

**Г. Н. СИЗЫХ**

# **Электро- питание устройств СВЯЗИ**

**Допущено Министерством связи СССР  
в качестве учебника  
для учащихся электротехникумов связи,  
специальностей 0701, 0706**



**МОСКВА  
„РАДИО И СВЯЗЬ”  
1982**

## Раздел 1

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

## Глава 1

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 1.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Электрические машины, используемые в технике связи, при всем их разнообразии подразделяются на две группы:

1) генераторы — электрические машины, с помощью которых вырабатывается электрическая энергия;

2) двигатели — электрические машины, с помощью которых электрическая энергия преобразуется в механическую.

Принцип действия электрического генератора основан на законе электромагнитной индукции, который формулируется так: «При всяком изменении магнитного потока, пронизывающего проводящий контур, в этом контуре наводится электродвижущая сила (ЭДС)». Использование этой ЭДС позволяет преобразовывать механическую энергию в электрическую.

Если магнитный поток пересекает проводник, по которому течет электрический ток, то на этот проводник будет действовать механическая сила, это позволяет преобразовывать электрическую энергию в механическую. Электрическая машина, работающая на этом принципе, является двигателем.

По виду потребляемой или вырабатываемой электрической энергии электрические машины подразделяются на машины постоянного и переменного тока.

#### 1.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ

Устройство и работу генератора постоянного тока рассмотрим с помощью рис. 1.1. При вращении рамки  $I$  в магнитном поле с потоком  $\Phi_B$  в ней будет наводиться ЭДС, которая в зависимости от времени  $t$  будет изменяться по синусоидальному закону (рис. 1.2,  $a$ ). Подсоединим к концам рамки коллекторные пластины 2, которые при вращении рамки будут касаться двух неподвижных щеток 3. С помо-

щью щеток коллекторные пластины окажутся соединенными с нагрузкой  $R_H$ .

При этом возникающая в цепи нагрузки ЭДС будет постоянной по направлению, но изменяющейся по величине (пульсирующей) (рис. 1.2,  $b$ ). С помощью коллекторных пластин происходит преобразование переменного тока в постоянный.

Для уменьшения пульсации ЭДС (рис. 1.2,  $b$ ) необходимо увеличивать число рамок и коллекторных пластин. Так, 16 пар коллекторных пластин уменьшают пульсацию до 1%.

Величина ЭДС генератора равна

$$E = Blv, \quad (1.1)$$

где  $B$  — магнитная индукция;  $l$  — длина активной части рамки;  $v$  — скорость перемещения активной части рамки.

Направление ЭДС определяют по правилу правой руки: ладонь руки нужно расположить так, чтобы линии магнитной индукции входили в нее, а большой палец показывал направление движения проводника. Тогда вытянутые четыре пальца покажут направление ЭДС.

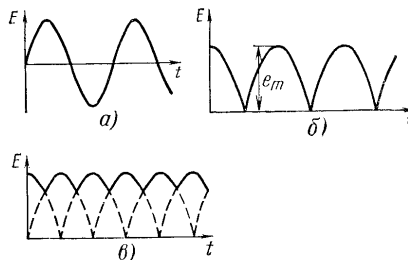


Рис. 1.2. Изменение ЭДС в рамке генератора ( $a$ ), на щетках двухколлекторного генератора ( $b$ ), на щетках многоколлекторного генератора постоянного тока ( $b$ )

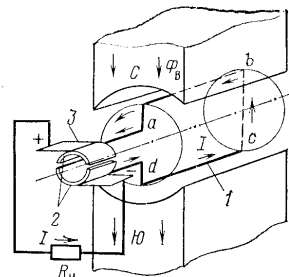


Рис. 1.1. Простейшая модель генератора постоянного тока: 1 — рамка; 2 — коллекторные пластины; 3 — щетки

При работе электрической машины в качестве двигателя силу, действующую на проводник с током  $I$ , помещенный в магнитное поле, можно определить из выражения

$$F = BI. \quad (1.2)$$

Направление силы  $F$  определяют по правилу левой руки: ладонь нужно расположить так, чтобы магнитные силовые линии входили в ладонь, четыре вытянутых пальца

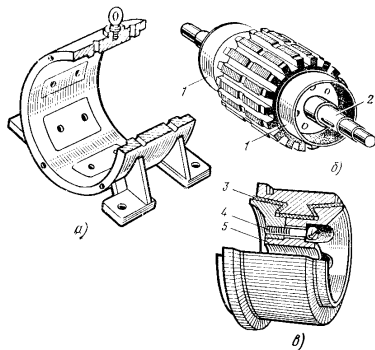


Рис. 1.3. Устройство машины постоянного тока:

*a* — статор, *b* — ротор без обмотки, *в* — коллектор;

1 — паяжная шайба, 2 — место крепления коллектора, 3 — изоляция, 4 — стяжной болт, 5 — корпус коллектора

показывали направление тока, тогда отогнутый большой палец покажет направление силы.

Генератор постоянного тока (рис. 1.3) состоит из следующих основных частей: статора, ротора и коллектора. Статор представляет собой неподвижную часть машины — корпус или станину, — на внутренней поверхности которой закреплены главные и дополнительные полюса.

Главный полюс состоит из сердечника, полюсного наконечника и катушки возбуждения. В машинах малой мощности главные полюса изготавливаются литьем, а в машинах средней и большой мощности для уменьшения потерь от вихревых токов сердечники полюсов и полюсные наконечники набираются из листов электротехнической стали. Все катушки возбуждения главных полюсов соединяются

последовательно и образуют обмотку возбуждения машины, с помощью которой создается основное магнитное поле. Число главных полюсов зависит от типа генераторов. Различают двухполюсные и многополюсные генераторы.

Дополнительные полюса ставятся для улучшения эксплуатационных свойств машины. Они размещаются между главными и подобны им по конструкции. Обмотка дополнительных полюсов соединяется последовательно с обмоткой ротора.

Сердечник ротора собирается из отдельных пластин электротехнической стали и имеет пазы, в которые укладывают обмотку.

Коллектор представляет собой цилиндр, состоящий из отдельных пластин, изолированных друг от друга и от ротора. Обмотка ротора состоит из последовательно соединенных секций. Конец одной и начало соседней секции подключены к одной коллекторной пластине.

Обмотка ротора соединяется с внешней цепью с помощью неподвижных щеток, контактирующих с коллектором. Переход щетки с одной коллекторной пластины на другую при вращении ротора называют коммутацией. При коммутации наблюдается увеличение плотности тока под сбегающим краем щетки, что может вызывать искрение. Искрение щеток может быть и при загрязнении или неровности коллектора, при вибрации щеток и т. д. Во всех случаях искрение увеличивает износ щеток и коллектора.

### 1.3. РЕАКЦИЯ ЯКОРА

При вращении ротора генератора и наличии магнитного потока возбуждения в роторной обмотке наводится ЭДС. Под воздействием этой ЭДС через коллекторные пластины, щетки и внешнюю цепь нагрузки будет протекать электрический ток. Протекание этого тока через обмотку ротора вызывает появление дополнительного магнитного поля с магнитным потоком  $\Phi_r$ , который будет взаимодействовать с основным потоком  $\Phi_a$  обмотки возбуждения  $OB$  и изменять его (рис. 1.4). Взаимодействие основного магнитного поля с возникающим магнитным полем обмотки ротора называют реакцией якоря (ротора). Реакция ротора искажает основное магнитное поле: на сбегающих краях магнитных полюсов оно усиливается, а на набегающих — ослабляется (рис. 1.4, в). В результате магнитный поток  $\Phi_a$  будет уменьшаться, что вызовет уменьшение наводимой в обмотке ротора ЭДС.

При изменении сопротивления нагрузки генератора будет изменяться ток, протекающий по обмотке ротора, и создаваемый им магнитный поток  $\Phi_r$ . Следовательно, изменится и реакция якоря. Величина выходного напряжения генератора

$$U = E - I \Sigma r, \quad (1.3)$$

где  $E$  — ЭДС, наводимая в обмотке ротора;  $I$  — ток обмотки ротора;  $\Sigma r$  — сопротивление потерь или внутреннее сопротивление генератора.

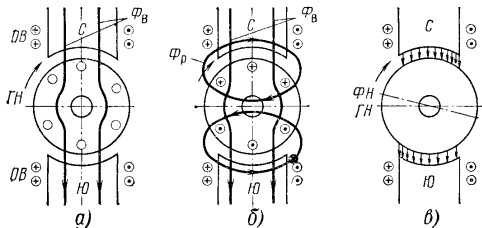


Рис. 1.4. К понятию реакции якоря

Внутреннее сопротивление генератора включает в себя сопротивления щеток, обмотки ротора и переходное сопротивление коллектор-щеткой.

При изменении сопротивления нагрузки происходит также искажение основного магнитного поля: изменяется положение линии физической нейтральной оси (ФН) относительно линии геометрической нейтральной оси (ГН) (см. рис. 1.4, в). Это приводит к ухудшению коммутации и к усилению искрения щеток. Для улучшения коммутации вводятся дополнительные полюса, а щетки помещаются относительно геометрической нейтральной оси по направлению вращения.

#### 1.4. ВИДЫ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В генераторах постоянного тока магнитное поле возбуждения может быть получено либо с помощью постоянных магнитов, либо с помощью электромагнитов, которыми являются главные полюса.

В большинстве генераторов постоянного тока, используемых в технике связи, применяется электромагнитное возбуждение. Питание на обмотки возбуждения может подаваться как от самого генератора, так и от постороннего источника (аккумулятора, сети постоянного тока). В первом случае он будет называться генератором с самовозбуждением, во втором — генератором с независимым возбуждением (рис. 1.5, а). В технике связи генераторы с самовоз-

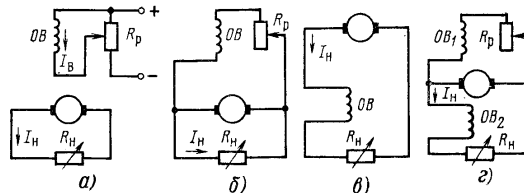


Рис. 1.5. Схемы генераторов постоянного тока с независимым (а), параллельным (б), последовательным (в) и смешанным возбуждением (г)

буджением находят более широкое применение. Генераторы с самовозбуждением могут быть с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением.

В генераторе с параллельным возбуждением (рис. 1.5, б) обмотка возбуждения (ОВ) подключена параллельно выходу генератора. Ток возбуждения, протекающий через эту обмотку, составляет 2—5% номинального рабочего тока  $I_n$  генератора.

В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 1.5, в) ОВ включена последовательно с обмоткой ротора, и через нее протекает рабочий ток  $I_n$  генератора.

В генераторе со смешанным возбуждением (рис. 1.5, г) имеются две обмотки возбуждения: одна подключается параллельно обмотке ротора, другая — последовательно.

#### 1.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Характеристики генератора постоянного тока рассмотрим на примере генератора с независимым возбуждением. Одной из основных характеристик генератора является характеристика холостого хода, представляющая собой за-

визуально ЭДС от тока возбуждения при отсутствии нагрузки  $E_0 = f(i_b)$ .

Наиболее важной характеристикой генератора является его внешняя характеристика, представляющая собой зависимость выходного напряжения от тока нагрузки  $U = f(I_n)$  при неизменном токе возбуждения  $i_b = \text{const}$ . Широко применяются при исследовании свойств генератора так называемые регулировочные характеристики, представляющие собой зависимости тока возбуждения от токов нагрузки при постоянном выходном напряжении  $i_b = f(I_n)$  при  $U = \text{const}$ .

Рассмотрим характеристику холостого хода  $E_0 = f(i_b)$  генератора с независимым возбуждением (рис. 1.6). Эта характеристика снимается при  $I_n = 0$  и постоянной скорости вращения ротора генератора.

Если ток в обмотке возбуждения отсутствует, а ротор вращается, ЭДС в его обмотке будет наводиться только благодаря остаточной намагниченности полюсов (см. § 1.6). При возрастании тока обмотки возбуждения магнитный поток будет увеличиваться, что ведет к увеличению наводимой в обмотке ротора ЭДС. До тех пор, пока зависимость между током возбуждения и возникающим магнитным потоком будет оставаться линейной, линейно будет изменяться и величина наводимой ЭДС. По мере увеличения магнитного потока магнитная система машины приближается к насыщению и линейность зависимости между ЭДС и током  $i_b$  нарушается (см. рис. 1.6, участок  $AB$ ). Если после этого изменить направление тока возбуждения на обратное, то зависимость между ЭДС и током возбуждения будет аналогична петле гистерезиса (кривой намагничивания железа). Рабочую точку (режим работы генератора, соответствующий номинальному току возбуждения) лучше выбирать на изгибе характеристики. Если выбрать рабочую точку на линейном участке характеристики, то при незначительном изменении тока возбуждения происходит довольно резкое изменение ЭДС  $E_0$ . Если же выбрать рабочую точку на горизонтальном участке характеристики, то для регулирования выходного напряжения необходимо менять ток возбуждения в значительных пределах, что вызвано нелинейностью характеристики и также является недостатком.

Характеристика холостого хода дает наглядное представление о том, как можно регулировать выходное напряжение. Для этой цели в цепь обмотки возбуждения включают регулировочный реостат. При изменении сопротивления реостата меняется ток возбуждения. Это ведет к из-

менению магнитного потока и, следовательно, к изменению ЭДС на выходе генератора, значение которой определяется из выражения

$$E = Cn\Phi_b, \quad (1.4)$$

где  $n$  — частота вращения ротора,  $\text{мин}^{-1}$ ;  $C$  — постоянная величина, определяемая конструкцией генератора;  $\Phi_b$  — магнитный поток.

Внешняя характеристика при неизменном токе возбуждения имеет вид, показанный на рис. 1.7, и описывается уравнением (1.3):  $U = E - I_n \Sigma r$ . Из этой формулы видно,

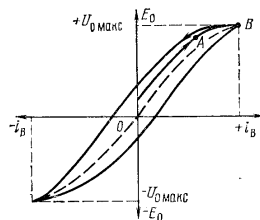


Рис. 1.6.

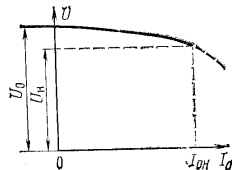


Рис. 1.7.

Рис. 1.6. Характеристика холостого хода генератора с независимым возбуждением

Рис. 1.7. Внешняя характеристика генератора постоянного тока с независимым возбуждением

что с возрастанием тока нагрузки увеличивается падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора  $\Sigma r$ , а напряжение на нагрузке уменьшается. Кроме того, с увеличением тока нагрузки возрастает реакция ротора. Это приводит к уменьшению магнитного потока и к уменьшению ЭДС, что также уменьшает выходное напряжение. Определить энергетические соотношения в генераторе, для чего умножим левую и правую части выражения (1.3) на  $I_n$ . В результате получим следующее выражение:

$$U_n I_n = E I_n - I_n^2 \Sigma r, \quad (1.5)$$

или 
$$E I_n = U_n I_n + I_n^2 \Sigma r, \quad (1.6)$$

$$P_e = P_n + P_{\Sigma r}, \quad (1.7)$$

где  $P_n$  — мощность, отдаваемая в нагрузку;  $P_{\text{г}} = I_n^2 \Sigma r$  — мощность потерь генератора, выделяемая в виде тепла, а  $P_e$  — полная мощность, развиваемая генератором.

Из (1.7) видно, что с увеличением тока нагрузки возрастают тепловые потери, которые могут привести к недопустимому перегреву изоляции и выходу генератора из строя. В режиме холостого хода потери мощности в генераторе также будут иметь место, хотя мощность  $P_e = EI_n = 0$ . Эти потери вызваны силами трения при вращении ротора и потерями в стали на намагничивание и вихревые токи. Следовательно, мощность, затрачиваемая источником механической энергии на вращение генератора, будет идти на создание мощности электромагнитной энергии  $P_e$  и мощности потерь холостого хода.

Рассмотрим процесс преобразования механической энергии в электрическую. В обмотке ротора при его вращении в магнитном поле наводится ЭДС. При подключении нагрузки через роторную обмотку протекает ток, и на ротор будет действовать электромагнитная сила

$$F = BI_n = Cn\Phi_r I_n, \quad (1.8)$$

которая тормозит его вращение. Чем больше ток нагрузки, тем сильнее торможение, а это значит, что для продолжения вращения ротора механический источник должен затрачивать соответствующую энергию, т. е. развивать вращающий момент, уравновешивающий электромагнитный (тормозящий) момент. В том случае, когда механической мощности недостаточно для преодоления тормозного момента, частота вращения ротора будет уменьшаться, что приводит к уменьшению ЭДС и выходного напряжения. В этом случае говорят, что генератор перегружен. С изменением тока нагрузки (см. рис. 1.7) выходное напряжение меняется, и чтобы его поддерживать постоянным, необходимо изменять ток возбуждения. Кривая этой зависимости  $i_B = f(I_n)$  при  $U = \text{const}$ , или регулировочная характеристика, приведена на рис. 1.8.

