накала ($U_{нак}I_{нак}$) вентилей. Потери в вентиле от прямого тока $\Delta P_в\approx0{,}5D^2I_{ср}U_{пр}$.

Сопротивление фазы выпрямителя, складывающееся из прямого сопротивления вентиля и активного сопротивления обмоток трансформатора ($r_ф=r_{пр}=r_{тр}$) влияет на кпд, стабильность выпрямленного напряжения и другие параметры схемы выпрямле-

ния. При неизменных параметрах цепи нагрузки ($R_н$ и C) увеличение $r_ф$ увеличит угол отсечки θ, понизит выпрямленное напряжение и его пульсацию и уменьшит амплитуду тока через вентиль.

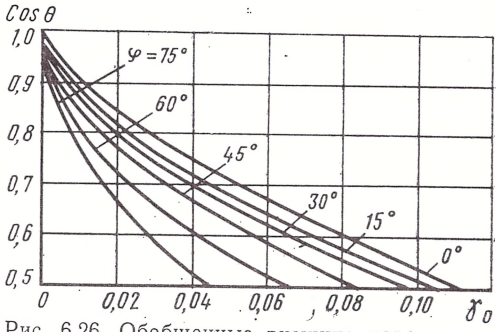


Рис. 6.26. Обобщенные внешние характеристики выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

Помимо активного сопротивления фазы $r_ф$ выпрямитель обладает индуктивным сопротивлением обмоток трансформатора ($x_к = x_2 + x'_1 = x_2 + x_1/n^2$), обусловленным потоками рассеяния.

При работе выпрямителя на нагрузку емкостного характера в случае отсутствия индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора ($L_S = 0$) работа вентилей происходит с отсечкой (рис. 6.27) и ток в фазе вторичной обмотки трансформатора (кривая i_2 при $L_S = 0$) имеет форму синусоидального импульса длительностью 2θ. При наличии индуктивности рассеяния ток в фазе вторичной обмотки трансформатора, так же как и в случае $L_S = 0$, возникает в момент равенства эдс вторичной обмотки и выпрямленного напряжения ($u_2 = U_0$), т. е. $\omega t = \pi/2 - \theta$. Нарастание тока в этом случае замедляется вследствие эдс самоиндукции $e_S = -L_S \frac{di}{dt}$ препятствующей изменением тока. В момент $\omega t = \pi/2 + \theta$ ток i_2 не уменьшается до 0, так как при его уменьшении возникает эдс самоиндукции, направленная согласно с эдс вторичной обмотки u_2, в результате чего длительность работы фазы увеличивается и составляет $2\theta + \beta$. Индуктивность рассеяния изменяет также форму импульса тока и уменьшает его амплитуду.

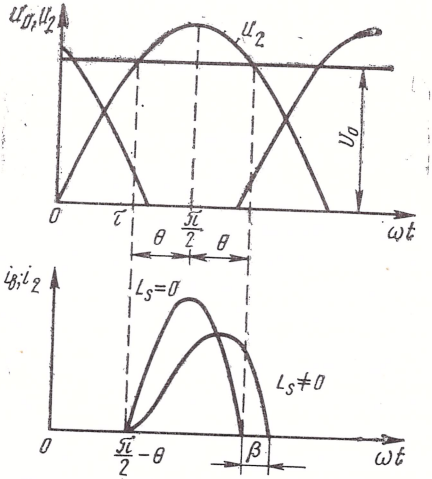


Рис. 6.27. Напряжения и токи в выпрямителе, работающем на емкость, при учете индуктивности рассеяния обмоток трансформатора

Изменение тока через вентиль во времени определяется из следующего уравнения:

$$L_S \frac{di_в}{dt} + i_в r_ф = U_{2m} \sin(t + \tau)\omega - U_0,$$

решение которого имеет следующий вид:

$$i_2 = i_в = \frac{U_0}{r_ф}\left\{\left[\frac{\cos\varphi}{\cos\theta}\sin(\omega t-\varphi)-1\right]+\left[\frac{\cos\varphi}{\cos\theta}\sin\left(\varphi-\right.\right.\right.$$
$$\left.\left.\left.-\frac{\pi}{2}+\theta\right)+1\right]e^{-\left(\omega t-\frac{\pi}{2}+\theta\right)\operatorname{ctg}\varphi}\right\},$$

откуда

$$I_0 = \frac{mU_0}{2\pi r_ф}\left\{\frac{\cos\varphi}{\cos\theta}[\cos(\beta-\varphi)-\sin(\theta+\varphi)]+\right.$$
$$+\left(\beta-\frac{\pi}{2}+\theta\right)+\left[\frac{\sin\varphi}{\cos\theta}\sin\left(\varphi-\frac{\pi}{2}+\theta\right)+1\right]\times$$
$$\left.\times\left[e^{-\left(\beta-\frac{\pi}{2}+\theta\right)\operatorname{ctg}\varphi}-1\right]\right\}=\frac{mU_0}{\pi r_ф}A,$$

где $\varphi = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\omega L_{S'}}{r_ф}$.

При малых углах φ ($\varphi \leqslant 15°$) индуктивности рассеяния обмоток трансформатора незначительно влияют на параметры выпрямителя и ими можно пренебречь. Влияние индуктивности рассеяния проявляется в высоковольтных выпрямителях тем сильнее, чем больше их мощность, в выпрямителях с вентилями, имеющими малое сопротивление в прямом направлении (германиевые и кремниевые), при повышенных частотах (400 Гц и выше). Поэтому в выпрямителях небольшой мощности, работающих от сети с частотой тока 50 Гц, обычно индуктивности рассеяния не учитываются. При достаточно большой мощности или при работе от сети с повышенной частотой пренебрежение индуктивностью рассеяния приводит к существенным ошибкам.

Если при отсутствии индуктивностей рассеяния расчетный параметр A является функцией только угла отсечки $A = f(\theta)$, то при наличии индуктивности рассеяния ($L_{S'} \neq 0$) этот параметр становится зависимым не только от угла отсечки, но и от угла φ. Поэтому все 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. 6.19—6.21, а зависимости коэффициента H при частоте тока сети 50 и 400 Гц для различного числа фаз — на рис. 6.22—6.25. На рис. 6.26 приведена обобщенная внешняя характеристика выпрямителя при различных углах φ. Если на выходе выпрямителя включен источник эдс, то выпрямитель работает подобно случаю нагрузки емкостного характера.

6.6. РАБОТА НА НАГРУЗКУ ИНДУКТИВНОГО ХАРАКТЕРА

При работе многофазного (на примере трехфазной схемы) однотактного выпрямителя на нагрузку $R_н$, последовательно с которой включен дроссель (рис. 6.28а) с достаточно большой индук-

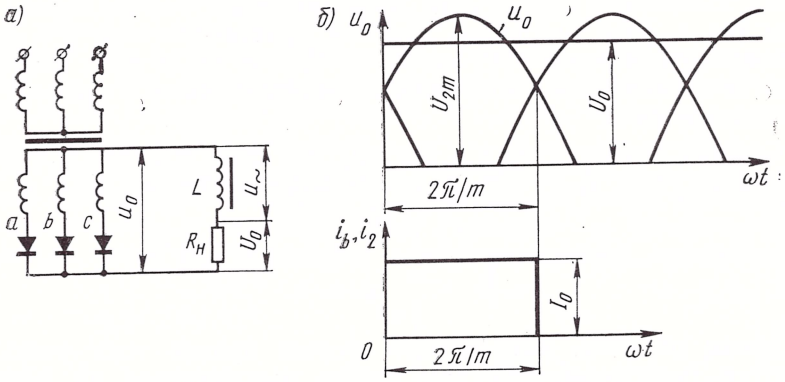


Рис. 6.28. Трехфазное выпрямление при работе на индуктивную нагрузку:
а) схема; *б*) изменение выпрямленного напряжения

тивностью ($m\omega L \gg R_н$), реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться этой индуктивностью. Если принять индуктивность дросселя бесконечно большой ($L \to \infty$), то любое приращение тока в дросселе будет индуктировать в его обмотке бесконечно большую эдс самоиндукции $\left(e_S = -L\frac{di_0}{dt}\right)$, препятствующую изменениям тока. Следовательно, ток как в дросселе, так и в нагрузке i_0 не может претерпевать изменений во времени.

При идеальных вентилях ($r_{пр}=0$ и $r_{обр}=\infty$) и трансформаторе ($r_{тр}=0$ и $x_{тр}=0$) выпрямленное напряжение u_0, как и при работе на активную нагрузку, имеет форму огибающей зависимостей эдс в фазах вторичных обмоток трансформатора (рис. 6.28*б*) и может быть представлено гармоническим рядом

$$u_0 = U_0 + u_\sim = U_0 + U_{01m}\cos m\omega t + U_{02m}\cos 2m\omega t + \ldots$$
$$\ldots + U_{0km}\cos km\omega t + \ldots$$

Так как ток в нагрузке i_0 не претерпевает изменений во времени (при $R_п=\text{const}$), то и напряжение на нагрузке постоянно и равно

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

Очевидно, что при бесконечно большой индуктивности дросселя переменная составляющая кривой выпрямленного напряжения будет приложена к зажимам дросселя. Так же как и при активной нагрузке коэффициент пульсации $K_{пк}=U_{0km}/U_0=2/[(km)^2-1]$.

Частота основной гармоники выпрямленного напряжения (частота пульсации) равна mf_c.

Каждая фаза вторичной обмотки трансформатора работает в течение периода один раз и длительность работы фазы составляет $1/m$ часть периода. В любой момент работает только одна фаза, имеющая наибольшее положительное напряжение. При этом ток в фазе вторичной обмотки трансформатора и в вентиле неизменен и равен току нагрузки I_0, т. е. ток в фазе вторичной обмотки может быть изображен прямоугольником с высотой I_0 и основанием $2\pi/m$.

Среднее значение тока в вентиле и в фазе вторичной обмотки трансформатора $I_{ср}=I_0/m$ и действующее значение тока

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/m} I_0^2 d\omega t} = I_0/\sqrt{m}.$$

Таким образом, коэффициент формы кривой тока вторичной обмотки трансформатора при работе выпрямителя на нагрузку индуктивного характера $\kappa_f=I_2/I_{ср}=\sqrt{m}$. Это выражение показывает, что с увеличением числа фаз выпрямления действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора возрастает при неизменном среднем значении, так как при этом сокращается время работы каждой фазы и содержание высших гармонических в кривой тока увеличивается. Вследствие этого ухудшается использование трансформатора и его габаритная (расчетная) мощность увеличивается с увеличением числа фаз выпрямления.

Габаритная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = m_2 \frac{\pi}{\sqrt{2}\,m} \frac{U_0}{\sin\frac{\pi}{m}} \frac{I_0}{\sqrt{m}} = \frac{2{,}22}{\sqrt{m}\sin\frac{\pi}{m}} P_0,$$

так как в однотактных схемах $m_2=m$.

Ток в фазе первичной обмотки трансформатора зависит от схемы соединения обмоток и от числа фаз вторичной и первичной обмоток. При одинаковых числах фаз первичной и вторичной обмоток $(m_1=m_2)$ действующее значение тока фазы первичной обмотки

$$I_1 = \frac{1}{n}\sqrt{I_2^2 - I_{ср}^2} = \frac{1}{n}\sqrt{\frac{I_0^2}{m} - \frac{I_0^2}{m^2}} = \frac{1}{n}\frac{I_0}{m}\sqrt{m-1}.$$

Если число фаз вторичных обмоток больше числа фаз первичных обмоток $(m_2>m_1)$ в 2, 3 и т. д. раза, то в каждой фазе первичной обмотки будет m_2/m_1 импульсов тока за период и действующее значение

$$I_1 = (1/n)\sqrt{m_2/m_1}\, I_2 = (1/n)\,(I_0/\sqrt{m_1}).$$

В случае ($m_2 = m_1$) габаритная мощность первичной обмотки трансформатора

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

а в случае $m_2 > m_1$

$$S_1 = 2{,}22\,[\sqrt{m_1}/(m_2 \sin \pi/m_2)]\, P_0.$$

Габаритная мощность первичных обмоток меньше, чем вторичных, так как при $m_2 = m_1$ кривая тока первичной обмотки не содержит постоянной составляющей, а при $m_2 > m_1$ лучше используются первичные обмотки.

Габаритная мощность трансформатора $S_{тр} = 0{,}5\ (S_1 + S_2)$. Реальный выпрямитель обладает внутренним активным сопротивлением $r_ф = r_{пр} + r_{тр}$ и индуктивностью рассеяния L_S' обмоток трансформатора (рис. 6.29), которые влияют на работу выпрямителя,

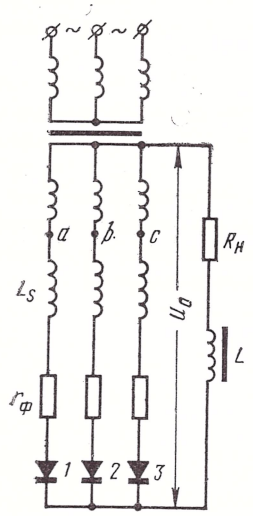


Рис. 6.29. Схема трехфазного выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку

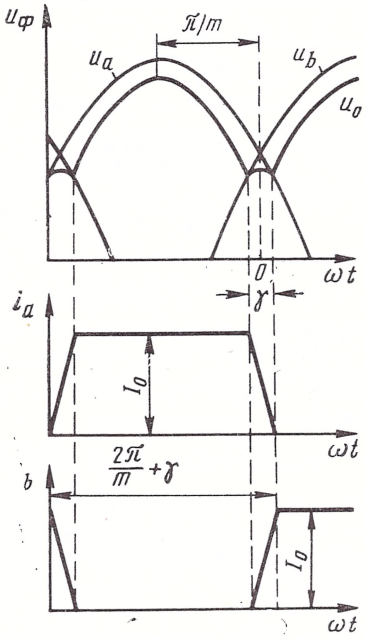


Рис. 6.30. Временные диаграммы выпрямленных напряжения и токов в фазах вторичных обмоток многофазного выпрямителя при учете внутреннего активного сопротивления

изменяя как величину, так и форму кривой выпрямленного напряжения и тока вентиля. Сопротивление выпрямителя $r_ф$, работающего на нагрузку индуктивного характера, так же как и при любом характере нагрузки, снижает выпрямленное напряжение за

счет падения напряжения в этом сопротивлении. Кроме того в многофазных схемах выпрямления (при $m>2$) за счет внутреннего сопротивления $r_ф$ возникает перекрытие фаз, т. е. их одновременная работа (рис. 6.30). Положительные значения ЭДС в фазах вторичных обмоток оказываются больше выпрямленного напряжения u_0, перекрывая друг друга в интервале $-(\pi/2-\pi/m) \leqslant \omega t \leqslant +(\pi/2+\pi/m)$ и в течение некоторой части периода, соответствующей углу перекрытия фаз γ, две фазы a и b вторичных обмоток трансформатора работают одновременно. В фазе a, заканчивающей работу, ток i_a уменьшается за время перекрытия фаз от значения I_0 до 0, а в фазе b, вступающей в работу — увеличивается от 0 до I_0, причем сумма токов двух фаз равна току нагрузки ($i_a=i_b=I_0$), который при бесконечно большой индуктивности на выходе выпрямителя неизменен.

При выбранном начале отсчета времени, рис. 6.30 ЭДС в фазах a и $в$ определяется следующими выражениями:

$$u_a = U_{2m}\cos(\omega t + \pi/m) \text{ и } u_b = U_{2m}\cos(\omega t - \pi/m).$$

Так как вентили в фазах a и $в$ открыты, то напряжение на выходе выпрямителя в течение части периода, соответствующей углу перекрытия γ, равно:

$$u_0 = u_a - i_в r_ф = U_{2m}\cos(\omega t + \pi/m) - i_в r_ф \text{ и}$$
$$u_0 = u_b - i_в r_ф = U_{2m}\cos(\omega t - \pi/m) - i_в r_ф,$$

откуда

$$u_0 = 0{,}5(u_a + u_b) - 0{,}5 I_0 r_ф = U_{2m}\cos\pi/m\cos\omega t - 0{,}5 I_0 r_ф.$$

Угол перекрытия фаз может быть определен из условия $\omega t = \pm\gamma/2$, когда ЭДС фазы a, заканчивающей работу (или фазы b, вступающей в работу), равна напряжению на фазе b (или на фазе a), т. е.

$$U_{2m}\cos(\gamma/2 + \pi/m) = U_{-m}\cos(\gamma/2 - \pi/m) - I_0 r_ф,$$

откуда

$$\sin\gamma/2 = \frac{I_0 r_ф}{2U_{2m}\sin\dfrac{\pi}{m}} = \frac{I_0 m r_ф}{2\pi U_0} = \frac{m r_ф}{2\pi R_н}.$$

Выпрямленное напряжение при наличии перекрытия фаз

$$U_0 = U_{0xx} - I_0 r_ф (1 - m\gamma/8\pi), \qquad (6.13$$

где U_{0xx} — выпрямленное напряжение при холостом ходе.

При небольших углах перекрытия ($\gamma<30°$ или $\gamma<\pi/6$) вычитаемое в скобке выражения (6.13) очень мало ($m\gamma/8\pi$) и напряжение на выходе выпрямителя $U_0=U_{0xx}-I_0 r_ф$.

При работе реального многофазного выпрямителя на чисто активную нагрузку за счет внутреннего сопротивления выпрямителя также возникает перекрытие фаз, искажающее форму кривой выпрямленного напряжения.

Индуктивности рассеяния L_S обмоток трансформатора в многофазных выпрямителях также вызывают перекрытие фаз при нагрузке как индуктивной, так и активной.

Индуктивности рассеяния обмоток трансформатора L_S препятствуют изменениям тока в фазах вторичной обмотки, так как при любом изменении тока в них возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая этим изменениям.

Поэтому в момент переключения нагрузки с одной фазы на другую ток не может мгновенно изменяться от I_0 до 0 в фазе *а*, заканчивающей работу, и от 0 до I_0 в фазе *в*, вступающей в работу (рис. 6.31). Таким образом, в течение некоторой части периода, соответствующей углу перекрытия, две фазы работают одновременно, причем в фазе *а* ток постепенно уменьшается до 0, а в фазе *в* — увеличивается до I_0. При большем числе фаз выпрямления и больших нагрузках возможна одновременная работа более чем двух фаз. Вполне понятно, что в однофазной мостовой схеме выпрямления, где вторичная обмотка однофазная, перекрытия фаз нет.

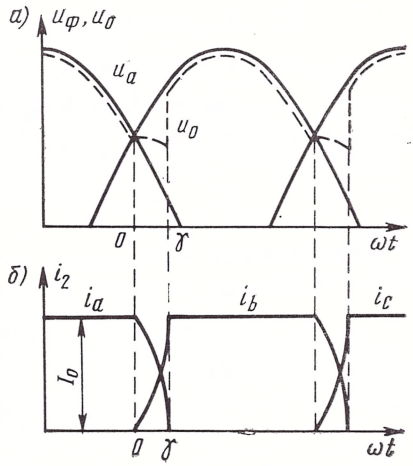


Рис. 6.31. Кривые в фазах вторичных обмоток трансформатора с учетом влияния их индуктивных сопротивлений:
а) выпрямленного напряжения; *б*) тока

За время перекрытия в каждой фазе действует ЭДС вторичной обмотки трансформатора и ЭДС рассеяния e_S, которая в фазе *а*, прекращающей работу, направлена согласно с током, а в фазе *в*, вступающей в работу, встречно току. Напряжение на выходе выпрямителя при перекрытии фаз равно алгебраической сумме ЭДС фазы вторичной обмотки и ЭДС рассеяния, т. е.

$$u_0 = u_a + e_{Sa} = u_a - L_S \frac{di_a}{dt} = u_b - L_S \frac{di_b}{dt} . \qquad (6.14)$$

При бесконечно большой индуктивности дросселя на выходе выпрямителя $L \to \infty$ ток в нагрузке неизменен во времени ($I_0 = \text{const}$) и при одновременной работе фаз сумма токов их постоянна ($i_a + i_b = I_0 = \text{const}$), т. е. уменьшение тока i_a за некоторое время вызывает равное увеличение тока i_b. Следовательно, $\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0$ или $\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_b}{dt}$ и ур-ние (6.14) примет следующий вид:

$$u_0 = u_a + L_S \frac{di_b}{dt} = u_b - L_S \frac{di_b}{dt}, \qquad (6.15)$$

откуда $u_0 = 0{,}5(u_a + u_b)$.

Таким образом, до начала коммутации был открыт вентиль 1 и выпрямленное напряжение u_0 определялось ЭДС фазы a (рис. 6.31). По окончании процесса коммутации ($\omega t = \gamma$) открыт только вентиль 2 и напряжение на выходе равно ЭДС фазы b. За время перекрытия фаз напряжение u_0 равно полусумме мгновенных значений ЭДС коммутируемых фаз. При выбранном начале отсчета времени

$$u_a = U_{2m} \cos(\omega t + \pi/m) \text{ и } u_b = U_{2m} \cos(\omega t - \pi/m)$$

и выпрямленное напряжение при перекрытии фаз

$$u_0 = 0{,}5(u_a + u_b) = U_{2m} \cos \pi/m \cos \omega t.$$

Из выражения (6.15) получим

$$2L_S \frac{di_b}{dt} = u_b - u_a = U_{2mЛ}, \qquad (6.16)$$

так как разность мгновенных значений ЭДС двух фаз равно линейной ЭДС, где $U_{2mЛ}$ — амплитуда линейной ЭДС, равная

$$U_{2mЛ} = 2U_{2m} \sin \pi/m = 2U_0 \pi/m.$$

Решение ур-ния (6.16)

$$i_b = -(U_{2mЛ}/2x_{тр}) \cos \omega t + C.$$

Постоянная интегрирования C определится из условия: при $\omega t = 0$ $i_b = 0$. Следовательно, $i_b = (U_{2mЛ}/2x_{тр})(1 - \cos \omega t)$, где $x_{тр} = \omega L_S$.

Это уравнение справедливо для $i_b \leqslant I_0$, так как при $i_b = I_0$ вся нагрузка переходит на фазу $в$, а в фазе $а$ ток становится равным нулю, так как вентиль 1 отключает эту фазу. Кривые токов в фазах $а$ и $в$ показаны на рис. 6.31$б$.

При $\omega t = \gamma$ $i_b = I_0$, следовательно,

$$I_0 = \frac{U_{2mЛ}}{2x_{тр}}(1 - \cos \gamma) = (U_0 \pi/mx_S)(1 - \cos \gamma),$$

откуда

$$1 - \cos \gamma = I_0(2x_{тр}/U_{mЛ}) = I_0(mx_{тр}/\pi U_0). \qquad (6.17)$$

Таким образом, угол перекрытия γ будет тем больше, чем больше ток нагрузки, индуктивные сопротивления обмоток трансформатора и число фаз выпрямителя. Перекрытие фаз уменьшает выпрямленное напряжение, увеличивает его пульсацию и время работы каждой фазы, которое становится равным $2\pi/m + \gamma$ вместо $2\pi/m$ в выпрямителе без потерь. Увеличение длительности работы фазы несколько уменьшает действующее значение тока в вентиле и в обмотках трансформатора, снижая их нагрев.

Выпрямленное напряжение за счет перекрытия фаз уменьшается на величину

$$\Delta U_L = \frac{m}{2\pi}\int_0^{\gamma}(u_b - u_0)\,d\omega t = \frac{m}{2\pi}\int_0^{\gamma}\frac{U_{m\text{л}}}{2}\sin\omega t\,d\omega t =$$

$$= \frac{m}{2\pi}\,\frac{U_{m\text{л}}}{2}(1-\cos\gamma). \qquad (6.18)$$

Из (6.17) и (6.18) получим $\Delta U_L = I_0(mx_{\text{тр}}/2\pi)$ и напряжение при нагрузке

$$U_0 = U_{\text{охх}} - I_0(mx_{\text{тр}}/2\pi), \qquad (6.19)$$

где $U_{\text{охх}}$ — выпрямленное напряжение при холостом ходе.

Из (6.17) и (6.19) получим $U_0/U_{\text{охх}} = 0{,}5(1+\cos\gamma)$.

Зависимость $U_0/U_{\text{охх}} = f(\gamma)$, представляющая в определенном масштабе внешнюю характеристику, изображена на рис. 6.32а.

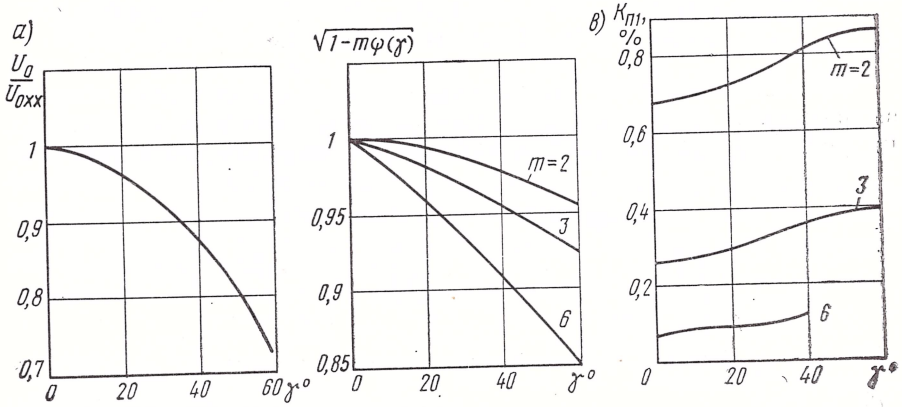


Рис. 6.32. Выпрямитель, работающий на индуктивную нагрузку:
а) внешняя характеристика; *б*) зависимость $\sqrt{1-m\Psi(\gamma)}$ от угла перекрытия γ; *в*) зависимость коэффициента пульсации $K_{\text{п1}}$ от угла перекрытия γ

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора и вентиля с учетом перекрытия фаз

$$I_2 = (I_0/\sqrt{m})\sqrt{1 - m\psi(\gamma)},$$

где

$$\psi(\gamma) = \frac{(2+\cos\gamma)\sin\gamma - (1+2\cos\gamma)\gamma}{2\pi(1-\cos\gamma)^2}.$$

Зависимости величины $\sqrt{1-m\psi(\gamma)} = f(\gamma)$ для $m=2$, 3, 6, приведены на рис. 6.32*б*.

Пульсация напряжения за счет перекрытия фаз возрастает. Разложив кривую выпрямленного напряжения в гармонический

ряд и ограничиваясь первой гармоникой, найдем коэффициенты ряда:

$$U'_{01m} = \frac{U_{oxx}}{m^2 - 1}(\cos m\gamma \cos\gamma + m \sin m\gamma \sin\gamma + 1),$$

$$U''_{01m} = \frac{U_{oxx}}{m^2 - 1}(m \cos m\gamma \sin\gamma - \sin m\gamma \cos\gamma)$$

и амплитуда первой гармоники переменной составляющей

$$U_{01m} = \sqrt{(U'_{01m})^2 + (U''_{01m})^2}.$$

Зависимость коэффициента пульсации для $m=2$, 3, 6 показана на рис. 6.32*в*.

Выпрямленное напряжение при нагрузке с учетом внутренних активных и реактивных сопротивлений

$$U_0 = U_{oxx} - I_0 (r_ф + m x_{тр}/2\pi).$$

6.7. СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ, ПИТАЮЩИЕСЯ ОТ ОДНОФАЗНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Однополупериодная схема выпрямления. Простейшей схемой выпрямления является однополупериодная, которая изображена на рис. 6.33 при различных характерах нагрузки: активной, ак-

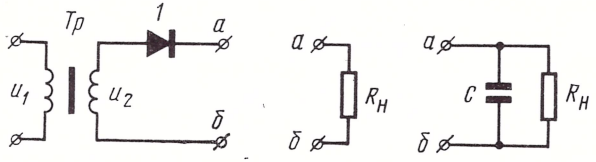


Рис. 6.33. Однополупериодная схема выпрямления

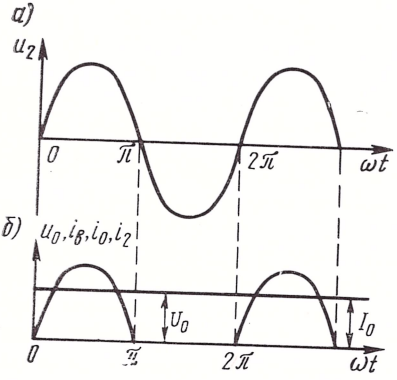


Рис. 6.34. Однополупериодная схема, работающая на активную нагрузку:
а) напряжение вторичной обмотки; *б)* выпрямленные напряжение и токи $i_в$, i_0, i_2

тивно-емкостной. В зависимости от характера нагрузки соотношение между всеми параметрами схемы выпрямления, так же как и в любой иной схеме, различны.

При чисто активной нагрузке вентиль будет открыт в течение половины периода, когда потенциал на его аноде положителен. Поэтому выпрямленное напряжение в течение этой половины периода будет равно ЭДС вторичной обмотки трансформатора (рис. 6.34*б*).

В течение другой половины периода вентиль закрыт и напряжение на выходе выпрямителя равно нулю.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} u_2\, d\omega t = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_{2m}\sin\omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2, \quad (6.20)$$

где U_2 — действующее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

Из (6.20) по заданной величине U_0 можно определить U_2

$$U_2 = (\pi/\sqrt{2})\,U_0 = 2{,}22U_0.$$

Кривая выпрямленного напряжения u_0 содержит помимо постоянной составляющей U_0 переменные составляющие. Представив кривую u_0 гармоническим рядом, можно определить амплитуду любой гармоники. Амплитуда основной гармоники, имеющей наибольшую величину и наименьшую частоту $f_{п1}=f_c$, равна $U_{01m}=0{,}5\pi\ U_0=1{,}57\,U_0$. Коэффициент пульсации по основной гармонике в этом случае $K_{п1}=U_{01m}/U_0=1{,}57$.

Во второй полупериод вентиль закрыт и к нему прикладывается обратное напряжение, равное амплитуде напряжения вторичной обмотки, т. е. $U_{обр\,m}=U_{2m}=\pi U_0=3{,}14\,U_0$.

Так как в однополупериодной схеме выпрямления вторичная обмотка трансформатора, вентиль и нагрузка соединены последовательно, то в любой момент времени ток нагрузки одновременно является током вторичной обмотки и током вентиля, т. е. $i_0=i_2=i_в$.

Кривая тока $i_0=i_2=i_в=u_0/R_н$ совпадает с кривой u_0 в измененном масштабе (см. рис. 6.34*б*).

Среднее значение тока и амплитуда тока вентиля равны:

$$I_{ср}=I_0=U_0/R_н;\quad I_{вm}=U_{2m}/R_н=\pi U_0/R_н=3{,}14I_0.$$

Действующее значение тока вентиля и вторичной обмотки трансформатора

$$I_в = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(I_{вm}\sin\omega t)^2\, d\omega t} = 0{,}5\,\pi\, I_0 = 1{,}57\,I_0.$$

По величине тока вторичной обмотки I_2 и напряжению U_2 можно определить мощность вторичной обмотки

$$S_2 = m_2\, I_2\, U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}}U_0\,\frac{\pi}{2}\,I_0 = 3{,}49\,P_0.$$

Напряжение первичной обмотки отличается от напряжения вторичной обмотки в коэффициент трансформации раз, т. е. $U_1=(w_1/w_2)\,U_2=nU_2$.

В кривой тока первичной обмотки трансформатора постоянной составляющей нет и, следовательно, действующее значение тока I_1 не равно приведенному значению тока вторичной обмотки, так как кривая тока i_2 помимо переменной составляющей содержит и постоянную. Поэтому пренебрегая током холостого хода, действующее

значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = (1/n)\sqrt{I_2^2 - I_0^2} = (I_0 w_2/w_1)\sqrt{1{,}57^2 - 1} = (1{,}21\, w_2/w_1)\, I_0$$

Габаритная мощность первичной обмотки

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = \frac{w_1}{w_2}\,\frac{\pi}{\sqrt{2}}\, U_0\, \frac{1{,}21\, w_2}{w_1}\, I_0 = 2{,}69\, P_0.$$

Габаритная мощность вторичной обмотки больше, чем первичной ($S_2 > S_1$), так как в кривой тока вторичной обмотки содержится постоянная составляющая, которой в кривой тока первичной обмотки нет.

В трансформаторе, работающем на обычную нагрузку, габаритные мощности первичной и вторичной обмоток одинаковы и равны габаритной мощности трансформатора, т. е. $S_1 = S_2 = S_{тр}$. В нашем случае габаритные мощности обмоток различны и габаритная мощность трансформатора равна полусумме мощностей обмоток, т. е. $S_{тр} = 0{,}5\,(S_1 + S_2) = 3{,}09\, P_0$. Эта мощность трансформатора определяет сечение сердечника и его общие размеры.

Существенным недостатком данной схемы выпрямления при работе ее на активную нагрузку является большая величина пульсации выпрямленного напряжения, поэтому необходима установка сглаживающего фильтра.

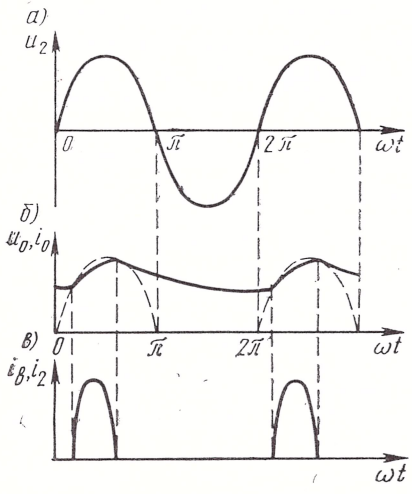


Рис. 6.35. Однополупериодная схема, работающая на активно-емкостную нагрузку:
а) напряжение вторичной обмотки;
б) выпрямленные напряжение и ток;
в) токи в вентиле и вторичной обмотке

Если фильтр начинается с индуктивности, нагрузочная характеристика выпрямителя будет резко падающей, выпрямленный ток будет прерывистым, импульсы обратного напряжения с крутым фронтом. Поэтому схема с индуктивным фильтром практического интереса не представляет.

На практике однополупериодная схема выпрямления применяется в основном с емкостным фильтром (рис. 6.35). Емкость устанавливается на выходе выпрямителя параллельно сопротивлению нагрузки.

При работе схемы на активно-емкостную нагрузку вентиль открыт в интервале времени, когда напряжение вторичной обмотки превышает напряжение на емкости. Как только напряжение вторичной обмотки станет меньше напряжения на емкости, емкость разряжается на сопротивление нагрузки. Кривая выпрямленного напряжения в этом случае состоит из двух участков — отрезок си-

нусоиды ЭДС вторичной обмотки при открытом вентиле и отрезок экспоненты, когда вентиль закрыт и конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки.

Ток в вентиле, равный току вторичной обмотки трансформатора ($i_в = i_2$), имеет форму синусоидального импульса длительностью 2θ, много меньшей половины периода.

Все параметры схемы выпрямления в этом случае являются функцией угла отсечки θ и определяются, как было показано в § 6.5, графо-аналитическим методом. В табл. 6.1 приведены данные основных параметров этой схемы при работе ее на активную и емкостную нагрузки.

К недостаткам данной схемы выпрямления следует отнести: большую величину пульсации; низкую частоту пульсации; высокое обратное напряжение на вентиле; плохое использование трансформатора; вынужденное намагничивание трансформатора. Преимуществом схемы является ее простота, минимальное число элементов и возможность работы без трансформатора. Рассмотренная схема выпрямления применяется в основном с емкостным фильтром на выходные мощности (10÷15) Вт с кенотронными вентилями и (2÷3) Вт с полупроводниковыми.

Двухполупериодная схема выпрямления. Схема (рис. 6.36) состоит из трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод средней точки и двух вентилей, катоды которых (или аноды) соединены в общей точке. Принцип действия схемы рассмотрим на примере ее работы на активную нагрузку.

От сети переменного тока к первичной обмотке трансформатора подводится синусоидальное напряжение. Во вторичных обмотках индуктируются синусоидальные ЭДС. Предположим в первый полупериод (рис. 6.37*а*) нап-

Таблица 6.1

Вид нагрузки	Параметры схемы выпрямления												
	U_0	$K_{пл}$	$f_{пл}$	$U_{обрт}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вт}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
R	$0{,}45U_2$	1,57	$f_с$	$3{,}14U_0$	I_0	$1{,}57I_0$	$3{,}14I_0$	$2{,}22U_0$	$1{,}57I_0$	$3{,}49P_0$	$1{,}21\frac{W_2}{W_1}$	$2{,}69P_0$	$3{,}09P_0$
RC	$\frac{U_2}{B}$	$\frac{H}{r\Phi C}$	$f_с$	$2{,}82\times$ $\times BU_0$	I_0	DI_0	FI_0	BU_0	DI_0	BDP_0	DI_0	$B\sqrt{D^2-1}\times$ $\times P_0$	$0{,}5B\left[D+\frac{\sqrt{D^2}}{-1}\right]P_0$

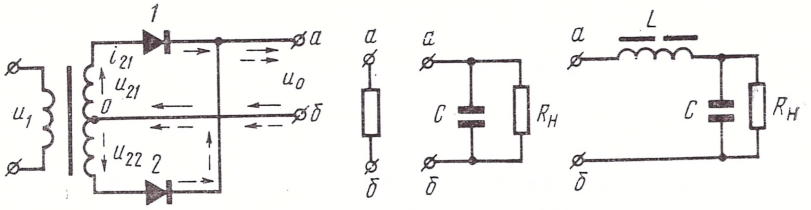


Рис. 6.36. Двухполупериодная схема выпрямления

ряжение верхней фазы u_{21} положительно относительно нулевой точки трансформатора, а напряжение нижней фазы отрицательно. В этом случае потенциал анода первого вентиля будет положительным по отношению к его катоду, и через этот вентиль будет протекать ток от точки 0 по верхней половине вторичной обмотки трансформатора через первый вентиль, сопротивление нагрузки $R_н$, к точке 0.

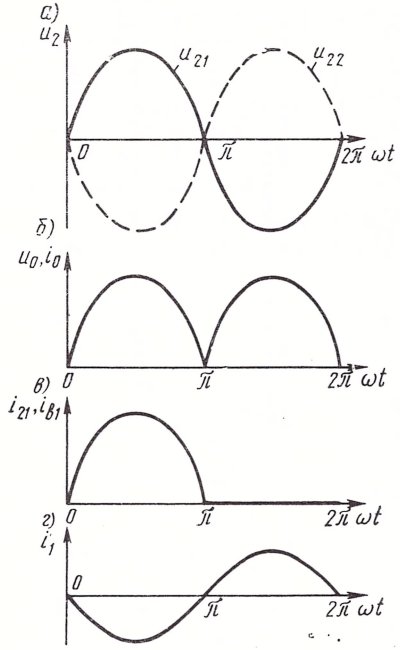


Рис. 6.37. Работа двухполупериодной схемы на активную нагрузку: *а)* $u_2(\omega t)$; *б)* $u_0(\omega t)$; $i_0(\omega t)$; *в)* $i_{21}(\omega t)$; $i_{в1}(\omega t)$; *г)* $i_1(\omega t)$

Во второй полупериод напряжение нижней фазы u_{22} будет положительным относительно нулевой точки и будет открыт второй вентиль. Во второй полупериод ток протекает от точки 0 по нижней фазе, через второй вентиль, сопротивление нагрузки $R_н$ к точке 0 трансформатора.

Таким образом ток в сопротивлении нагрузки протекает в неизменном направлении и напряжение на выходе выпрямителя постоянно по знаку (рис. 6.37*б*).

Среднее значение выпрямленного напряжения при работе на активную нагрузку

$$U_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{2m}\sin\omega t\, d\omega t = \frac{2}{\pi}U_{2m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0{,}9U_2, \quad U_2 = 1{,}11U_0.$$

Частота первой гармоники выпрямленного напряжения равна удвоенной частоте сети ($f_п = 2f_с$).

Коэффициент пульсации по первой гармонике выпрямленного напряжения $K_{п1} = 2/(m^2-1) = 2/(2^2-1) = 0{,}67$.

Так как каждый вентиль и фаза вторичной обмотки трансформатора работают одну половину периода, то среднее значение то-

ка вентиля равно половине тока нагрузки, т. е. $I_{ср}=0{,}5\,I_0$. Амплитуда тока через вентиль

$$I_{вт}=U_{2m}/R_н=(\pi/2)\,(U_0/R_н)=0{,}5\pi\,I_0=1{,}57I_0.$$

Действующее значение тока вентиля и фазы вторичной обмотки,

$$I_2=I_в=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(I_{2m}\sin\omega t)^2\,d\,\omega t}=\frac{\pi}{4}\,I_0=0{,}785\,I_0.$$

Обратное напряжение вентиля равно сумме ЭДС двух фаз вторичной обмотки и амплитуда обратного напряжения равна удвоенному значению амплитуды ЭДС фазы вторичной обмотки, г. е.

$$U_{обр\,m}=2U_{2m}=2\cdot0{,}5\pi U_0=3{,}14U_0.$$

Габаритная мощность вторичной обмотки $S_2=m_2U_2I_2=$ $=2\cdot0{,}9\,U_0 0{,}785\,I_0=1{,}74\,P_0$.

Напряжение первичной обмотки $U_1=w_1U_2/w_2$ и ток $I_1=$ $=(w_2/w_1)\,I_2\sqrt{2}$.

Габаритная мощность первичной обмотки

$$S_1=m_1U_1I_1=(w_1/w_2)\,U_2\,(w_2/w_1)I_2\times$$
$$\times\sqrt{2}=0{,}9\,U_0\,0{,}785\,I_0\sqrt{2}=1{,}23P_0$$

и габаритная мощность трансформатора

$$S_{тр}=0{,}5\,(S_1+S_2)=0{,}5\,(1{,}23+$$
$$+1{,}74)\,P_0=1{,}48P_0.$$

Так как при работе двухполупериодной схемы на активную нагрузку пульсация выпрямленного напряжения велика и составляет 67% от среднего значения U_0, то в большинстве случаев на выходе данной схемы устанавливается фильтр.

При работе схемы на емкостной фильтр выпрямленное напряжение, токи вентиля и в обмотках трансформатора изменяются во времени так, как это показано на рис. 6.38. Время работы фазы и вентиля в этом случае меньше половины периода и зависит от величин емкости конденсатора, сопротивления нагрузки и сопротивления фазы.

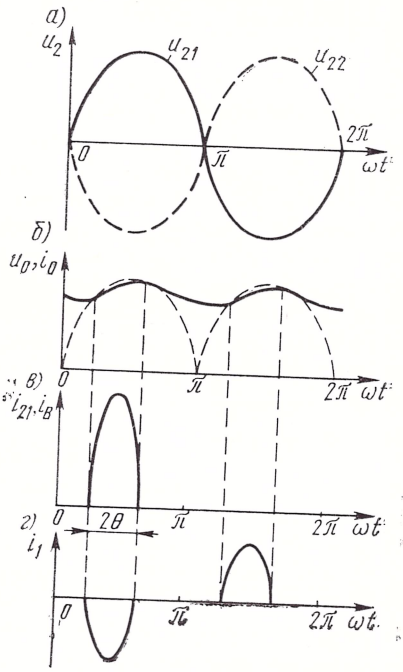


Рис. 6.38. Работа двухполупериодной схемы на емкостную нагрузку:
а) $u_2(\omega t)$; *б)* $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$; *в)* $i_{21}(\omega t)$, $i_в(\omega t)$; г) $i_1(\omega t)$

Таблица 6.2

Вид нагрузки	Параметры двухполупериодной схемы выпрямления											
	U_0	$K_{п1}$	$f_{п1}$	$U_{обрm}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вm}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
R	$0,9U_2$	0,67	$2f_с$	$3,14U_0$	$0,5I_0$	$0,785I_0$	$3,14I_0$	$1,11U_0$	$0,785I_0$	$1,74P_0$	$1,11\frac{W_2}{W_1}I_0$	$1,23P_0$	$1,48P_0$
RC	U_2/B	$\frac{H}{r_ф C}$	$2f_с$	$2,82\times$ $\times BU_0$	$0,5I_0$	$0,5DI_0$	$0,5FI_0$	BU_0	$0,5DI_0$	BDP_0	$0,707D\times$ $\times I_0\frac{W_2}{W_1}$	$0,707B\times$ $\times DP_0$	$0,85B\times$ $\times DP_0$
L	$0,9U_2$	0,67	$2f_с$	$3,14U_0$	$0,5I_0$	$0,707I_0$	I_0	$1,11U_0$	$0,707I_0$	$1,57P_0$	$I_0\frac{W_2}{W_1}$	$1,11P_0$	$1,34P_0$

Рис. 6.39. Работа двухполупериодной схемы на индуктивную нагрузку:
а) $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$; *б)* $i_{21}(\omega t)$, $i_в(\omega t)$; *в)* $i_1(\omega t)$

Соотношения между всеми параметрами схемы выпрямления устанавливаются, как функции угла отсечки θ и расчетного коэффициента A.

При работе двухполупериодной схемы на нагрузку индуктивного характера ток в нагрузке будет близок к постоянному (I_0=const), если индуктивность дросселя на выходе выпрямителя достаточно велика ($L\to\infty$). Таким образом, переменная составляющая выпрямленного напряжения задерживается дросселем, а постоянная составляющая — приложена к нагрузке. Эффект сглаживания пульсации напряжения и тока дросселем будет сказываться тем сильнее, чем больше индуктивное сопротивление дросселя для основной гармоники $m\omega L$ по сравнению с сопротивлением нагрузки. Кривые выпрямленного напряжения u_0 и токов вентиля $i_в$ и трансформатора изображены на рис. 6.39.

Основные параметры схемы при ее работе на емкостную нагрузку и нагрузку индуктивного характера приведены в таблице 6.2.

Сравнивая параметры схемы при различных видах нагрузки, видно, что величина габаритной мощности трансформатора, а также допустимые токовые нагрузки вентилей различны.

Лучшее использование трансформатора при нагрузке активно-индуктивной ($S_{тр}=1{,}34\,P_0$), несколько хуже при чисто активной ($S_{тр}=1{,}48\,P_0$) и значительно хуже при емкостной ($S_{тр}=1{,}7\,P_0$ при $B=1$, $D=2$). Нагрев вентилей также будет наименьшим при нагрузке индуктивной, несколько большим при чисто активной и наибольшим — при емкостной. Это объясняется различием формы кривой тока вентиля и обмоток трансформатора при различных

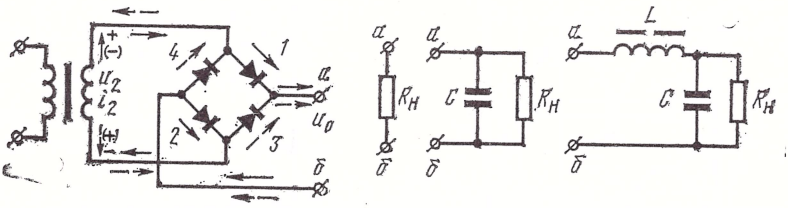


Рис. 6.40. Однофазная мостовая схема выпрямителя

характерах нагрузки, вследствие чего неодинаковы коэффициенты формы кривых и действующие значения токов, которые и определяют нагрев вентилей и обмоток трансформатора.

Режим работы вентиля по обратному напряжению несколько благоприятнее при емкостной нагрузке ($B=1$), при которой необходимо наименьшее число витков вторичной обмотки трансформатора.

Двухполупериодная схема выпрямления применяется в основном при нагрузках емкостной или индуктивной. При активной нагрузке схема применяется редко. С кенотронными вентилями схема рассчитана на выходные мощности до 200 Вт, с полупроводниковыми до 50 Вт.

Достоинства схемы следующие: повышенная частота пульсации; минимальное число вентилей; возможность использования вентилей с общим катодом или анодом (для полупроводниковых — возможность применения общего радиатора без изоляции вентилей).

Недостатки схемы: усложненная конструкция трансформатора, плохое использование трансформатора, высокое обратное напряжение на вентилях.

Однофазная мостовая схема выпрямления. В схеме (рис. 6.40) четыре вентиля соединены так, что в течение одной половины периода напряжение вторичной обмотки подается на нагрузку через одну пару вентилей, а в течение другой половины периода — через другую пару.

На рис. 6.41 изображены графики напряжений и токов для мостовой схемы при работе ее на активную нагрузку.

В первый полупериод потенциал верхней точки вторичной обмотки трансформатора положителен относительно нижней точки и ток протекает от плюса вторичной обмотки через вентиль *1*, сопротивление нагрузки $R_н$, вентиль *2* к минусу вторичной обмотки.

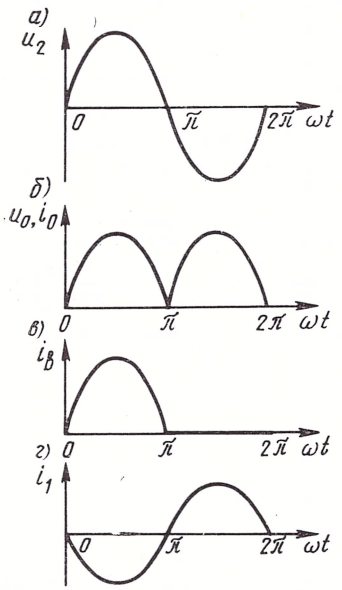


Рис. 6.41. Работа однофазной мостовой схемы на активную нагрузку:
а) $u_2(\omega t)$; *б*) $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$; *в*) $i_в(\omega t)$; *г*) $i_1(\omega t)$

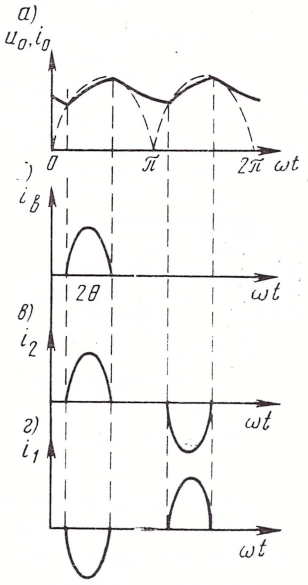


Рис. 6.42. Работа однофазной мостовой схемы на емкостную нагрузку:
а) $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$; *г*) $i_в(\omega t)$; *в*) $i_2(\omega t)$; *г*) $i_1(\omega t)$

Во второй полупериод ток протекает от нижней точки трансформатора через вентиль *3*, сопротивление нагрузки $R_н$, вентиль *4* к верхней точке вторичной обмотки трансформатора. Таким образом, в этой схеме вторичная обмотка трансформатора работает обе половины периода и через нее протекает ток в обоих направлениях. Через сопротивление нагрузки ток также протекает в течение обеих половин периода, но в неизменном направлении.

Как видно из рис. 6.42 и 6.43, кривые выпрямленного напряжения u_0 и тока вентиля $i_в$ для различных нагрузок аналогичны кривым рис. 6.38, 6.39.

Основные расчетные соотношения для однофазной мостовой схемы выпрямления при различных видах нагрузки приведены в табл. 6.3.

Однофазная мостовая схема выпрямления из всех двухполупериодных схем выпрямления обладает наилучшими технико-эконо-

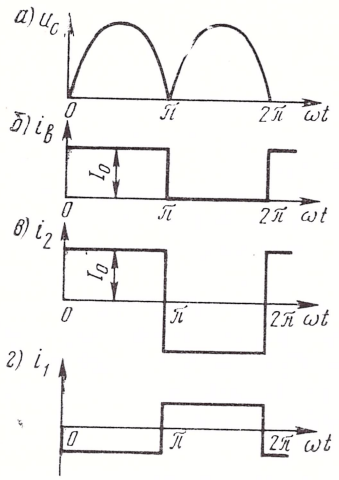


Рис. 6.43. Работа однофазной мостовой схемы на индуктивную нагрузку:
а) $u_0(\omega t)$; *б)* $i_в(\omega t)$; *в)* $i_2(\omega t)$; *г)* $i_1(\omega t)$

мическими показателями. Применяется в основном при емкостной и индуктивной нагрузках, реже используется при работе на активную нагрузку. В этой схеме в основном применяются полупроводниковые вентили. Мостовая схема рассчитана на $P_{вых}$ до 300 Вт.

Достоинства схемы: повышенная частота пульсации, низкая величина обратного напряжения; хорошее использование трансформатора; работа без трансформатора. К недостаткам схемы следует отнести: необходимость в четырех вентилях; повышенное падение напряжения в вентильном комплекте; невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилей на одном радиаторе без изолирующих прокладок.

Таблица 6.3

Вид нагрузки	Параметры однофазной мостовой схемы												
	U_0	$K_{п1}$	$f_{п1}$	$U_{обрm}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вm}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
R	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$1,57U_0$	$0,5I_0$	$0,785I_0$	$3,14I_0$	$1,11U_0$	$1,11I_0$	$1,23P_0$	$1,11I_0 \times \frac{W_2}{W_1}$	$1,23P_0$	$1,23P_0$
RC	$\frac{U_2}{B}$	$\frac{H}{r_ф C}$	$2f_c$	$1,41 \times BU_0$	$0,5I_0$	$0,5DI_0$	$0,5FI_0$	BU_0	$0,707 \times DI_0$	$0,707 \times BDP_0$	$0,707D \times \frac{W_2}{W_1} \times I_0$	$0,707BDP_0$	$0,707 \times BDP_0$
L	$0,9U_2$	0,67	$2f_c$	$1,57U_0$	$0,5I_0$	$0,707I_0$	I_0	$1,11U_0$	I_0	$1,11P_0$	$I_0 \frac{W_2}{W_1}$	$1,11P_0$	$1,11P_0$

Схема удвоения напряжения (схема Латура). В схеме (рис. 6.44*а*) в два плеча моста включены вентили *1* и *2*, а в два другие плеча — конденсаторы C_1 и C_2. К одной из диагоналей моста подключена вторичная обмотка трансформатора, а к другой диагонали — нагрузка. Схему удвоения напряжения можно представить в виде двух однополупериодных схем, соединенных последовательно и работающих от одной вторичной обмотки трансформатора. При положительном потенциале точки *а* вторичной обмотки трансформатора, когда ЭДС в ней направлена вверх, будет открыт вентиль *1* и начнет заряжаться конденсатор C_1. Ток в первый полупериод протекает через вторичную обмотку, вентиль *1* и конденсатор C_1.

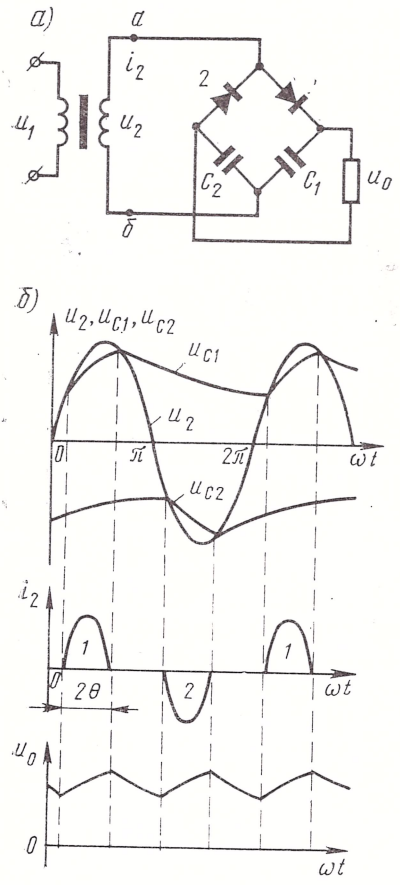


Рис. 6.44. Удвоение напряжения: *а*) схема Латура; *б*) зависимости $u_2(\omega t)$; $u_{C1}(\omega t)$, $u_{C2}(\omega t)$, $i_2(\omega t)$, $u_0(\omega t)$

При противоположном направлении ЭДС вторичной обмотки (во второй полупериод) заряжается конденсатор C_2. Ток заряда конденсатора C_2 протекает через вторичную обмотку, конденсатор C_2, вентиль *2*. Конденсаторы C_1 и C_2 по отношению к сопротивлению нагрузки $R_н$ соединены последовательно и напряжение на нагрузке $u_0 = u_{C1} + u_{C2}$. На рис. 6.44*б* изображены кривые напряжений на конденсаторах u_{C1}, u_{C2}, на сопротивлении нагрузки u_0 и кривая тока во вторичной обмотке трансформатора i_2.

Конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются на сопротивление нагрузки $R_н$. Так как напряжение на конденсаторах u_{C1} и u_{C2} сдвинуты по фазе на половину периода, то суммарное напряжение u_0 изменяется с удвоенной частотой, т. е. в этой схеме частота первой гармоники 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.