Рассмотренные характеристики для генератора постоянного тока с независимым возбуждением справедливы и для генераторов с самовозбуждением.

#### 1.6. ГЕНЕРАТОР С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Принцип работы генератора с самовозбуждением основан на использовании свойства магнитных материалов сохранять определенную величину остаточной магнитной ин-

дукции. Благодаря этому свойству в любой электрической машине, даже если она обесточена, всегда существует остаточный магнитный поток, обусловленный наличием остаточной магнитной индукции в изготовленных из магнитного материала узлах (полосах, статоре и т. д.). Обычно величина остаточного магнитного потока составляет примерно 2—5% рабочего потока. За счет наличия этого потока при вращении ротора в его обмотке наведется ЭДС и на внешних зажимах генератора появятся небольшое напря-

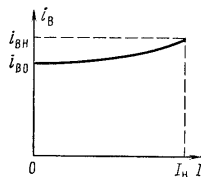


Рис. 1.8.

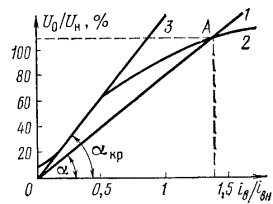


Рис. 1.9.

Рис. 1.8. Регулировочная характеристика генератора с независимым возбуждением

Рис. 1.9. К понятию самовозбуждения генератора: 1 — прямая падения напряжения; 2 — характеристика холостого хода; 3 — касательная к ней

жение. Под воздействием этого напряжения по обмотке возбуждения потечет ток, который вызовет появление дополнительного магнитного потока. Если направление остаточного магнитного потока и направление возникающего магнитного потока совпадают, то результирующий магнитный поток увеличивается. Увеличение результирующего магнитного потока влечет за собой увеличение ЭДС и напряжения на выходных зажимах, что, в свою очередь, приводит к еще большему увеличению магнитного потока. Так будет продолжаться, пока не наступит равенство между ЭДС на выходе и падением напряжения на обмотке возбуждения:

$$U = i_B r_B, \quad (1.9)$$

где  $U$  — напряжение на выходе генератора;  $r_B$  — сопротивление обмотки возбуждения;  $i_B$  — ток обмотки возбуждения.

Как видно из рис. 1.9, в точке пересечения  $A$  прямой  $I$  (напряжение  $U$ ) и кривой  $2$  (ЭДС  $E$ ) в генераторе устанавливается постоянное напряжение  $U_0 = i_{н.о} (r_v + r_n)$ . При изменении сопротивления обмотки возбуждения положение точки  $A$  установившегося режима меняется, так как меняется  $\alpha$  — угол наклона линии  $OA$ . В том случае, когда сопротивление обмотки возбуждения превышает критическое значение  $r_{кр}$  ( $\alpha > \alpha_{кр}$ ), самовозбуждения не будет (прямая  $3$ ). Для самовозбуждения необходимо, чтобы  $r_v < r_{кр}$ . Это объясняется тем, то при слишком большом сопротивлении обмотки возбуждения ток возбуждения мал, а так как при малых токах сопротивление контакта щетки — коллектор значительно, наводный магнитный поток мал и не способствует увеличению электродвижущей силы, т. е. потери в генераторе как бы превышают подводимую энергию.

Таким образом, для самовозбуждения генераторов необходимо:

- 1) наличие остаточного магнитного потока;
- 2) совпадение направлений магнитного потока, возникающего при вращении ротора, и остаточного магнитного потока;
- 3) чтобы сопротивление цепи обмотки возбуждения не превышало определенного критического значения, а сопротивление нагрузки не было слишком малым.

Эти условия самовозбуждения справедливы для генераторов с последовательным и смешанным возбуждением.

Характеристики генераторов с параллельным возбуждением аналогичны разобранным выше и отличаются от них лишь тем, что из-за параллельного соединения обмотки возбуждения и выхода генератора изменение выходного напряжения будет вызывать изменение тока возбуждения. Внешняя характеристика генератора  $U = f(I_n)$  по сравнению с соответствующей характеристикой генератора с независимым возбуждением имеет более резкий спад.

Более резкая зависимость выходного напряжения от величины нагрузки является существенным недостатком данного генератора. У генератора независимого возбуждения колебания выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки составляют 3—5%, а у генераторов в параллельным возбуждением 12—20%. Однако так как для генераторов с самовозбуждением не требуются отдельные источники питания, они находят более широкое применение.

## 1.7. ГЕНЕРАТОРЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ И СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Принцип работы генератора с последовательным возбуждением такой же, как и рассмотренных выше. При холостом ходе через последовательно включенную обмотку возбуждения (см. рис. 1.5, а) ток протекать не будет и ЭДС на выходе будет создаваться только за счет остаточного магнитного потока. Поэтому для генератора этого типа невозможно снять характеристику холостого хода. При изменении тока нагрузки (рис. 1.10) выходное напряжение будет резко меняться.

На начальном участке внешней характеристики наблюдается рост выходного напряжения вследствие возрастания ЭДС с ростом магнитного потока. При дальнейшем возрастании тока нагрузки, в данном случае равного току возбуждения, скорость изменения магнитного потока уменьшается из-за реакции ротора и падения напряжения в генераторе. Ввиду нестабильности выходного напряжения генераторы постоянного тока с последовательным возбуждением применяются редко.

Для получения большей стабильности выходного напряжения применяются генераторы со смешанным возбуждением (см. рис. 1.5, з). Основной магнитный поток на 80—85% создается параллельной обмоткой и примерно на 15—20% последовательной.

Генераторы со смешанным возбуждением применяются реже, чем генераторы с параллельным возбуждением, из-за сложности конструкции.

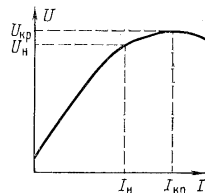


Рис. 1.10. Внешняя характеристика генератора с последовательным возбуждением

## 1.8. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Общие положения. В генераторе постоянного тока ротор вращается с помощью первичного двигателя и механическая энергия преобразуется в электрическую. Генератор можно перевести в режим работы электрического двигателя. Для этого необходимо отсоединить от генератора первичный двигатель и приложить к внешним зажимам генератора напряжение  $U$  постоянного тока. По ротор-

ной обмотке потечет ток. Если при этом пропустить постоянный ток и по обмотке возбуждения то возникает магнитное поле возбуждения, которое взаимодействует с током обмотки ротора. В результате этого взаимодействия создается механическая сила, а значит, и вращающий момент на валу ротора:

$$M = K\Phi_v I, \quad (1.10)$$

где  $K$  — коэффициент пропорциональности;  $\Phi_v$  — магнитный поток;  $I$  — ток роторной обмотки.

Под воздействием момента  $M$  ротор будет вращаться и в его обмотке наводятся ЭДС, направление которой противоположно направлению приложенного напряжения  $U$ . Как уже ранее указывалось, величина этой противо-ЭДС  $E = C\Phi_{вл}$ . Частота вращения ротора будет увеличиваться до тех пор, пока не установится равенство

$$U = E + I\Sigma r, \quad (1.11)$$

где  $I$  — ток в цепи ротора;  $\Sigma r$  — суммарное активное сопротивление ротора, щеток, переходных контактов, последовательной и компенсационной обмоток, т. е. внутреннее активное сопротивление двигателя. Если на валу двигателя нет нагрузки и, следовательно, тормозящего момента, то ток обмотки ротора будет мал. В этом случае потребляемая мощность от внешнего источника будет расходоваться только на потери холостого хода. Величину потребляемого тока можно определить по формуле

$$I = (U - E)/\Sigma r. \quad (1.12)$$

При появлении на валу двигателя нагрузки и создаваемого ею тормозящего момента частота вращения ротора будет уменьшаться. Следовательно, будет уменьшаться ЭДС, что приведет к возрастанию потребляемого тока, как это следует из (1.12). При этом развиваемый вращающий момент будет увеличиваться до величины, равной значению тормозящего момента. В случае дальнейшего увеличения тормозящего момента потребляемый ток еще более увеличивается, что приводит к возрастанию тепловых потерь в обмотках.

Направление вращения ротора двигателя можно определить по правилу левой руки. Из этого же правила следует, что для изменения направления вращения ротора (реверсирования) достаточно изменить либо направление тока в роторной обмотке, либо направление магнитного потока возбуждения, т. е. направление тока в обмотке возбужде-

ния. Чаще всего направление вращения изменяют переключением полярности роторной обмотки.

Пуск двигателей. В момент запуска двигателя ротор еще неподвижен, и поэтому ЭДС  $E = 0$ . Ток, потребляемый в этом случае от сети, имеет максимальное значение, что следует из (1.12):

$$I_{пуск} = \frac{U}{\Sigma r}. \quad (1.13)$$

Обычно мощность потерь в активных сопротивлениях  $\Sigma r$  не превышает 10% номинальной мощности двигателя, поэтому в момент включения двигателя пусковой ток  $I_{пуск}$  превышает ток рабочего режима более чем в 10 раз.

Большие значения  $I_{пуск}$  могут привести к следующим существенным осложнениям при эксплуатации двигателей: на коллекторе может возникнуть сильное искрение и даже так называемый круговой огонь; может нарушиться работа защитной аппаратуры, установленной в цепи ротора; в питающей сети могут возникнуть большие падения напряжения; на валу двигателя может возникнуть резкое увеличение вращающего момента, которое может оказаться недопустимым для подсоединенной к валу двигателя нагрузки. Перечисленные обстоятельства вынуждают принимать специальные меры по снижению величины пусковых токов двигателей. Для этой цели применяют пусковые реостаты.

Сопротивление пусковой реостата таково, что в первый момент включения пусковой ток не превышает номинальный более чем в 1,5–2 раза. При введенном реостате пусковой ток определяется так:

$$I_{пуск} = \frac{U}{\Sigma r + r_{пуск}}, \quad (1.14)$$

где  $r_{пуск}$  — сопротивление пускового реостата.

Как только двигатель начинает набирать скорость, появляется противо-ЭДС  $E$  и ток в цепи ротора определяется выражением

$$I_{пуск} = \frac{U - E}{\Sigma r + r_{пуск}} < I_{пуск}. \quad (1.15)$$

Когда пусковой ток уменьшится примерно до двойного номинального значения, выводится первая ступень реостата. Уменьшение сопротивления вызывает нарастание тока и увеличение частоты вращения двигателя, что вновь уменьшает пусковой ток из-за дальнейшего возрастания противо-ЭДС. Уменьшая по мере разгона двигателя величину сопро-



тивления пускового реостата до нулевого значения, постепенно добиваются номинальной частоты вращения ротора и номинального рабочего тока. Величину номинальной частоты вращения можно определить из следующих выражений:

$$U = E + I\sum r \text{ и } E = C\Phi_{\text{в}}\omega.$$

Откуда следует

$$\omega = (U - I\sum r) / C\Phi_{\text{в}}. \quad (1.16)$$

Сопротивление отдельных ступеней пускового реостата (рис. 1.11) подбирается такой величины, чтобы при их подключении пусковой ток не превышал удвоенного значения, равного удвоенному номинальному.

Обмотка возбуждения в двигателе с параллельным возбуждением имеет значительное число витков и, следовательно,

большую индуктивность. Поэтому при отключении *ОВ* в ней возникает большая ЭДС самоиндукции, опасная для изоляции обмотки. В связи с этим *ОВ* необходимо подсоединять к пусковому реостату таким образом, чтобы при выключении двигателя цепь возбуждения оказалась замкнутой на пусковой реостат и обмотку ротора. Тогда электромагнитная энергия, накопленная в *ОВ*, при выключении двигателя рассеивается в пусковом реостате и роторной обмотке.

Характеристики двигателей. На рис. 1.12, *а* показаны скоростные характеристики  $n = f(I)$  двигателя с параллельным возбуждением. Из (1.12) видно, что частота вращения зависит от величин питающего напряжения, сопротивления потерь и магнитного потока. При возрастании тока падение напряжения  $I\sum r$  возрастает и частота вращения ротора будет уменьшаться. В то же время увеличение тока вызывает усиление реакции ротора, уменьшение потока  $\Phi_{\text{в}}$ , и, следовательно, возрастание частоты вращения. Эти факторы действуют в противоположных направлениях. При преобладании первого фактора скоростная характеристика имеет вид кривой 1. Когда сильнее сказывается реакция ротора, частота вращения будет изменяться по кривой 3. Если воздействия падения напряжения и реакции ротора одинаковы, частота вращения будет изменяться по кривой 2. Чаще всего в двигателях с параллельным возбуждением характер изменения частоты вращения соответствует кривой 1. Изменение частоты вращения невелико, обычно не более 5% при изменении нагрузки от номинальной до

нуля, т. е. двигатели с параллельным возбуждением имеют так называемую жесткую скоростную характеристику.

Зависимость вращающего момента от тока  $M = K\Phi_{\text{в}}I$  для двигателя с параллельным возбуждением показана на рис. 1.12, *б*. Если бы реакция ротора отсутствовала, то зависимость была бы линейной (штриховая линия). Однако за счет реакции ротора поток уменьшается и зависимость отклоняется от линейного закона. По этой причине соответствующие характеристики двигателей постоянного тока с последовательным и параллельным возбуждением довольно резко отличаются.

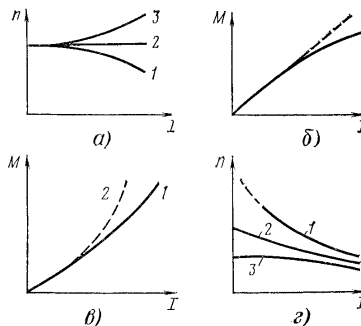


рис. 1.12. Характеристики двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением (*а, б*), с последовательным (*в*), скоростные (*г*)

на рис. 1.12, *г* приведены скоростные характеристики 1, 2 и 3 соответственно при последовательном, смешанном и параллельном возбуждении, а на рис. 1.12, *в* показана зависимость вращающего момента от тока нагрузки для двигателя с последовательным возбуждением. Штриховой линией отражено отсутствие насыщения магнитной системы.

В двигателе с последовательным возбуждением частота вращения сильно зависит от нагрузки, и в режиме холостого хода теоретически  $\omega \rightarrow \infty$ . Так как при холостом режиме в двигателе все-таки существует противодействующий момент, вызванный потерями на трение, то  $I \neq 0$  и частота вращения будет иметь конечное значение, превышающее номинальное в несколько раз. При резком по вышении частоты вращения двигатель идет «вразнос» (штриховая линия на рис. 1.12, *в*), что может привести к механическому повреждению ротора из-за резкого возрастания центробежных сил. По этой причине двигатели с последовательным возбуждением нельзя включать без нагрузки, механическое соединение которой с валом двигателя должно исключать случайные сбросы нагрузки. Применяется обычно зубчатая или червячная передача; применение ременной передачи недопустимо.

Зависимости момента от нагрузки для двигателей с параллельным и последовательным возбуждением также существенно различны. В двигателе с последовательным возбуждением вращающий момент при увеличении тока (при увеличении нагрузки) нарастает гораздо быстрее, чем в двигателе с параллельным возбуждением.

**Регулирование частоты вращения.** В двигателях постоянного тока возможно плавное и относительно экономичное регулирование частоты вращения

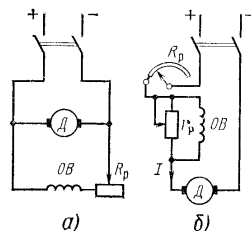


Рис. 1.13. Схемы двигателя параллельного (а) и последовательного (б) возбуждения для регулирования частоты вращения

тремя способами: изменением напряжения питающей сети  $U$ , изменением активного сопротивления цепи ротора, в которое входит сопротивление регулировочного реостата, и изменением магнитного потока двигателя. Первый способ применяется для мощных двигателей или для регулирования частоты вращения в широких пределах. В этом случае для двигателя необходим индивидуальный источник питания с плавной регулировкой выходного напряжения. Второй способ применяется при малых пределах регулирования и для двигателей малой мощности. При этом способе резко снижается КПД за счет потерь в регулировочном реостате, а при изменении нагрузки резко меняется частота вращения.