Конденсаторы C_1 и C_2 — элементы схемы выпрямления, поэтому работа выпрямителя возможна лишь на емкостную нагрузку и схема рассчитывается графо-аналитическим методом (см. § 6.5).

Основные расчетные соотношения для данной схемы выпрямления приведены в табл. 6.4.

Как известно из § 6.5, расчетные параметры B, D, F определяются из кривых по величине параметра $(A = I_0 \pi r_ф / U_0 m)$. При определении параметра A в выражении вместо U_0 необходимо подставить $0{,}5\,U_0$ и принять $m = 1$. При определении $K_{п1}$ принимаем $C = C_1 = C_2$, а величину H определяем из рис. 6.23 для $m = 2$.

Схема удвоения напряжения рассчитана на выходную мощность до 50 Вт, напряжения 300—1000 В с полупроводниковыми вентилями и свыше 1000 В с кенотронными вентилями.

Схема обладает следующими преимуществами: повышенной частотой пульсации; низким обратным напряжением по сравнению с двухфазной схемой; хорошим использованием трансформатора; возможностью работы без трансформатора. К ее недостаткам следует отнести: повышенное среднее значение тока вентилей; невозможность установки однотипных вентилей на общем радиаторе без изоляции; низкая частота пульсации на конденсаторах; возможность появления пульсации с частотой сети при несимметрии плеч.

Схемы умножения напряжения. Схемы выпрямления с умножением напряжения целесообразно применять для получения достаточно высоких напряжений при малых токах нагрузки. Схемы умножения подразделяются на несимметричные и симметричные. В схеме рис. 6.45 каждый последующий конденсатор заряжается до более высокого напряжения. Если ЭДС вторичной обмотки трансформатора направлена от точки *а* к точке *б*, то через первый вентиль конденсатор C_1 заряжается до амплитуды напряжения вторичной обмотки U_{2m}. При изменении направления ЭДС вторичной обмотки будет протекать ток заряда второго конденсатора по цепи: точка *а*, конденсатор C_1, вентиль *2*, конденсатор C_2, точка *б* вторичной обмотки трансформатора. При этом конденсатор C_2 зарядится до напряжения $U_{C2} = U_{2m} + U_{C1} \approx 2U_{2m}$, так как вторичная обмотка и конденсатор C_1 оказались включенными последовательно. При последующем изменении направления ЭДС вторичной обмотки заряжается третий конденсатор C_3 по цепи: точ-

Таблица 6.4

Вид нагрузки	Параметры схемы удвоения напряжения												
	$U_0/2$	$K_{п1}$	$f_{п1}$	$U_{обр\,m}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вт}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
RC	U_2/B	$\dfrac{H}{r_ф C}$	$2f_c$	$1{,}41 \times BU_0$	I_0	DI_0	FI_0	$0{,}5BU_0$	$1{,}41 \times DI_0$	$0{,}7 \times BDP_0$	$1{,}41D \times \dfrac{W_2}{W_1} \times I_0$	$0{,}7B \times DP_0$	$0{,}7B \times DP_0$

ка *б*, конденсатор C_2, вентиль *3*, конденсатор C_3, точка *а* 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 ($U_{Cn}=nU_{2m}$).

В этой схеме, так же как и в любой другой схеме умножения, конденсаторы работают в неодинаковых условиях, так как первые

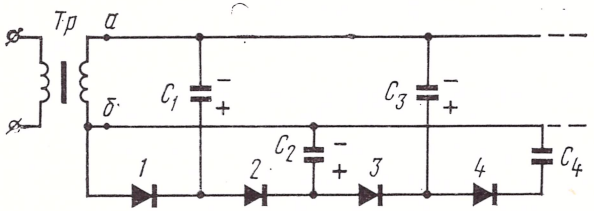


Рис. 6.45. Схема умножения напряжения

конденсаторы находятся под напряжением с большей пульсацией и более нагружены, а последние — должны быть рассчитаны на более высокие рабочие напряжения.

Недостатком схем умножения напряжения является большое внутреннее сопротивление, так как эти схемы образуются последовательным соединением отдельных схем выпрямления, которые питаются от одной вторичной обмотки трансформатора. Поэтому у таких схем выпрямленное напряжение и его пульсация существенно зависит от тока нагрузки.

6.8. МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Многофазные схемы выпрямления применяются для электропитания устройств относительно больших мощностей. Поэтому почти всегда они работают на индуктивную нагрузку, так как в этом случае лучше использование трансформатора, меньше нагрев вентилей и выше КПД. В некоторых случаях многофазные схемы работают на активную нагрузку.

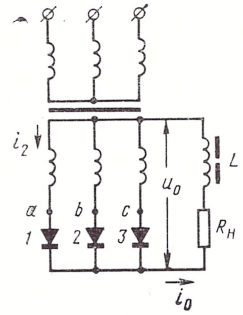


Рис. 6.46. Трехфазная однотактная схема выпрямления

Схема рис. 6.46 применяется в основном в выпрямителях средней мощности. По сравнению с двухполупериодными схемами имеет меньшую величину и большую частоту пульсации. Из-за малого падения напряжения на вентилях часто применяется при очень низких выпрямленных напряжениях. К недостаткам схемы относятся: большая величина обратного напряжения, плохое использование трансформатора, подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током. В данной схеме выпрямления первичная обмотка транс-

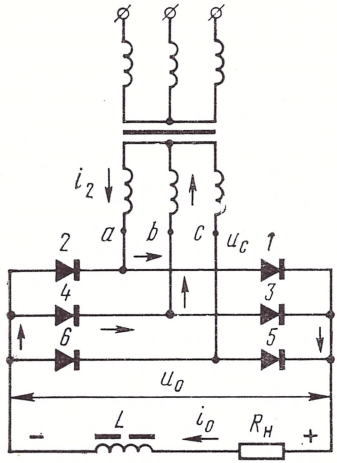


Рис. 6.47. Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова)

форматора может быть соединена звездой или треугольником, а вторичная обмотка соединяется звездой с выводом нулевой точки. Каждый вентиль проводит ток в течение одной трети периода, когда ЭДС соответствующей фазы положительна и больше по величине ЭДС других фаз.

Подробнее трехфазная схема выпрямления рассмотрена в §§ 6.4, 6.6. Основные расчетные параметры схемы при работе на индуктивную и активную нагрузки приведены в табл. 6.5.

Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова). Имеет существенные преимущества по сравнению с однотактной трехфазной схемой выпрямления.

В мостовой схеме трансформатор может иметь любое соединение первичных и вторичных обмоток — как треугольником, так и звездой. Каждая фаза обмотки трансформатора подключается к аноду одного и катоду другого вентиля (рис. 6.47). Три вентиля справа *1, 3* и *5* соединены катодами в общую точку, образующую положительный полюс на выходе. Из этих трех вентилей проводящим бу-

Таблица 6.5

Вид нагрузки	Параметры трехфазной схемы выпрямления												
	U_0	$K_{п1}$	$f_{п1}$	$U_{обрт}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вт}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
R	$1,17U_2$	0,25	$3f_c$	$2,1U_0$	$0,33I_0$	$0,59I_0$	$1,21I_0$	$0,855U_0$	$0,59I_0$	$1,51P_0$	$0,48\frac{W_2}{W_1}I_0$	$1,23P_0$	$1,38P_0$
L	$1,17U_2$	0,25	$3f_c$	$2,1U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$	I_0	$0,855U_0$	$0,58I_0$	$1,48P_0$	$0,47\frac{W_2}{W_1}I_0$	$1,2P_0$	$1,34P_0$

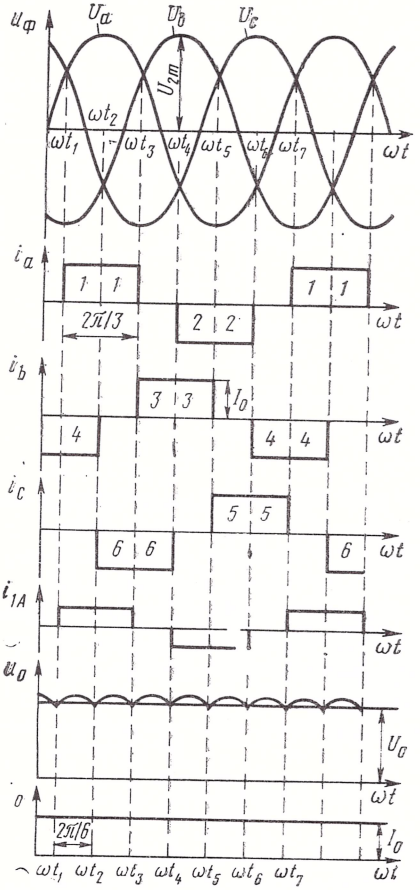


Рис. 6.48. Зависимости $u_ф(\omega t)$; $i_a(\omega t)$; $i_в(\omega t)$; $i_0(\omega t)$; $i_{1A}(\omega t)$ $u_0(\omega t)$, $i_0(\omega t)$ в трехфазной мостовой схеме при ее работе на индуктивную нагрузку

дет тот, на аноде которого в данный момент наиболее высокий (положительный) потенциал. Три вентиля слева *2, 4* и *6* анодами соединены в общую точку, являющуюся отрицательным полюсом на выходе выпрямителя. Из этих трех вентилей проводящим будет тот, на катоде которого наиболее отрицательный потенциал.

На рис. 6.48 изображены кривые ЭДС и токов в фазах вторичных обмоток трансформатора, кривая тока в фазе первичной обмотки и кривая выпрямленного напряжения u_0 при работе схемы на индуктивную нагрузку.

В момент времени t_1 ЭДС фазы *a* имеет наибольшее положительное значение, а ЭДС фазы *b* наибольшее отрицательное значение. Следовательно, в этот момент времени будет открыт вентиль *1*, так как потенциал его анода наиболее положителен, и вентиль *4*, так как потенциал его катода наиболее отрицателен. Таким образом, к нагрузке в момент t_1 через открытые вентили *1* и *4* будет приложено напряжение между точками *а* и *б* вторичных обмоток, равное линейному значению ЭДС. Ток в момент времени t_1 будет протекать от точки *a* вторичной обмотки трансформатора через вентиль *1*, сопротивление нагрузки, вентиль *4* к точке *в*. Ток в фазе *a* в этот момент времени имеет положительное направление, а в фазе *b* отрицательное.

В момент t_2 кончает свою работу фаза *b*. В интервале t_2—t_3 работают фазы *a* и *c*, так как ЭДС фазы *a* имеет наибольшее положительное значение, а ЭДС фазы *c* наибольшее отрицательное значение. В этом интервале времени открыты вентили *1* и *6*, а напряжение u_0 равно напряжению между точками *a* и *c* вторичных обмоток трансформатора. В интервале t_3—t_4 работают фазы *b* и *c* и открыты вентили 3 и 6 и т. д.

Как видно из рис. 6.48, каждая фаза работает 2/3 части периода, причем ток в фазе 1/3 часть периода протекает в одном направлении, а следующую 1/3 часть периода в другом направле-

нии. Из кривых нетрудно также установить, что каждый вентиль схемы работает 1/3 часть периода.

Мостовую схему можно представить в виде последовательного соединения двух однотактных трехфазных выпрямителей. Один выпрямитель состоит из вентилей *1, 3, 5*, катоды которых соединены в общую точку. Напряжение на выходе этого выпрямителя положительно относительно нулевой точки трансформатора. Второй выпрямитель образует вентили *2, 4, 6* в нем аноды соединены в общую точку и его полярность отрицательна относительно нулевой точки трансформатора. Выходы этих выпрямителей соединены последовательно, и к нагрузке подводится суммарное напряжение.

Переменные составляющие напряжения трехфазных выпрямителей имеют сдвиг по фазе, равный 60°, вследствие чего гармонические составляющие, имеющие частоту $3f_c$, взаимно компенсируются, и частота основной гармоники выпрямленного напряжения в 6 раз больше частоты питающей сети ($f_п = 6f_c$).

Основные параметры схемы при ее работе на активную и индуктивную нагрузки приведены в табл. 6.6.

Сравнивая параметры однотактной трехфазной

Таблица 6.6

Вид нагрузки	Параметры схемы Ларионова (звезда—звезда, треугольник—звезда)											
	U_0	$K_{п1}$	$f_{п1}$	$U_{обрт}$	$I_{ср}$	$I_в$	$I_{вт}$	U_2	I_2	S_2	I_1	S_1	$S_{тр}$
R	$2,34U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$	$1,05I_0$	$0,43U_0$	$0,82I_0$	$1,05P_0$	$0,82I_0\frac{W_2}{W_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$
L	$2,34U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$	I_0	$0,43U_0$	$0,82I_0$	$1,05P_0$	$0,82I_0\frac{W_2}{W_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$
(звезда—треугольник, треугольник—треугольник)													
R	$1,35U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$	$1,05I_0$	$0,74U_0$	$0,47I_0$	$1,05P_0$	$0,47I_0\frac{W_2}{W_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$
L	$1,35U_2$	0,057	$6f_c$	$1,05U_0$	$0,33I_0$	$0,58I_0$	I_0	$0,74U_0$	$0,47I_0$	$1,05P_0$	$0,47I_0\frac{W_2}{W_1}$	$1,05P_0$	$1,05P_0$

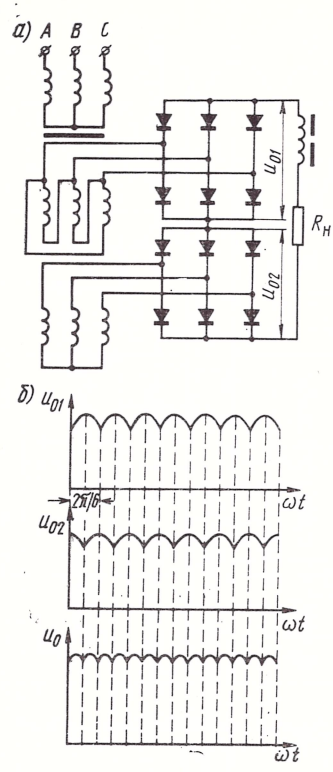


Рис. 6.49. Сложная двухтактная схема выпрямления последовательного типа:
а) схема; *б)* зависимости $u_{01}(\omega t)$; $u_{02}(\omega t)$; $u_0(\omega t)$

схемы выпрямления и схемы Ларионова, необходимо отметить следующие преимущества последней: малое обратное напряжение на вентиле; хорошее использование трансформатора; небольшая амплитуда и повышенная частота пульсации; отсутствие вынужденного намагничивания трансформатора и возможность применения трансформатора с любыми схемами соединения обмоток. К недостаткам схемы Ларионова следует отнести большое число вентилей, а при использовании вентилей с накальными катодами необходимость не менее четырех раздельных источников питания накала.

Сложная двухтактная схема последовательного типа (рис. 6.49) состоит из трехфазного трансформатора и двух трехфазных мостовых схем выпрямления, включенных последовательно.

Выпрямленные напряжения мостовых схем u_{01} и u_{02} сдвинуты во времени на 1/12 часть периода (30°). Это достигается включением одной системы вторичных обмоток в звезду, а другой — в треугольник. В результате суммарное напряжение u_0 имеет пульсацию, частота которой равна $12f_C$. Коэффициент пульсации по первой гармонической составляющей такой же, как и в двенадцатифазной схеме выпрямления:

$$K_{п1}=2/(m^2-1)=2/(12^2-1)=0{,}0135.$$

Обратное напряжение в этой схеме в два раза меньше, чем в схеме Ларионова, т. е. $U_{обр\,m}=0{,}525\,U_0$. Все остальные соотношения для этой схемы такие же, как и для схемы Ларионова.

6.9. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выпрямленное напряжение можно регулировать как по переменному, так и по постоянному току, включая соответствующие регуляторы напряжения. Такое регулирование связано с дополнительной затратой энергии и значительно снижает КПД выпрямителя.

Экономичное регулирование и стабилизация выпрямленного напряжения может быть обеспечено изменением параметров вентилей. Для этого необходимо применение управляемых вентилей. В выпрямителе с такими вентилями можно регулировать выпрямленное напряжение при высоком КПД, он имеет меньшие габари-

ты и стоимость, чем специальные регуляторы переменного или постоянного напряжения. Кроме того, в выпрямителях с управляемыми вентилями может быть обеспечена высокая скорость регулирования (до долей периода изменения питающего напряжения), что позволяет обеспечить стабилизацию выпрямленного напряжения и осуществить быстродействующую защиту выпрямителя от перегрузок и коротких замыканий.

Недостатком регулирования напряжения выпрямителя, изменением параметров вентилей, является значительное увеличение амплитуды переменной составляющей и некоторое снижение $\cos\varphi$.

Управляемые вентили (тиристоры, тиратроны и др.) могут находиться в двух крайних состояниях — в открытом, когда через них протекает ток нагрузки и падение напряжения на них почти не зависит от тока, и в закрытом, когда тока в вентиле нет. Регулирование напряжения управляемого выпрямителя основано на изменении момента отпирания очередного вентиля.

Рассмотрим принцип действия регулируемого выпрямителя на примере схемы рис. 6.50. Схема состоит из трансформатора, имею-

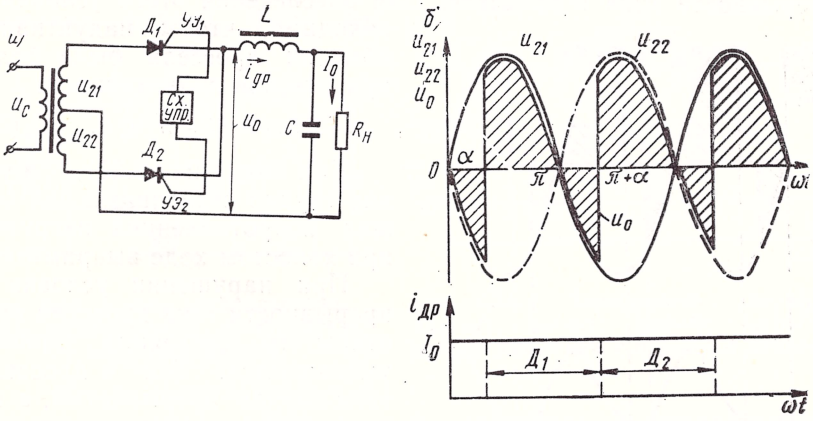


Рис. 6.50. Двухполупериодное регулируемое выпрямление:
а) схема; *б)* зависимости $u_{21}(\omega t)$; $u_{22}(\omega t)$; $u_0(\omega t)$; $i_{др}(\omega t)$

щего вывод средней точки; двух управляемых вентилей (тиристоров); Г-образного фильтра и схемы управления тиристорами. В регулируемых выпрямителях, из-за большой пульсации выпрямленного напряжения, почти всегда применяется LC-фильтр. При рассмотрении принципа действия схемы и при выводе основных соотношений принимаем: $L_{др}=\infty$, $r_{др}=0$, $r_{тр}=0$, $x_{тр}=0$; сопротивление вентиля в прямом направлении равно нулю.

Так как индуктивность дросселя бесконечно велика, то ток в дросселе не может претерпевать каких-либо изменений и является величиной постоянной и равной I_0. Ток в дросселе создается поочередным действием первой и второй фазы и независимо от величины угла регулирования α протекает через каждый тиристор

и каждую фазу в течение половины периода. Когда угол регулирования α больше нуля, то за счет ЭДС самоиндукции дросселя тиристор будет проводить ток не только в течение части положительного полупериода, но и в течение части отрицательного полупериода, т. е. когда напряжение фазы меняет знак.

Таким образом, напряжение на выходе выпрямителя от $\omega t=\alpha$ $\omega t=\pi$ положительно, а от $\omega t=\pi$ до $\omega t=\pi+\alpha$ отрицательно (рис. 6.50б). Интегрируя кривую выпрямленного напряжения в интервале от α до $\pi+\alpha$ и разделив это выражение на π, найдем среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi}u_{21}\,d\omega t=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi}U_{2m}\sin\omega t d\omega t=\frac{U_{2m}}{\pi}2\cos\alpha. \qquad (6.21)$$

Из (6.21) видно, что при индуктивной нагрузке среднее значение выпрямленного напряжения U_0 равно нулю при угле регулирования $\alpha=90°$.

Выражение (6.21) справедливо, если не нарушается условие непрерывности тока в дросселе. Для обеспечения этого условия необходимо, чтобы индуктивность обмотки дросселя была больше критической индуктивности $L_{кр}$

$$L>L_{кр}=(R_н/\omega)\,\mathrm{tg}\,\alpha. \qquad (6.22)$$

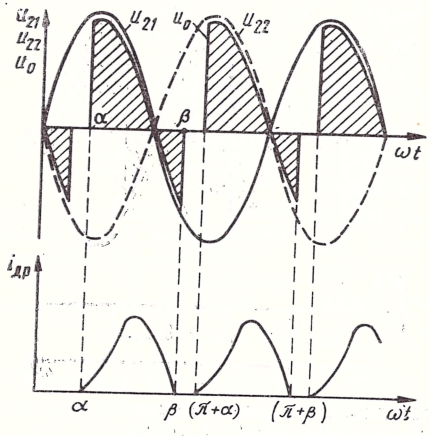


Рис. 6.51. Зависимости $u_{21}(\omega t)$; $u_{22}(\omega t)$; $u_0(\omega t)$; $i_{др}(\omega t)$

Как видно из (6.22), это условие трудно выполнимо при больших сопротивлениях нагрузки и при холостом ходе выпрямителя.

При нарушении условия непрерывности тока дросселя время открытого состояния тиристора уменьшается. Ток в дросселе в этом случае прерывистый, а напряжение на выходе выпрямителя в течение некоторого времени равно 0 (рис. 6.51).

Для этого режима работы выпрямителя выражение (6.21) неприменимо и среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\beta}U_{2m}\sin\omega t d\omega t=\frac{U_{2m}}{\pi}(\cos\alpha-\cos\beta).$$

В режиме прерывистых токов увеличиваются действующие значения токов тиристоров и трансформатора, что нежелательно. Поэтому L дросселя выбирают такой, чтобы, по возможности, во всем диапазоне изменения сопротивления нагрузки удовлетворялось бы условие непрерывности тока. В режиме непрерывного тока дросселя форма тока фазы приближается к прямоугольной.

Действующие значения токов фазы и тока первичной обмотки трансформатора $I_2 \approx I_0/\sqrt{2}$, $I_1 = (w_2/w_1) I_0$.

Величина пульсации на выходе выпрямителя зависит от угла регулирования α, при его увеличении увеличивается пульсация.

При изменении угла регулирования α изменяется угол сдвига между первой гармоникой тока и напряжения, т. е. выпрямитель потребляет от сети значительную реактивную мощность.

Для улучшения параметров схемы, а именно для уменьшения пульсации и уменьшения реактивной мощности, потребляемой от сети переменного тока, на выходе фильтра включается обратный диод (рис. 6.52).

В первый полупериод напряжение первой фазы u_{21}

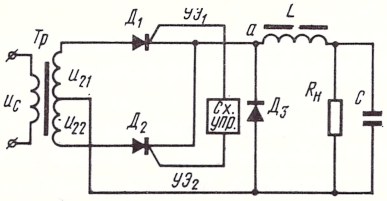


Рис. 6.52. Схема двухполупериодного регулируемого выпрямителя с обратным диодом

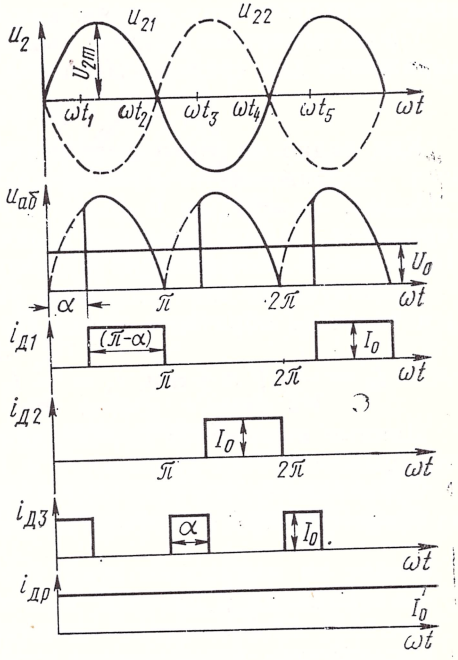


Рис. 6.53. Зависимости $u_2(\omega t)$; $u_{аб}(\omega t)$; $i_{д1}(\omega t)$; $i_{д2}(\omega t)$; $i_{д3}(\omega t)$; $i_{др}(\omega t)$ для схемы с обратным диодом

положительно (рис. 6.53) и к аноду тиристора $Д_1$ прикладывается положительный потенциал относительно его катода. Однако тиристор $Д_1$ откроется в момент времени t_1, когда на его управляющий электрод поступит сигнал управления. В интервале t_2—t_3 тиристор $Д_1$ открыт, и напряжение на входе фильтра $u_{аб}$ повторяет напряжение фазы u_{21}.

Во второй полупериод тиристор $Д_1$ будет закрыт, так как к нему прикладывается обратное напряжение, а тиристор $Д_2$ начнет свою работу в момент времени t_3. Начиная с этого момента, напряжение $u_{аб}$ повторяет напряжение второй фазы u_{22}.

Так как индуктивность дросселя бесконечно велика, то токи через тиристоры имеют форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной току нагрузки I_0.

В интервалах времени, когда открыт один из тиристоров, вентиль $Д_3$ закрыт, так как к нему прикладывается обратное напря-

жение. При запирании тиристора в обмотке дросселя наводится ЭДС самоиндукции и отпирается вентиль $Д_3$. Когда тиристоры $Д_1$, $Д_2$ закрыты, вентиль $Д_3$ открыт и через него протекает ток, равный току нагрузки I_0.

При изменении угла регулирования α изменяется среднее значение выпрямленного напряжения U_0.

Проинтегрировав кривую выпрямленного напряжения, получим выражение для среднего значения выпрямленного напряжения

$$U_0 = (U_{2m}/\pi)(1 + \cos\alpha).$$

Как видно из этого выражения, среднее значение выпрямленного напряжения изменяется от максимального, равного $(2U_{2m}/\pi)$, $(\alpha=0)$, до 0 $(\alpha=\pi)$. Изменение величины угла регулирования также изменяет величину коэффициента пульсации. Наименьший коэффициент пульсации имеет место при $\alpha=0$.

Действующие значения тока фазы I_2, тока первичной обмотки I_1 и тока $I_{дз}$ обратного диода $Д_3$ определяется из выражений

$$I_2 = \frac{I_0}{\sqrt{2}}\sqrt{\pi + \alpha/\pi},\ I_1 = \frac{w_2}{w_1} I_0 \sqrt{\pi + \alpha/\pi},\ I_{дз} = I_0\sqrt{\alpha/\pi}.$$

Данные выражения справедливы, если выполняется условие непрерывности тока дросселя, т. е. $L_{др} > L_{кр}$.

Сравнивая схемы рис. 6.50 и рис. 6.52, видно, что включение на входе фильтра обратного диода уменьшает коэффициент пульсации и фазовый сдвиг первой гармоники тока и напряжения первичной обмотки трансформатора.

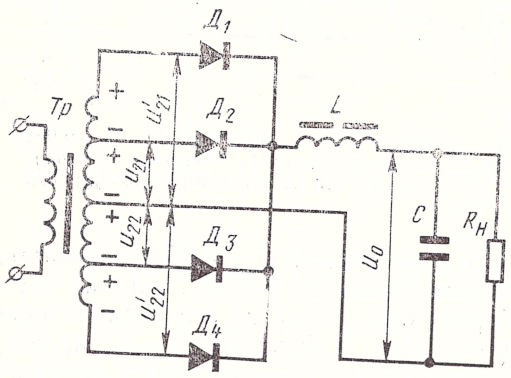


Рис. 6.54. Схема двухполупериодного регулируемого выпрямителя с вольтодобавкой

Регулировочная характеристика в схеме с обратным диодом более жесткая, так как для уменьшения выпрямленного напряжения до нуля в схеме с обратным диодом угол α необходимо сделать равным π, а не $\pi/2$, как в схеме без обратного диода.

Для уменьшения коэффициента пульсации выпрямленного напряжения применяют схемы с «вольтодобавкой». На рис. 6.54 изображена двухполупериодная схема с вольтодобавкой.

В первый полупериод (рис. 6.55) напряжения u_{21} и u'_{21} положительны относительно средней точки трансформатора. Напряжение на выходе выпрямителя U_0 до момента времени t_1 повторяет напряжение u_{21}. В момент времени t_1 включается тиристор $Д_1$, диод $Д_2$ запирается, а напряжение u_0 с этого момента повто-

ряет напряжение u'_{21}. Во второй полупериод работает диод $Д_3$ и тиристор $Д_4$. При изменении угла α среднее значение выпрямленного напряжения U_0 изменяется. В схеме с «вольтодобавкой»

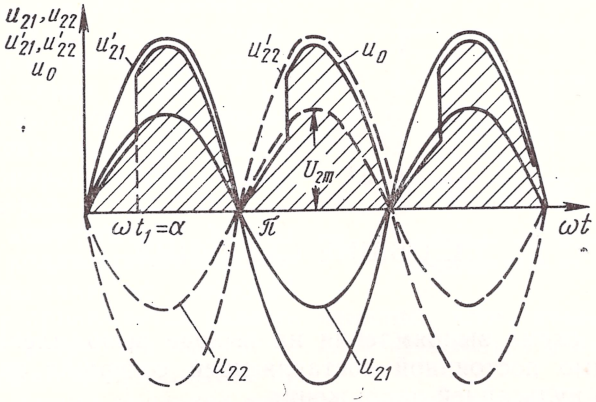


Рис. 6.55. Зависимости $u_{21}(\omega t)$; $u_{22}(\omega t)$; $u'_{21}(\omega t)$; $u'_{22}(\omega t)$; $u_0(\omega t)$ для схемы с вольтодобавкой

невозможно регулировать выпрямленное напряжение до нуля. Минимальное значение напряжения U_0 в этой схеме равно: $U_{0\,min} = 2U_{2m}/\pi$.

Регулируемые выпрямители могут быть выполнены не только по двухфазной схеме со средней точкой. Широко применяются однофазные мостовые схемы регулируемых выпрямителей. Для питания мощных передающих устройств используются многофазные регулируемые выпрямители.

Сглаживающие фильтры

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В любой схеме выпрямления на выходе выпрямленное напряжение помимо постоянной составляющей содержит переменную, называемую пульсацией напряжения.

Пульсация напряжения столь значительна, что непосредственно питание нагрузки от выпрямителя, возможно, относительно редко (при зарядке аккумуляторных батарей, для питания цепей сигнализации, электродвигателей и т. д.) там, где приемник энергии не чувствителен к переменной составляющей выпрямленного напряжения. При питании аппаратуры связи и радиоаппаратуры пульсация напряжения резко ухудшает, а чаще вообще нарушает работу радиоэлектронных устройств.

Для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения, т. е. для ослабления пульсации, между выпрямителем и нагрузкой устанавливается сглаживающий фильтр, который обычно состоит из реактивных сопротивлений (индуктивностей и емкостей).

Переменная составляющая выпрямленного напряжения в общем случае представляет собой совокупность ряда гармоник с различными амплитудами, сдвинутых по отношению к первой на разные углы. При этом амплитуда первой гармоники максимальна и во много раз превосходит амплитуды высших гармоник.

В зависимости от назначения аппаратуры связи предъявляют различные требования к величине и характеру пульсации выпрямленного напряжения.

Чаще всего для радиотехнической аппаратуры качество сглаживания характеризуется величиной максимально допустимой амплитуды переменной составляющей.

В этом случае фильтры рассчитывают на максимальное подавление основной гармоники.

При оценке помех, проникающих из цепей питания в телефонные каналы, необходимо учитывать не только амплитуду напряжения данной гармоники, но и ее частоту. Это объясняется тем,

что микротелефонные цепи и ухо человека обладают различной чувствительностью к колебаниям разной частоты, даже если их амплитуда одинакова. В связи с этим введено понятие псофометрического коэффициента помех $\alpha_к$ (рис. 7.1), величина которого определена экспериментально с учетом свойств микротелефона и человеческого уха.

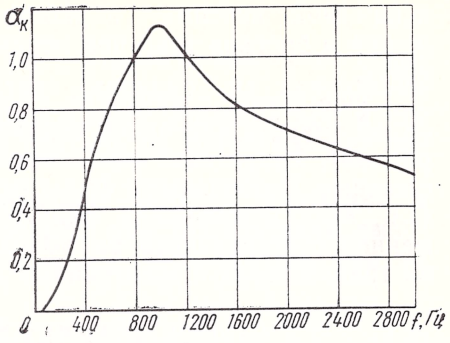


Рис. 7.1. Зависимость псофометрического коэффициента от частоты

Этот коэффициент, учитывающий количественное влияние гармоники с частотой 800 Гц, и принимается равным единице. Относительное влияние гармоник с другими частотами характеризуется величиной псофометрического коэффициента $\alpha_к$.

Эффективное значение псофометрического напряжения пульсации $U_{псф}$ на выходе выпрямителя

$$U_{псф} = \sqrt{0{,}5\,[(U_{0,1m}\,\alpha_1)^2 + (U_{02m}\,\alpha_2)^2 + \ldots + (U_{0км}\,\alpha_к)^2]},$$

где α_1, α_2, ..., $\alpha_к$ — псофометрические коэффициенты для соответствующих гармоник; U_{01m}, U_{02m}, ..., $U_{0км}$ — амплитуды соответствующих гармоник выпрямленного напряжения.

При питании ВЧ аппаратуры связи на выходе выпрямителя важно знать эффективное значение напряжения пульсации

$$U_{эф} = \sqrt{0{,}5\,(U_{01m}^2 + U_{02m}^2 + \ldots + U_{0км}^2)}.$$

При питании многоканальной ВЧ аппаратуры экспериментально было установлено, что пульсация в цепях питания должна учитываться двумя нормами: одной для гармоник с частотами ниже 300 Гц и другой для гармоник с частотами выше, так как влияние этих двух групп гармоник на работу ВЧ аппаратуры существенно различны.

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания, которым называется отношение коэффициента пульсации на входе фильтра ($K_{п\,вх}$) к коэффициенту пульсации на выходе фильтра ($K_{п\,вых}$) (на нагрузке)

$$K_c = K_{п.\,вх}/K_{п.\,вых} = (U_{01m}/U_0)/(U_{н1m}/U_н),$$

где U_{01m}, $U_{н1m}$ — амплитуды первой гармоники напряжений на входе и выходе фильтра соответственно; U_0, $U_н$ — постоянные составляющие напряжений на входе и выходе фильтра.

Кроме необходимого коэффициента сглаживания фильтры должны обеспечить минимально возможное падение постоянной составляющей выпрямленного напряжения на элементах фильтра; минимальные габариты, массу и стоимость; отсутствие заметных

искажений, вносимых в работу нагрузки; отсутствие перенапряжений и бросков тока при переходных процессах; высокую надежность.

Существуют следующие схемы сглаживающих фильтров: из одной емкости или одной индуктивности; из двух элементов (Г-образные), индуктивно-емкостные *(LC)* и активно-емкостные *(RC)*; сложные П-образные фильтры *(CLC* и *CRC)* и многозвенные *(LC, RC)*; резонансные фильтры; фильтры с компенсацией переменной составляющей на выходе фильтра; электронные фильтры на транзисторах и электронных лампах.

7.2. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ИЗ ОДНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ИЛИ ЕМКОСТИ

Индуктивный фильтр состоит из дросселя, включенного последовательно с нагрузкой (рис. 7.2*а*). Сглаживающее действие такого фильтра основано на возникновении в дросселе ЭДС самоиндукции, препятствующей изменению выпрямленного тока.

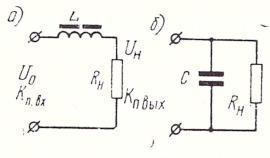


Рис. 7.2. Сглаживающие фильтры:
а) **индуктивный;** *б)* **емкостной**

Дроссель выбирается так, чтобы индуктивное сопротивление его обмотки ($x_L = m\omega_c L$) было много больше сопротивления нагрузки $R_н$. При выполнении этого условия большая часть переменной составляющей выпрямленного напряжения падает на обмотке дросселя. На сопротивлении нагрузки выделяется в основном постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 и переменная составляющая, величина которой много меньше переменной составляющей напряжения, падающей на обмотке дросселя.

Пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя ($\Delta U_{др} = 0$), коэффициент сглаживания такого фильтра

$$K_c = \frac{K_{п\,вх}}{K_{п\,вых}} = \left(\frac{U_{01m}}{U_0}\right) \Big/ \left(\frac{U_{н1m}}{U_н}\right) \approx \frac{\sqrt{R_н^2 + (m\,\omega_c L)^2}}{R_н}, \qquad (7.1)$$

где U_{01m}, $U_{н1m}$ — амплитуды первой гармоники напряжений на входе и выходе фильтра соответственно; U_0, $U_н$ — постоянные составляющие напряжений на входе и выходе фильтра; $R_н$ — сопротивление нагрузки; L — индуктивность обмотки дросселя; $\omega_c = 2\pi f_c$ — угловая частота (f_c — частота тока сети); m — коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя и показывающий, во сколько раз частота основной гармоники выпрямленного напряжения больше частоты тока сети.

При заданной схеме выпрямления (m) величина индуктивности L, необходимая для получения заданного $K_{п\,вых}$, может быть определена из (7.1) $L \approx (R_н/m\omega_c)\sqrt{K^2{}_c - 1}$.

Емкостный фильтр необходимо рассматривать совместно с выпрямителем (рис. 7.2*б*). Его действие основано на накоплении электрической энергии в электрическом поле конденсатора и его разряде при отсутствии тока через вентиль на сопротивление нагрузки $R_н$.

Коэффициент сглаживания емкостного фильтра определяется как отношение коэффициента пульсации при отключенной емкости к коэффициенту пульсации на выходе выпрямителя при ее включении:

$$K_c = \frac{K_{п\,вх}}{K_{п\,вых}} = \left(\frac{2}{m^2-1}\right) \Big/ \left(\frac{H}{r_ф C}\right), \qquad (7.2)$$

где $K_{п\,вх}$ — коэффициент пульсации на выходе выпрямителя при отсутствии емкости $K_{п\,вх}=2/(m^2-1)$ (см. § 6.4); $K_{п\,вых}$ — коэффициент пульсации на выходе выпрямителя при наличии емкости $K_{п\,вых}=H/r_ф C$ (см. § 6.5).

Из выражений (7.1), (7.2) видно, что с увеличением m коэффициент сглаживания индуктивного фильтра увеличивается, а емкостного уменьшается. Поэтому емкостный фильтр выгодно применять при выпрямлении однофазных, а индуктивный при выпрямлении многофазных токов. При увеличении $R_н$ сглаживающее действие емкостного фильтра увеличивается, а индуктивного уменьшается. Поэтому емкостный фильтр выгодно применять при малых, а индуктивный при больших токах нагрузки.

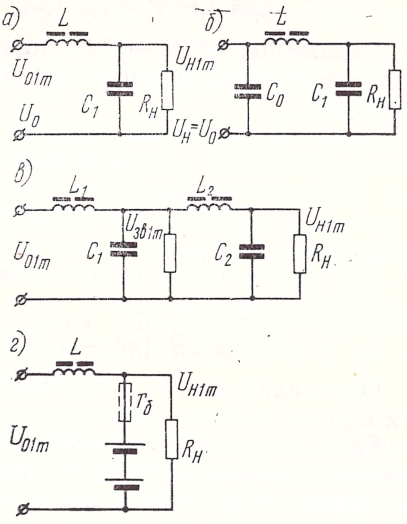


Рис. 7.3. *LC*-фильтры:
а) Г-образный; *б*) П-образный, *в*) многозвенный; *г*) фильтр из индуктивности и аккумуляторной батареи

7.3. *LC*-ФИЛЬТРЫ

Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (рис. 7.3*а*). Для сглаживания пульсации таким фильтром необходимо, чтобы емкостное сопротивление конденсатора для низшей частоты пульсации было много меньше сопротивления нагрузки $\left(x_{C1} = \frac{1}{m\omega_c C_1} \ll R_н\right)$, а также много меньше индуктивного сопротивления дросселя для первой гармоники $\left(x_{C1} = \frac{1}{m\omega_c C_1} \ll m\omega_c L = x_L\right)$.

При выполнении этих условий, пренебрегая активным сопротивлением дросселя и принимая $U_0=U_н$, коэффициент сглажива-

ния Г-образного фильтра

$$K_c = \frac{U_{01m}}{U_{н1m}} = m^2 \omega_c^2 LC_1 - 1. \quad (7.3)$$

Так как $1/\sqrt{LC_1} = \omega_0$ — собственная частота фильтра, то

$$K_c = (m\omega_c/\omega_0)^2 - 1.$$

Коэффициент сглаживания K_c определится отношением известных уже пульсаций на входе и выходе фильтра. Таким образом, необходимое произведение индуктивности и емкости (в ГФ)

$$LC_1 = (K_c + 1)/m^2 \omega_c^2. \quad (7.4)$$

Выражая в (7.4) L в генри, а C_1 в микрофарадах, получим следующие расчетные формулы:

$$\text{для } f = 50 \text{ Гц } LC_1 = \frac{10(K_c + 1)}{m^2} \text{ (ГмкФ);} \quad (7.5)$$

$$\text{для } f = 400 \text{ Гц } LC_1 = \frac{0{,}16(K_c + 1)}{m^2} \text{ (ГмкФ)} \quad (7.6)$$

Выражения (7.4)—(7.6) дают возможность по заданному коэффициенту сглаживания определить необходимую величину произведения.

Одним из основных условий выбора L и C_1 является обеспечение индуктивной реакции фильтра. Такая реакция необходима для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя, а также в случаях использования в выпрямителях германиевых, кремниевых или ионных вентилей.

Для обеспечения индуктивной реакции необходимо выполнить следующее неравенство:

$$L \geqslant 2R_н/(m^2 - 1)\, m\omega_c = 2U_н/(m^2 - 1)\, m\omega_c I_0. \quad (7.7)$$

Определив из (7.7) величину L, можно найти значение емкости C_1.

Если нагрузка на выходе фильтра не постоянна, можно определить величину емкости C_1, задавшись допустимым выбросом напряжения на выходе фильтра $\Delta U_н$ при сбросе нагрузки

$$C_1 \geqslant (\Delta I_0^2/\Delta U_н^2)\, L, \quad (7.8)$$

где ΔI_0 — величина изменения тока нагрузки на выходе фильтра; $\Delta U_н$ — допустимый выброс напряжения на выходе фильтра.

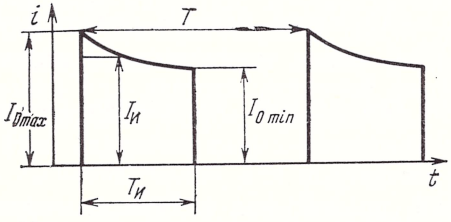


Рис. 7.4. Ток нагрузки

Определив величину C_1, можно найти величину L.

Если нагрузка на выходе фильтра имеет импульсный характер, величина емкости C_1 существенно влияет на степень искажения формы импульсов тока.

На рис. 7.4 приведен график изменения тока при импульсном характере нагрузки. Степень искажения формы импульсов тока характеризуется коэффициентом искажения $K_и = (I_{01} - I_{02})/2I_и$, где I_{01}, I_{02} — максимальное и минимальное значения тока в импульсе; $I_и$ — среднее значение тока за время его импульса.

Если величина $K_и$ задана, то $C_1 \geqslant \dfrac{T_и}{R_н \ln \dfrac{1}{1-2K_и}}$, где $T_и$ — длительность импульса тока нагрузки.

Зная произведение LC_1, можно определить индуктивность дросселя L.

При проектировании фильтра необходимо также обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при которых не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и частоте изменения тока нагрузки.

Если нагрузка постоянна, то условием отсутствия резонанса является: $\omega_0 \leqslant 0{,}5m\omega_с$, где ω_0 — собственная частота фильтра, равная $1/\sqrt{LC_1}$. Это условие всегда выполняется при $K_ф \geqslant 3$. Если ток нагрузки изменяется с частотой $\omega_и$, то условие отсутствия резонанса можно записать так:

$$\omega_0 \leqslant 0{,}5\omega_и = 0{,}5K\omega_с, \tag{7.9}$$

где $\omega_и$ — частота изменения тока нагрузки, $K = \omega_и/\omega_с$.

Условие (7.9) выполняется, если

$$K_с \geqslant (2m/K)^2 - 1. \tag{7.10}$$

Если при расчете фильтра окажется, что заданное значение $K_с$ меньше величины $K_с$, полученной из выражения (7.10), то необходимо увеличить произведение LC_1.

Зная L, можно рассчитать дроссель фильтра или выбрать стандартный. По найденной из расчета величине C_1 можно выбрать тип конденсатора. Конденсатор следует выбирать на напряжение, равное напряжению холостого хода выпрямителя, увеличенное на 15—20%. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на емкости не превышала предельно допустимой величины для выбранного типа конденсатора.

П-образный LC-фильтр (см. рис. 7—3*б*) можно представить в виде двухзвенного, состоящего из емкостного фильтра с емкостью C_0 и Г-образного с L и C_1.

Коэффициент сглаживания такого фильтра можно представить как произведение коэффициентов сглаживания емкостного фильтра и Г-образного LC-фильтра.

Учитывая (7.2), (7.3), получим

$$K_с = K_{с\,(с)} K_{сг} = \frac{2r_ф C_0}{(m^2-1)H}\left(m^2\omega_с^2 LC_1 - 1\right). \tag{7.11}$$

При расчете П-образного фильтра величина емкости C_0, величина коэффициента пульсации напряжения на емкости $K_{п\,вх}$, а также m и $r_ф$ известны из расчета выпрямителя.

Исходные величины LC_1 могут быть определены из выражения (7.11).

$$L_1C_1 = \frac{K_c(m^2-1)H}{2r_ф C_0 (m\omega_c)^2} + \frac{1}{m^2\omega_c^2}.$$

В П-образном фильтре наибольшей величины коэффициент сглаживания достигает при равенстве емкостей $C_1 = C_0$.

При необходимости обеспечения большого коэффициента сглаживания целесообразно применение многозвенного фильтра (см. рис. 7.3*в*). Коэффициент сглаживания такого фильтра

$$K_c = \frac{U_{01m}}{U_{н1m}} = \frac{U_{01m}}{U_{зв1m}} \frac{U_{зв1m}}{U_{зв2m}} \cdot \cdot \cdot \frac{U_{зв}(n-1)}{U_{н1m}} = K_{c1}K_{c2}K_{cn},$$

так как отношение амплитуд переменных составляющих на входе и выходе каждого звена определяет коэффициент сглаживания этого звена.

Если все звенья фильтра состоят из одинаковых элементов ($L_1 = L_2 = \ldots = L_n$; $C_1 = C_2 = \ldots = C_n$), что наиболее целесообразно, то

$$K_{c1} = K_{c2} = \cdot \cdot \cdot = K_{cn} \text{ и } K_c = K_{зв}^n = (m\omega_c)^{2n}(L_{зв}C_{зв})^n, \quad (7.12)$$

где $K_{зв}$ — коэффициент сглаживания каждого звена; $L_{зв}$, $C_{зв}$ — соответственно индуктивность и емкость каждого звена; n — число звеньев.

Из выражения (7.12) можно определить произведение $L_{зв}$, $C_{зв}$:

$$L_{зв}C_{зв} = \sqrt[n]{K_c/(m\omega_c)^{2n}}.$$

Число звеньев фильтра (n) выбирается из условия его наименьшей стоимости или из условия минимума его суммарных индуктивности ($L_Σ = L_1 + L_2 + \ldots + L_n$) и емкости ($C_Σ = C_1 + C_2 + \ldots + C_n$).

В [10] показано, что, исходя из условия наименьшей стоимости, двухзвенный фильтр целесообразно применять при $K_c \geqslant 40$—50, трехзвенный при $K_c \geqslant 1500$—1700.

Второе условие [4] реализуется при $n_{опт} = 1{,}15 \lg K_c$. В этом случае двухзвенный фильтр выгодно использовать при $K_c > 20$, а трехзвенный фильтр при $K_c > 160$.

Определить величины емкости $C_{зв}$ и индуктивности $L_{зв}$ можно, исходя из обеспечения индуктивной реакции фильтра и величины допустимого выброса напряжения на выходе фильтра при сбросе нагрузки.

В первом случае из (7.7) определяем $L_{зв}$, а затем определяем величину $C_{зв}$.

Во втором случае величину $C_{зв}$ можно определить из следующего выражения:

$$C_{зв} = \Delta I_0 \sqrt{n} \sqrt[2n]{K_ф}/m\omega_c \Delta U_н,$$

где ΔI_0 — величина изменения тока нагрузки фильтра; $\Delta U_н$ — допустимый выброс напряжения на выходе фильтра.

Зная $C_{зв}$ и произведение $L_{зв}C_{зв}$, найдем величину $L_{зв}$. Если источник питания имеет резервную аккумуляторную батарею, готовую 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 и сопротивления аккумуляторной батареи $r_б$, включенного параллельно нагрузке (рис. 7.3*г*).

Так как сопротивление батареи много меньше сопротивления нагрузки ($r_б \ll R_н$), 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 ($r_б \ll m\omega_c L$), коэффициент сглаживания

$$K_c = U_{01m}/U_{н1m} = \sqrt{(m\omega_c L)^2 + r_б^2} \;/\; r_б \approx m\omega_c L/r_б.$$

Зная коэффициент сглаживания $K_ф$ и сопротивление батареи $r_б$, можем определить индуктивность дросселя: $L = K_ф r_б/m\omega_c$.

Значения активного сопротивления свинцовых аккумуляторов С и СК приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Тип аккумулятора	$r_б$, Ом	Тип аккумулятора	$r_б$, Ом
С-1, СК-1	0,00314	С-16, СК-16	0,00092
С-2, СК-2	0,00251	С-18, СК-18	0,00088
С-3, СК-3	0,00189	С-20, СК-20	0,00084
С-4, СК-4	0,00126	С-24, СК-24	0,00064
С-5, СК-5	0,00114	С-40, СК-40	0,00054
С-6, СК-6	0,00112	С-56, СК-56	0,00045
С-8, СК-8	0,00108	С-72, СК-72	0,00036
С-10 СК-10	0,00104	С-88, СК-88	0,00028
С-12, СК-12	0,00100	С-104, СК-104	0,00020
С-14, СК-14	0,00096	С-120, СК-120	0,00012

7.4. *RC*-ФИЛЬТРЫ

В выпрямителях малой мощности в некоторых случаях применяются фильтры, состоящие из активного сопротивления и емкости (рис. 7.5). В таком фильтре относительно велики падение

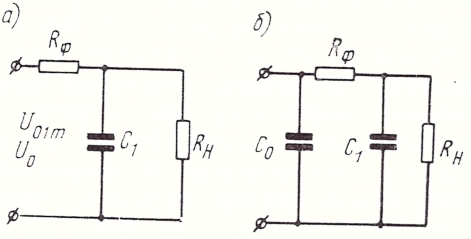


Рис. 7.5. *RC*-фильтры:
а) Г-образный; *б*) П-образный

напряжения и потери энергии на резисторе $R_ф$, но габариты и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-емкостного.

Коэффициент сглаживания фильтра (рис. 7.5*а*)

$$K_c = \frac{K_{п\,вх}}{K_{п\,вых}} = \frac{U_{01m}}{U_0} : \frac{U_{н1m}}{U_н} \cong m\,\omega_c CR_ф \frac{R_н}{R_н + R_ф}. \qquad (7.13)$$

Выражая в (7.13) сопротивления в омах, а C_1 в микрофарадах, получим следующие расчетные формулы:

$$\text{при } f = 50 \text{ Гц} \quad R_ф C_1 \frac{R_н}{R_ф + R_н} \approx 3200 \frac{K_c}{m};$$

$$\text{при } f = 400 \text{ Гц } R_ф C_1 \frac{R_н}{R_ф + R_н} \approx 400 \frac{K_ф}{m}.$$

Значение сопротивления фильтра $R_ф$ определяется исходя из оптимальной величины его коэффициента полезного действия. Оптимальное значение КПД лежит в пределах от 0,6 до 0,8. При КПД, равном 0,8, $R_ф = 0{,}25\ R_н$. Значения емкости C_1 (в мкФ) определяются из следующих выражений:

$$\text{для } f = 50 \text{ Гц } C_1 = 16 \frac{I_0}{U_н} \frac{K_c}{m};$$

$$\text{для } f = 400 \text{ Гц } C_1 = 2 \frac{I_0}{U_н} \frac{K_c}{m},$$

где I_0 — ток нагрузки (в мА).

При величине $R_1 = 0{,}25\ R_н$ напряжение на входе фильтра $U_{вх} = 1{,}25\ U_н$.

Расчет П-образного активно-емкостного фильтра (рис. 7.5*б*) производится так, как и в случае П-образного *LC*-фильтра, путем разделения этого фильтра на емкостный и Г-образный *RC*-фильтры.

7.5. РЕЗОНАНСНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ФИЛЬТРЫ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ПЕРЕМЕННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Для улучшения сглаживающих свойств иногда применяют резонансные фильтры.

На рис. 7.6*а* изображен фильтр, в котором в отличие от обычного LC-фильтра параллельно индуктивности включена емкость $C_к$. Ее величину выбирают такой, чтобы колебательный контур оказался настроенным в резонанс на частоту первой гармоники пульсации выпрямленного напряжения.

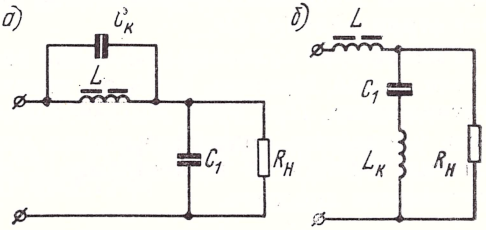


Рис. 7.6. Фильтр с резонансным контуром: *а*) параллельным; *б*) последовательным

Для первой гармоники эквивалентное сопротивление контура $R_{экв}=L/C_к r_{др}$, где $r_{др}$ — активное сопротивление обмотки дросселя.

Эквивалентное сопротивление контура для первой гармоники будет очень большим и переменная составляющая выпрямленного напряжения почти полностью выделится на контуре. Коэффициент сглаживания такого фильтра

$$K_c \approx m\,\omega_c\,C_1/R_{экв} = m\,\omega_c\,C_1 L/r_{др}C_к.$$

По сравнению с обычным Г-образным LC-фильтром коэффициент сглаживания резонансного фильтра с параллельным контуром в 3—4 раза выше.

На рис. 7.6*б* изображен фильтр с последовательным резонансным контуром. В нем последовательно с емкостью C_1 включен дроссель.

Индуктивность обмотки дросселя выбирают такой, чтобы последовательный контур $C_1L_к$ оказался настроенным в резонанс на частоту основной гармоники выпрямленного напряжения. При этом сопротивление контура для тока первой гармоники будет наименьшим и равным $z_к=r_к$, где $r_к$ — активное сопротивление контура, учитывающее потери в стали дросселя, активное сопротивление обмотки дросселя, а также потери в конденсаторе C_1.

Величину индуктивности обмотки дросселя $L_к$ определяют из условия резонанса $L_к=1/(m\omega_c)^2C_1$. Приближенно коэффициент сглаживания такого фильтра $K_c \approx m\omega_c L_к/r_к$.

Недостатком резонансных фильтров является их эффективность только для одной резонансной частоты. Для других частот, отличных от резонансной, контур $LC_к$ обладает значительно меньшим сопротивлением и фильтрующие свойства значительно ухудшаются.

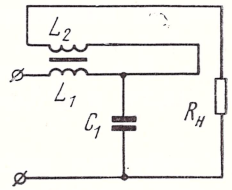


Рис. 7.7. Фильтр с компенсацией переменной составляющей

Помимо относительной сложности настройки контура $LC_к$ в резонанс недостатком фильтра является неизбежная расстройка его при изменениях тока нагрузки, так как при этом изменяется индуктивность дросселя. Таким образом коэффициент сглаживания резонансного фильтра зависит от тока нагрузки выпрямителя.

На рис. 7.7 изображен фильтр, дроссель которого имеет компенсационную обмотку. Ее действие сводится к дополнительной частичной компенсации переменной составляющей напряжения за счет отрицательной ОС.