Третий способ является наиболее простым и экономичным. На рис. 1.13, а, б показаны схемы такого регулирования для двигателей параллельного и последовательного возбуждения. Изменение потока возбуждения достигается изменением тока в ОВ за счет введения регулировочного реостата  $R_p$ . При увеличении сопротивления реостата уменьшаются ток и магнитный поток возбуждения и увеличивается частота вращения. Характер изменения частоты от изменения тока возбуждения для двигателя с последовательным возбуждением соответствует кривой  $I$  на рис. 1.12, г. Как видно из рис. 1.13, схемы регулирования для двигателей с последовательным и параллельным возбуждением отличаются параллельным включением регулировочного реостата  $r_p$ . При этом возможно только увеличение

частоты вращения. Для уменьшения частоты вращения необходимо включать реостат  $R_p$  последовательно с обмотками ротора и возбуждения. В мощных двигателях применяют комбинированные способы регулирования частоты вращения. В двигателях со смешанным возбуждением обычно применяют те же способы регулирования, что и в двигателях с параллельным возбуждением.

## Глава 2

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### 2.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Электрические машины переменного тока подразделяются на синхронные и асинхронные. У синхронных машин частота вращения ротора определяется выражением

$$n = \frac{60f}{p}, \quad (2.1)$$

т. е. число оборотов в минуту  $n$  и частота  $f$  в герцах наводимой ЭДС связаны между собой прямо пропорциональной зависимостью (частота вращения ротора и частота наводимой ЭДС синхронны);  $p$  — число пар полюсов машины. Синхронные машины наиболее часто используются в качестве генераторов. Синхронные двигатели менее распространены, и их используют там, где требуется постоянство частоты вращения при изменении нагрузки, а также в качестве конденсаторов для повышения коэффициента мощности электрических систем.

У асинхронных машин нет синхронности между частотой вращения ротора и частотой вращения магнитного поля. Асинхронные машины чаще используют в качестве двигателей.

#### 2.2. СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

**Принцип действия и конструкция.** В основе принципа действия синхронного генератора, как и генератора постоянного тока, лежит явление электромагнитной индукции, заключающееся в воздействии магнитного поля на перемещающийся в нем проводник. Устройство простейшего синхронного генератора показано на рис. 2.1. Ротор  $I$  с рамкой  $abcd$  приводится во вращение внешним двигателем. Для соединения витка с цепью нагрузки  $R_n$  используются вращающиеся вместе с ротором контактные кольца  $2$  и неподвижные щетки  $3$ .

При перемещении витка в магнитном поле с потоком возбуждения  $\Phi_B$  на контактных кольцах появится наведенная

ЭДС, поступающая в цепь нагрузки. При рассмотрении принципа действия генератора постоянного тока отмечалась необходимость скользящего контакта в виде системы коллектор—щетка, с помощью которой вырабатываемая энергия выводится из генератора. В генераторе переменного тока соединенные с контактными кольцами концы обмоток всегда имеют контакт с одной и той же щеткой. Следовательно, рабочую обмотку с наводимой переменной ЭДС и якорь в целом можно сделать неподвижными, а магнитное поле возбуждения вращающимся, т. е. как бы поменять местами ротор и статор. Это позволяет упрощать конструкцию синхронных генераторов и создавать их на большую мощность по сравнению с генераторами постоянного тока. Синхронные генераторы с вращающейся рабочей обмоткой чаще всего однофазные и применяются только для небольших мощностей.

В зависимости от конструктивного исполнения различают синхронные генераторы с явно и неявно выраженными полюсами. Неявно выраженные полюса применяются при большой частоте вращения первичного двигателя и большой мощности генератора. В этом случае к конструкции ротора и роторной обмотки предъявляются высокие требования по механической прочности, обусловленные наличием больших центробежных усилий. При больших величинах диаметра ротора и скорости его вращения этим требованиям легче удовлетворить, располагая обмотку и магнитные материалы равномерно по окружности.

Синхронные генераторы с явно выраженными полюсами применяются при небольшой частоте вращения первичного двигателя. Различают синхронные генераторы с независимым возбуждением и самовозбуждением.

Полезная (активная) мощность генератора

$$P = m I_{\phi} U_{\phi} \cos \varphi, \quad (2.2)$$

где  $m$  — число фаз рабочей обмотки;  $I_{\phi}$  — фазовый ток;  $U_{\phi}$  — фазовое напряжение рабочих обмоток;  $\cos \varphi$  — коэффициент мощности;  $\varphi$  — фазовый угол между током и напряжением в рабочей обмотке.

Размеры синхронных генераторов зависят от кажущейся (полной) мощности:

$$S = U_{\phi} I_{\phi}, \quad (2.3)$$

Все мощные синхронные генераторы трехфазные. В таких генераторах рабочая обмотка состоит из трех отдельных обмоток, соединенных звездой или треугольником и

размещаемых на статоре таким образом, чтобы наводимая ЭДС в каждой из них была сдвинута на  $120^{\circ}$  относительно соседней.

Сердечник статора набирается из отдельных пластин электротехнической стали. Корпус или станция изготавливается из чугуна, стали. В крупных машинах статор состоит из отдельных пакетов, собираемых в единое целое.

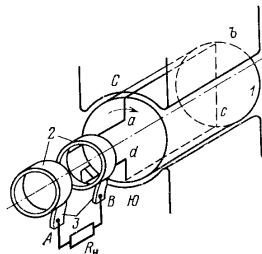


Рис. 2.1.

Рис. 2.1. Простейшая модель генератора переменного тока: 1 — обмотка; 2 — контактные кольца; 3 — щетка

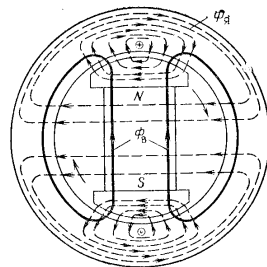


Рис. 2.2.

Рис. 2.2. К понятию реакции якоря

Отличие формы ЭДС генератора от синусоидальной резко ухудшает показатели энергосистемы и работоспособность потребителей. Появление при этом высших гармоник приводит к увеличению потерь в генераторе, появлению перенапряжений в линиях электропередачи, увеличению помех, повышению уровня шума в радиовещательных приемниках, телевизорах, ухудшению синхронизации и т. д. Допустимые искажения формы ЭДС в генераторах с мощностью выше 1000 кВ·А не должны превышать 5%.

Электродвижущая сила, наводимая в отдельном проводнике, определяется по (1.1):  $e = B \dot{v}$ .

Электродвижущая сила, наводимая магнитным потоком ротора  $\Phi_d$  в статорной однофазной обмотке с числом витков  $w_1$  при частоте  $f$ , будет определяться выражением

$$E = 4,44 f \Phi_{\delta} w_1 K_1 10^{-8}, \quad (2.4)$$

где  $K_1$  — обмоточный коэффициент, определяемый типом и исполнением обмотки. Значения ЭДС, наводимых в каждой фазе трехфазной обмотки синхронного генератора, также определяются уравнением (2.4), а сдвиг между ними составляет  $120^\circ$ .

Реакция якоря (статора). Как и в генераторе постоянного тока, при подключении нагрузки по рабочей обмотке синхронного генератора потечет ток. Так как рабочая обмотка генератора уложена на статоре, создаваемое этим током магнитное поле называют полем якоря (статора). Поле якоря будет взаимодействовать с основным магнитным полем и влиять на поле полюсов. Это явление называется реакцией якоря (статора).

На рис. 2.2 показаны магнитные потоки от переменного тока обмотки статора  $\Phi_{\Sigma}$  и от постоянного тока обмотки ротора  $\Phi_{\text{в}}$ . Как и в генераторе постоянного тока, направления этих потоков противоположны у бабегающего края полюса и совпадают у сбегающего. Поэтому результирующий магнитный поток становится несимметричным относительно полюсов ротора. Из рисунка также видно, что магнитный поток статора частично замыкается на ротор и частично связан только с собственной обмоткой. Первая часть магнитного потока называется потоком реакции статора, а вторая часть — потоком рассеяния. Наибольшее влияние на работу генератора оказывает поток реакции статора. Реакция статора существенно сказывается на величине и форме кривой наводимой в статоре ЭДС, частота изменения которой будет

$$f = \frac{p n}{60}, \quad (2.5)$$

где  $n$  — частота вращения ротора.

Следует отметить, что выходное напряжение генератора зависит и от других факторов, основным из которых является падение напряжения, вызванное магнитным потоком рассеяния в статоре, а также падение напряжения на активном сопротивлении обмотки статора. Для поддержания постоянства выходного напряжения в синхронных генераторах применяются специальные автоматические регуляторы напряжения.

### 2.3. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Принцип действия и основные характеристики. В основе принципа действия трехфазного асинхронного двигателя лежит взаимодействие вращающегося магнитного поля с короткозамкнутым проводником. Если по трехфазной обмотке пропустить ток, то создается вращающееся магнитное поле, частота вращения которого

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (2.6)$$

где  $f_1$  — частота питающей сети;  $p$  — число пар полюсов обмотки статора.

Вращающееся магнитное поле статорной обмотки будет производить ротор. Если на нем уложена замкнутая обмотка, то в ней будет наводиться ЭДС и потечет ток. Направление ЭДС можно определить по правилу правой руки. В свою очередь, ток роторной обмотки создаст магнитное поле, которое будет взаимодействовать с полем статора. В результате этого взаимодействия появляется электромагнитная сила  $F$  (рис. 2.3), направление которой определяется по правилу левой руки. Под действием силы  $F$  возникает электромагнитный момент, приводящий ротор во вращение, направление которого совпадает с направлением вращения магнитного поля статора.

На рис. 2.3 схематично показано устройство асинхронного двигателя. Частота вращения ротора  $n_2$  во всех случаях будет меньше частоты вращения магнитного поля статора  $n_1$ . Если предположить, что эти частоты вращения будут равны, то роторная обмотка будет неподвижной относительно магнитного поля статора и, следовательно, в ней не будет наводиться ЭДС и не возникнет механическая сила, которая привела бы ротор во вращение.

В то же время, чем больше разность этих частот, тем больше наводимая ЭДС и тем больше ток в обмотке ротора. Это приводит к увеличению электромагнитной силы  $F$  и развиваемого двигателем момента.

Отставание частоты вращения ротора от частоты вращения магнитного поля характеризуется так называемой величиной скольжения  $S$ . Под скольжением понимается разность между частотой вращения поля статора  $n_1$  и частотой вращения ротора  $n_2$ , выраженную в процентах от частоты вращения поля статора:

$$S = (n_1 - n_2) 100\% / n_1. \quad (2.7)$$

Величина скольжения асинхронного двигателя в зависимости от режима его работы может изменяться от 0 до 1. Случай  $S = 1$  соответствует тому моменту, когда частота вращения ротора  $n_2$  равна нулю, а это имеет место при пуске двигателя, а также в том случае, когда тормозный момент нагрузки больше вращающего момента. Для асинхронных двигателей всегда указывается величина скольжения при номинальной нагрузке. Для двигателя с мощностью от 1 до 1000 кВт номинальное скольжение лежит в пределах  $0,06—0,01$ . Из (2.7) нетрудно определить частоту вращения асинхронного двигателя:

$$n_2 = n_1 (1 - s). \quad (2.8)$$

Ввиду того что обмотка ротора обладает индуктивностью, протекающий по ней ток имеет активную и реактивную составляющие. Механическую силу в двигателе создает только активная составляющая тока ротора, величина которой зависит от соотношения между активным и индуктивным сопротивлением обмотки ротора. Индуктивное сопротивление обмотки ротора равно  $X_L = 2\pi f_2 L$ , где  $L$  — индуктивность обмотки ротора;  $f_2$  — частота изменения наводимой в нем ЭДС.

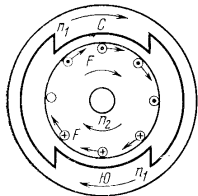


Рис. 2.3.

Рис. 2.3. Простейшая модель асинхронного двигателя

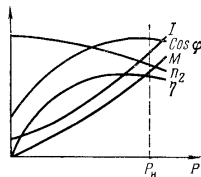


Рис. 2.4.

Рис. 2.4. Характеристики асинхронного двигателя

Выше говорилось о том, что ЭДС ротора наводится за счет наличия разности частот  $n_1 - n_2$ . Подставляя эту разность в общую формулу  $f = pn/60$ , получаем частоту ЭДС ротора:

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n_2)}{60} = \frac{pn_1}{60} \left( \frac{n_1 - n_2}{n_1} \right) = f_1 s. \quad (2.9)$$

Так как частота  $f_2$  меняется с изменением нагрузки, то с изменением нагрузки меняются и индуктивное сопротивление  $X_L$  ротора.

Изменение частоты вращения ротора при изменении нагрузки от режима холостого хода до номинальной величины, хотя и незначительно, но имеет место. По этой причине этот вид двигателей называют асинхронными, в отличие от синхронных, в которых частота вращения ротора не зависит от нагрузки и синхронна частоте вращения поля статора. У асинхронных двигателей довольно жесткая скоростная характеристика — зависимость числа оборотов от величины нагрузки или полезной мощности двигателя  $P$ ,

отдаваемой в нагрузку:  $n_2 = f(P)$ . Так, если нагрузка увеличивается от нуля до номинальной, то частота вращения ротора меняется всего на 1—6%.

На рис. 2.4 показаны зависимости вращающего момента  $M$ , коэффициента мощности  $\cos \varphi$ , КПД двигателя от мощности  $P$ . Зависимость коэффициента мощности от нагрузки довольно резко выражена. Значение  $\cos \varphi$  резко уменьшается (до 0,2) при сбросе нагрузки. Это объясняется тем, что в режиме холостого хода активная составляющая тока в роторе близка к нулю и ток в роторе имеет чисто реактивный характер. По мере увеличения нагрузки начинает возрастать активная составляющая тока, что влечет за собой увеличение коэффициента мощности. При нагрузке, близкой к номинальному значению  $P_n$ , коэффициент мощности достигает своей максимальной величины (0,8—0,9), а при дальнейшем увеличении нагрузки — падает. Уменьшение коэффициента мощности при увеличении нагрузки вызвано возрастанием разности частот  $n_1 - n_2$ , увеличением индуктивного сопротивления ротора и, следовательно, возрастанием индуктивной составляющей тока.

Для повышения коэффициента мощности необходимо, чтобы нагрузка асинхронного двигателя была номинальной или близкой к ней. Если нагрузка не превышает 50% номинальной, для повышения коэффициента мощности целесообразно уменьшить подводимое к двигателю напряжение. Для этой цели статорную обмотку переключают с треугольника на звезду.

Двигатель имеет максимальное значение КПД (см. рис. 2.4) при мощности, несколько меньшей номинальной.

Конструкция. По конструкции ротора асинхронные двигатели подразделяются на двигатели с короткозамкнутым и фазным роторами. Последний иногда называют двигателем с контактными кольцами. Короткозамкнутый ротор имеет обмотку в виде так называемой «беличьей клетки». При такой обмотке все составляющие ее проводники замыкаются между собой на торцах ротора. Обмотка фазного ротора выполняется так же, как статорная, а концы ее выводят на контактные кольца.

Конструкция такая же, как и статора синхронной машины. Статорные обмотки можно соединять треугольником или звездой, что дает возможность использовать один и тот же двигатель на два разных напряжения. Например, в двигателе, рассчитанном на напряжение 220 и 380 В, при напряжении 220 В статорные обмотки следует включать треугольником, а при напряжении 380 В — звездой.

Наибольшее распространение находят асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Двигатели с фазным ротором распространены значительно реже. Их применяют там, где требуются улучшенные пусковые характеристики и необходима плавная регулировка частоты вращения.

Пуск и регулирование частоты вращения. При пуске асинхронных двигателей приходится сталкиваться с резким возрастанием пускового тока и малым пусковым моментом по сравнению с номинальным рабочим. В первый момент пуска ротор неподвижен и частота его вращения равна нулю. Разностная частота  $n_2$  в этот момент максимальна и равна частоте вращения магнитного поля статора. Поэтому в момент включения в роторной обмотке наводится довольно большая ЭДС, вызывающая резкое возрастание тока в роторной и статорной обмотках.

В двигателях с фазным ротором пусковые токи ограничиваются с помощью реостатов, включаемых в цепи роторных обмоток. В двигателях с короткозамкнутым ротором при пуске снижают напряжение питания либо переключением обмоток статора с треугольника на звезду, либо с помощью автотрансформатора или реактивных сопротивлений (катушки индуктивности и конденсаторов).

Выше было показано, что частота вращения ротора определяется по (2.1) и (2.8):

$$n_2 = n_1 (1 - S) = \frac{60f_2}{p} (1 - s). \quad (2.10)$$

Анализируя это выражение, можно сделать вывод, что частоту вращения двигателя можно регулировать изменением либо скольжения, либо числа пар полюсов, либо частоты питающего напряжения. Скольжение можно изменять, меняя величину питающего напряжения. При этом будут меняться магнитный поток, ЭДС и ток в роторной обмотке, что приводит к изменению вращающего момента и частоты вращения ротора. Этот способ пригоден для регулирования частоты вращения в небольших пределах, так как при значительных изменениях питающего напряжения работа двигателя будет неустойчивой.