Уменьшение пульсации особенно заметно при больших токах нагрузки, когда дроссель фильтра трудно выполнить с большой индуктивностью. При этом компенсационная обмотка дает возможность уменьшить подмагничивание дросселя, что равносильно увеличению магнитной проницаемости материала сердечника и индуктивности дросселя.

Стабилизаторы напряжения и тока

8.1. ТИПЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Современная аппаратура связи предъявляет жесткие требования к постоянству питающих напряжений.

Напряжение промышленной сети может колебаться в значительных пределах. Помимо этого, даже при малых колебаниях напряжения сети, напряжение на зажимах потребителя может изменяться в значительной степени из-за изменения нагрузки, так как любая сеть обладает внутренним сопротивлением. Внутреннее сопротивление складывается в основном из сопротивления соединительных проводов и сопротивления самого источника электрической энергии.

Нормальная работа большинства радиоустройств невозможна без стабилизации напряжения питания или тока нагрузки в заданных пределах. 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 фиксирующих 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 величина нестабильности 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%. Малой стабильностью считают такую, при которой пределы изменения питающего напряжения составляют 2—5%, средней соответственно — 0,5—2%, высокой — 0,1—0,5% и очень высокой — менее 0,1%.

Напряжение сети, ток нагрузки, сопротивление нагрузки могут изменяться не только медленно (в течение нескольких часов), но и очень быстро (скачком), поэтому устройство, поддерживающее величину питающего напряжения или тока в заданных пределах, должно действовать непрерывно и автоматически. В ка-

честве таких устройств применяются стабилизаторы напряжения или тока. Дестабилизирующими факторами могут быть также: окружающая температура, влажность, частота тока питающей сети и др. Однако основные причины нестабильности — это колебания входного напряжения и сопротивления нагрузки.

Стабилизаторы подразделяются в зависимости от рода напряжения (тока) на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и стабилизаторы постоянного напряжения (тока).

Кроме того, стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы параметрические и компенсационные. В качестве параметрических стабилизаторов используются нелинейные элементы. Стабилизация напряжения (тока) в таких стабилизаторах осуществляется за счет нелинейности ВАХ используемого элемента.

В параметрических стабилизаторах постоянного напряжения в качестве нелинейных элементов применяются кремниевые или газоразрядные стабилитроны.

Для стабилизации тока используются термозависимые сопротивления, например, бареттеры.

В качестве параметрического стабилизатора переменного напряжения применяются электромагнитные стабилизаторы, из которых наиболее широко применяются феррорезонансные.

Компенсационные стабилизаторы напряжения или тока представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной ОС. Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом, при воздействии на него сигнала ОС.

В зависимости от типа управляемого прибора компенсационные стабилизаторы делятся на ламповые, транзисторные, тиристорные, дроссельные и комбинированные.

В зависимости от способа включения регулирующего элемента относительно сопротивления нагрузки ламповые и транзисторные стабилизаторы постоянного напряжения (тока) делятся на последовательные и параллельные. По режиму работы регулирующего элемента стабилизаторы постоянного напряжения делятся на стабилизаторы с непрерывным регулированием и импульсные. В свою очередь, импульсные стабилизаторы различают по принципу управления на широтно-импульсные и релейные.

Особую группу стабилизаторов составляют непрерывно-ключевые стабилизаторы, сочетающие в себе положительные качества как линейных, 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 типа.

Применение того или иного типа стабилизатора в значительной степени определяется его нагрузкой и будет рассмотрено в последующих разделах.

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

$$K_{ст} = (\Delta U_0/\Delta U_{вых})(U_{вых}/U_0),$$

где ΔU_0, $\Delta U_{вых}$ — соответственно приращение входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; U_0, $U_{вых}$ — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора.

Вместо $K_{ст}$ может быть задана статическая ошибка стабилизатора по сети $\delta = \Delta U_{вых}/U_{вых}$ при $I_н = \text{const}$ и изменяющемся напряжении сети.

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i, равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_н$ при неизменном входном напряжении $U_0 = \text{const}$

$$r_i = \Delta U_{вых}/\Delta I_н.$$

Вместо величины r_i может быть задана статическая ошибка стабилизатора по нагрузке δ_i при $U_0 = \text{const}$ и изменяющемся токе нагрузки $\delta_i = \Delta U_{вых}/U_{вых}$.

3. Коэффициент сглаживания

$$K_{\sim} = (U_{0\sim}/U_{вых\sim})(U_{вых}/U_0),$$

где $U_{0\sim}$ $U_{вых\sim}$ —соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

4. Температурный коэффициент стабилизатора, равный отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ к приращению температуры окружающей среды $\Delta t_{окр}$, при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ($U_0 = \text{const}$, $I_н = \text{const}$) $\gamma = \Delta U_{вых}/\Delta t_{окр}$.

б) Для стабилизаторов тока:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению

$$K_i = (\Delta U_0/\Delta I_н)(I_н/U_0),$$

где $I_н$, $\Delta I_н$ — сооответственно ток и приращение тока в сопротивлении нагрузки.

2. Коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{Rн} = (\Delta R_н/R_н)(I_н/\Delta I_н) = r_i/R_н,$$

где $R_н$, $\Delta R_н$ — соответственно сопротивление нагрузки и приращение сопротивления нагрузки стабилизатора при постоянном входном напряжении; r_i — внутреннее сопротивление стабилизатора.

3. Коэффициент пульсации по току

$$K_{i\sim} = I_{\sim}/I_н,$$

где $I_{\sim}$ — амплитуда переменной составляющей тока в нагрузке.

4. Температурный коэффициент стабилизатора

$$\gamma_t = \Delta I_н / \Delta t_{окр}.$$

Помимо параметров, характеризующих качество стабилизации, стабилизаторы постоянного напряжения (тока) оцениваются по энергетическим показателям. Основной энергетический показатель стабилизаторов — коэффициент полезного действия η.

Стабилизаторы переменного напряжения характеризуются дополнительными параметрами, а именно, стабильностью выходного напряжения в зависимости от частоты питающего напряжения, коэффициентом мощности, искажением формы кривой выходного напряжения.

8.2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, величина напряжения на электродах которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких нелинейных элементов чаще всего применяются газоразрядные и кремниевые стабилитроны.

Газоразрядный стабилитрон представляет собой ионный прибор тлеющего разряда, в стеклянном баллоне которого, наполненном инертным газом, находятся два электрода: анод и холодный катод.

Рассмотрим рис. 8.1*а*, участок *0—1* характеристики соответствует несамостоятельному разряду, точка *1* — моменту зажигания,

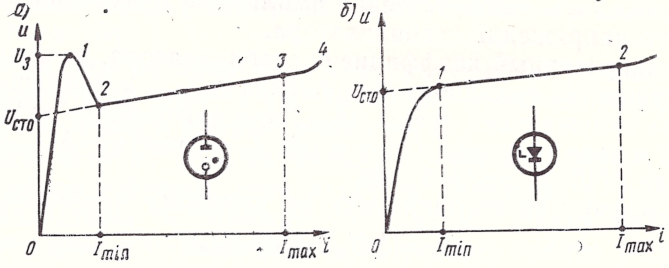


Рис. 8.1. ВАХ стабилитронов:
а) газоразрядного; *б*) кремниевого

участок *2—3* — рабочему режиму, при котором напряжение остается почти неизменным, и участок *3—4* — тлеющему разряду, который в эксплуатационных условиях недопустим, так как этот режим связан с распылением активного слоя катода. При больших перегрузках может возникнуть дуговой разряд и стабилитрон выйдет из строя.

Напряжение стабилизации газоразрядных стабилитронов, в зависимости от его типа, колеблется от нескольких десятков вольт до нескольких киловольт. Динамическое сопротивление r_d находится в пределах от нескольких десятков до сотен Ом.

Кремниевый стабилитрон — это плоскостной диод, изготовленный по особой технологии. В отличие от обычных диодов кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви ВАХ в области пробоя. На рис. 8.1*б* область *1—2* характеристики является рабочей.

Наша промышленность выпускает кремниевые стабилитроны на напряжения от единиц до нескольких сотен вольт. Температурный коэффициент кремниевых стабилитронов, т. е. зависимость напряжения стабилизации от температуры окружающей среды составляет от —0,06%/°С до +0,12%/°С. Нагрузочная способность кремниевых стабилитронов относительно высока: они могут быть изготовлены на мощности от 100 мВт до 10 Вт.

Самая точная стабилизация возможна у стабилитронов с напряжением стабилизации между 6 и 7 В, так как у них наименьшие динамическое сопротивление и температурный коэффициент.

Температурный коэффициент у стабилитронов с напряжением менее 6 В отрицательный, а у стабилитронов с напряжением стабилизации более 7 В — положительный.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны включают последовательно. Параллельное их включение недопустимо, так как небольшая разница в рабочих напряжениях, которая всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению токов, протекающих через них.

Схемы параметрических стабилизаторов постоянного напряжения с использованием стабилитронов применяются для стабилизации напряжения при мощности потребления до нескольких ватт. Достоинство таких схем — простота исполнения и малое количество элементов, недостаток — отсутствие плавной регулировки и точной установки номинального значения выходного напряжения, кроме этого, у таких схем мал КПД.

Схема стабилизатора рис. 8.2 состоит из гасящего сопротивления $R_{г1}$, включенного последовательно с потребителем, и стабилитрона $Л_1(Д_1)$, включенного параллельно потребителю.

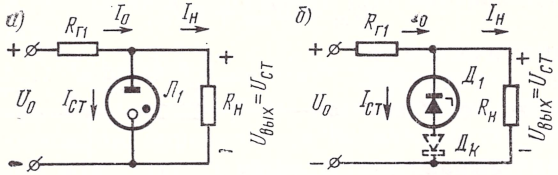


Рис. 8.2. Однокаскадные параметрические стабилизаторы напряжения на стабилитроне:
а) газоразрядном; *б*) кремниевом

Рассмотрим принцип действия стабилизатора на примере схемы с кремниевым стабилитроном рис. 8.2*б*. На рис. 8.3 изображены ВАХ стабилитрона и нагрузки. Так как сопротивление нагрузки и стабилитрон включены параллельно, то для построения суммарной характеристики необходимо сложить характеристики сопротивления $R_н$ (прямая OA) и стабилитрона $Д_1$ по оси токов. По-

лученная кривая представляет собой зависимость $U_{вых}=f(I_н+I_{ст})$. Рабочий участок этой кривой, как видно из построения, получается смещением характеристики стабилитрона на величину тока нагрузки $I_н$. Отложив на оси ординат величину входного напряжения U_0, строим из этой точки характеристику сопротивления $R_{г1}$. Точка пересечения этой характеристики с суммарной характеристикой сопротивления нагрузки и стабилитрона определяет установившийся режим для данной величины входного напряжения. При изменении входного напряжения характеристика сопротивления $R_{г1}$ перемещается и соответственно перемещается рабочая точка на суммарной характеристике $U_{вых}=f(I_н+I_{ст})$.

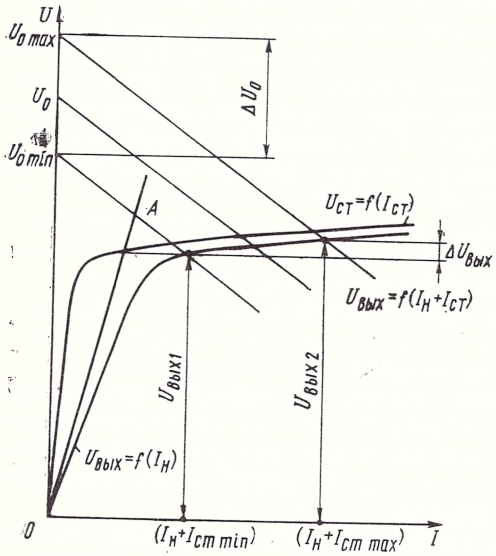


Рис. 8.3. К принципу действия стабилизатора напряжения

Как видно из рис. 8.3, при изменении входного напряжения от U_{0min} до U_{0max} напряжение на сопротивлении нагрузки изменяется от $U_{вых1}$ до $U_{вых2}$, причем изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ значительно меньше изменения напряжения на входе ΔU_0.

В пределах рабочего участка характеристика стабилитрона практически линейна (рис. 8.1), поэтому аналитическую связь между напряжением и током представим в виде выражения

$$U_{ст} = U_{ст0} + r_d I_{ст}, \qquad (8.1)$$

где r_d — динамическое сопротивление стабилитрона; $I_{ст}$ — ток стабилитрона.

Учитывая выражение (8.1), составим эквивалентную схему стабилизатора (рис. 8.4). В данной схеме стабилитрон заменен источником с внутренним сопротивлением, равным динамическому сопротивлению стабилитрона.

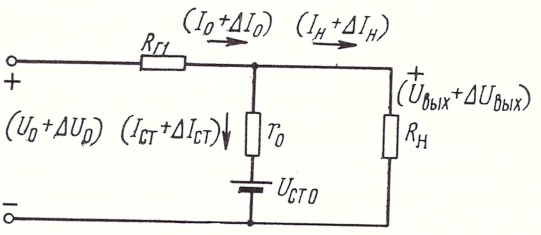


Рис. 8.4. Эквивалентная схема параметрического стабилизатора напряжения

Используя рис. 8.4, запишем уравнения для приращений, из которых определим коэффициент стабилизации. Приращение вход-

ного напряжения

$$\Delta U_0 = (\Delta I_{ст} + \Delta I_н) R_{г1} + \Delta U_{вых}. \quad (8.2)$$

Приращения токов, текущих через стабилитрон $\Delta I_{ст}$ и через сопротивление нагрузки $\Delta I_н$, определяются из выражений

$$\Delta I_{ст} = \Delta U_{вых}/r_d; \ \Delta I_н = \Delta U_{вых}/R_н. \quad (8.3)$$

Из (8.2), (8.3) получим выражение для коэффициента стабилизации схемы

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_{вых}} \frac{U_{вых}}{U_0} = \frac{U_{вых}}{U_0}\left(1 + \frac{R_{г1}}{R_н} + \frac{R_{г1}}{r_d}\right). \quad (8.4)$$

Так как динамическое сопротивление стабилитрона мало, то $(1+R_{г1}/R_н) \ll R_{г1}/r_d$, и выражение (8.4) можно приближенно записать

$$K_{ст} \approx (U_{вых}/U_0)(R_г/r_d). \quad (8.5)$$

Из выражения (8.5) видно, что чем больше величина сопротивления $R_{г1}$ по сравнению с r_d, тем выше коэффициент стабилизации. Увеличение величины сопротивления $R_{г1}$ приводит к меньшим изменениям тока через стабилитрон при тех же изменениях напряжения сети, а следовательно, к меньшим приращениям напряжения на нагрузке.

Изменение сопротивления нагрузки стабилизатора изменяет ток $I_н$. Если принять, что напряжение U_0 неизменно, то изменение тока нагрузки $\Delta I_н$ вызывает соответствующее изменение тока через стабилитрон, причем

$$\Delta I_н \approx -\Delta I_{ст}. \quad (8.6)$$

Изменение тока через стабилитрон вызывает соответствующее изменение выходного напряжения стабилизатора

$$\Delta U_{вых} = -\Delta I_{ст} r_d. \quad (8.7)$$

Из (8.6), (8.7) получим выражение для внутреннего сопротивления стабилизатора

$$r_i = \Delta U_{вых}/\Delta I_н \approx -r_d. \quad (8.8)$$

Как видно из выражения (8.8), выходное сопротивление стабилизатора в основном определяется величиной его динамического сопротивления и не зависит от величины гасящего сопротивления.

При изменении температуры изменяется выходное напряжение стабилизатора. Это изменение характеризуется температурным коэффициентом стабилизатора γ. В свою очередь, величина γ зависит от температурного коэффициента напряжения (ТКН) стабилитрона.

Для уменьшения γ в некоторых случаях применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном термозависимые элементы или диоды. Температурный коэффициент этих элементов должен иметь знак, противоположный ТКН стабилитрона.

На схеме рис. 8.2*б* в качестве компенсирующего элемента используется обычный диод или стабилитрон, включенный в прямом направлении. Такая температурная компенсация применяется для стабилитронов с положительным ТКН. ТКН диода или стабилитрона, включенного в прямом направлении, отрицателен. При изменении температуры (например, ее увеличении) напряжение на стабилитроне увеличивается, а на диоде падает, в результате суммарное напряжение изменяется незначительно. КПД схем рис. 8.2 мал и может быть определен из выражения

$$\eta = P_{вых}/P_{вх} = (U_{вых}I_н)/[U_0(I_н + I_{ст})]. \qquad (8.9)$$

Если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов или схемы мостового типа.

Выходной каскад стабилизатора рис. 8.5, состоящий из стабилитрона $Д_1$, гасящего сопротивление $R_{г1}$, питается от предварительного стабилизатора, выполненного на стабилитронах $Д_2$, $Д_3$ и сопротивлении $R_{г2}$.

Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов, т. е.

$$K_{ст} = K_{ст1}K_{ст2} = \frac{U_{вых}}{U_{23}}\frac{R_{г1}}{r_{d1}}\frac{U_{23}}{U_0}\frac{R_{г2}}{r_{d23}} = \frac{U_{вых}}{U_0}\frac{R_{г1}R_{г2}}{r_{d1}r_{d23}}.$$

В этом выражении r_{d1} — динамическое сопротивление стабилитрона $Д_1$, $r_{d23} = (r_{d2} + r_{d3})$ — сумма динамических сопротивлений стабилитронов $Д_2$ и $Д_3$.

Выходное сопротивление схемы рис. 8.5, так же как и в однокаскадном параметрическом стабилизаторе, равно приближенно

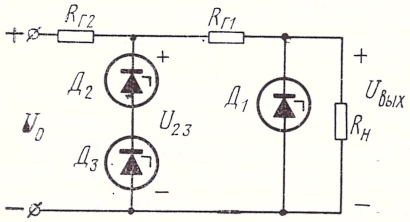


Рис. 8.5. Схема двухкаскадного параметрического стабилизатора напряжения

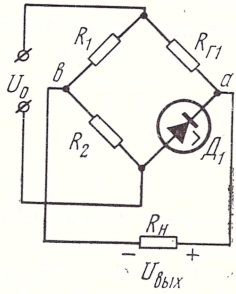


Рис. 8.6. Мостовая схема параметрического стабилизатора напряжения

динамическому сопротивлению стабилитрона $Д_1$. Таким образом, применяя многокаскадные параметрические стабилизаторы, можно значительно повысить коэффициент стабилизации, однако стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки остается такой же, что и в однокаскадных схемах.

Бо́льшую точность стабилизации можно получить при помощи схемы рис. 8.6. При изменении напряжения на входе на величину ΔU_0 потенциал точки $а$ изменяется на величину $\Delta U_а = \Delta U_0 [r_d/(r_d + R_{г1})]$, а потенциал точки $в$ на величину $\Delta U_в = \Delta U_0 [R_2/(R_2 + R_1)]$.

Тогда результирующее изменение выходного напряжения

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_а - \Delta U_в = \Delta U_0 \left(\frac{r_d}{r_d + R_{г1}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (8.10)$$

Если величины резисторов R_1, R_2 выбрать так, чтобы выражение в скобках стало равным нулю, то теоретически коэффициент стабилизации станет равным бесконечности. 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 величины сопротивления нагрузки и, кроме того, вход и выход стабилизатора не могут иметь общего зажима.

Расчет однокаскадных параметрических стабилизаторов (см. рис. 8.2) сводится к выбору типа стабилитрона, определению величины сопротивления $R_{г1}$ и минимального, номинального и максимального значений входного напряжения $U_{0\,min}$, U_0, $U_{0\,max}$.

Исходными данными для расчета являются: номинальное значение выходного напряжения $U_{вых}$, минимальное и максимальное значения тока нагрузки $I_{н\,min}$, $I_{н\,max}$ и относительные отклонения питающего напряжения в сторону повышения и понижения (a_{max}, a_{min}).

Тип стабилитрона определяется величиной выходного напряжения $U_{вых}$. Величину гасящего сопротивления $R_{г1}$ и напряжений $U_{0\,min}$, U_0, $U_{0\,max}$ можно определить из следующих выражений:

$$R_{г1} = \frac{\dfrac{a_{max} + a_{min}}{1 - a_{min}} U_{ст}}{I_{ст\,max} - \dfrac{1 + a_{max}}{1 - a_{min}} I_{ст\,min} - \left(\dfrac{1 + a_{max}}{1 - a_{min}} \dfrac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}} - 1 \right) I_{н\,min}}, \quad (8.11)$$

$$\left.\begin{aligned} U_{0\,min} &= (I_{н\,max} + I_{ст\,min}) R_{г1} + U_{ст}, \\ U_0 &= U_{0\,min}/(1 - a_{min}), \\ U_{0\,max} &= U_0 (1 + a_{max}). \end{aligned}\right\} \quad (8.12)$$

В выражениях (8.11), (8.12) величина тока $I_{ст\,min}$ должна быть несколько большей величины минимально допустимого тока для выбранного типа стабилитрона I_{min}, а $I_{ст\,max}$ меньшей величины максимально допустимого тока стабилитрона I_{max}.

Параметры стабилизатора $K_{ст}$, r_i, η определяются из выражений (8.5), (8.8), (8.9).

При расчете стабилизаторов на газовых стабилитронах для надежного зажигания последнего необходимо также обеспечить выполнение следующего условия:

$$R_{г1} \leqslant (U_{ст}/I_{н\,max})(U_{0\,min}/U_з - 1),$$

где $U_з$ — напряжение зажигания стабилитрона.

В качестве параметрического стабилизатора тока небольшой силы (до 1—2 А) используются бареттеры с большим динамическим сопротивлением (несколько кОм). Баретер состоит из заполненного водородом стеклянного баллона, в котором помещается нить из стали или вольфрама. При температуре красного каления сталь и вольфрам обладают очень большим температурным коэффициентом сопротивления. Поэтому незначительное изменение тока через баретер вызывает большое изменение как его сопротивления, так и напряжения на нем. Рабочий участок ВАХ баретера *аб* (рис. 8.7*а*) называется областью бареттирования. Баретер стабилизирует как постоянный, так и переменный ток и включается последовательно с нагрузкой (рис. 8.7*б*).

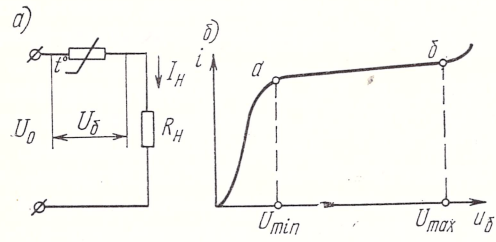


Рис. 8.7. Параметрический стабилизатор тока:
а) схема; *б)* ВАХ баретора

При неизменном сопротивлении нагрузки напряжение на ней будет неизменным, так как ток через баретер почти не изменяется. Таким образом, он может быть использован в качестве стабилизатора напряжения на нагрузке, что широко используется в цепях питания накала электронных ламп.

Если ток нагрузки больше тока одного баретера, то несколько баретеров с одинаковыми границами бареттирования включаются параллельно.

Схемы стабилизации тока баретерами очень просты, но обладают рядом недостатков: малый коэффициент стабилизации тока, ограниченные значения мощности, невозможность регулировки величины тока, инерционность вследствие тепловой инерции нити накала. Эти недостатки ограничивают применение баретеров.

8.3. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием могут быть выполнены как на электронных лампах, так и на транзисторах.

Эти стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования и обеспечивают постоянство выходного напряжения с высокой степенью точности при изменении напряжения сети и тока нагрузки, а также и при иных внешних возмущениях (частота тока питающей сети, характер нагрузки, параметры среды — температура, влажность и т. д.).

Стабилизаторы могут быть выполнены как с последовательным,

так и с параллельным включением регулирующего элемента относительно нагрузки (рис. 8.8).

В последовательной схеме регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, и компенсация осуществляется за счет изменения падения напряжения на самом регулирующем элемен-

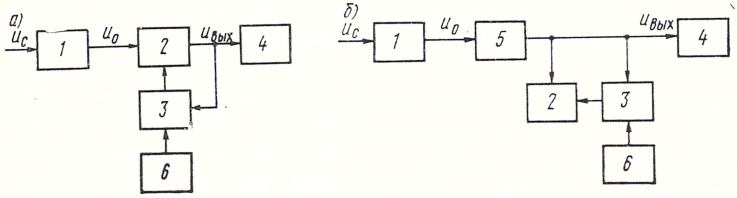


Рис. 8.8. Структурные схемы стабилизаторов постоянного напряжения:
а) последовательного; *б)* параллельного

1 — выпрямитель, преобразующий переменное напряжение питающей сети в постоянное; *2* — регулирующий элемент (электронная лампа или транзистор), который автоматически изменяет свои параметры, обеспечивая постоянство выходного напряжения $U_{вых}$; *3* — управляющий элемент, который измеряет отклонение выходного напряжения от заданной величины, усиливает напряжение этого отклонения и передает его на регулирующий элемент; *4* — нагрузка; *5* — гасящее сопротивление; *6* — источник опорного эталонного напряжения, с которым сравнивается выходное напряжение

те. В параллельной схеме регулирующий элемент *2* включен параллельно с нагрузкой, а уровень выходного напряжения поддерживается за счет изменения тока через регулирующий элемент, в результате чего изменяется падение напряжения на гасящем сопротивлении *5*, включенном последовательно с нагрузкой.

Схема с параллельным включением регулирующего элемента применяется ограниченно и используется преимущественно при импульсных изменениях тока нагрузки. Стабилизаторы с последовательным включением регулирующего элемента обладают более высоким КПД, чем стабилизаторы параллельной схемы, и применяются очень широко.

Схемы стабилизаторов на электронных лампах и на транзисторах идентичны. Ламповые стабилизаторы применяются в основном на высокие выходные напряжения, а транзисторные — на низкие.

Как ламповые, так и транзисторные стабилизаторы обладают следующими достоинствами:

1. Высокая точность стабилизации выходного напряжения. При этом стабилизатор одинаково хорошо ослабляет как конечное изменение входного напряжения, так и переменную составляющую (пульсацию).

2. Очень малые статические и динамические внутренние сопротивления.

Недостатком стабилизаторов является сравнительно низкий КПД (0,5—0,7), обусловленный потерей мощности на регулирующем элементе, поэтому стабилизаторы обычно изготавливают на малые токи. С увеличением тока нагрузки возрастает число регу-

лирующих ламп или транзисторов и, следовательно, понижается эксплуатационная надежность.

Несмотря на указанные недостатки, до настоящего времени стабилизаторы такого типа широко применяются для питания радиоаппаратуры и аппаратуры связи.

На рис. 8.9 изображена наиболее распространенная схема с последовательным включением регулирующей лампы. Схема состоит из регулирующей лампы $Л_{р1}$; усилителя постоянного тока $Л_у$, $R_у$; источника опорного напряжения $R_{г1}$, $Л_1$; сравнивающего делителя R_1, $R_п$, R_2, C_1 и выходной емкости $C_н$.

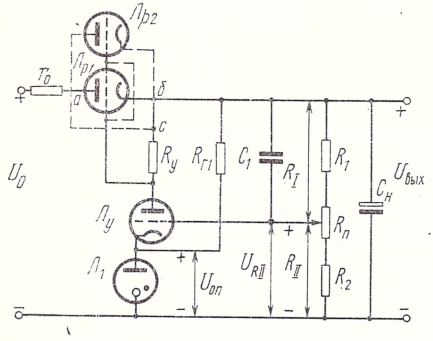


Рис. 8.9. Схема электронного стабилизатора с последовательным включением регулирующей лампы

Рассмотрим принцип действия стабилизатора на примере данной схемы. При увеличении входного напряжения U_0 выходное напряжение стабилизатора $U_{вых}$ в первый момент увеличивается. Одновременно увеличивается напряжение на нижнем плече сравнивающего делителя ($U_{R\,II}$). Напряжение на сетке усилительной лампы относительно катода по абсолютной величине равно разности напряжения $U_{оп}$—$U_{R\,II}$. При увеличении напряжения $U_{R\,II}$ разность $U_{оп}$—$U_{R\,II}$ уменьшается, и потенциал сетки усилительной лампы станет менее отрицательным по отношению к ее катоду. Анодный ток усилительной лампы увеличится, и возрастет падение напряжения $U_{R_у}$ на анодной нагрузке $R_у$. Напряжение с сопротивления $R_у$ прикладывается между сеткой и катодом регулирующей лампы.

При увеличении напряжения $U_{R_у}$ минус на сетке регулирующей лампы относительно ее катода увеличивается, растет напряжение на ее аноде, и выходное напряжение стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При уменьшении тока нагрузки стабилизатора в первый момент напряжение на выходе увеличивается за счет уменьшения падения напряжения на внутреннем сопротивлении регулирующей лампы, что увеличивает напряжение на нижнем плече сравнивающего делителя $U_{R\,II}$. В дальнейшем схема работает так же, как и при увеличении входного напряжения.

При уменьшении входного напряжения и увеличении тока нагрузки стабилизатора схема работает аналогично изложенному выше.

В схеме рис. 8.9 можно регулировать величину выходного напряжения. Для этого в цепи сравнивающего делителя устанавливается потенциометр $R_п$. Рассмотрим принцип действия схемы при перемещении движка потенциометра $R_п$ в направлении плюсовой шины стабилизатора. В этом случае увеличивается напряжение $U_{R\,II}$

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 $U_{R_у}$ на сопротивлении $R_у$.

Потенциал сетки регулирующей лампы $Л_{р1}$ станет более отрицательным, лампа $Л_{р1}$ запирается, и напряжение на ее аноде увеличивается. Увеличение анодного напряжения регулирующей лампы уменьшает выходное напряжение.

При перемещении движка потенциометра в направлении минусовой шины $U_{вых}$ стабилизатора будет увеличиваться.

Транзисторные стабилизаторы с непрерывным регулированием подобны стабилизаторам на электронных лампах. В отличие от ламповых стабилизаторов транзисторные выполняются на более низкие выходные напряжения.

Так же, как и стабилизаторы на электронных лампах, транзисторные стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные.

Рассмотрим последовательную схему транзисторного стабилизатора (рис. 8.10). Стабилизатор состоит из составного регулирующего транзистора $Т_{11}$, $Т_{12}$, $Т_{13}$, усилителя постоянного тока $Т_у$; $R_у$; источника опорного напряжения $R_{г1}$, $Д_1$ и делителя напряжения $С_1$; R_1; $R_п$; R_2.

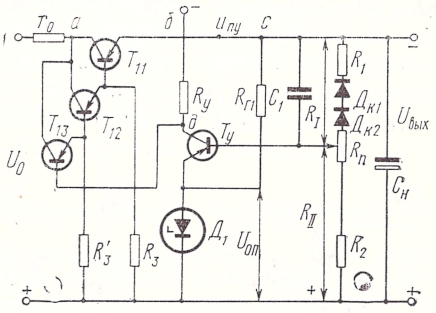


Рис. 8.10. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующего транзистора

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения U_0, например увеличении, в первый момент увеличивается выходное напряжение $U_{вых}$, что приводит к увеличению напряжения U_{RII} на нижнем плече делителя.

Потенциал базы транзистора $Т_у$ по отношению к его эмиттеру станет более отрицательным, и его базовый $I_{Bу}$ и коллекторный $I_{Cу}$ токи увеличиваются. Напряжение на сопротивлении $R_у$ равно разности напряжений дополнительного источника $U_{пу}$ и напряжений на переходах база—эмиттер транзисторов $Т_{11}$, $Т_{12}$, $Т_{13}$, т. е.

$$U_{R_у} = U_{пу} - [U_{BE\,11} + U_{BE\,12} + U_{BE\,13}].$$

Если учесть, что напряжение на переходе база—эмиттер изменяется незначительно, вследствие нелинейности входной характеристики транзистора, и принять, что напряжение $U_{пу}$ неизменно по величине, то напряжение $U_{R_у}$ на сопротивлении $R_у$ можно считать величиной постоянной. Вследствие постоянства напряжения $U_{R_у}$ сумму токов $I_{R_у} = I_{Cу} + I_{B13}$, протекающих через сопротивление $R_у$, можно также считать величиной постоянной.

Увеличение тока I_{Cy} вызывает уменьшение тока базы I_{B13} транзистора T_3, так как $I_{R_y} = I_{B13} + I_{Cy} = \text{const}$. Уменьшаются токи I_{E13}, I_{B12}, I_{E12}, I_{B11}, что увеличивает напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_{11} и приводит к уменьшению выходного напряжения стабилизатора до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки, например увеличении, выходное напряжение стабилизатора в первый момент уменьшается, что уменьшает напряжение на нижнем плече делителя U_{RII}.

Потенциал базы транзистора T_y станет менее отрицательным, уменьшаются токи базы I_{By} и коллектора I_{Cy}, транзистора T_y. Уменьшение тока I_{Cy} увеличит токи базы I_{B13}, I_{B12}, I_{B11}, что уменьшит напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_{11}, и выходное напряжение возвратится к своему первоначальному значению.

В транзисторных стабилизаторах напряжения в качестве регулирующего элемента применяется составной транзистор (T_{11}, T_{12}, T_{13}). Он представляет собой каскадное соединение нескольких транзисторов. Применение составного транзистора позволяет существенно увеличить коэффициент усиления по току ($h_{21\,c} = h_{21(11)} h_{21(12)} h_{21(13)}$); увеличить сопротивление коллектора r_C и снизить влияние обратного коллекторного тока $I_{CB\,0}$. Кроме этого, применение составного транзистора позволяет согласовать мощный транзистор T_{11} с маломощным усилительным транзистором T_y.

В большинстве случаев мощный транзистор T_{11} устанавливается на радиаторе. Радиатор представляет собой ребристую пластину, площадь поверхности которой зависит от максимальной мощности, рассеиваемой на транзисторе T_{11}.

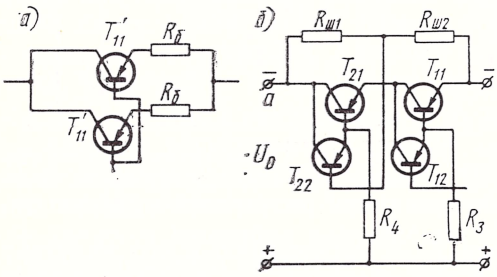


Рис. 8.11. Схемы включения регулирующих транзисторов:
а) параллельного; *б)* последовательного

При больших напряжениях и токах нагрузки используют схемы рис. 8.11.

При параллельном включении регулирующих транзисторов для выравнивания токов в цепи их эмиттеров включают сопротивления $R_б$. Для выравнивания напряжений последовательно включенные транзисторы шунтируются сопротивлениями $R_ш$.

С повышением температуры коллекторного перехода транзистора T_{11} возрастает обратный коллекторный ток $I_{CB\,0(11)}$, имеющий направление от базы к коллектору.

При уменьшении тока нагрузки стабилизатора суммарный ток базы транзистора T_{11} уменьшается, а следовательно, уменьшается и ток эмиттера T_{12}. При некотором значении тока нагрузки ток базы T_{11}, а следовательно, и ток эмиттера T_{12} станет равным нулю, и нормальная работа схемы нарушится.

Для того чтобы обеспечить нормальную работу схемы при максимальной температуре и минимальном токе нагрузки, в схему вводят резистор $R_з$. Ток через резистор $R_з$ при максимальной температуре коллекторного перехода должен быть больше разности максимального значения $I_{СВ\,0\,(11)}$ и величины $I_{В\,11\,min}$.

Назначение резистора $R'_з$ аналогично.

Напряжение питания усилителя постоянного тока оказывает значительное влияние на стабильность выходного напряжения. При питании усилителя постоянного тока непосредственно напряжением входного стабилизатора (точка *б* подключена к точке *а*, рис. 8.12*а*), изменения напряжения U_0 приводят к значительным изменениям тока коллектора усилительного транзистора $T_у$, что, в свою очередь, уменьшает стабильность выходного напряжения.

В связи с этим усилитель постоянного тока питается от дополнительного стабилизированного источника питания. В качестве дополнительного источника широко применяются параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах. На рис. 8.12*б* показана схема включения такого источника.

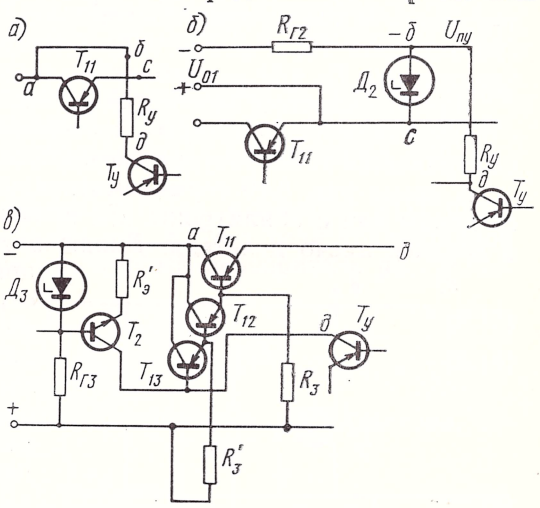


Рис. 8.12. Схемы питания усилителя постоянного тока:
а) от входа стабилизатора; *б)* от дополнительного источника; *в)* от входа стабилизатора (в качестве нагрузки используется эмиттерный повторитель)

Если невозможно использовать дополнительный источник питания, например, при питании стабилизатора от аккумуляторной батареи, можно использовать схему (рис. 8.12*в*).

В этой схеме для стабилизации тока усилителя в качестве нагрузки транзистора $T_у$ используется эмиттерный повторитель из транзистора T_2 и резистора $R'_э$. Так как выходное напряжение эмиттерного повторителя равно напряжению стабилитрона $Д_2$ и мало зависит от изменения напряжения U_0, то ток эмиттера T_2, а следовательно, и ток коллектора T_2 также мало зависят от изменения входного напряжения стабилизатора U_0.

Схема сравнения транзисторного стабилизатора напряжения состоит из источника опорного напряжения и сравнивающего делителя. В схеме рис. 8.10 источник опорного напряжения — стабилитрон $Д_1$ — подключен к плюсовой шине стабилизатора. Напряжение стабилитрона $U_{0п}$ сравнивается с напряжением на нижнем плече делителя U_{R11}, которое изменяется пропорционально измене-

ниям выходного напряжения $U_{вых}$. В цепи делителя устанавливается потенциометр. Изменяя положение движка потенциометра, можно регулировать величину выходного напряжения стабилизатора. Изменение окружающей температуры изменяет напряжение на стабилитроне. Величина изменения напряжения стабилитрона зависит от величины его температурного коэффициента (ТКН).

Если ТКН стабилитрона положителен, то с ростом температуры опорное напряжение возрастает, что уменьшает отрицательный потенциал базы транзистора $T_у$. Вследствие этого уменьшаются токи базы и коллектора транзистора $T_у$, увеличиваются токи базы транзисторов T_{13}, T_{12}, T_{11}, падает напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_{11} и $U_{вых}$ стабилизатора увеличивается.

Для уменьшения изменений выходного напряжения, связанных с изменением температуры окружающей среды, в схемах предусматривается температурная компенсация.

В схеме рис. 8.10 термокомпенсирующими элементами являются диоды или стабилитроны. $Д_к$, включенные в прямом направлении в верхнее плечо делителя. Диоды и стабилитроны, включенные в прямом направлении, имеют отрицательный температурный коэффициент. С ростом температуры уменьшается напряжение на диодах $Д_к$, а напряжение U_{RII} увеличивается, что в результате снижает выходное напряжение, т. е. изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона $Д_1$, противоположны по знаку изменениям выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующих диодах $Д_к$. Такая температурная компенсация возможна, если ТКН стабилитрона $Д_1$ положителен. Если ТКН стабилитрона отрицателен, в одно из плеч делителя включается термозависимое сопротивление, которое и обеспечивает температурную компенсацию.

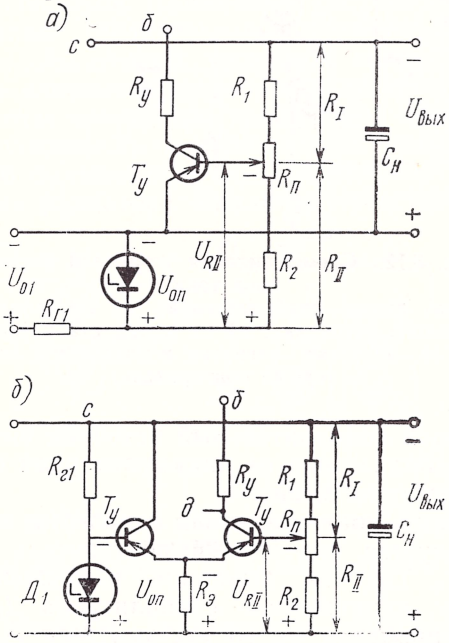


Рис. 8.13. Схемы сравнения транзисторных стабилизаторов:
а) для низких выходных напряжений;
б) с дифференциальным усилителем постоянного тока

Схема сравнения в стабилизаторе (см. рис. 8.10) применяется, если выходное напряжение больше напряжения опорного.

Для получения малых выходных напряжений, а также при широком диапазоне регулировки выходного напряжения применяется

схема рис. 8.13*а*. В ней источник опорного напряжения подключается к плюсовой шине стабилизатора, а сравнивающий делитель ($R_1R_пR_2$) питается суммарным напряжением $U_{вых}+U_{0п}$. Схема рис. 8.13*б* используется, если выходное напряжение больше опорного. В этой схеме напряжение нижнего плеча делителя $U_{R\,II}$ сравнивается с напряжением на сопротивлении $R_э$, которое приблизительно равно опорному напряжению на стабилитроне $Д_1$. Преимущество данной схемы сравнения, по сравнению с ранее рассмотренными, заключается в том, что здесь компенсируется температурный дрейф напряжений база—эмиттер транзисторов $T_у$ и $T'_у$. В этой схеме сравнения желательно применять стабилитроны с малым ТКН.

Для определения внутреннего сопротивления r_i, коэффициента стабилизации $K_{ст}$ и коэффициента сглаживания $K_{\sim}$ транзисторных стабилизаторов можно воспользоваться следующими выражениями:

для схем транзисторных стабилизаторов, в которых УПТ питается от дополнительного источника рис. 8.12*б* и если коллекторной нагрузкой усилителя является эмиттерный повторитель рис. 8.12*в*:

$$K_{ст} = \mu_р K_у \alpha U_{вых}/U_0, \tag{8.13}$$

$$r_i = -1/S_р K_у \alpha. \tag{8.14}$$

Если УПТ питается от входного напряжения стабилизатора, коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{\mu_р K_у \alpha}{1 + \dfrac{r_{Cу}}{r_{Cу} + R_у}\mu_р}. \tag{8.15}$$

Внутреннее сопротивление в этом случае определяется из (8.14).

В (8.13)—(8.15) $\mu_р$, $S_р$ — коэффициент усиления составного регулирующего транзистора по напряжению и его крутизна; $K_у$ — коэффициент усиления УПТ; α — коэффициент передачи делителя; $r_{Cу}$ — сопротивление коллектора транзистора $T_у$ в схеме с общим эмиттером.

Коэффициент усиления составного транзистора по напряжению $\mu_р$ зависит от количества транзисторов, входящих в составной. Для двойного и тройного составных транзисторов $\mu_р$

$$\mu_{р\,(2)} = \frac{\mu_{11}\mu_{12}}{\mu_{11} + \mu_{12}}, \quad \mu_{р\,(3)} = \frac{\mu_{11}\mu_{12}\mu_{13}}{\mu_{11}\mu_{12} + \mu_{12}\mu_{13} + \mu_{11}\mu_{13}}. \tag{8.16}$$

В выражениях (8.16) μ_{11}, μ_{12}, μ_{13} — коэффициенты усиления по напряжению транзисторов, входящих в составной.

Коэффициент усиления транзистора μ определяется из характеристик транзистора при постоянном токе коллектора, как это показано на рис. 8.14.

Крутизна составного регулирующего транзистора $S_р$: для двойного составного транзистора

$$S_р = \frac{S_{11}S_{12}h_{21\,(11)}}{S_{11} + h_{21\,(11)}\,S_{12}}; \qquad (8.17)$$

для тройного составного транзистора

$$S_р = \frac{h_{21\,(11)}\,h_{21\,(12)}\,S_{11}S_{12}S_{13}}{S_{12}S_{11} + h_{21\,(12)}\,S_{13}S_{11} + h_{21\,(11)}\,h_{21\,(12)}\,S_{13}S_{12}}. \qquad (8.18)$$

В (8.17), (8.18) h и S — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером и крутизна соответствующего транзистора, вхо-

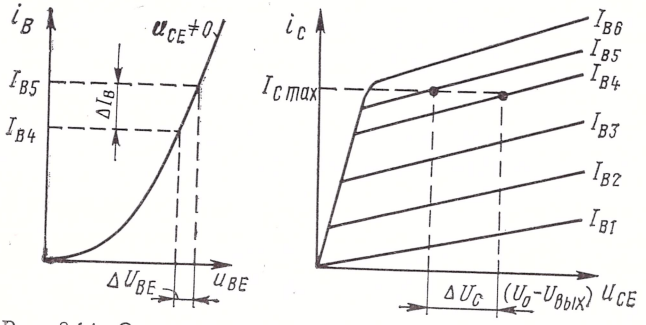


Рис. 8.14. Определение коэффициента усиления транзистора μ из характеристик $i_B = f(u_{BE})$; $i_C = f(u_{CE})$

дящего в составной. Для определения крутизны можно воспользоваться характеристиками транзистора рис. 8.15.

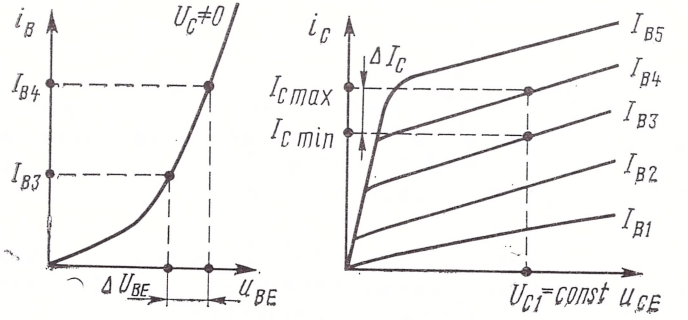


Рис. 8.15. К определению крутизны транзистора S: $S = \Delta I_C/\Delta U_{BE}$ при $U_C = \text{const}$; $U_{C1} = U_0 - U_{вых}$ при определении S_{11}, S_{12}, S_{13}; $U_{C1} = U_{вых} - U_{см1}$ при определении $S_у$ (схема рис. 8.10, 8.13*б*); $U_{C1} = U_{вых}$ при определении $S_у$ (схема рис. 8.13*а*)

Коэффициент усиления УПТ зависит от схемы сравнения: для схемы рис. 8.10

$$K_у = S_у R_К / 1 + S_у r_{d1}; \qquad (8.19)$$

для схемы рис. 8.13*а*

$$K_{\text{у}} = S_{\text{у}} R_{\text{К}}; \tag{8.20}$$

для схемы рис. 8.13*б*

$$K_{\text{у}} = \frac{S_{\text{у}} R_{\text{К}}}{2 + S_{\text{у}} \dfrac{r_{d1}}{h_{21\,(y)}}}. \tag{8.21}$$

В (8.19)—(8.21) $S_{\text{у}}$ — крутизна транзистора $T_{\text{у}}$ определяется из характеристик рис. 8.15; $r_{d\,1}$ — динамическое сопротивление стабилитрона $Д_1$.

Сопротивление $R_{\text{К}}$ — коллекторная нагрузка усилителя постоянного тока, оно различно для различных схем питания УПТ.

При питании УПТ со входа стабилизатора (см. рис. 8.12*а*) $R_{\text{К}} \approx R_{\text{у}}$.

При питании УПТ от дополнительного источника (см. рис. 8.12*б*).

$$R_{\text{К}} = R_{i\,(C)} R_{\text{у}} / (R_{\text{у}} + R_{iC}),$$

где $R_{i\,(C)}$ — входное сопротивление составного транзистора, величина которого зависит от числа транзисторов, входящих в составной.

Для двойного составного транзистора

$$R_{i\,(C2)} = R_{i\,(12)} + R_{i\,(11)} h_{21\,(12)}.$$

Для тройного составного транзистора

$$R_{i\,(C3)} = R_{i\,(13)} + R_{i\,(12)} h_{21\,(13)} + R_{i\,(11)} h_{21\,(12)} h_{21\,(13)}.$$

Если коллекторной нагрузкой УПТ является эмиттерный повторитель, $R_{\text{К}} \approx R_{iC}$.

Входные сопротивления транзисторов, входящих в составной, $R_{i(11)}$, $R_{i(12)}$, $R_{i(13)}$ можно определить из входных характеристик транзистора (рис. 8.16).

Коэффициент передачи делителя α зависит от схемы сравнения стабилизатора:

для схем рис. 8.10 и 8.13*б*

$$\alpha = U_{\text{оп}} / U_{\text{вых}} = R_{\text{II}} / (R_1 + R_{\text{п}} + R_2);$$

для схемы рис. 8.13*а*

$$\alpha = U_{\text{оп}} / (U_{\text{вых}} + U_{\text{оп}}) = R_{\text{II}} / (R_1 + R_{\text{п}} + R_2).$$

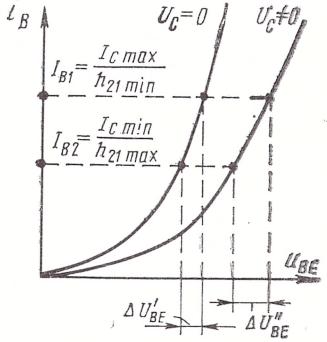


Рис. 8.16. Определение входного сопротивления из характеристик транзистора: $R_i = 0{,}5(R'_i + R''_i) = 0{,}5(\Delta U'_{BE}/\Delta I_B + \Delta U''_{BE}/\Delta I_B)$

Коэффициент сглаживания $K_{\sim}$ для рассмотренных схем транзисторных стабилизаторов приближенно равен коэффициенту ста-

билизации $K_{ст}$. Если верхнее плечо делителя зашунтировано емкостью C_1 (см. рис. 8.10), то для определения $K_{\sim}$ необходимо в выражениях для $K_{ст}$ принять $\alpha=1$, так как коэффициент передачи делителя по переменной составляющей в этом случае близок к единице.

Коэффициент полезного действия последовательных стабилизаторов, как ламповых, так и транзисторных, зависит от величины входного напряжения U_0 и равен $\eta \approx U_{вых}/U_0$. Чем больше изменения входного напряжения и чем глубже регулировка выходного напряжения, тем меньше КПД схемы.

8.4. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Отличительной чертой всех импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению с линейными стабилизаторами является работа регулирующего транзистора в режиме переключения.

Работа транзистора в режиме переключения характеризуется быстрым переходом рабочей точки из области отсечки в область насыщения. При этом мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, во много раз меньше, чем при его работе в линейном режиме.

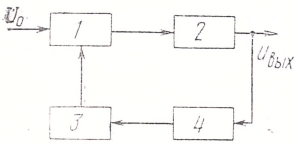


Рис. 8.17. Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения: *1* — регулирующий транзистор; *2* — фильтр; *3* — импульсный элемент; *4* — схема сравнения

Работа регулирующего транзистора в режиме переключения позволяет повысить коэффициент использования самого транзистора, повысить КПД стабилизатора (рис. 8.17) и уменьшить его габариты.

Наиболее распространены два типа импульсных стабилизаторов: стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и релейные стабилизаторы или стабилизаторы с двухпозиционным регулированием.

В стабилизаторах с ШИМ в качестве импульсного элемента используется генератор, время импульса или паузы которого изменяется в зависимости от постоянного сигнала, поступающего на вход импульсного элемента с выхода схемы сравнения.

Принцип действия стабилизатора с ШИМ заключается в следующем: постоянное напряжение U_0 от выпрямителя или от аккумуляторной батареи подается на регулирующий транзистор, а затем через фильтр на выход стабилизатора.

Выходное напряжение стабилизатора приводится к опорному напряжению, сравнивается с ним, а затем сигнал разности подается на вход устройства, преобразующего сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу разности между опорным и измеряемым напряжением. С устройства, преобразующего постоянный ток в импульсы, сигнал поступает на регулирующий транзистор.

Регулирующий транзистор периодически переключается, и среднее значение напряжения на выходе фильтра зависит от соотношения между интервалами, в которых транзистор открыт или заперт. При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал постоянного тока, а следовательно, и соотношение между паузой и импульсом, и среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению.

Принцип действия релейных или двухпозиционных стабилизаторов несколько отличается от принципа действия стабилизаторов с ШИМ. 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 определенной величине выходного напряжения величина сигнала на выходе схемы сравнения станет достаточной для срабатывания триггера. Триггер срабатывает и закрывает регулирующий транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться, что вызывает уменьшение сигнала на выходе схемы сравнения. При определенной величине 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 продолжительности открытого состояния регулирующего транзистора и к изменению частоты его переключения, а среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться неизменным с определенной степенью точности.

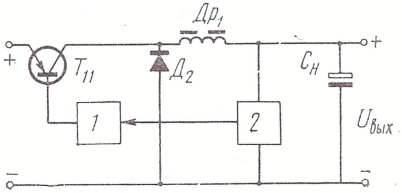


Рис. 8.18. Схема силовой части импульсного стабилизатора напряжения:

1 — импульсный элемент; *2* — схема сравнения

Силовая часть импульсных стабилизаторов независимо от их типа состоит из регулирующего транзистора T_{11}, дросселя $Др_1$, емкости $C_н$ и коммутирующего диода $Д_2$ (рис. 8.18). На вход регулирующего транзистора от импульсного элемента поступают управляющие импульсы.

Рассмотрим процесс переключения силового регулирующего транзистора T_{11} и коммутирующего диода $Д_2$ (рис. 8.19). В момент t_1 в цепь базы закрытого транзистора T_{11} подан импульс тока, достаточный для насыщения цепи коллектора. Рабочая точка транзистора перемещается из области отсечки в область насыщения за время t_{in}, которое зависит от величины тока базы ($\Delta I_{B(0\,11)}$ и частотных свойств транзистора. Исходя из постоянства тока в дрос-

селе $Д_{р1}$, ток диода $Д_2$—$i_{Д2}$ уменьшается, напряжение на диоде $Д_2$ мало, а к транзистору приложено напряжение, равное входному U_0. Так как обратное сопротивление диода $Д_2$ восстанавливается не мгновенно, возможен выброс коллекторного тока на величину, не превышающую $\Delta I_{B(0\,11)} h_{21\,E\,(11)}$ ($h_{21\,E\,(11)}$ — статический коэффи-

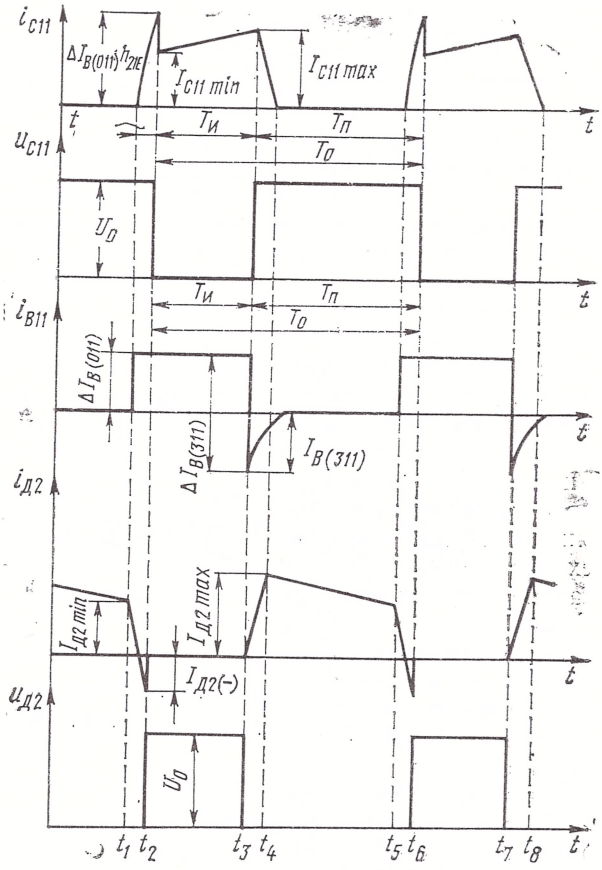


Рис. 8.19. Графики токов и напряжений транзистора и диода, работающих в ключевом режиме

циент усиления по току транзистора T_{11}). В интервале восстановления диода $Д_2$ ток $i_{Д2}$ меняет знак. Амплитуда отрицательного выброса тока диода не превышает величины

$$I_{Д2\,(-)} \approx \Delta I_{B\,(011)}\ h_{21E\,(11)} - I_{Д2\,min}.$$

В момент времени t_2 коллекторный ток транзистора становится равным $I_{C\,11\,min} = I_{Д\,2\,min}$, напряжение $U_{CE\,11}$ уменьшается до напряжения насыщения $U_{CE\,11\,sat}$, а ток в диоде $Д_2$ падает до нуля.