При изменении числа пар полюсов обмотки статора  $p$  будет меняться частота вращения магнитного поля статора, что, в свою очередь, приведет к изменению частоты вращения ротора. Реализовать такой способ регулирования можно лишь с помощью специального выполнения статорной обмотки, допускающего переключение ее отдельных частей. Поэтому такое регулирование частоты будет ступенчатым.

Регулирование частоты вращения изменением частоты сети находит применение в установках, которые питаются от индивидуальных источников. При питании двигателей от общей сети требуются специальные преобразователи частоты. В настоящее время созданы мощные тринисторные

преобразователи частоты с высокими КПД и хорошими эксплуатационными характеристиками. Ревёрсирование двигателя осуществляется изменением направления вращения магнитного поля статора, для чего достаточно поменять местами концы двух фаз статорных обмоток.

## Глава 3

### ТРАНСФОРМАТОРЫ

#### 3.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, с помощью которого происходит преобразование переменного напряжения одних параметров в переменное напряжение других параметров. В общем случае трансформатором преобразовывается не только величина напряжения, но и его форма, частота и т. д. Но наибольшее применение находят трансформаторы, в которых переменное напряжение преобразовывается по величине в напряжение, необходимое для питания той или иной установки. Эти трансформаторы называются трансформаторами питания (силовыми трансформаторами). Кроме трансформаторов питания существуют специальные трансформаторы — автотрансформаторы, измерительные трансформаторы, пик-трансформаторы и др. В настоящей главе рассматриваются лишь трансформаторы питания устройств связи и радиотехнических устройств.

Трансформаторы можно классифицировать по различным признакам. Различают их по мощности: малоомощные (десяти вольт-ампер), средней (сотни вольт-ампер), и большой мощности (до нескольких тысяч киловольт-ампер); по конструкции: броневые, стержневые, броне-стержневые, тороидальные; по числу фаз: однофазные, многофазные; по виду охлаждения: с естественным, воздушным и с масляным охлаждением.

Трансформаторы, питающиеся от однофазной сети переменного тока, называются однофазными, от трехфазной — трехфазными.

Как правило, при питании малоомощных потребителей применяются однофазные трансформаторы питания, а в мощных питающих установках применяются трехфазные или многофазные трансформаторы.

#### 3.2. КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформаторы малой мощности. По своей конструкции малоомощные трансформаторы весьма разнообразны. Их можно различать по виду сердечника, обмотки, особенности конструкции.

Материалом сердечников силовых трансформаторов обычно является листовая электротехническая сталь различных марок и толщины. Электротехнические стали в зависимости от степени легирования кремнием делятся на четыре группы: слаболегированные, среднелегированные, с повышенной легированностью, высоколеги-

рованные. Марки стали условно обозначают буквой «Э» с соответствующими цифрами. Сталь первых двух групп имеет толщину листа 0,5 мм, третьей и четвертой групп — 0,35 и 0,5 мм соответственно.

Уменьшение толщины листа приводит к уменьшению потерь от вихревых токов. При увеличении содержания кремния в стали также снижаются потери мощности на вихревые токи и гистерезис в сердечнике трансформатора.

Для изготовления сердечников трансформаторов малой мощности наиболее часто применяется горячекатаная сталь марок Э41 и Э42 с толщиной листа 0,35—0,5 мм, а также холоднокатаная сталь марок Э310, Э320 с толщиной листа 0,35—0,5 мм. Для транс-

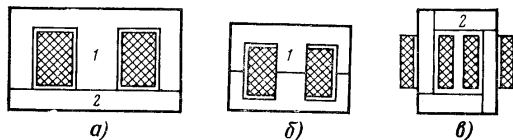


Рис. 3.1. Конструкция сердечников трансформаторов:  
а, б — броневой сердечник; в — стержневой

форматоров, работающих от сети переменного тока частоты 50 Гц, применяют сталь марок Э310, Э320, при частоте 400 Гц и выше — Э44 с толщиной листа 0,1—0,35 мм и Э340 с толщиной листа 0,2 мм и меньше.

На рис. 3.1 приведены сердечники трансформаторов броневой — а, б и стержневой — в типов. Участки 1 сердечника, на которых размещены обмотки трансформаторов, называются стержнями, а участки 2, свободные от обмоток и соединяющие стержни в единую конструкцию, называются ярмами.

Наиболее распространенным сердечником в трансформаторах малой мощности является броневой. Этот сердечник обычно набирается из отдельных Ш-образных пластин, полученных штамповкой. Для уменьшения вихревых токов пластины изолируются друг от друга слоем лака или оксидной пленкой.

В настоящее время широкое применение находят трансформаторы с Ш-образными витыми разрезными и витыми тороидальными сердечниками. Витые сердечники, выполненные из холоднокатаной стали, имеют более высокую магнитную проницаемость. Это дает возможность повысить величину магнитной индукции, что позволяет уменьшить массу трансформатора и его стоимость.

Разрезные витые Ш-образные сердечники состоят из двух половин, что упрощает технологию сборки трансформаторов. Витые тороидальные сердечники не разрезаются. Для намотки их обмоток применяются специальные намоточные станки челночного типа.

В броневых сердечниках обмотка размещается на среднем стержне. Магнитный поток при этом разделяется на правую и левую части, и, таким образом, в крайних стержнях его величина будет в 2 раза меньше, чем в среднем. Поэтому сечение крайних стержней вдвое меньше сечения среднего.

Сердечники с обмотками могут крепиться либо с помощью шпек и накладок (рис. 3.2, а), либо путем запрессовки в обойму (скобу) (рис. 3.2, б).

Наилучшими магнитными свойствами обладают тороидальные витые сердечники. У них наименьшее магнитное сопротивление, значительно меньше индуктивность рассеяния и чувствительность к внешним магнитным полям.

Каркасы трансформаторов выполняют из изоляционного материала (рис. 3.3, а, б). В относительно малогабаритных трансформаторах применяются прессованные пластмассовые каркасы.

Рис. 3.3. Конструкция каркасов трансформатора:

а — литой каркас; б — сборный; в — безкаркасная катушка

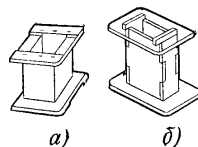
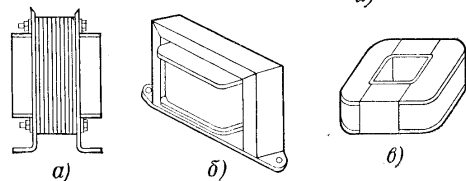


Рис. 3.2. Крепление сердечника в трансформаторе:

а — винтами; б — скобой



Для обмоток трансформаторов применяются провода круглого сечения из меди или алюминия. Иногда применяется алюминиевая фольга в виде ленты. Обмоточные провода трансформаторов малой мощности имеют небольшой диаметр и обычно наматываются на каркас. При диаметре провода более 1 мм обмотку часто выполняют безкаркасной (рис. 3.3, в).

Для повышения электрической прочности после сборки трансформаторы пропитывают электроизоляционными лаками, а в отдельных случаях заливают специальными компаундами. При этом повышаются механическая прочность и электрическая изоляция конструкции.

Трансформаторы большой мощности. С повышением мощности трансформатора усложняется его конструкция. В трансформаторах большой мощности чаще всего применяют стержневые и бронестержневые сердечники. Форма поперечного сечения стержней таких трансформаторов показана на рис. 3.4. Для улучшения охлаждения сердечник собирается с вентиляционными каналами. Материалом сердечника служит листовая электро-техническая сталь толщиной 0,35—0,5 мм.

Обмотки трансформаторов большой мощности выполняются из медных или алюминиевых проводов круглого или прямоугольного сечения.

По способу выполнения различают концентрические и дисковые обмотки. Концентрические обмотки имеют вид цилиндра длиной, примерно равной длине стержня, и размещаются так, чтобы низковольтная была ближе к стержню. Дисковые обмотки располагаются на сердечнике в чередующемся порядке: низковольтная, высоковольтная, затем вновь низковольтная и т. д.

Для повышения электрической прочности изоляции и лучшего охлаждения сердечник с обмотками размещают в баке, наполненном трансформаторным маслом. Во время эксплуатации необходимо сле-

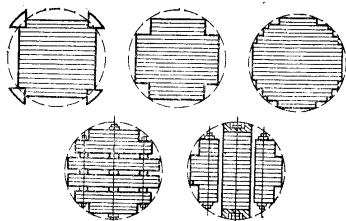


Рис. 3.4. Виды сечений стержней трансформатора

дить за чистотой масла, так как наличие в нем примесей резко снижает электрическую прочность изоляции и надежность работы высоковольтных трансформаторов.

На корпусе мощных трансформаторов имеется планка с надписью, указывающей номинальную мощность трансформатора в киловольт-амперах, линейные напряжения в вольтгах (киловольтах), линейные токи при номинальной мощности, способ охлаждения, число фаз, схему в группу соединения обмоток, напряжение короткого замыкания, а также завод-изготовитель, массу трансформатора и его заводской номер.

### 3.3. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Принцип действия трансформатора основан на использовании явления взаимной индукции.

Трансформатор (рис. 3.5) содержит две обмотки 1 и 2, и сердечник 3 из магнитного материала. Если к обмотке 1 с числом витков  $\omega_1$  подвести переменное напряжение  $U_1$ , то по ней потечет переменный ток. Обмотка, к которой подводится напряжение  $U_2$ , называется вторичной. При протекании переменного тока по первичной обмотке в сердечнике трансформатора возникает переменный магнитный поток. Этот поток, замыкаясь по сердечнику, будет воздействовать на вторичную обмотку 2 с числом витков  $\omega_2$ , к ко-

торой подключается потребитель — нагрузка  $R_H$ . Переменный магнитный поток, пронизывающий первичную и вторичную обмотки, наведет в них соответственно ЭДС:

$$E_1 = e\omega_1, \quad (3.1)$$

$$E_2 = e\omega_2, \quad (3.2)$$

где  $e$  — ЭДС, наводимая переменным магнитным потоком в одном витке;  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток.

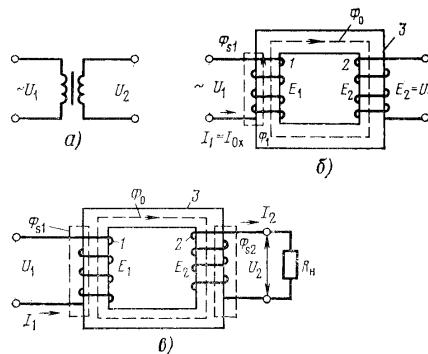


Рис. 3.5. Простейшая схема трансформатора (а) при работе его в режиме холостого хода (б) и под нагрузкой (в)

Из (3.1), (3.2) видно, что отношение между ЭДС первичной и вторичной обмоток зависит от соотношения числа витков, т. е.

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{e\omega_2}{e\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (3.3)$$

Это отношение называется коэффициентом трансформации и обозначается  $K_{т.р.}$ . Если пренебречь падениями напряжений на активном сопротивлении первичной и вторичной обмоток и считать, что  $U_1 = E_1$ ,  $U_2 = E_2$ , то коэффициент трансформации будет

$$K_{т.р.} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}. \quad (3.4)$$



В зависимости от величины коэффициента трансформации трансформаторы с коэффициентом  $K_{тр} > 1$  ( $U_2 > U_1$ ) называются повышающими, а при  $K_{тр} < 1$  ( $U_2 < U_1$ ) — понижающими. Трансформаторы обладают обратимостью — один и тот же трансформатор может быть и повышающим и понижающим.

На рис. 3.5 показаны схемы трансформаторов в режиме холостого хода (без нагрузки) и под нагрузкой.

В режиме холостого хода вторичная обмотка разомкнута, ток в ней равен нулю, а напряжение на вторичной обмотке  $U_2 = E_2$ . Ток в этом случае протекает лишь в первичной обмотке, к которой приложено напряжение питания  $U_1$ . Этот ток  $I_{0х}$ , называемый током холостого хода, создает намагничивающую силу  $F_1 = I_{0х} \omega L_1$ , которая вызывает магнитный поток  $\Phi_1$ . Часть магнитного потока  $\Phi_1$  замыкается по воздуху (ее называют потоком рассеяния трансформатора  $\Phi_{\Sigma}$ ), большая же часть потока  $\Phi_1$  замыкается по магнитопроводу. Эту часть потока называют намагничивающим рабочим потоком  $\Phi_0$ . Из рис. 3.5, б видно, что первичную обмотку пронизывает весь поток  $\Phi_1$ , а вторичную — только поток  $\Phi_0$ , следовательно, в трансформации энергии участвует только та ее часть, которая затрачена на создание намагничивающей силы  $F_1$ . Энергия, затраченная на создание магнитного потока рассеяния и разогрев активного сопротивления первичной обмотки, определяет потери в трансформаторе. Для случая холостого хода можно записать

$$U_1 = E_1 + I_{0х} r_1, \quad (3.5)$$

где  $U_1$  — напряжение источника питания;  $E_1$  — ЭДС, создаваемая в первичной обмотке полным магнитным потоком  $\Phi_1$ ;  $r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки;  $I_{0х}$  — ток холостого хода.

Так как при холостом ходе полезная мощность трансформатора равна нулю, вся потребляемая мощность в этом режиме есть мощность потерь. Вследствие того, что в трансформаторе применяется стальной сердечник с высокой магнитной проницаемостью, необходимый магнитный поток для создания ЭДС  $E_1$  возникает уже при малом значении тока холостого хода. В трансформаторах средней и большой мощности величина тока  $I_{0х}$  не превышает 10% номинального тока первичной обмотки (в трансформаторах малой мощности она может быть значительно больше). Поэтому для трансформаторов средней и большой мощности тепло-

выми потерями в первичной обмотке можно пренебречь. Вся мощность, потребляемая такими трансформаторами в режиме холостого хода, компенсирует потери в стали сердечника на вихревые токи и гистерезис. Эти потери мощностно трансформатора называют потерями холостого хода.

Ввиду того что ток  $I_{0х}$  создает магнитный поток  $\Phi_0$ , он отстает по фазе от напряжения питания  $U_1$  почти на  $90^\circ$ . Следовательно, трансформатор в режиме холостого хода потребляет только реактивный ток и его работа без нагрузки ухудшает коэффициент мощности  $\cos \varphi$  питающей сети.

Когда вторичная обмотка трансформатора замкнута на нагрузку  $R_n$ , во вторичной обмотке под действием ЭДС  $E_2$  возникает ток  $I_2$  и в нагрузку будет передаваться энергия. Появление тока  $I_2$  вызывает появление намагничивающей силы  $F_2$ , создающей свой магнитный поток, который, частично замыкаясь по воздуху (магнитный поток рассеяния вторичной обмотки  $\Phi_{\Sigma 2}$ ), большей частью проходит по сердечнику. Согласно закону Ленца замыкающийся по сердечнику поток направлен встречно магнитному потоку  $\Phi_1$ , в результате чего общий магнитный поток уменьшается. Уменьшение магнитного потока первичной обмотки вызывает уменьшение ЭДС  $E_1$ , и, следовательно, равенство (3.5) нарушается. В результате этого потребляемый от сети ток  $I_1$  первичной обмотки возрастает до тех пор, пока не наступит равновесие между прикладываемым напряжением и ЭДС  $E_1$ .

Таким образом, при работе трансформатора под нагрузкой основной рабочий поток  $\Phi_0$  остается почти таким же, как и при холостом ходе, и практически не меняется при изменении тока вторичной обмотки.

Для анализа работы трансформатора используют эквивалентную схему, в которой реальный трансформатор с магнитной связью обмоток заменяют схемой, содержащей элементы, связанные между собой только электрически. В эквивалентной схеме трансформатор заменен идеальной реактивной катушкой, потери в сердечнике заменены потерями в резисторе, включенном параллельно реактивной катушке, потери в обмотках трансформатора имитируются потерями в резисторах, магнитные потоки рассеяния заменяются соответственно включенными индуктивностями.