В интервале времени t_2—t_3 ток коллектора T_{11} возрастает, ток диода $Д_2$ равен обратному току, напряжение $u_{CE\,11}$ равно напряжению насыщения $U_{CE\,11\,sat}$, а напряжение на диоде $u_{д2}$ равно входному U_0.

В момент t_3 на базу транзистора T_{11} подается запирающее напряжение, ток базы T_{11} меняет свое направление, а ток коллектора начинает уменьшаться с задержкой на время рассасывания избыточной концентрации неосновных носителей в базе.

Как только ток коллектора T_{11} уменьшится, ЭДС самоиндукции дросселя изменит знак и диод $Д_2$ включится. Напряжение на диоде $Д_2$ упадет до нуля, а напряжение $U_{CE\,11}$ возрастет до величины входного напряжения U_0. Переход транзистора T_{11} из насыщенного состояния в режим отсечки осуществляется за время $t_{0\,ff}$, величина которого зависит от частотных свойств транзистора и от величины изменения тока базы $\Delta I_{B(311)}$. В интервале запирания напряжение $u_{CE\,11}$ максимально и равно U_0.

Величина $\Delta I_{B\,(311)}$ в основном зависит от внутреннего сопротивления запирающего источника, так как в интервале рассасывания эмиттерный переход T_{11} представляет собой весьма небольшое сопротивление.

В момент времени t_4 ток $i_{C\,11}$ уменьшается до минимальной величины, равной приблизительно I_{CB0}, а ток $i_{д2}$ увеличивается до $I_{д2max}=I_{C\,11\,max}$.

В интервале t_4—t_5 ток коллектора равен минимальной величине, ток диода уменьшается, напряжение $u_{CE\,11}=U_0$, а напряжение на диоде равно минимальной величине. Начиная с момента времени t_5, процесс повторяется.

Мощность, рассеиваемая транзистором в режиме переключения P_C, состоит из трех: мощности, рассеиваемой в режиме отсечки P_{CO}, мощности, рассеиваемой в режиме насыщения $P_{C\,sat}$, и мощности переключения P_{CP}.

Значения составляющих P_{CO}, $P_{C\,sat}$, P_{CP} определяются из следующих выражений:

$$P_{CO} = U_0 I_{CB\,0}(1-\gamma).$$

$$P_{C\,sat} = U_{CE\,sat} I_{C\,max}\gamma,$$

$$P_{CP} = U_0 I_{C\,max}(t_{in}+t_{0\,ff})f_0/2,$$

$$P_C = P_{CO}+P_{C\,sat}+P_{CP},$$

где $I_{CB\,0}$ — начальный коллекторный ток транзистора; $U_{CE\,sat}$ — напряжение коллектор—эмиттер транзистора в режиме насыщения; $I_{C\,max}$ — максимальный коллекторный ток; t_{in}, $t_{0\,ff}$, f_0 — время включения, время выключения и частота переключения транзистора; γ — относительное время открытого состояния транзистора ($\gamma=T_и/T_0$).

При малых величинах $I_{CB\,0}$ суммарная мощность определяется в основном составляющими $P_{C\,sat}$ и P_C.

Величина $P_{C\,sat}$ в основном зависит от относительного времени открытого состояния γ, тока $I_{C\,max}$ и остаточного напряжения $U_{CE\,sat}$. В стабилизаторах напряжения $\gamma \approx U_{вых}/U_0$ зависит от отношения выходного и входного напряжения. Чем больше U_0, тем меньше величина γ и меньше $P_{C\,sat}$.

Составляющая P_{CP} зависит от частотных свойств транзистора, а именно, от времени его включения t_{in} и времени выключения t_{0ff}, от величины входного напряжения U_0, максимального тока коллектора I_C и частоты переключения f_0. Чем выше граничная частота транзистора, тем меньше t_{in}, t_{0ff} и тем меньше мощность P_{CP}.

При использовании низкочастотных транзисторов максимальная частота переключения f_0 ограничивается величиной мощности P_{CP}.

На входе фильтра импульсного стабилизатора напряжение имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной входному напряжению стабилизатора U_0. 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 максимальна при $\gamma = 0{,}5$.

В качестве импульсных элементов стабилизаторов напряжения используются триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы и т. д.

Схема рис. 8.20*а* может быть использована как в релейных стабилизаторах, так и в стабилизаторах с ШИМ.

В триггере ТД включен параллельно переходу база-эмиттер тран-

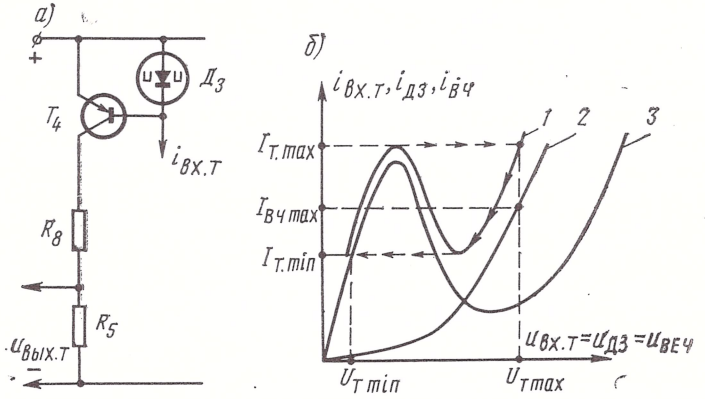


Рис. 8.20. Триггер на транзисторе и туннельном диоде:
а) схема; *б*) характеристики
(*1* — входная триггера; *2* — входная I_4; *3* — для $Д_3$)

зистора 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 напряже-

нии на его коллекторе, равном нулю, и характеристики ТД. Сложение осуществляется по оси токов (рис. 8.20*б*).

Триггер управляется током. При увеличении входного тока триггера до величины $I_{T\,max}$ напряжение на его входе скачком увеличивается до величины $U_{T\,max}$. На эту же величину скачком увеличится напряжение база—эмиттер транзистора T_4, при этом токи его базы и коллектора, а также выходное напряжение резко возрастут. При уменьшении входного тока триггера до величины $I_{T\,min}$ напряжения на входе триггера, а сооответственно и на переходе база—эмиттер транзистора T_4 резко уменьшаются, что приводит к резкому уменьшению токов базы и коллектора T_4, и напряжение на выходе триггера становится равным нулю.

Схемы сравнения импульсных стабилизаторов аналогичны схемам сравнения линейных стабилизаторов напряжения.

Стабилизатор рис. 8.21 состоит из составного регулирующего транзистора (T_{11}, T_{12}); фильтра ($L_1C_нД_2$); схемы сравнения и уси-

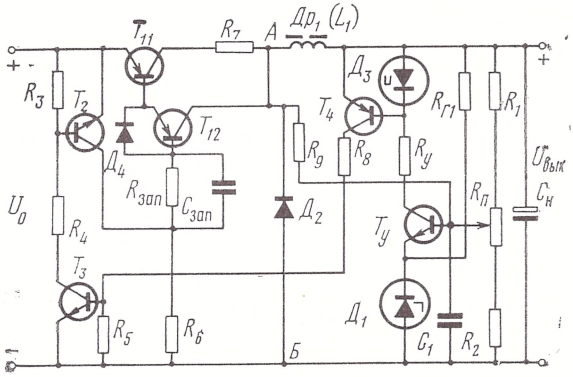


Рис. 8.21. Схема импульсного стабилизатора напряжения в релейном режиме

лителя постоянного тока (R_1, $R_п$, R_2, $Д_1$, $R_{г1}$, $T_у$, $R_у$); триггера, выполненного на $ТДД_3$, и транзисторе T_4; промежуточного усилителя (T_3, R_4, R_3); транзистора T_2, предназначенного для запирания регулирующего транзистора; цепочки (R_9C_1), необходимой для увеличения частоты автоколебаний стабилизатора и элементов (R_6, $R_{зап}$, $Д_4$, $C_{зап}$), необходимых для надежного включения и запирания регулирующего транзистора.

В данной схеме в качестве импульсного элемента используется триггер на ТД и транзисторе. Как показано в [13], в таких схемах можно использовать триггер на транзисторах (триггер Шмитта), однако применение триггера на ТД позволяет улучшить фронты управляющих импульсов и уменьшить количество используемых элементов.

На рис. 8.22 изображены графики выходного напряжения стабилизатора, токов и напряжений транзистора T_{11} и диода $Д_2$, и тока в дросселе $Др_1$.

Рассмотрим принцип действия схемы рис. 8.21. На вход стабилизатора подается постоянное напряжение U_0. В момент времени $t=0$ напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до величины, при которой срабатывает триггер (T_4, $Д_3$). Триггер срабатывает и ток коллектора T_4 скачком уменьшается до нуля. При этом закрываются транзисторы T_3 и T_2, транзисторы T_{12}, T_{11} открываются, а емкость $C_{зап}$ заряжается через сопротивление R_6. Напряжение на входе фильтра (в точках $А$, $Б$) скачком увеличивается до напряжения U_0, диод $Д_2$ закрывается и ток $i_{Д2}$ падает до нуля. Ток коллектора регулирующего транзистора T_{11}, а соответственно, и ток дросселя начинают увеличиваться. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до момента, пока ток в дросселе не станет равным току нагрузки $I_н$, а затем начинает расти. При увеличении выходного напряжения увеличивается положительный потенциал на базе транзистора $T_у$. Ток базы, а следовательно, и ток коллектора $T_у$ увеличиваются.

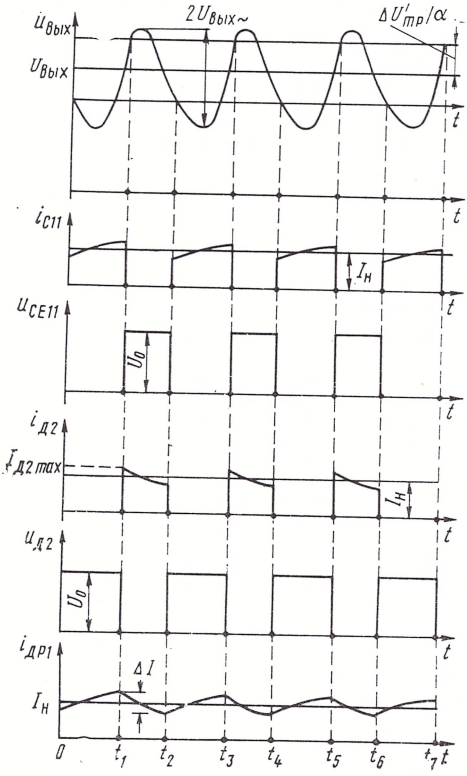


Рис. 8.22. Напряжения и токи релейного стабилизатора напряжения

В момент времени t_1 напряжение на выходе стабилизатора достигает величины $U_{вых}+\Delta U'_{тр}/\alpha$, а ток коллектора $T_у$ величины тока срабатывания триггера. Триггер срабатывает, и ток коллектора T_4 скачком увеличивается до максимального значения.

Транзисторы T_3 и T_2 открываются. Емкость $C_{зап}$ через транзистор T_2 подключается между базой и эмиттером транзисторов T_{12}, T_{11}, и они закрываются. В интервале t_1—t_2 ток коллектора транзистора T_{11} равен нулю, а дроссель разряжается через диод $Д_2$. Напряжение на выходе стабилизатора вначале увеличивается, пока ток в дросселе $Др_1$ больше тока нагрузки, и затем начинает уменьшаться.

При уменьшении выходного напряжения уменьшается положительный потенциал на базе транзистора $T_у$ и его токи базы и коллектора уменьшаются. В момент t_2 напряжение на выходе уменьшилось до величины $U_{вых}-\Delta U'_{тр}/\alpha$, а ток коллектора $T_у$ уменьшился до величины тока отпускания триггера. Триггер срабаты-

вает, транзисторы T_4, T_3, T_2 закрываются, а транзисторы T_{12}, T_{11} открываются. Вновь начинает увеличиваться ток коллектора регулирующего транзистора T_{11}, а соответственно и ток дросселя $Др_1$. 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. Как видно из принципа действия схемы, стабилизаторы данного типа работают в режиме устойчивых автоколебаний.

Существенным недостатком, ограничивающим область применения релейных стабилизаторов, является относительно большая амплитуда пульсации выходного напряжения. Амплитуда пульсации выходного напряжения зависит от величины порогов срабатывания триггера, коэффициента усиления усилителя и от коэффициента затухания фильтра стабилизатора. Повышение резонансной частоты фильтра при постоянных значениях порогов срабатывания триггера, коэффициента усиления усилителя и коэффициента затухания фильтра стабилизатора пропорционально увеличивает частоту автоколебаний, не изменяя амплитуды пульсации выходного напряжения.

Коэффициент затухания фильтра повышают, увеличивая индуктивность 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, порогах срабатывания триггера и коэффициенте усиления усилителя, может быть достигнуто введением дополнительных ускоряющих элементов. В качестве такого ускоряющего элемента в данной схеме используется цепочка из конденсатора C_1 и резистора R_9. Значительное увеличение частоты автоколебаний стабилизатора при тех же параметрах фильтра, усилителя и триггера значительно снижает амплитуду пульсации.

Схема рис. 8.23 мало чем отличается от схемы рис. 8.21. Отличие заключается в том, что вместо резистора $R_{зап}$ в схеме установлены диоды $Д_5$. Использование в схеме запирания диодов позволяет ограничить напряжение на конденсаторе $C_{зап}$. Кроме того, при изменении входного напряжения амплитуда напряжения на $C_{зап}$ изменяется незначительно. Постоянство амплитуды запирающего напряжения особенно важно, если в качестве регулирующих применяются высокочастотные транзисторы, у которых обратное напряжение база—эмиттер мало и строго ограничено по величине.

В отличие от схемы рис. 8.21 данный стабилизатор работает в режиме ШИМ. На вход усилителя через разделительный конден-

сатор от внешнего источника подается переменный сигнал. Форма сигнала может быть пилообразной или синусоидальной.

Рассмотрим принцип действия схемы при пилообразном воздействии. На рис. 8.24 изображены графики, поясняющие работу стабилизатора в режиме ШИМ.

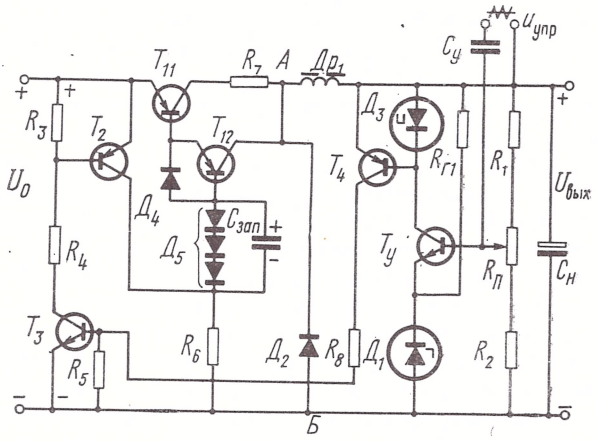


Рис. 8.23. Импульсный ШИМ стабилизатор напряжения

На базу усилительного транзистора подается пилообразный сигнал и постоянное смещение $U_{см1}$ с делителя $R_1R_пR_2$.

В момент t_1 напряжение на базе усилительного транзистора достигло величины, при которой ток коллектора $T_у$ равен току срабатывания триггера. Триггер срабатывает, открываются транзисторы T_4, T_3, T_2, а транзисторы T_{12}, T_{11} закрываются. Напряжение на входе фильтра $U_{АБ}$ скачком уменьшается до нуля. В момент времени t_2 пилообразное напряжение на базе транзистора $T_у$ уменьшается до величины, при которой ток коллектора усилительного транзистора становится равным току отпускания триггера. Триггер срабатывает, закрываются транзисторы T_4, T_3, T_2, а транзисторы T_{12}, T_{11} открываются. Напряжение на входе фильтра вновь скачком увеличивается до величины входного напряжения U_{01}. Таким об-

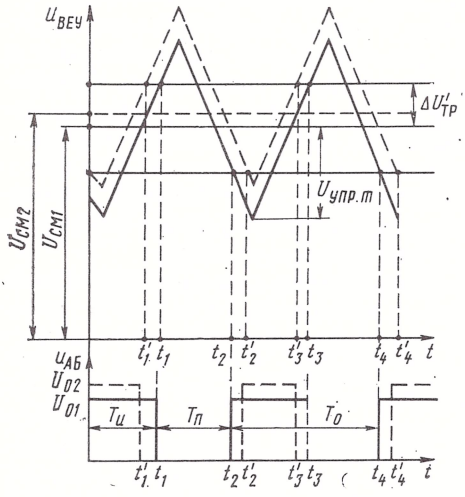


Рис. 8.24. Графики напряжений $u_{ВЕУ}=f(t)$ и $u_{АВ}=f(t)$ стабилизатора напряжения, работающего в режиме ШИМ

разом, триггер, а соответственно и регулирующий транзистор непрерывно переключаются за счет внешнего переменного сигнала.

Предположим, напряжение на входе стабилизатора увеличилось до величины U_{02}. При этом напряжение смещения на базе усилительного транзистора увеличилось до величины $U_{см\,2}$. Как видно из рис. 8.24, увеличение смещения увеличивает время открытого состояния транзисторов T_4, T_3, T_2. Время открытого состояния транзисторов T_{12}, T_{11} при этом уменьшается. Соответственно уменьшается время импульса на входе фильтра, а среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному с определенной степенью точности.

8.5. 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.

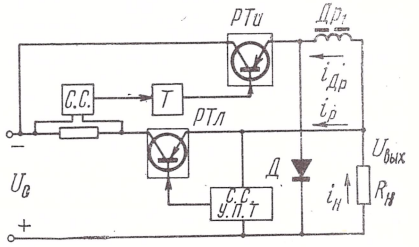


Рис. 8.25. Структурная схема непрерывно-импульсного стабилизатора напряжения

В непрерывно-импульсных стабилизаторах реализуются основные достоинства непрерывных и импульсных стабилизаторов.

Схема рис. 8.25 состоит из непрерывного (линейного) и импульсного стабилизаторов. Импульсный стабилизатор управляется напряжением, снимаемым с резистора $R_и$, которое установлено последовательно с регулирующим транзистором ($РТ_л$) непрерывного стабилизатора. Напряжение на резисторе $R_и$ изменяется пропорционально току непрерывного стабилизатора.

При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения U_0 начинает увеличиваться ток регулирующего транзистора ($РТ_л$) непрерывного стабилизатора и напряжение на резисторе $R_и$ увеличивается. При определенной величине напряжения на этом сопротивлении срабатывает триггер ($Т$) и включает регулирующий транзистор ($РТ_и$) импульсного стабилизатора. Ток дросселя ($Др$), установленного последовательно с регулирующим транзистором импульсного стабилизатора, начинает увеличиваться, напряжение на выходе ($U_{вых}$) увеличивается, а ток непрерывного стабилизатора уменьшается. Ток непрерывного стабилизатора будет уменьшаться до тех пор, пока напряжение на сопротивлении $R_и$ не достигнет порога отпускания триггера, после чего триггер

срабатывает, и регулирующий транзистор импульсного стабилизатора закроется. За время закрытого состояния регулирующего транзистора дроссель *Др* разряжается через диод *Д* на нагрузку, и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. Уменьшение напряжения на выходе вызывает увеличение тока непрерывного стабилизатора, напряжение на резисторе $R_и$ увеличивается, вновь срабатывает триггер *(Т)*, регулирующий транзистор импульсного стабилизатора $(РТ_и)$ открывается, и процесс повторяется.

При увеличении входного напряжения стабилизатора U_0 увеличивается скорость нарастания тока непрерывного стабилизатора, что уменьшает время 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 уменьшает время закрытого состояния регулирующего транзистора $(РТ_и)$, и выходное напряжение $U_{вых}$ 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 $i_р$ состоят из постоянных и переменных составляющих, причем переменные составляющие токов $i_{Др}$ и $i_{р\sim}$ находятся в противофазе и не равны друг другу $(i_{Др\sim} > i_{р\sim})$. Ток в сопротивлении нагрузки стабилизатора равен сумме этих токов. Чем ближе по величине переменные составляющие токов $i_{Др\sim}$ и $i_{р\sim}$, тем меньше величина переменной составляющей тока в сопротивлении нагрузки и тем меньше переменная составляющая (пульсация) выходного напряжения стабилизатора.

Величина переменной составляющей тока непрерывного стабилизатора $i_{р\sim}$ зависит от коэффициента усиления цепи обратной связи.

Если коэффициент усиления равен бесконечности, то переменные составляющие токов равны $(i_{Др\sim} = i_{р\sim})$, и переменная составляющая (пульсация) выходного напряжения будет равна нулю. Из этого следует, что увеличение коэффициента усиления цепи ОС уменьшает переменную составляющую выходного напряжения.

В реальных схемах амплитуды 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_0 и тока нагрузки $i_н$. Пороги срабатывания триггера по величине 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.

8.6. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РЕГУЛЯТОРОМ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В ряде случаев, например, в высоковольтных стабилизаторах напряжения, регулирующий элемент включается в цепь переменного тока.

В качестве таких регулирующих элементов используются магнитные усилители с самонасыщением, транзисторы, включенные по определенной схеме, тиристоры и т. д.

Магнитный усилитель с самонасыщением (рис. 8.26) состоит из двух сердечников *А* и *Б*, выполненных из материала с прямоуголь-

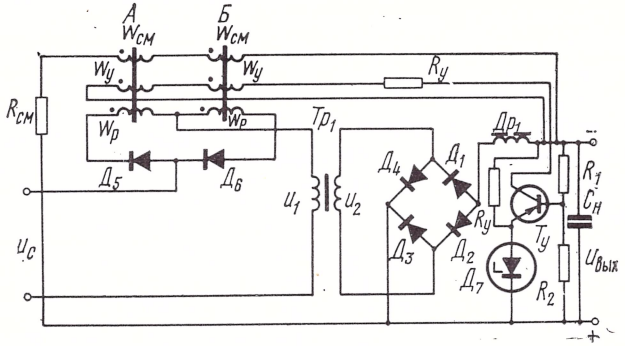


Рис. 8.26. Схема стабилизатора постоянного напряжения, в качестве регулирующего элемента, в которой используется магнитный усилитель

ной петлей гистерезиса. На каждом из сердечников располагаются рабочая обмотка (обмотка переменного тока), обмотки управления и смещения.

В цепь рабочих обмоток *МУ* включены диоды, благодаря чему напряжение сети оказывается приложенным к рабочей обмотке в течение одного полупериода, который называется рабочим.

В интервале рабочего полупериода индукция в одном из сердечников (например, *А*) изменяется от минимального значения $B_у$, обусловленного ампер-витками 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. Напря-

жение сети почти полностью прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Для сердечника *Б* этот полупериод является управляющим. Под действием напряжений, приложенных к обмоткам управления и смещения, он перемагничивается, и его индукция изменяется от индукции насыщения B_s до величины, равной $B_у$. Другой полупериод для сердечника *Б* является рабочим, а для сердечника *А* управляющим и т. д.

Ампер-витки обмоток управления и смещения *МУ* направлены встречно, причем $Aw_у > Aw_{см}$.

При увеличении тока в обмотке управления *МУ* увеличиваются суммарные ампер-витки обмоток смещения и управления, что увеличивает индукцию $B_у$. Увеличение индукции $B_у$ приводит к уменьшению времени насыщенного состояния сердечников и к уменьшению напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Магнитный усилитель с самонасыщением можно эквивалентно представить в виде ключа. Замкнутому состоянию ключа соответствует интервал времени, в котором сердечник *МУ* насыщен. Время замкнутого состояния ключа изменяется в зависимости от изменения суммарных ампер-витков обмотки управления и смещения. Увеличение тока управления уменьшает время замкнутого состояния ключа, и напряжение на первичной обмотке трансформатора уменьшается.

Обмотки управления *МУ* в схеме рис. 8.26 включены последовательно с транзистором $T_у$. 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 увеличивает отрицательный потенциал на базе транзистора $T_у$ и его базовый и коллекторный токи. В результате увеличивается ток в обмотках управления *МУ*, что увеличивает суммарные ампер-витки обмоток управления и смещения, а следовательно, уменьшает время насыщенного состояния сердечников *МУ*.

Напряжение на обмотках трансформатора уменьшается, и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению.

Достоинствами такой схемы являются: достаточно большие коэффициенты стабилизации и полезного действия.

Стабилизаторы данного типа широко применяются, когда требуется получить относительно большие токи нагрузки (от единиц до нескольких десятков ампер).

Недостатками таких схем являются: искажение формы напряжения на зажимах первичной и вторичной обмоток, т. е. увеличение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя, необходимость увеличения индуктивности обмотки дросселя $Др_1$ и емкости конденсатора фильтра $C_н$.

Рассмотрим рис. 8.27. Поскольку транзистор является однонаправленным элементом, для его работы в цепях переменного тока его включают через диоды $Д_1$—$Д_4$, которые обеспечивают прохождение переменного тока через первичную обмотку трансформатора

$Тр_2$, при этом ток через транзистор не меняет своего направления.

Как видно из рис. 8.27, ток первичной обмотки трансформатора $Тр_2$ в один полупериод протекает через диоды $Д_2$, $Д_3$ и транзистор $Т_1$, а в другой — через $Д_1$, $Д_4$ и $Т_1$. Ток через транзистор $Т_1$ имеет пульсирующий характер, но не меняет своего направления.

Применение трансформатора $Тр_1$ в схеме рис. 8.27 не обязательно и вызвано необходимостью гальванической развязки между сетью и регулирующим элементом стабилизатора. Кроме этого, применение трансформатора $Тр_1$ позволяет использовать в схеме транзисторы с небольшими рабочими напряжениями.

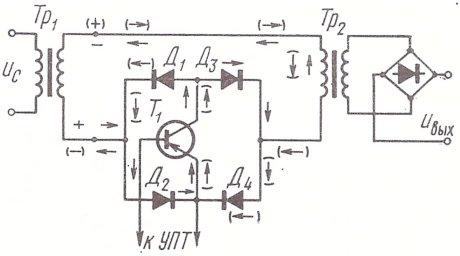


Рис. 8.27. Схема транзисторного регулятора, установленного в цепь переменного тока

Транзисторные регуляторы в цепях переменного тока применяются в высоковольтных транзисторных стабилизаторах.

Стабилизатор (рис. 8.28) состоит из двух силовых трансформаторов ($Тр_1$, $Тр_2$); схемы умножения напряжения ($С_1$—$С_4$; $Д_9$—$Д_{12}$), измерительного выпрямителя ($Д_{13}$—$Д_{15}$), сравнивающего делителя ($R_1R_пR_2$), усилителя постоянного тока ($Т_у$, $Т'_у$) параметрического стабилизатора ($R_{г1}$, $Д_6$, $R_{г2}$, $Д_7$, $Д_8$), являющегося источником опорного напряжения, и регулирующего элемента ($Д_1$—$Д_4$, $Т_{11}$, $Т_{12}$),

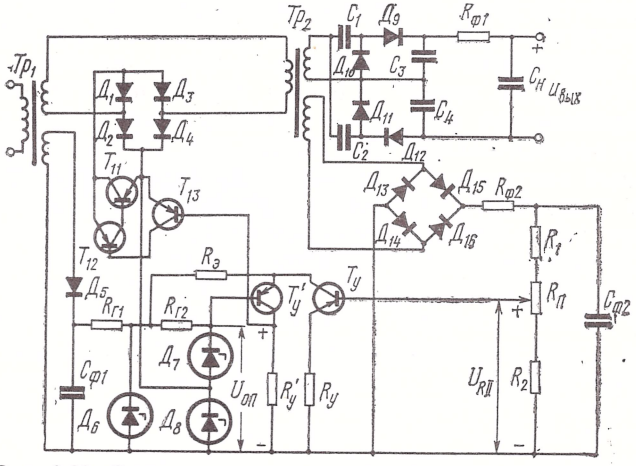


Рис. 8.28. Схема высоковольтного стабилизатора постоянного напряжения на транзисторах

включенного в цепь первичной обмотки трансформатора $Тр_2$.