На рис. 3.6 приведена эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора. В схеме не учитываются собственные емкости обмоток трансформатора. Обозначения в схеме следующие:

$r_1$  и  $L_{s1}$  — активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора;

$r_2$  и  $L_{s2}$  — активное сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенные (т. е. пересчитанные) к первичной:

$$r'_2 = r_2/K_{TP}^2; \quad L'_{s2} = L_{s2}/K_{TP}^2 \quad (3.6)$$

в первом приближении можно считать, что общая индуктивность рассеяния трансформатора  $L_s \cong 2L_{s1}$ ;

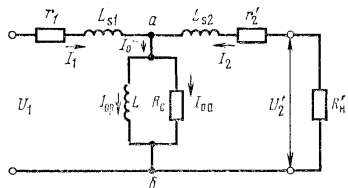


Рис. 3.6. Эквивалентная схема трансформатора

$R'_n$ ,  $U'_2$  и  $I'_2$  — сопротивление нагрузки, напряжение и ток вторичной обмотки, приведенные к первичной:

$$R'_n = R_n/K_{TP}^2; \quad U'_2 = U_2/K_{TP}; \quad I'_2 = I_2/K_{TP};$$

$R_c$  — сопротивление, учитывающее потери на гистерезис и вихревые токи в сердечнике трансформатора;

$L$  — эквивалентная индуктивность трансформатора, по которой протекает намагничивающий ток  $I_m$ , составляющий часть первичного тока  $I_1$  и представляющий собой геометрическую сумму токов  $I_1$  и  $I_2$ .

У трансформаторов средней и большой мощности значения тока холостого хода  $I_{0x}$  и намагничивающего тока  $I_m$  трансформатора под нагрузкой практически не отличаются. У трансформаторов малой мощности эти токи могут существенно отличаться. Тем не менее при расчете трансформаторов обычно за намагничивающий ток  $I_0$  принимаю ток  $I_{0x}$ , что в достаточной степени справедливо при мощности трансформатора от десятков до сотен вольт-ампер.

Намагничивающий ток  $I_1$  включает в себя активную  $I_{0a}$  и реактивную  $I_{0p}$  составляющие. Активная составляющая тока идет на покрытие потерь в стали сердечника, а реактивная составляющая создает намагничивающую силу, вызывающую магнитный поток  $\Phi_1$ . Значение намагничивающего тока определяется потерями холостого хода. Для

уменьшения тока  $I_{0a}$  необходимо применять для изготовления сердечника стали с меньшими потерями и уменьшать значение магнитной индукции в сердечнике.

В эквивалентной схеме трансформатора при холостом ходе правая часть (от точек  $a$  и  $b$ ) разомкнута и  $I_1 = I_0$ .

Потери в трансформаторе определяют его основной энергетический параметр — коэффициент полезного действия (КПД):

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{0\sigma} + P_{\sigma\tau}}, \quad (3.7)$$

где  $P_1$  — мощность, потребляемая трансформатором от сети переменного тока;  $P_2$  — суммарная активная мощность всех вторичных обмоток;  $P_{0\sigma}$  — мощность потерь во всех включенных обмотках трансформатора;  $P_{\sigma\tau}$  — мощность потерь в стали сердечника. В общем случае

$$P_2 = I_2 U_2 \cos \varphi_2 + I_3 U_3 \cos \varphi_3 \dots + I_N U_N \cos \varphi_N.$$

Если нагрузка для вторичных обмоток активная, то  $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_3 = \dots = 1$  и т. д. КПД трансформатора зависит от его мощности и находится в пределах 0,7—0,99.

На работу трансформатора большое влияние оказывают колебания напряжения питающей сети. При значительном увеличении этого напряжения может резко возрасти намагничивающий ток из-за перехода сердечника в состояние насыщения, что приводит к уменьшению магнитной проницаемости стали и росту потерь в трансформаторе.

Влияет на работу трансформатора также перегрузка из-току вторичной обмотки, так как в этом случае возрастает потеря мощности в ее активном сопротивлении, что приводит к снижению КПД трансформатора. Особенно опасным для трансформаторов является режим короткого замыкания, при котором вторичная обмотка замкнута накоротко, т. е. сопротивление нагрузки равно нулю. Это аварийный режим работы, который, если не приняты специальные меры защиты, приводит к выходу трансформатора из строя вследствие резкого возрастания токов и перегорания обмоток.

Иногда при эксплуатации трансформаторов оговаривается так называемый режим короткого замыкания, при котором вторичная обмотка замыкается накоротко, а к первичной — подводится напряжение такой величины  $U_{1к}$ , чтобы в ней протекал номинальный ток. Это напряжение

для силовых трансформаторов составляет обычно 5—10% номинального напряжения и является важным параметром для мощных трансформаторов. С помощью ваттметра, включенного в первичную обмотку, определяются потери мощности в активных сопротивлениях обмоток трансформатора, так как при низком входном напряжении и малых магнитных индукциях потери в стали можно не учитывать.

Для определения потерь в стали трансформатора используется режим холостого хода. Ваттметр, включенный в цепь первичной обмотки, зафиксирован в основном только потери в стали сердечника.

### 3.4. ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Применение трехфазных трансформаторов (рис. 3.7) обеспечивает равномерную нагрузку по всем трем фазам трехфазной сети и целесообразно при мощности нагрузки более 1—2 кВт. Принцип действия трехфазных трансформаторов такой же, как и однофазных. На каждом стержне установлены первичная и вторичная обмотки каждой фазы. При концентрическом выполнении обмоток, низковольтная обмотка [обмотка низшего напряжения (НН)] размещается ближе к стержню. Далее идет обмотка среднего напряжения (СН) (если она есть) и обмотка высшего напряжения (ВН).

Начало фазовых обмоток ВН обозначается буквами  $A, B, C$ , а концы —  $X, Y, Z$ ; обозначение для обмоток НН — соответственно,  $a, b, c$  и  $x, y, z$ . Если обмотки имеют вывод нулевой точки, то он обозначен 0.

Обмотки могут соединяться звездой, треугольником и зигзагом (рис. 3.8). При соединении в зигзаг обмотка каждой фазы разделяется на две части. (0 назначение такого соединения обмоток см. § 6.5.)

Параллельная работа трансформаторов. Для питания мощных потребителей, когда мощность одного трансформатора недостаточна, применяют параллельное включение трансформаторов. К параллельно работающим трансформаторам предъявляются следующие требования:

- 1) принадлежность к одной группе соединений;
- 2) одинаковый коэффициент трансформации;
- 3) одинаковая величина напряжения короткого замыкания.

Существует 12 групп соединений обмоток трехфазных трансформаторов. Группа соединений говорит о величине сдвига по фазе между векторами линейных ЭДС обмоток высшего и низшего напряжения. Сдвиг по фазе на  $30^\circ$  соответствует 1-й группе, на  $60^\circ$  — 2-й и т. д. Группы соединений зависят от сочетания схем соединений обмоток ВН и НН и направления намотки обмоток.

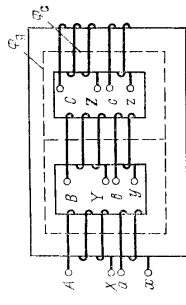


Рис. 3.7. Расположение обмоток в трехфазном трансформаторе

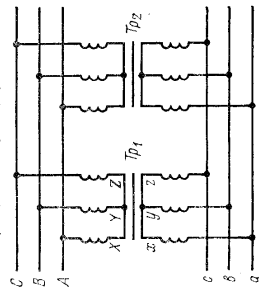


Рис. 3.9. Параллельное включение трехфазных трансформаторов

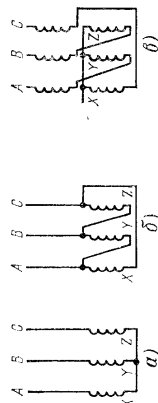


Рис. 3.8. Соединение обмоток в трехфазном трансформаторе: звездой (а); треугольником (б) и зигзагом (в)

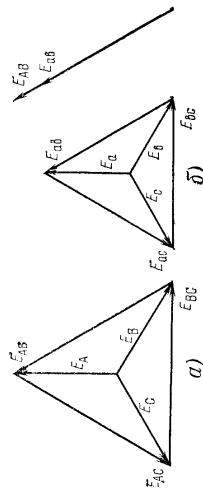


Рис. 3.10. Векторные диаграммы линейных ЭДС высокого напряжения (а) и низкого (б)

В нашей стране согласно ГОСТ приняты группы 0 и 11, в которых сдвиг по фазе между первичным и вторичным напряжением соответственно составляет  $0^\circ$  и  $330^\circ$ . На рис. 3.9 показано параллельное включение двух трансформаторов с группой соединения 0, в которой обмотки ВН и НН соединены с группой соединения 0, в которой соответствующих обмоток совпадают, и направления намотки соответствующих обмоток совпадают, поэтому угол между линейными ЭДС ВН и НН составляет  $0^\circ$  (рис. 3.10). Группа 11 может быть получена, например, при соединении обмоток ВН звездой, а обмоток НН — треугольником.

### 3.5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВИДЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ

**Автотрансформаторы.** Автотрансформатором называют однообмоточный трансформатор, у которого вторичная (выходная) обмотка является частью первичной (входной) обмотки. При этом мощность передается в нагрузку не только магнитным, но и электрическим путем, так как часть входного тока непосредственно питает нагрузку.

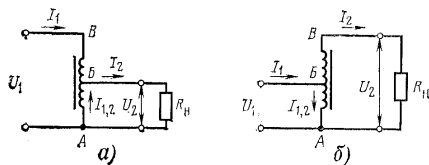


Рис. 3.11. Схемы включения автотрансформаторов на понижение напряжения (а) и повышение (б)

На рис. 3.11 представлены схемы включения автотрансформатора на понижение (а) и на повышение (б) выходного напряжения. В схеме рис. 3.11, а коэффициент трансформации определяется:

$$K_{\text{ТР}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} < 1, \quad \text{а} \quad I_2 = \frac{I_1}{K_{\text{ТР}}}.$$

Поскольку ток в нагрузке  $I_2$  при  $K_{\text{ТР}} < 1$  будет больше тока  $I_1$ , то в общей части обмотки трансформатора между точками А и В будет протекать ток

$$I_{12} = I_2 - I_1 = \frac{I_1}{K_{\text{ТР}}} - I_1 = I_1 \left( \frac{1}{K_{\text{ТР}}} - 1 \right). \quad (3.8)$$

В схеме рис. 3.11, б коэффициент трансформации определяется как  $K_{\text{ТР}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} > 1$ , и ток во входной обмотке  $I_1$  будет больше тока в нагрузке, поэтому в общей части обмотки между точками А и В будет протекать ток

$$I_{12} = I_1 - I_2 = I_1 - \frac{I_1}{K_{\text{ТР}}} = I_1 \left( 1 - \frac{1}{K_{\text{ТР}}} \right). \quad (3.9)$$

Обычно автотрансформатор применяют при коэффициенте  $K_{\text{ТР}}$ , близком к единице. Например, при  $K_{\text{ТР}} = 0,8$  для схемы по рис. 3.11, а

$$I_{12} = I_1 \left( \frac{1}{0,8} - 1 \right) = 0,25 I_1.$$

Таким образом, при  $K_{\text{ТР}}$ , близком к 1, ток в общей части обмотки составляет незначительную часть от входного тока. Поэтому участок АВ обмотки можно выполнить проводом меньшего сечения, а автотрансформатор — с меньшими габаритами и массой по сравнению с обычным трансформатором. Уменьшение габаритов и массы возможно и за счет уменьшения сечения магнитопровода, так как передача мощности в нагрузку происходит как магнитным, так и электрическим путем.

Автотрансформаторы применяются и с  $K_{\text{ТР}} \gg 1$  (рис. 3.11, б), например, в телевизионных приемниках для питания высоковольтного анода кинескопа (см. § 7.5). В автотрансформаторах с большим  $K_{\text{ТР}}$  необходимо принимать меры по улучшению изоляции низковольтной обмотки.

Автотрансформаторы разнообразны по назначению и конструкции и выпускаются промышленностью в однофазном и трехфазном исполнении. Часто автотрансформаторы выполняются с несколькими отводами, что позволяет регулировать величину выходного напряжения. В устройствах связи автотрансформаторы находят применение в цепях питания радиопередающих устройств, усилителей и т. д. Широкое применение нашли автотрансформаторы с плавной регулировкой напряжения. В настоящее время для питания цепей накала ламп в мощных передатчиках широко применяются трехфазные автотрансформаторы с короткозамкнутой катушкой и автотрансформаторы с плавной регулировкой напряжения.

Одним из примеров автотрансформаторов с плавной регулировкой напряжения может быть трансформатор типа ЛАТР (лабораторный автотрансформатор, регулировочный), широко применяемый в лабораторных условиях.

Измерительные трансформаторы напряжения и тока. В высоковольтных сетях широкое применение находят измерительные трансформаторы тока и напряжения. Применение этих трансформаторов позволяет расширить пределы измерений электроизмерительных приборов и обеспечить безопасность их обслуживания.

Измерительный трансформатор напряжения (рис. 3.12, а) применяется в сетях переменного тока с напряжением выше 220 В. Трансформатор — понижающий, с коэффициентом трансформации, обеспечивающим напряжение вторичной обмотки около 100 В. Эти трансформаторы изготавливаются как однофазными, так и трехфазными с номинальными первичными напряжениями от 380 В до 400 кВ. Вторичную обмотку такого трансформатора можно под-

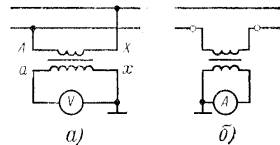


Рис. 3.12. Схемы включения трансформатора напряжения (а) и тока (б)

## ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

## Глава 4

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИСТОЧНИКОВ  
ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

## 4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Источники электропитания подразделяются на первичные и источники вторичного электропитания (ИВЭ). К первичным относятся непосредственные преобразователи различных видов энергии в электрическую, а к источникам вторичного электропитания — преобразователи электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида.

В качестве первичных источников применяются: энергосистема с тем или иным номинальным напряжением (сеть переменного или постоянного тока), химические источники тока (гальванические элементы, батареи), термо- и фотоэлектрические, акустические, топливные, биологические, атомные, механические преобразователи энергии в электрическую.

Наибольшее применение из первичных источников электроэнергии имеет сеть переменного тока, а из источников вторичного электропитания — выпрямители, стабилизаторы и преобразователи.

С помощью выпрямителя энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока. Ввиду разнообразия радиоэлектронной аппаратуры схемные и конструктивные решения выпрямителей различны. Выпрямители могут быть выполнены в виде отдельного блока, стойки или могут входить в общую конструкцию изделия (усилителя, приемника и т. д.).

Основное назначение стабилизатора — поддерживать постоянным выходное напряжение или ток в нагрузке. Стабилизатор с выпрямителем образует стабилизированный источник вторичного питания. Преобразователи, применяемые в источниках питания, служат в основном для преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока или напряжение постоянного тока другого номинала.

4.2. НЕСТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ  
ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

На рис. 4.1 приведены простейшие структурные схемы нестабилизированных ИВЭ. Обозначения на схемах следующие:  $Tp$  — силовой трансформатор;  $B$  — неуправляемый вентиль (или схема выпрямления);  $\Phi$  — сглаживаю-

ключать к вольтметрам, частотометрам, фазометрам и другим приборам.

Для обеспечения правил техники безопасности один конец вторичной обмотки трансформатора должен быть заземлен. В противном случае при пробое между первичной и вторичной обмотками измерительные приборы окажутся под высоким потенциалом.

Трансформаторы тока (рис. 3.12, б) предназначены для подключения амперметров, токовых обмоток ваттметров, приборов релейной защиты и т. д. к цепям с большими токами. Первичная обмотка, по которой протекают рабочие токи, имеет практически один два витка и выполняется проводом большого сечения; число витков вторичной обмотки выбирается таким, чтобы ток в ней не превышал 5 А. Трансформатор тока работает как обычный трансформатор в режиме короткого замыкания, так как сопротивление измерительного прибора близко к нулю. В этом случае магнитный поток в сердечнике трансформатора мал. Поэтому при обрыве или размыкании вторичной обмотки трансформатора магнитный поток в сердечнике резко возрастает, что приводит к перегреву сердечника трансформатора, резкому возрастанию ЭДС вторичной обмотки, возможному выходу трансформатора из строя. По этой причине при отключении нагрузки вторичную обмотку измерительных трансформаторов необходимо замыкать накоротко. Один из выводов вторичной обмотки и корпус измерительного трансформатора должны быть заземлены.

щий фильтр;  $УВ$  — управляемый вентиль;  $СУ$  — схема управления.

Трансформатор служит для преобразования напряжения сети переменного тока  $U_c$  в напряжение, необходимое для получения на выходе ИВЭ заданной величины напряжения постоянного тока  $U_0$ .

Вентиль — прибор с односторонней (вентильной) проводимостью — преобразует переменный ток в ток одного направления. При этом выпрямленное напряжение на выходе схемы выпрямления будет пульсирующим. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения на выходе схемы выпрямления включается сглаживающий фильтр  $\Phi$ .