В схеме, для разделения высоковольтной цепи с цепями управления, напряжение обратной связи снимается с измерительного выпрямителя, который питается от низковольтной обмотки трансформатора $Тр_2$.

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 $T_у$, а отрицательный потенциал на базе транзистора $T'_у$ увеличивается. Это уменьшает базовый и коллекторный токи транзистора $T_у$ и увеличивает базовый и коллекторный токи транзистора $T'_у$. Увеличивается напряжение на сопротивлении $R'_у$, что уменьшает отрицательный потенциал на базе транзистора T_3 и его базовый ток. Увеличивается сопротивление составного регулирующего транзистора (T_{11}, T_{12}), и напряжение на регулирующем элементе возрастает. Напряжение первичной обмотки трансформатора Tp_2 уменьшается, и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению с определенной степенью точности. При уменьшении напряжения сети схема работает аналогично. 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.

Стабилизатор (рис. 8.29*а*) состоит из регулирующего элемента, выполненного на тиристорах $Д_3$, $Д_4$ и диодах $Д_1$, $Д_2$, трансформатора Tp_1, выпрямителя *В*, фильтра *Ф*, схемы сравнения *СС*, усилителя постоянного тока *У* и схемы управления тиристорами *СУ*.

На управляющие электроды тиристоров от схемы управления поступают положительные импульсы.

В первый полупериод напряжение на аноде тиристора $Д_3$ положительно (рис. 8.29*б*). Однако в интервале *0—1* он закрыт, так как на его управляющий электрод не подан положительный импульс. В этом интервале все напряжение сети падает на закрытом тиристоре $Д_3$, а напряжение на первичной обмотке трансформатора U_1 равно нулю. В момент времени t_1 на управляющий электрод тиристора подан положительный импульс от схемы управления, и он открывается.

В интервале *1—2* тиристор $Д_3$ открыт, и напряжение сети через тиристор $Д_3$ и диод $Д_2$ подключается к первичной обмотке трансформатора. В интервале *1—2* напряжение u_1 равно напряжению сети. Начиная с момента времени t_2, к тиристору $Д_3$ прикладывается обратное напряжение, и он закрыт.

Во втором полупериоде на аноде тиристора $Д_4$ положительное напряжение, однако он закрыт до момента времени t_3, и в интервале *2—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 тиристоров α. При изменении выходного напряжения стабилизатора изменяется сигнал на выходе схемы сравнения и на выходе усилителя постоянного тока. Изменение сигнала на

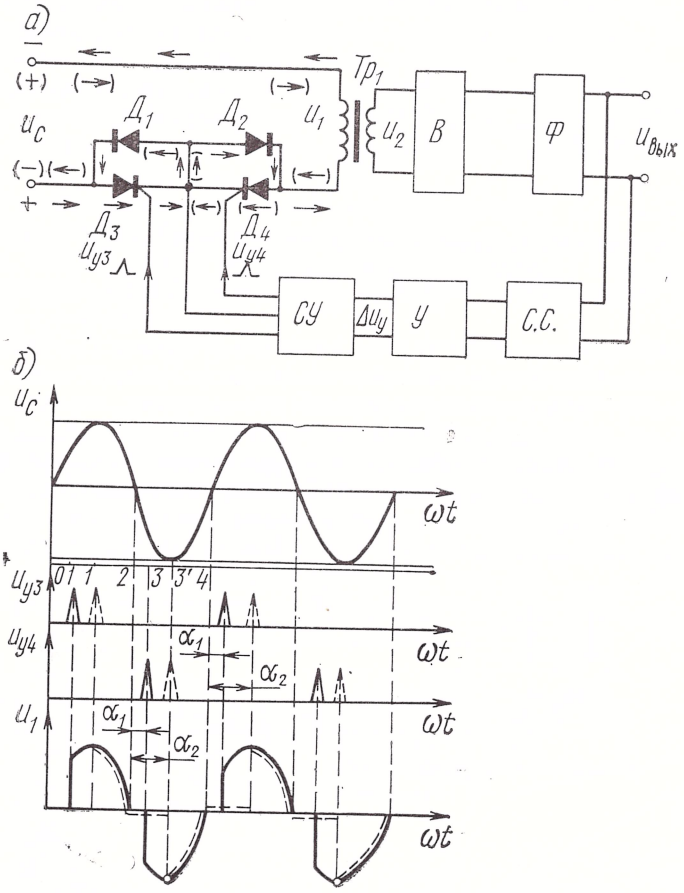


Рис. 8.29. Тиристорный стабилизатор постоянного напряжения: *а*) структурная схема; *б*) графики $u_c(t)$, $u_{y3}(t)$, $u_{y4}(t)$, $u_1(t)$

выходе усилителя изменяет фазу управляющих импульсов, а следовательно, и угол включения тиристоров α.

При увеличении выходного напряжения стабилизатора в результате воздействия цепи обратной связи угол α увеличивается от величины α_1 до величины α_2, что уменьшает напряжение на первичной обмотке трансформатора и снижает выходное напряжение стабилизатора до первоначального значения.

При уменьшении выходного напряжения угол α уменьшается.

8.7. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ДВУМЯ РЕГУЛИРУЮЩИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Рассмотрим рис. 8.30. 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 (*2* РЭ). В качестве первого элемента (1 РЭ) используется транзистор (или электронная лампа), в качестве второго (2 РЭ) — магнитный усилитель. Такое включение двух регулирующих элементов уменьшает мощность, рассеиваемую регулирующим элементом (1 РЭ) на стороне постоянного тока, повышает КПД источника питания, улучшает стабильность и уменьшает напряжение на 1РЭ.

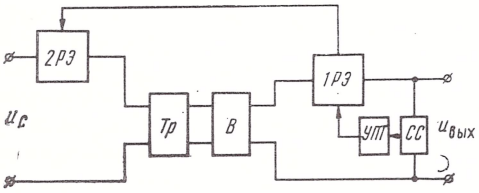


Рис. 8.30. Структурная схема стабилизатора постоянного напряжения с двумя регулирующими элементами

В цепь переменного тока стабилизатора (рис. 8.31) включены рабочие обмотки *МУ* с самонасыщением. Регулирующий транзистор T_1 линейного стабилизатора шунтирован делителем R_3R_4. Напряжение на сопротивление R_4 сравнивается с напряжением на стабилитроне $Д_2$, и сигнал их разности управляет транзистором T_2, в цепь коллектора которого включена обмотка управления *МУ*.

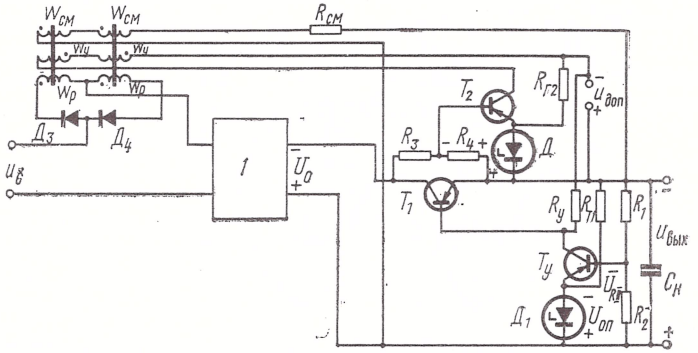


Рис. 8.31. Схема стабилизатора постоянного напряжения с двумя регулирующими элементами:
1 — трансформатор, выпрямитель, фильтр

При увеличении выходного напряжения стабилизатора увеличивается напряжение на нижнем плече делителя $U_{R\,II}$, увеличивается отрицательный потенциал на базе транзистора $T_у$ и растут его базовый и коллекторный токи.

Ток базы транзистора T_1 уменьшается, что увеличивает его коллекторное напряжение. Увеличиваются напряжения на сопротивлении R_4, токи базы и коллектора транзистора T_2, а следовательно, увеличивается и ток в обмотке управления *МУ*. В результате уменьшается время насыщенного состояния сердечников *МУ*, уменьшается напряжение U_0 на выходе выпрямителя, и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению. При уменьшении выходного напряжения схема работает аналогично.

В результате, при любом изменении входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора напряжение на регулирующем транзисторе T_1 линейного стабилизатора остается практически неизменным.

8.8. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В качестве параметрического стабилизатора переменных напряжений может быть использован нелинейный элемент с малым динамическим сопротивлением. Таким элементом является дроссель с насыщенным сердечником, вольт-амперная характеристика которого изображена на рис. 8.32. В другом масштабе эта характеристика является магнитной характеристикой материала сердечника $B=f(H)$. В области насыщения (на пологом участке кривой) относительно большим приращениям тока в дросселе ΔI соответствуют незначительные изменения напряжения ΔU.

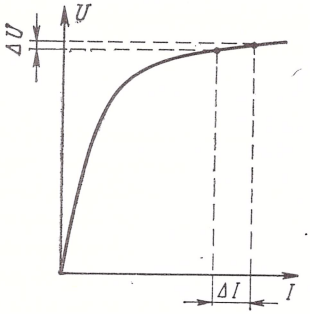


Рис. 8.32. ВАХ насыщенного дросселя

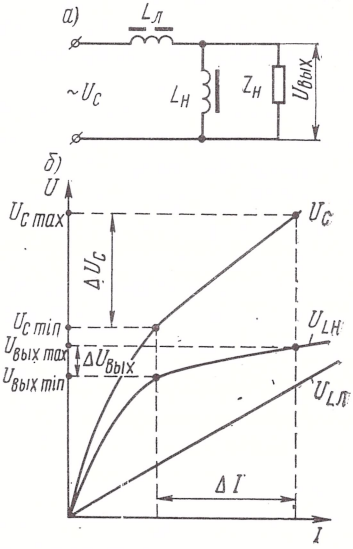


Рис. 8.33. Параметрический стабилизатор переменного напряжения:
а) схема; *б*) графики, поясняющие принцип действия параметрического стабилизатора переменного напряжения

Простейший параметрический стабилизатор рис. 8.33*а* состоит из дросселя с ненасыщенным сердечником ($L_л$) и дросселя с насыщенным сердечником ($L_н$). Параллельно насыщенному дросселю включается сопротивление нагрузки.

Рассмотрим принцип действия стабилизатора при $z_н = \infty$, воспользовавшись характеристиками насыщенного и ненасыщенного дросселей (рис. 8.33*б*). Если пренебречь потерями 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 $U_C = f(I)$. $U_C(I) = U_{Lл}(I) + U_{Lн}(I)$.

Отложив по оси ординат максимальное $U_{C\,max}$ и минимальное $U_{C\,min}$ значения напряжения сети, из характеристик определим соответствующие значения напряжений на насыщенном дросселе: $U_{вых\,max}$ $U_{вых\,min}$. Как видно из рис. 8.33*б*, изменение напряжения $\Delta U_{вых}$ значительно меньше изменения напряжения сети ΔU_C.

Величина изменения напряжения $\Delta U_{вых}$ зависит от степени насыщения стали и от магнитных свойств сердечника.

Недостатками рассмотренной схемы являются: низкий $\cos\varphi$ (0,2—0,3), большие габариты дросселей; низкий коэффициент стабилизации. В связи с этими недостатками данная схема применяется редко.

Для устранения указанных недостатков в стабилизаторе, параллельно насыщенному дросселю, включается конденсатор. Такой стабилизатор называется феррорезонансным (рис. 8.34*а*).

Включение емкости параллельно насыщенному дросселю позволяет сместить рабочий участок нелинейного элемента в область

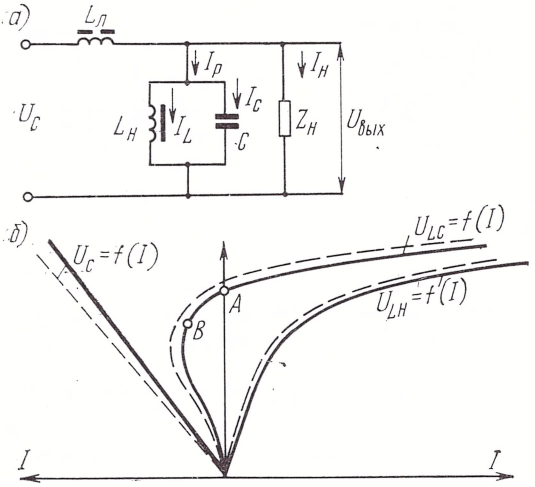


Рис. 8.34. Феррорезонансный стабилизатор напряжения:
а) схема; *б*) зависимости между напряжением и током в индуктивности, емкости и в нагрузке

малых токов. На рис. 8.34*б* представлены характеристики насыщенного дросселя $U_{Lн}=f(I)$, напряжения на конденсаторе $U_C=f(I)$ и характеристика параллельного контура, полученная сложением двух первых характеристик.

Результирующий ток $I_р$ резонансного контура равен геометрической сумме токов индуктивности и емкости, т. е. $\dot{I}_р=\dot{I}_L+\dot{I}_C$. 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. $I_р=I_L-I_C$. Поэтому на рис. 8.34*б* ток I_L отложен вправо, как положительный, а ток I_C — влево, как отрицательный. При малых напряжениях индуктивность дросселя велика, ток в дросселе мал, и результирующий ток имеет емкостный характер. В точке *A*, соответствующей резонансу токов, результирующий ток равен нулю, и при дальнейшем повышении напряжения результирующий ток имеет индуктивный характер. При этом результирующий ток резко увеличивается с повышением напряжения, что соответствует резкому уменьшению эквивалентной индуктивности контура $L_нC$. Из сравнения рабочих (пологих) участков кривых $U_{Lн}$ и U_{LC} видно, что при одинаковых изменениях тока напряжение на резонансном контуре (кривая U_{LC}) меняется меньше, чем в случае одного дросселя (кривая $U_{Lн}$), т. е. резонансный контур улучшает стабилизирующую способность устройства.

Устойчивая работа стабилизатора возможна лишь за точкой 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 *A* (участок *A—B*) устойчивая работа стабилизатора невозможна (срыв стабилизации), так как положительным приращениям напряжения соответствуют отрицательные приращения тока резонансного контура и гасящей индуктивности, вследствие чего падение напряжения на дросселе $L_л$ уменьшается, повышая выходное напряжение в большей степени.

Из кривых рис. 8.34*б* видно, что 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 $U_{Lн}$ 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.

В схеме рис. 8.35*а* дроссель с насыщенным сердечником $L_н$ представляет собой повышающий автотрансформатор, первичное напряжение U_1 которого подается от сети через дроссель $L_л$. Напряжение U_2, снимаемое с обмотки *0—2*, больше приложенного для того, чтобы было обеспечено стабильное номинальное напряжение при понижении напряжения сети. 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 $L_н C$. Однако напряжение на резонансной обмотке U_C должно быть меньше максимально допустимого значения для конденсатора, используемого в схеме.

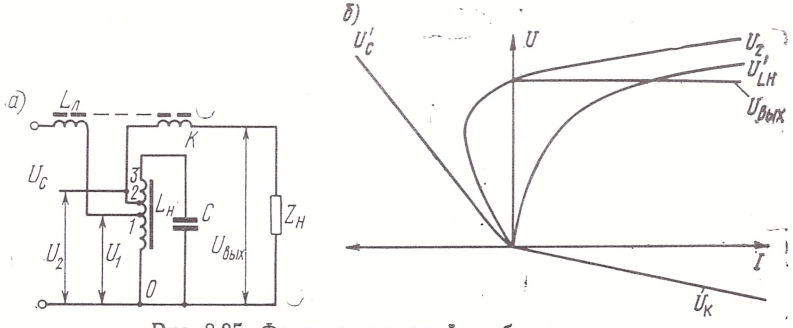


Рис. 8.35. Феррорезонансный стабилизатор:
а) схема; *б*) характеристики

На рис. 8.35*б* изображены зависимости между напряжениями и токами для всех обмоток автотрансформатора, пересчитанных ко вторичной цепи. Так как напряжение, снимаемое с автотрансформатора U_2, не остается строго постоянным, то для повышения стабильности вводится компенсационная обмотка *K*, включаемая так, чтобы ее ЭДС $U_к$ была направлена встречно напряжению U_2, и выходное напряжение будет равно геометрической разности U_2 и $U_К$, т. е. $\dot{U}_{вых}=\dot{U}_2-\dot{U}_К$. Компенсационная обмотка помещена на одном сердечнике с обмоткой $L_л$, ее ЭДС, так же как и напряжение на индуктивности $L_л$, пропорциональна току ($U_К \sim U_л \sim I$).

Достоинствами феррорезонансных стабилизаторов напряжения являются: простота, 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 изменения частоты источника питания, несинусоидальность формы кривой выходного напряжения, чувствительность к виду нагрузки и относительно большую массу.

Преобразователи постоянного тока

9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для питания радиоаппаратуры и аппаратуры связи от источников постоянного тока с низким напряжением (аккумуляторные батареи) используются преобразователи постоянного тока в переменный. Для этого могут быть использованы электромашинные преобразователи, унформеры, вибропреобразователи и статические преобразователи на полупроводниковых приборах.

Электромашинные преобразователи вырабатывают напряжение синусоидальной формы, в то время как полупроводниковые и вибропреобразователи — напряжение прямоугольной формы. Недостатком электромашинных преобразователей является большие масса и габариты, а недостатком вибропреобразователей — небольшая мощность, малый срок службы и невысокая надежность. Поэтому наиболее широко применяются полупроводниковые преобразователи с малыми габаритами и массой, высокими КПД и эксплуатационной надежностью.

Преобразователи напряжения на небольшую мощность (до 500 Вт) при питании от источников с низким напряжением преимущественно выполняются на транзисторах. Преобразователи на большие мощности, питающиеся от источников с повышенным напряжением, рационально выполнять на тиристорах.

9.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Транзисторные преобразователи напряжения по способу возбуждения подразделяются на два типа: преобразователи с самовозбуждением и преобразователи с усилением мощности.

Транзисторы в преобразователях напряжения могут включаться по схеме с ОЭ, ОК или ОБ. Наибольшее применение находят схемы с ОЭ, так как в них реализуется максимальное усиление транзисторов по мощности и наиболее просто достигаются условия самовозбуждения.

Преобразователи с самовозбуждением. Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по однотактной и двухтактной схемам. Однотактные преобразователи с самовозбуждением представляют собой релаксационные генераторы с положительной ОС.

Трансформатор в однотактных преобразователях работает с подмагничиванием, что резко увеличивает намагничивающий ток и потери в трансформаторе. В связи с этим однотактные преобразователи применяются ограниченно в основном для преобразования малой мощности (порядка 1—2 Вт).

Наиболее широко применяются схемы двухтактных преобразователей напряжения. Преобразователь рис. 9.1 состоит из трансформатора Tp_1 и двух транзисторов T_1, T_2, включенных по схеме с ОЭ. Трансформатор выполнен на сердечнике из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Входными зажимами преобразователь включен в сеть источника постоянного тока с напряжением U_0. Напряжение, снимаемое с резистора $R_б$ делителя напряжения, создает на базах транзисторов отрицательное (относительно эмиттеров) смещение, что обеспечивает надежный запуск преобразователя. Так как сопротивления транзисторов не могут быть абсолютно одинаковыми, то их коллекторные токи окажутся различными и, следовательно, намагничивающие силы верхней (*ао*) и нижней (*об*) половин первичной обмотки трансформатора будут также различны. В результате неравенства встречно действующих намагничивающих сил создается результирующий магнитный поток в сердечнике трансформатора, который индуктирует в обмотке ОС (*вг*) ЭДС, направленную так, чтобы к базе транзистора, через который первоначально протекал бо́льший ток (например, T_1), было приложено отрицательное напряжение, а к базе транзистора, через который при включении протекал меньший ток (например, T_2), положительное напряжение. Это приведет к увеличению тока коллектора транзистора T_1 и уменьшению тока коллектора транзистора T_2, вследствие чего увеличится как магнитный поток в сердечнике трансформатора, так и ЭДС, индуктируемая в обмотке ОС. Дальнейшее уменьшение сопротивления транзистора T_1 вызывает увеличение тока, протекающего через него и верхнюю половину первичной обмотки трансформатора, что увеличивает магнитный поток и ЭДС обмотки ОС, которая уменьшает сопротивление

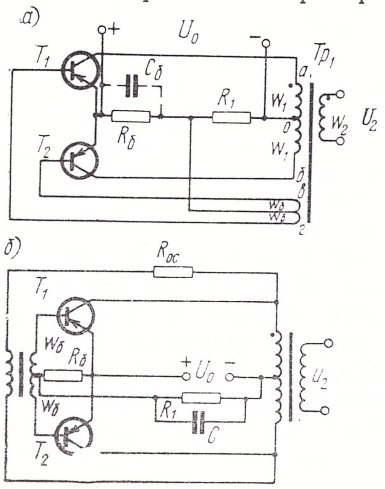


Рис. 9.1. Схемы преобразователей напряжения с самовозбуждением с трансформатором:
а) насыщающимся; *б*) переключающим

транзистора T_1. При этом к верхней половине первичной обмотки окажется приложенным напряжение источника U_0 за вычетом падения напряжения в открытом транзисторе T_1. Увеличение тока в верхней половине первичной обмотки и магнитного потока в сердечнике трансформатора происходит до насыщения материала последнего.

При насыщении материала сердечника увеличение магнитного потока прекращается и ЭДС обмотки ОС становится равной нулю, так что потенциал базы транзистора T_1 повышается. При этом сопротивление транзистора T_1 увеличивается, а ток коллектора T_1 уменьшается, вызывая уменьшение магнитного потока в сердечнике трансформатора. Изменение магнитного потока в сторону уменьшения изменит направление ЭДС обмотки ОС так, что транзистор T_2 откроется, а транзистор T_1 закроется. В дальнейшем будет происходить увеличение тока, протекающего через транзистор T_2 и нижнюю половину первичной обмотки трансформатора. При этом магнитный поток в сердечнике, изменив направление, начнет также увеличиваться. При достижении насыщения сердечника вновь произойдет переключение, т. е. транзистор T_1 откроется, а транзистор T_2 закроется и т. д.

Таким образом, транзисторы T_1 и T_2 работают в ключевом режиме, поочередно подключая к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора постоянное напряжение U_0 и обеспечивая периодическое изменение тока первичной обмотки. Изменяющийся магнитный поток в сердечнике трансформатора индуктирует во вторичной обмотке переменную ЭДС, форма кривой которой близка к прямоугольной. Для уменьшения потерь мощности на переключение в транзисторах T_1, T_2 сердечники трансформаторов изготовляют из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (например, 50 НП, 79 НМ, 34 НКМП).

Переключение транзисторов может происходить раньше, чем наступит насыщение сердечника. В этом случае магнитный поток перестает увеличиваться из-за того, что коллекторный ток транзистора достиг своего предельного значения. Предельное значение коллекторного тока определяется максимально возможной в данной схеме величиной базового тока и коэффициентом усиления транзистора по току. Необходимо отметить, что такой режим работы преобразователя используется редко, так как работа преобразователя в этом случае мало экономична и неустойчива из-за влияния разброса параметров транзисторов на режим переключения.

Преобразователи рис. 9.1*а* используются как задающие генераторы для усилителей мощности и как автономные маломощные источники электропитания. Их основные достоинства — простота схемы, а также нечувствительность к коротким замыканиям в цепи нагрузки. При коротком замыкании в цепи нагрузки срываются автоколебания преобразователя и транзисторы T_1 и T_2 закрываются. Недостатком преобразователей с насыщающимся трансформатором является наличие выбросов коллекторного тока в момент

переключения транзисторов, что увеличивает потери в преобразователе.

Схема рис. 9.1*б* имеет ряд преимуществ по сравнению со схемой рис. 9.1*а*. Выходной трансформатор преобразователя рис. 9.1*б* работает в линейной области без захода рабочей точки в область насыщения. Переключение транзисторов T_1, T_2 осуществляется за счет насыщения промежуточного трансформатора Tp_2. Сопротивление R_{oc} в цепи первичной обмотки трансформатора Tp_2 необходимо для устранения бросков коллекторного тока при переключении транзисторов. В момент насыщения сердечника трансформатора Tp_2 увеличивается ток в его первичной обмотке. Напряжение на сопротивление R_{oc} резко возрастает, ток базы, а соответственно и ток коллектора транзистора уменьшаются.

В двухтрансформаторной схеме преобразователя транзисторы переключаются при меньших значениях коллекторных токов, чем в схеме с насыщающимся трансформатором.

Недостатком преобразователя является наличие дополнительного трансформатора и некоторое усложнение его базовых цепей.

В рассмотренных схемах преобразователей к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное сумме напряжения питания U_0 и ЭДС, наведенной в неработающей половине первичной обмотки. Следовательно, напряжение на закрытом транзисторе равно удвоенному напряжению питания ($2\,U_0$). Кроме того, напряжение на транзисторе может иметь выброс, возникающий в момент его выключения. Амплитуда выброса зависит от индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и скорости изменения тока коллектора.

Таким образом, в схемах двухтактных преобразователей, где трансформатор выполнен со средней точкой, напряжение на закрытом транзисторе, превышает удвоенное значение напряжения питания. Поэтому рассмотренные схемы преобразователей используются при сравнительно низких напряжениях источника питания ($U_0 = 25—30$ В).

В схеме рис. 9.2 транзисторы $T_1—T_4$ образуют мост, в одну диагональ которого включена первичная обмотка трансформатора Tp_1, а в другую диагональ включен источник питания с напряжением U_0. Обмотки обратной связи подключаются к базам транзисторов $T_1—T_4$ через дополнительные сопротивления $R_б$. Сопротивления R_1 установлены в схеме для надежного запуска преобразователя в момент подачи напряжения питания. В мостовых преобразователях напряжение коллектор — эмиттер закрытого транзистора не превышает напряжение питания U_0, поэтому они применяются для преобразования больших мощностей и при повышенных напряжениях питания. К недостаткам мостовой схемы по сравнению со схемами рис. 9.1 следует отнести вдвое большее число транзисторов.

Преобразователи с усилителями мощности. При преобразовании больших мощностей наибольшее распространение получили преобразователи с использованием усилителя мощно-

сти. Усилитель мощности управляется от задающего генератора. В качестве задающего генератора можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение таких преобразователей целесообразно, если необходимо обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя. Наиболее распространенные схемы усилителей мощности изображены на рис. 9.3.

Двухтактная схема усилителя мощности рис. 9.3*а* применяется

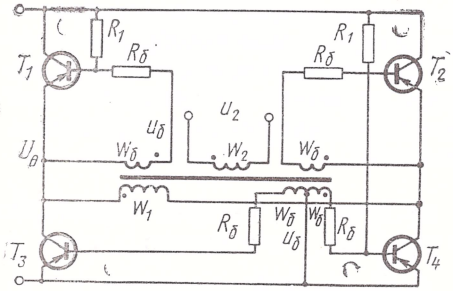


Рис. 9.2. Схема мостового преобразователя с самовозбуждением

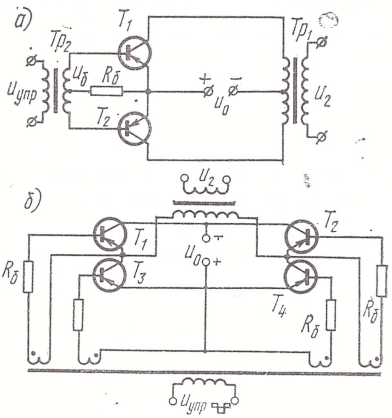


Рис. 9.3. Схемы усилителей мощности:
а) со средней точкой; *б*) мостовая

в основном при питании преобразователя от источника с низким напряжением. Усилитель состоит из двух транзисторов и выходного трансформатора Tp_1. Напряжение управления прямоугольной формы подается от задающего генератора через трансформатор Tp_2.

Транзисторы усилителя мощности T_1, T_2 работают поочередно. 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. Во второй полупериод транзисторы переключаются. Напряжение питания U_0 поочередно прикладывается к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора Tp_1, при этом в его вторичной обмотке наводится ЭДС прямоугольной формы.

В двухтактной схеме усилителя мощности к закрытому транзистору прикладывается удвоенное напряжение питания. В момент выключения транзистора из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора Tp_1 на его коллекторе возможен выброс напряжения, превышающий величину удвоенного напряжения питания.

В схеме рис. 9.3*б* в первый полупериод одновременно работают два транзистора, например, T_1, T_4. Во второй полупериод управляющего напряжения работают 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 Tp_1 будет различна.