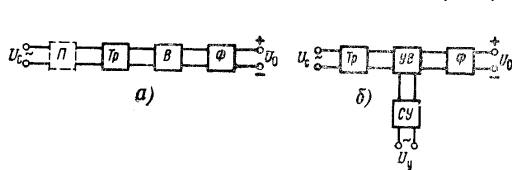


Рис. 4.1. Структурные схемы нестабилизированных источников вторичного электропитания:

$a$  — с нерегулируемым выходным напряжением;  $b$  — с регулируемым

Нагрузкой ИВЭ могут быть усилитель, генератор и т. д. Если в схеме ИВЭ на рис. 4.1,  $a$  предусмотреть отводы в силовом трансформаторе, то с помощью переключателя  $\Pi$  можно скачкообразно регулировать выходное напряжение.

В управляемом ИВЭ (рис. 4.1,  $b$ ) выходное напряжение  $U_0$  регулируется за счет изменения режима работы управляемого вентиля (например, тиристора, тринистора). На вход схемы управления подается управляющее напряжение  $U_y$  либо постоянного тока, либо синусоидальной или иной формы. При изменении амплитуды или фазы этого напряжения меняется время протекания тока через вентиль, вследствие чего изменяется напряжение на выходе ИВЭ.

В качестве схемы управления (или управляющего элемента) применяются различного рода фазорегуляторы, вспомогательные малоомощные выпрямители с регулируемым выходным напряжением, магнитные усилители, импульсные устройства.

#### 4.3 ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СО СТАБИЛИЗАТОРОМ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Выходное напряжение и ток нагрузки нестабилизированных ИВЭ могут изменяться в значительных пределах при изменении параметров питающей сети или нагрузки. В ряде случаев требуется постоянство питающего напряжения  $U_0$  в определенных пределах, иначе работа нагрузки ухудшается или вообще становится невозможной.

На рис. 4.2 приведены структурные схемы ИВЭ со стабилизаторами параметрического типа. В параметрических

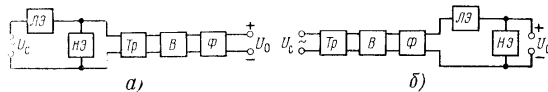


Рис. 4.2. Структурные схемы источников вторичного электропитания при включении стабилизаторов параметрического типа:

$a$  — на переменном токе;  $b$  — на постоянном

стабилизаторах стабилизация производится за счет перераспределения напряжения или тока на линейном (ЛЭ) и нелинейном элементах (НЭ). В качестве линейных элементов используются активные сопротивления, конденсаторы, дроссели без насыщения, а в качестве нелинейных элементов — стабилитроны, дроссели насыщения, термисторы и т. д.

На рис. 4.3 представлены структурные схемы ИВЭ со стабилизаторами компенсационного типа и с последовательным регулирующим элементом (РЭ).

В этих схемах включен последовательно с нагрузкой: в первом случае на выходе выпрямителя после сглаживающего фильтра, во втором — на входе выпрямителя. Обозначения в схеме следующие:  $УЭ$  — усилительный элемент,  $ОЭ$  — опорный элемент,  $ИЭ$  — измерительный элемент.

В схеме рис. 4.3,  $a$  функции выпрямления, регулирования и стабилизации выходного напряжения совмещены в управляемых вентилях ( $УВ$ ), в качестве которых обычно применяют тринисторы.

В стабилизаторах компенсационного типа стабилизация осуществляется за счет изменения внутреннего сопротивления РЭ. В качестве РЭ в стабилизаторах постоянного тока применяются электронные лампы (триоды, тетроды), транзисторы, а в стабилизаторах переменного тока — дрос-

сели насыщения и транзисторы. В качестве усилительного элемента применяют усилители постоянного тока (УПТ) на электронных лампах, транзисторах, микросхемах, а также магнитные усилители.

Измерительный элемент обычно представляет собой делитель напряжения на резисторах. В качестве опорного элемента, имеющего стабильное напряжение, используются газоразрядные и кремниевые стабилитроны. На вход УПТ

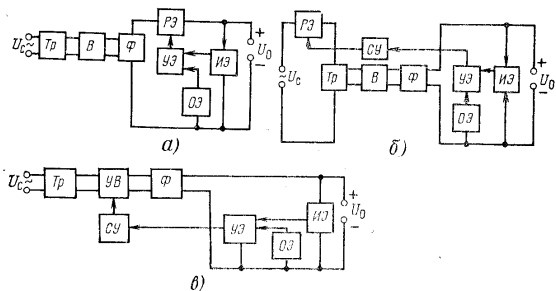


Рис. 4.3. Структурные схемы источников вторичного электроснабжения при включении стабилизаторов компенсационного типа с последовательным соединением регулирующего элемента:

а — на постоянном токе; б — на переменном; в — с применением управляемого вентиля

подается напряжение рассогласования или управления — разность между напряжениями на выходе измерительного и опорного элементов:

$$U_y = \alpha U_{\text{вых}} - U_{\text{оп.}}$$

Изменение выходного напряжения приводит к изменению сигнала рассогласования  $U_y$ . Сигнал рассогласования усиливается и воздействует на РЭ, включенный последовательно с нагрузкой таким образом, что компенсирует изменение выходного напряжения, сводя эти изменения к допустимо малой величине. Таким образом производится автоматическое регулирование выходного напряжения с помощью отрицательной обратной связи по напряжению.

В схеме рис. 4.3, б регулирующий элемент, например транзистор, включен на входе ИВЭ в цепи первичной обмот-

ки силового трансформатора. С помощью схемы управления (СУ), выполненной на основе магнитного усилителя, при изменении выходного напряжения подается управляющее напряжение на РЭ, автоматически изменяя протекающий по нему ток. В случае совмещения управляемыми ветвями функций выпрямления, регулирования и стабилизации напряжения в нагрузке (рис. 4.3, в) изменение выходного напряжения стабилизатора вызывает появление на выходе усилительного элемента сигнала рассогласования, с помощью которого СУ, воздействуя на транзисторы, возвращает выходное напряжение к среднему уровню.

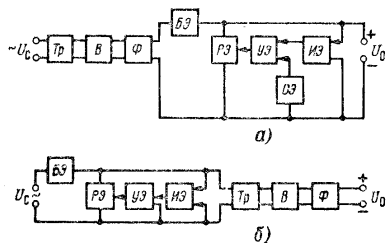


Рис. 4.4. Структурные схемы источников вторичного электроснабжения при включении стабилизаторов компенсационного типа с параллельным соединением регулирующего элемента:

а — на постоянном токе; б — на переменном

На рис. 4.4 приведены структурные схемы ИВЭ со стабилизаторами компенсационного типа с РЭ, включенным параллельно нагрузке. В этих схемах за счет изменения тока через РЭ изменяется падение напряжения на балластном элементе БЭ (например, резисторе). При этом напряжение  $U_0$  будет оставаться постоянным. Обозначения на рис. 4.4 те же, что и на рис. 4.3.

Для повышения эффективности работы стабилизатора включают два РЭ (рис. 4.5), один из которых РЭ1 включается по переменному току, а второй РЭ2 по постоянному. Это позволяет уменьшить рассеиваемую мощность по постоянному току на регулирующем элементе РЭ2 (лампе, транзисторе), а значит, увеличить мощность ИВЭ и повы-

силь его КПД. В качестве  $PЭ1$ , управление которым осуществляется с помощью сигнала, вырабатываемого в  $PЭ2$ , можно использовать дроссель насыщения. Принципы стабилизации в данной схеме и в схемах рис. 4.3 аналогичны.

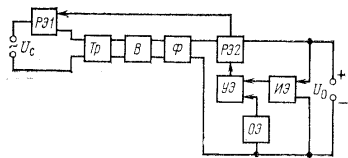


Рис. 4.5. Структурная схема стабилизированного источника вторичного электропитания с двумя регулируемыми элементами

Приведенные схемы стабилизации характеризуются непрерывным регулированием, поскольку РЭ работает в непрерывном (линейном) режиме, что значительно снижает КПД ИВЭ.

#### 4.4. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

Импульсный или ключевой стабилизатор отличается от стабилизатора непрерывного регулирования режимом работы регулирующего элемента. Работа РЭ в импульсном режиме или в режиме ключа позволяет резко уменьшить

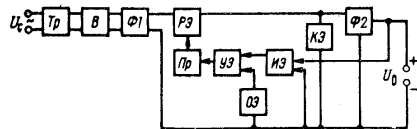


Рис. 4.6. Структурная схема источника вторичного электропитания с импульсным стабилизатором

рассеиваемую на нем мощность и существенно повысить КПД стабилизатора и ИВЭ в целом.

Импульсные стабилизаторы также подразделяются на параметрические и компенсационные, с включением РЭ

последовательно или параллельно нагрузке. На рис. 4.6 представлена структурная схема ИВЭ с импульсным стабилизатором компенсационного типа с последовательным РЭ на транзисторе. На схеме обозначены:  $\Phi 1$  — сглаживающий фильтр выпрямителя;  $\Phi 2$  — сглаживающий фильтр стабилизатора;  $Pr$  — импульсное устройство, преобразующее выходное напряжение усилителя постоянного тока УЭ в импульсы; КЭ — коммутрующий элемент. В качестве преобразователя применяют генераторы импульсов (например, блокинг-генераторы, мультивибраторы), триггеры, широтно-импульсные модуляторы, а в качестве коммутующего элемента, например, диоды.

Принцип действия стабилизатора аналогичен принципу действия стабилизатора непрерывного действия по схеме рис. 4.3, а. Выходное напряжение МПТ зависит от изменения напряжения на нагрузке  $U_0$  и используется для управления длительностью или частотой повторения импульсов на выходе преобразователя. В результате при изменении  $U_0$  сверх допустимых пределов будет меняться частота или длительность включения или выключения РЭ.

Изменение входного напряжения стабилизатора (напряжения на выходе схемы выпрямления) или тока нагрузки будет приводить к такому изменению длительности открытого состояния РЭ, что выходное напряжение стабилизатора  $U_0$  будет оставаться постоянным. Следует отметить, что импульсные стабилизаторы имеют значительно большие пульсации выходного напряжения. Кроме того, качественные показатели стабилизатора снижаются с увеличением мощности нагрузки.

#### 4.5. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ТОКА ПО ЧАСТОТЕ

На рис. 4.7, а представлена простейшая структурная схема ИВЭ с преобразователем. Преобразователь  $Pr$  питается от первичного источника питания ПИЭП низкого напряжения, например аккумулятора, солнечной батареи и т. д. Преобразователь представляет собой автогенератор прямоугольных импульсов (автогенератор может быть дополнен усилителем мощности), выходное напряжение которого выпрямляется и сглаживается. На выходе сглаживающего фильтра может стоять стабилизатор  $St$ .

В ряде случаев, например при получении очень высокого напряжения с малой величиной выпрямленного тока, преобразователи питаются от источника постоянного тока по-



## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЕНТИЛИ

## 5.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЕНТИЛИ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

сле выпрямления сетевого напряжения. На рис. 4.7, б приведена упрощенная структурная схема ИВЭ с таким преобразователем. Напряжение сети выпрямляется первым выпрямителем  $B1$ , причем его выходное напряжение стабилизируется с помощью стабилизатора непрерывного действия либо импульсного. Питание преобразователя от стабилизированного источника, использующего для стабилизации напряжения цепь обратной связи ЦОС, охватывающей и преобразователь, позволяет поддерживать постоянство амплитуды выходных импульсов с высокой точностью и, в конечном итоге, получить постоянное выходное напряжение  $U_0$ .

Вопрос о стабилизации выходного напряжения ИВЭ может быть также решен путем применения обратной связи

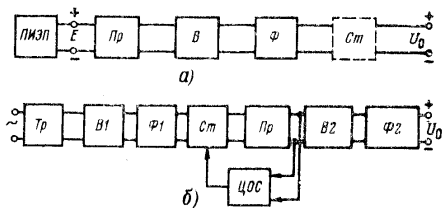


Рис. 4.7. Структурные схемы источников вторичного электропитания с использованием преобразователей:

а — простейший вариант; б — с цепью обратной связи

зи, охватывающей как цепи постоянного тока на выходе ИВЭ, так и цепи переменного тока на входе первого выпрямителя.

Высоковольтные импульсы с выходной обмотки трансформатора преобразователя выпрямляются вентилем  $B2$ . Поскольку частота импульсов преобразователя выбирается довольно высокой (десятки килогерц), то упрощается сглаживание пульсаций на выходе  $B2$ .

В приведенных структурных схемах ИВЭ не показаны вспомогательные элементы и устройства, служащие для включения и отключения ИВЭ, регулировки выходного напряжения, защиты, блокировки и сигнализации, контроля за выходными параметрами. (Упрощенная структурная схема ИВЭ с такими элементами приведена на рис. 17.1.)

Как выше отмечалось, для преобразования переменного тока в постоянный необходим прибор с односторонней (вентильной) электрической проводимостью. Такие приборы называются вентилями. В зависимости от принципа действия вентили можно подразделить на механические и электрические. Механические вентили в радиоаппаратуре практически не применяются в силу присущих им недостатков: громоздкость конструкции, наличие контактов, работа которых вызывает значительные электрические помехи как в цепях питания, так в цепях радиоаппаратуры, относительно малая надежность.

Для питания радиоустройств применяются электрические вентили. По характеру проводимости и способу воздействия на пропускаемый ток электрические вентили делятся на электровакуумные (кеноэлектронные, ионные или газоразрядные) и полупроводниковые, управляемые и неуправляемые.

Основные свойства любого вентильного устройства характеризуются с помощью вольт-амперной характеристики, представляющей собой зависимость тока от напряжения, приложенного к вентилю  $I = f(U)$ . На рис. 5.1, а изображена вольт-амперная характеристика идеального вентильного устройства. Из этой характеристики видно, что при сколь угодно малом приложенном напряжении  $U_{пр}$  ток через идеальный вентиль течет только в одном направлении. Это объясняется тем, что сопротивление идеального вентильного устройства в прямом направлении будет равно  $R_{iпр} = 0$ . При любых обратных напряжениях  $U_{обр}$  вентиль имеет сопротивление  $R_{iобр} = \infty$ .

Реальный вентиль имеет вольт-амперную характеристику, показанную на рис. 5.1, б, из которой видно, что при обратных напряжениях, близких к пробивному  $U_{проб}$ ,

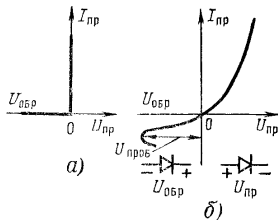


Рис. 5.1. Вольт-амперная характеристика идеального вентильного устройства (а), реального (б)

ток через вентиль в обратном направлении может быть значительным, а сопротивление в прямом направлении не равно нулю.

Основные параметры электрических неуправляемых вентилях следующие:

1. Максимально допустимое среднее значение тока в прямом направлении, при котором вентиль сохраняет свою работоспособность, —  $I_{об\ max}$ . Для кенотронных и газоразрядных, а иногда и для полупроводниковых вентилях указывается максимально допустимая амплитуда импульса прямого тока  $I_{m\ в\ доп}$  и может быть указана допустимая мощность, рассеиваемая в виде тепла на аноде (корпусе).

2. Прямое напряжение на вентиле при  $I_{об\ max}$  или падение напряжения на вентиле в открытом состоянии  $U_{пр}$ . Величина  $U_{пр}$  должна быть малой по сравнению с величиной выпрямленного напряжения  $U_{в}$ , так как от этого будет зависеть общий КПД выпрямителя и постоянно выпрямленного напряжения.

Из-за того, что ток через вентиль в прямом направлении  $I_{об}$  определяется сопротивлением нагрузки, изменение нагрузки приводит к изменению падения напряжения на вентиле  $U_{пр} = I_{об}R_L$ , где  $R_L$  — внутреннее сопротивление вентиля, что влечет за собой изменение напряжения на выходе выпрямителя. Ниже будет показано, что постоянно выходного напряжения будет зависеть не только от этого фактора.

3. Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения  $U_{обр\ доп}$  и значение тока  $I_{обр}$  в обратном направлении при напряжении  $U_{обр\ доп}$ . При допустимом обратном напряжении вентиль еще сохраняет свою электрическую прочность. Обратный ток должен быть как можно меньше, в противном случае теряется вентильное свойство. При обратном напряжении, близком к пробивному, обратный ток вентиля резко возрастает, что приводит к пробое вентиля и выходу его из строя. Допустимое обратное напряжение устанавливают для вентилях меньше пробивного в 1,5—2 раза.

4. Интервал температур окружающей среды, при котором обеспечиваются заданные электрические параметры, а также такие условия эксплуатации, как влажность, давление, механические нагрузки.

Кенотронные вентили имеют весьма ограниченное применение в высоковольтных установках для питания электроно-лучевых трубок. Из газоразрядных вентилях в настоящее время применяются в мощных выпрямителях ти-

ратроны, но и они вытесняются полупроводниковыми вентилями. Поэтому в настоящей главе рассмотрим лишь особенности и применение различных типов полупроводниковых вентилях.

## 5.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЕНТИЛИ

Селеновые вентили являются одними из ранних элементов электронной аппаратуры. Тем не менее они применяются и в настоящее время. Этому способствуют их низкая стоимость, стойкость к перегрузкам по напряжению и току, высокая надежность, большой срок службы.

Селеновые вентили состоят из отдельных полупроводниковых диодов (элементов), соединенных параллельно и последовательно. Отечественная промышленность выпускает шесть серий селеновых элементов А, Г, Е, Д, Ф, Я. В зависимости от величины обратного напряжения селеновые элементы подразделяются на шесть классов: класс В с  $U_{обр\ доп} = 20$  В, класс Г — 25 В, класс Д — 30 В, класс Е — 35 В, класс И — 40 В, класс К — 45 В. Классы Г, И, К присваиваются только вентилям серии Г.

В зависимости от величины прямого напряжения селеновые вентили разделяются на четыре группы. Первая группа включает вентили, у которых  $U_{пр} = 0,65-0,7$  В, а лучшая, четвертая группа — вентили, у которых  $U_{пр}$  не более 0,45 В.

Промышленность выпускает селеновые элементы 19 размеров по току от десятков миллиампер до десятков ампер на один элемент. Селеновые вентили собираются в комплекты (столбы), включающие последовательно и параллельно, что позволяет обеспечивать номинальные токи от нескольких миллиампер до сотен ампер с обратным напряжением от десятков вольт до десятков киловольт.

Следует отметить, что последовательное соединение селеновых вентилях производится без каких-либо выравнивающих элементов. Выводы селеновых столбов маркируются следующим образом: вход краской — анод, красной — катод, желтой — вывод для подключения напряжения переменного тока.

Селеновые вентили и столбы выпускаются открытой и закрытой конструкций. Вентиль открытой конструкции обычно применяется в стационарных установках. В последнее время промышленностью выпускаются вентили открытой конструкции с повышенными эксплуатационными показателями. Все селеновые вентили достаточно стойки к токовым перегрузкам, что видно из перегрузочной характеристики, приведенной на рис. 5.2. Эта характеристика показывает зависимость времени допустимой перегрузки от коэффициента перегрузки  $K_{пр}$ . Число перегрузок может быть любым, если абсолютный перегрев вентиля не превышает нормы. Вентили допускают длительное превышение номинального питающего напряжения и обладают свойством «самозалечивания», т. е. способностью восстановления

своих выпрямляющих свойств после пробоя. Это позволяет применять селеновые вентили в условиях значительной нестабильности питающего напряжения и при наличии в сети значительных по величине бросков напряжения.

Селеновые вентили пригодны для выпрямления переменного тока с частотой до 50 кГц без существенного перегрева. Срок службы вентилей в зависимости от типа находится в пределах от 5 до 25 тыс. ч, интервал рабочих температур от  $-60$  до  $+125^\circ\text{C}$ .

Выпрямители на селеновых вентилях широко применяются в сетевых полупроводниковых приемниках и телевизорах для питания транзисторов. Селеновые вентили закрытой конструкции широко

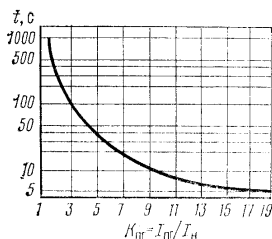


Рис. 5.2. Перегрузочная характеристика селенового вентиля

применяются в выпрямителях для питания электронно-лучевых трубок осциллографов, кинескопов ламповых и полупроводниковых телевизоров. Например, селеновые столбы типа 7ГЕ350 АФ-С, 5ГЕ600 АФ-М применяются для питания высоковольтного анода кинескопа вместо лампового кенотрона.

### Германиевые вентили.

Конструктивное устройство германиевых и кремниевых вентилей зависит от технологического способа создания *p-n*-перехода и их

мощности. По мощности вентили подразделяются на маломощные, средней и большой мощности.

Существует несколько технологических способов получения *p-n* перехода как в германиевых, так и в кремниевых диодах. В полупроводниковых диодах применяются плоскостные *p-n* переходы, полученные сплавным или диффузионным способом.

Германиевые вентили могут работать в интервале температур окружающей среды от  $-50$  до  $+70^\circ\text{C}$ . С повышением температуры величина допустимого обратного напряжения вентиля резко уменьшается. Если прикладываемое к вентилю обратное напряжение снизить нельзя, необходимо нагружать вентиль током меньше номинального. Для повышения верхнего предела допустимой температуры применяют дополнительное охлаждение вентилей радиаторами.

Величина допустимого обратного напряжения германиевых вентилей различных типов лежит в пределах  $U_{обр, доп} = 50 \div 400$  В, прямого напряжения  $U_{пр} = 0,2 \div 0,5$  В. Срок службы германиевых вентилей  $5-30$  тыс. ч. Германиевые вентили применяются на частоте до 10 кГц.

**Кремниевые вентили.** Несмотря на то, что получение химически чистого кремния сложнее, чем германия, кремниевые вентили получили более широкое применение по следующим причинам:

- 1) более широкий температурный интервал ( $-60 \div +125^\circ\text{C}$ );
- 2) величина обратного тока на один-два порядка меньше, чем у германиевых;
- 3) предельная рабочая частота в два-три раза выше, чем у германиевых, вследствие меньшей собственной емкости кремниевых вентилей.

Также, как и германиевые, кремниевые вентили довольно чувствительны к токовым перегрузкам и допускают их лишь кратковременно. Большие перегрузки по току ведут к тепловому пробоя вентилей — необратимому процессу, после которого вентиль становится непригодным для дальнейшей работы.

В выпрямительных установках на большие токи нагрузки применяются вентили диффузионные, лавинные типа КД, ВДЛ, ВКДЛВ, причем последние с водяным охлаждением. Данные вентили выдерживают кратковременно значительные обратные перенапряжения и перегрузки по току, что облегчает их защиту от повреждений.

Недостатком кремниевых вентилей по сравнению с германиевыми является большее (в 2—2,5 раза) падение напряжения на вентиль в прямом направлении:  $U_{пр} = 0,5 \div 1,5$  В. Допустимое обратное напряжение у кремниевых вентилей разных типов находится в пределах  $U_{обр, доп} = 50 \div 1000$  В.

Промышленностью выпускаются выпрямительные кремниевые столбы и блоки, представляющие набор одинаковых вентилей в единой конструкции, имеющих два и более выводов. В столбах вентили включены последовательно, а в блоках могут быть соединены в выпрямительную схему.

Прямое падение напряжения кремниевых столбов различных типов находится в пределах 3—12 В, допустимое обратное напряжение доходит до 15 кВ. Кремниевые вентили, столбы и блоки могут работать при температуре корпуса  $-60 \div +125^\circ\text{C}$ , обесточенный вентиль может иметь более высокую температуру, но не выше  $150^\circ\text{C}$ .

### 5.3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ

К управляемым полупроводниковым вентилям относятся триодные тиристоры. Тиристором называется полупроводниковый прибор, имеющий обычно четырехслойную

структуру и, следовательно, три *p-n* перехода. Тиристоры подразделяются на неуправляемые (двухэлектродные), называемые динисторами, и управляемые (трехэлектродные) — триисторы.

В устройствах электропитания широко применяются триисторы (триодные тиристоры), которые имеют существенные преимущества перед электровакуумными управляемыми вентилями-тиратронами: меньшая масса и габариты, больший срок службы, небольшое остаточное напряжение (обычно не более двух вольт) и, как следствие, более высокий КПД источника питания, большая надежность, возможность работы при более низких напряжениях зажигания.

Триисторы вытесняют тиратроны в установках электропитания, широко используются в преобразовательных устройствах, устройствах защиты источников питания и т. д.

Триистор представляет собой полупроводниковый прибор, у которого кроме анода и катода имеется управляющий электрод. Упрощенно работу триистора (рис. 5.3, а) можно пояснить следующим образом. При замыкании ключа *B*<sub>1</sub> и наличии управляющего импульса (напряжения запуска) *U*<sub>2</sub> через нагрузку *R*<sub>н</sub> потечет ток *I*, определяемый лишь сопротивлением нагрузки. Следует отметить, что ток в цепи может возникнуть и при отсутствии управляющего сигнала, если между анодом и катодом будет приложено напряжение *U*<sub>1</sub>, превышающее напряжение пробоя. После отпирания триистор становится неуправляемым, т. е. подача различных напряжений на управляющий электрод не оказывает влияния на значение тока в нагрузке. Чтобы закрыть триистор, необходимо либо разомкнуть цепь нагрузки ключом *B*<sub>1</sub>, либо изменить полярность питающего напряжения *U*<sub>1</sub>, либо увеличить сопротивление нагрузки до значения, при котором ток *I* станет меньше тока удержания *I*<sub>уд</sub> триистора.

На эквивалентной схеме (рис. 5.3, б) триистор имитируется с помощью двух электромагнитных реле *P*<sub>1</sub>, *P*<sub>2</sub> и двух вентилях *D*<sub>1</sub>, *D*<sub>2</sub>. При отсутствии напряжения запуска *U*<sub>2</sub> контакты 1—2 реле *P*<sub>1</sub> и контакты 1—2 реле *P*<sub>2</sub> будут разомкнуты. При подаче напряжения *U*<sub>2</sub> сработает реле *P*<sub>2</sub> и своими контактами замкнет цепь для прохождения основного тока *I* триистора. Вследствие протекания тока через обмотку реле *P*<sub>1</sub> последнее самоблокируется через контакты 1—2, и цепь основного тока замыкается независимо от состояния цепи управления. Чтобы разорвать эту цепь, необходимо выполнить условия, о которых говорилось выше.

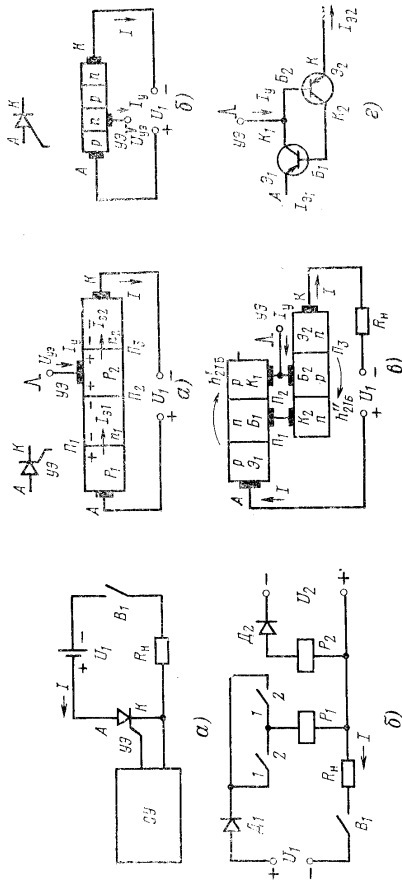


Рис. 5.3. Цепи подключения управляемого триистора (а) и его эквивалентная схема (б)

Рис. 5.4. Модели триисторов (а, б) и их схемы замещения (в, г)

Основой транзистора является кремниевая пластина (рис. 5.4), в которой определенным технологическим способом создана четырехслойная структура с тремя  $p-n$  переходами, соединенными последовательно ( $p-n-p-n$ ). Одна внешняя область  $p_1$  является анодом  $A$ , а другая  $p_2$  — катодом  $K$ . Внутренние области — базы  $n_1$ ,  $p_2$  — управляющие; управляющий электрод УЭ можно присоединить либо к базе  $n_1$ , либо к базе  $p_2$ . Для пояснения физических основ работы транзистора удобно использовать схему замещения, показанную на рис. 5.4, а, б, в. Из этого рисунка видно, что транзистор можно рассматривать как соединение двух транзисторов — типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$ , причем база транзистора  $p-n-p$  является одновременно коллектором транзистора  $n-p-n$ , в свою очередь, база этого транзистора является коллектором транзистора  $p-n-p$ .

При включении напряжения  $U_1$  полярностью, указанной на рис. 5.4, переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  будут включены в прямом направлении, а переход  $\Pi_2$  — в обратном. При отсутствии напряжения на управляющем электроде через все три перехода будет протекать один и тот же ток. Так как переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  открыты, то из области  $n_1$  через переход  $\Pi_1$  в область  $p_1$  будут переходить электроны (ток  $I_{e1}$ ), а из области  $p_2$  в область  $n_2$  через переход  $\Pi_3$  — дырки (ток  $I_{e2}$ ).

При малых значениях внешнего напряжения  $U_1$  и отсутствии управляющего напряжения  $U_2$  ( $U_3$ ) через транзистор будет протекать небольшой начальный ток  $I_{кб}$  обратного коллекторного перехода  $\Pi_2$ . Два остальных перехода,  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ , включены в прямом направлении и на величину тока практически не влияют:

$$I_{кб} = I(1 - h'_{21б} - h'_{21в}), \quad \text{откуда } I = \frac{I_{кб}}{1 - (h'_{21б} + h'_{21в})}, \quad (5.1)$$

где  $h'_{21б}$  — коэффициент передачи тока транзистора  $p-n-p$ , а  $h'_{21в}$  — коэффициент передачи тока транзистора  $n-p-n$ .

Из формулы (5.1) видно, что с возрастанием коэффициента передачи тока каждого транзистора ток  $I$  во внешней цепи возрастает и при  $h'_{21б} + h'_{21в} = 1$  стремится к бесконечности и практически ограничивается лишь сопротивлением нагрузки (транзистор открыт). Физически это можно объяснить наличием положительной обратной связи по току, которая создается в транзисторе при распространении электронов и дырок. Электроны, переброшенные из области  $n_1$  в область  $n_2$ , понижают потенциал этой области и способствуют большей диффузии дырок из области  $p_2$ . В свою очередь, дырки, переброшенные из области  $p_2$  в область  $p_1$ ,

соответственно повышают ее потенциал и вызывают еще больший ток, т. е. процессе нарастания тока в транзисторе протекает лавинообразно. Все это справедливо лишь в том случае, если коэффициент усиления транзистора достаточно высок, а этого можно добиться либо повышением напряжения  $U_1$ , либо введением дополнительного тока в одну из базовых областей транзистора.

На вольт-амперной характеристике (рис. 5.5, а) можно выделить участок, на котором транзистор ведет себя как обычный диод в запертом состоянии и через него протекает ток  $I_{дп}$ , вызываемый прямым током утечки. В точке В происходит пробой среднего перехода  $\Pi_2$  при напряжении  $U_{вкл}$ . При этом происходит лавинообразное увеличение числа свободных носителей зарядов, что вызывает резкое увеличение тока через транзистор. Сопротивление транзистора уменьшается и соответственно уменьшается падение напряжения на нем. Величина падения напряжения  $U_{обр}$  на транзисторе составляет в этом случае около 2 В, что соответствует точке Д. На участке выше точки Д транзистор ведет себя как обычный полупроводниковый прибор, к которому приложено прямое напряжение.

Между точками В и Д можно выделить область С отрицательного сопротивления, соответствующую процессу возрастания тока транзистора при уменьшении падения напряжения из-за положительной обратной связи. В положении Д рабочая точка может находиться до тех пор, пока ток через транзистор не станет меньше так называемого тока удержания  $I_{уд}$  или тока выключения  $I_{выкл}$ .

Напряжение  $U_1$  противоположной полярности будет обратным для переходов  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  и прямым для перехода  $\Pi_2$ . Поэтому в области отрицательных напряжений (участок Е) транзистор ведет себя как обычный кремниевый диод в запертом состоянии и через него протекает обратный ток утечки. При превышении допустимой величины обратного напряжения происходит необратимый пробой переходов, и транзистор выходит из строя.

Рассмотренная характеристика имеет такой вид при отсутствии управляющего сигнала. Наличие управляющего сигнала приводит к уменьшению напряжения  $U_{вкл}$ , что можно объяснить следующим образом. При подаче на базу транзистора управляющего сигнала увеличивается коэффициент  $h'_{21б}$  или  $h'_{21в}$  в зависимости от того, на базу какого транзистора подан сигнал. Это позволяет обеспечить условие включения транзистора

$$h'_{21б} + h'_{21в} \geq 1 \quad (5.2)$$

даже при отсутствии лавинообразного пробоа перехода  $P_2$ . С ростом управляющего напряжения (тока управления) характеристики располагаются левее предшествующих вплоть до полного исчезновения области  $C$  отрицательного сопротивления (характеристика  $D$ ). Характеристика  $I$  называется спрямленной. Соответствующие этой характерис-

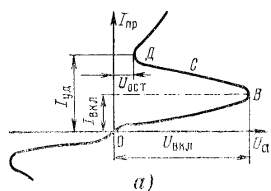


Рис. 5.5. Вольт-амперные характеристики транзисторов при отсутствии тока управления (а) при различных токах управления (б):

$$1 - I_{y_{пр}} > I_{y_{обр}}; 2 - I_{y_{пр}} > I_{y_{обр}}; 3 - I_{y_{пр}} > I_{y_{обр}}; 4 - I_{y_{пр}} > I_{y_{обр}}; 5 - I_{y_{пр}} = 0$$

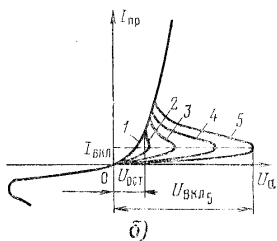


Рис. 5.6. Характеристики управления транзистора

тике ток и напряжение управляющего электрода называются током спрямления  $I_{спр}$  и напряжением спрямления  $U_{спр}$ .

Из вольт-амперной характеристики транзистора видно, что чем больше управляющий ток, тем меньше величина напряжения включения. Знак управляющего напряжения, открывающего транзистор, зависит от того, к какой базе подключен управляющий электрод: если к базе с проводимостью типа  $p$ , то положительный (управление по катоду — рис. 5.4, а), если к базе с проводимостью типа  $n$ , то отрицательный (управление по аноду рис. 5.4, б). На рис. 5.4 выше структур показано обозначение транзистора.

Транзисторы подразделяются на псевкоключаемые, у которых после включения управляющий электрод теряет свое управляющее действие, и выключаемые (запрямые),

для выключения которых необходимо изменить полярность напряжения управления.

Зависимости тока в цепи управления от управляющего напряжения показаны на рис. 5.6 в виде так называемых характеристик управления транзистора. На величину управляющего тока влияет температура окружающей среды: чем выше температура, тем больше ток управления. Поэтому на рисунке приводится область управления (штриховые линии).

К важным характеристикам транзистора следует отнести время включения и время выключения. Под временем включения понимается время от момента подачи тока управления до полного включения транзистора, т. е. до момента достижения рабочим током 90% максимального значения. Время включения силовых транзисторов составляет несколько микросекунд. Под временем выключения понимается интервал от момента прохождения анодного напряжения через нуль при подаче запирающего напряжения до момента восстановления непроводящего состояния транзистора. Время выключения достигает нескольких десятков микросекунд и зависит от параметров транзистора, режима работы и температуры. Времени выключения фактически определяется максимальная или граничная частота, до которой можно использовать транзистор.

Кроме рассмотренных для правильной эксплуатации транзисторов должны отговариваться следующие параметры:

1. Среднее значение прямого тока или максимально допустимое значение постоянной составляющей анодного тока в прямом направлении  $I_{a_{ср,пр}}$  при определенной частоте выпрямляемого напряжения и заданной температуре окружающей среды.

2. Остаточное напряжение или падение напряжения между анодом и катодом включенного транзистора ( $U_{обр}$ ).

3. Допустимые значения прямого и обратного напряжений ( $U_{пр,пр,м}$  и  $U_{обр,пр,м}$ ).

4. Амплитуда тока управления и максимальные прямое и обратное напряжения на управляющем электроде ( $I_{у,макс}$ ,  $U_{у,макс}$ ,  $U_{у,обр,пр,макс}$ ).

5. Прямой и обратный ток утечки по цепи анода и обратный ток управляющего электрода при определенных прямых и обратных (обычно предельных) напряжениях ( $I_{пр,ут}$ ,  $I_{обр,ут}$ ,  $I_{у,обр}$ ).

6. Мощность, рассеиваемая транзистором при определенной температуре корпуса ( $P_{н,пр,м}$ ).

В настоящее время транзисторы выпускаются на токи от сотен миллиампер до сотен ампер с обратным напряжением до 1000 В и более. Транзисторы могут работать в интервале температур от  $-50$  до  $+120^\circ\text{C}$ . Срок службы транзисторов составляет не менее 5 тыс. ч.

#### 5.4. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

Довольно часто приходится прибегать к параллельному и последовательному включению вентилялей (рис. 5.7). При параллельном включении из-за разброса внутренних сопротивлений вентилялей  $R_i$  (или прямых падений напряжения на них) один ventиль будет недогружен по току, а второй окажется перегруженным. Параллельное включение требует либо применения заведомо увеличенного числа вентилялей, либо выравнивания токов, протекающих через ventиль, например, последовательным включением добавочного резистора  $R_{доб}$  с тем ventилем, у которого меньше  $R_i$  (рис. 5.7, а).

Для выравнивания токов вентилялей можно подключать добавочные резисторы с одинаковым сопротивлением (рис. 5.7, б). При этом вольт-амперные характеристики вентилялей будут иметь меньшую крутизну и различия в их нагрузке уменьшаются (рис. 5.7, в). Чем больше величина сопротивлений добавочных резисторов, тем меньше различие между токами  $I_{np1}$  и  $I_{np2}$  вентилялей. Недостаток указанных способов — потери мощности в добавочных резисторах, поэтому в мощных выпрямителях они не рекомендуются.

В мощных выпрямителях вместо резисторов включают индуктивные реакторы, например дроссели с сердечником (рис. 5.7, г). Из дросселей  $Dp_1$  и  $Dp_2$  при протекании тока создается противо-ЭДС, пропорциональная току вентиля, в результате чего происходит выравнивание токов. Активные потери в дросселях намного меньше, нежели при включении добавочных резисторов.

Для снижения напряжения на отдельном ventиле их можно соединять последовательно. Так как вольт-амперные характеристики вентилялей имеют разброс по обратной ветви, обратные внутренние сопротивления последовательно соединенных вентилялей различны. Из-за этого обратное напряжение распределяется между ventильями неравномерно и может для отдельного вентиля достигнуть напряжения пробоя. Пробой одного из вентилялей приведет к про-

бою всей цепи последовательно соединенных вентилялей. Если ventили зашунтировать резисторами  $R_{ш}$  (рис. 5.7, д), то обратные напряжения выравниваются. Эффект выравнивания повышается с уменьшением сопротивления  $R_{ш}$ ,

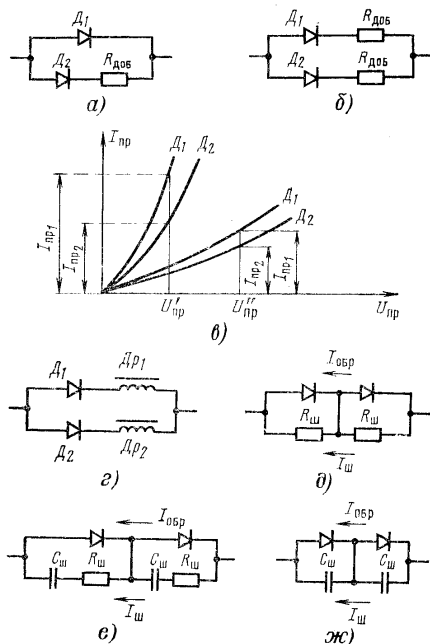


Рис. 5.7. Схемы параллельного включения вентилялей (а, б), их вольт-амперные характеристики (в), схема включения вентилялей в мощный выпрямитель (г), схемы последовательного включения вентилялей (д, е, ж)

В высоковольтных и мощных выпрямителях для выравнивания напряжений из вентилялей и для снижения коммутационных перенапряжений последовательно с шунтирующими резисторами приходится включать конденсаторы.

Иногда включаются только конденсаторы как реактивные делители (рис. 5.7, *e, ж*).

Выбор величин сопротивлений шунтирующих резисторов при последовательном соединении вентилей и добавочных резисторов при параллельном соединении вентилей рассматривается в § 17.3.

При эксплуатации селеновых вентилей следует учитывать ряд их специфических свойств.

1. Сопротивление запорного слоя вентиля уменьшается при длительном хранении в обесточенном состоянии. Такое явление называют расформовкой. Поэтому после длительного хранения выпрямитель нужно включить на пониженное напряжение. При постепенном повышении напряжения запорный слой вентиля придет в рабочее состояние.

2. После 1500—2500 ч работы происходит старение вентиля, т. е. постепенное увеличение сопротивления вентиля в прямом направлении.

3. Усталость — увеличение обратного тока при том же самом обратном напряжении. В этом случае нужно использовать вентили при пониженном напряжении.

4. При снижении температуры окружающей среды происходит уменьшение выходного напряжения и мощности выпрямителя. Например, при температуре  $-60^{\circ}\text{C}$  мощность падает на 30% по сравнению с мощностью, отдаваемой при температуре  $+20^{\circ}\text{C}$ .

При эксплуатации источников питания на полупроводниковых вентилях (исключая селеновые) следует учитывать их повышенную чувствительность к перенапряжениям и к перегрузкам. В источниках питания с германиевыми и кремневыми вентилями, особенно в мощных, приходится применять специальные меры по защите вентилей от токовых перегрузок. Такие перегрузки возникают при переходе вентиля из открытого состояния в закрытое. В момент перехода в закрытое состояние обратный ток распределяется по площади  $p$ - $n$ -перехода неравномерно и находит пути через участки структурных дефектов, которые имеют меньшее сопротивление. Выделяемая при этом мощность может повредить структуру  $p$ - $n$  перехода.

При эксплуатации транзисторов необходимо, чтобы:

- 1) управляющий сигнал не превышал максимального значения;
- 2) при отсутствии управляющего сигнала анодное напряжение не превышало напряжения пробоя;
- 3) температура окружающей среды была не выше допустимой;
- 4) интенсивность механических нагрузок не превышала допустимые нормы.

Следует отметить, что изменение температуры значительно сказывается на параметрах транзистора. При повы-

шении температуры увеличивается обратный ток, уменьшаются допустимое обратное напряжение и напряжение запуска. При низких температурах возможно появление механических повреждений, например трещин.

В мощных транзисторах при слишком большой скорости изменения прямого напряжения  $dU_{пр}/dt$  и прямого тока  $di_{пр}/dt$  могут возникнуть местные перегрузки в плоскости поперечного сечения прибора за счет локального включения транзистора, что может привести к повреждению его структуры. Поэтому для мощных транзисторов указывается максимальная скорость увеличения прямого напряжения и прямого тока транзистора.

Для нормальной эксплуатации полупроводниковых приборов необходимо вводить коэффициент запаса для всех номинальных параметров и принимать меры для охлаждения корпусов. Малоомные вентили обычно охлаждаются естественной воздушной конвекцией, более мощные вентили имеют радиаторы и либо воздушное охлаждение с принудительной конвекцией, либо водяное или масляное охлаждение. Проводились эксперименты по охлаждению полупроводниковых приборов жидкометаллическими расплавами  $\text{In} - \text{Ga} - \text{Sn}$  с температурой плавления  $+10^{\circ}\text{C}$  и  $\text{Na} - \text{Kd}$  с температурой плавления  $-12^{\circ}\text{C}$ . При таком охлаждении можно значительно увеличить ток вентиля, так как охлаждающая жидкость является токопроводящей шиной и непосредственно контактирует со структурой вентиля.

Конкретные способы и схемы защиты полупроводниковых приборов от перегрузок рассматриваются в гл. 16.

## Глава 6

### ВЫПРЯМИТЕЛИ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

#### 6.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

К выпрямителям на неуправляемых вентилях относятся выпрямители, у которых выходное напряжение  $U_0$  не изменяется при постоянстве первичного напряжения  $U_1$ .

Работу неуправляемых вентилей на чисто активную нагрузку будем рассматривать без учета потерь в трансформаторе и считая вентиль идеальным ( $R_i = 0$ ,  $R_{г.обт} = \infty$ ).

Приведем классификацию выпрямителей по следующим признакам:



- 1) по типу вентиля — кенотронные, газоразрядные и полупроводниковые;
- 2) по характеру нагрузки — с активной, емкостной, индуктивной нагрузками;
- 3) по режиму работы нагрузки — работающие на непрерывную и импульсную нагрузки;
- 4) по схеме выпрямления выпрямители можно подразделить: по числу фаз питающей сети — однофазные и трехфазные, по числу фаз вторичной обмотки трансформатора — однофазные, двухфазные, многофазные, по числу используемых полупериодов напряжения — одно- и двухполупериодные.

## 6.2. ОДНОФАЗНАЯ ОДНОПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Принцип работы. Вторичная обмотка трансформатора, вентиль и нагрузка (рис. 6.1) включены последовательно, и ток по цепи протекает в том случае, когда

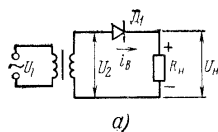
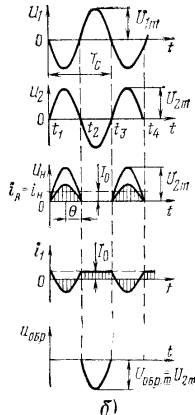


Рис. 6.1. Схема однополупериодного выпрямителя (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)



напряжение на аноде вентиля положительно относительно катода. При положительных полупериодах напряжения вторичной обмотки (от  $t_1$  до  $t_2$ , от  $t_3$  до  $t_4$  и т. д.) вентиль будет проводящим и в цепи нагрузки течет ток  $i_B$ . В отрицательный полупериод (от  $t_2$  до  $t_3$ , от  $t_4$  до  $t_5$  и т. д.) ток через

вентиль не протекает. Так как ток через вентиль и нагрузку протекает только в течение одного полупериода, схема называется однополупериодной.

Для импульсного характера тока существует понятие угла отсечки тока вентиля  $\theta$  — половины той части периода сети  $T_c$ , в течение которой ток  $i_B$  протекает через вентиль. В данном случае  $\theta = \pi/2 = 90^\circ$ . Поскольку ток  $i_B$  имеет форму периодически повторяющихся импульсов, то его можно разложить в ряд Фурье:

$$i_B = I_0 + I_{1m} \sin \omega t + I_{2m} \sin 2\omega t + I_{3m} \sin 3\omega t + \dots, \quad (6.1)$$

где  $I_0$  — постоянная составляющая тока;  $I_{1m}$  — амплитуда первой гармоники, частота которой равна частоте сети;  $I_{2m}$  — амплитуда второй гармоники и т. д.;  $\omega = 2\pi f_c$  — угловая частота сети;  $1/T_c = f_c$  — частота сети;  $T_c$  — период переменного напряжения сети.

Мгновенное значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$i_1 = (i_2 - I_0) K_{TP}, \quad (6.2)$$

где  $i_2$  — ток вторичной обмотки трансформатора, в рассматриваемом случае равный  $i_B$ ;  $K_{TP} = U_2/U_1$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Ток первичной обмотки трансформатора определяется переменным напряжением сети и не может содержать постоянной составляющей. Поэтому в выражении (6.2) ее значение  $I_0$  вычитается из мгновенного значения  $i_2$  тока вторичной обмотки.

Для простоты будем считать  $K_{TP} = 1$  и вычтем импульсы тока первичной обмотки  $i_1$ , сместив их на величину  $I_0$  относительно оси тока. Как видно из графика, форма тока (заштрихованная область) отлична от синусоидальной.

Обратное напряжение  $U_{обр}$  приложено к вентилю, когда он не проводит ток. Максимальная амплитуда обратного напряжения равна отрицательной амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора:

$$U_{обр.m} = U_{2m}, \quad (6.3)$$

так как при запертом вентиле  $R_{iобр} = \infty$  и все напряжение вторичной обмотки приложено к вентилю.

Напряжение на нагрузке пропорционально току  $i_B$  и также имеет импульсный характер, причем частота его импульсов равна частоте сети. Таким образом, частота основной гар-

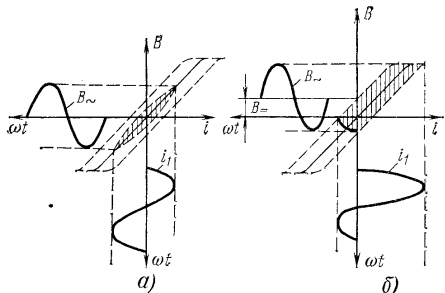


Рис. 6.2. К нахождению потерь на гистерезис без подмагничивания (*а*) и с подмагничиванием (*б*) трансформатора

монки переменного напряжения на выходе выпрямителя, т. е. частота пульсаций, равна частоте сети:  $f_n = f_0$ .

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения определяется отношением амплитуды напряжения основной гармоники на выходе выпрямителя к среднему значению выпрямленного напряжения  $U_0$ :

$$K_n = U_{\sim m} / U_0. \quad (6.4)$$

В рассматриваемой схеме постоянная составляющая тока нагрузки и вентиля протекает по вторичной обмотке трансформатора, создавая вынужденное намагничивание его сердечника. Для усиления влияния подмагничивания на работу трансформатора рассмотрим кривую намагничивания (петлю гистерезиса) ферромагнитного материала, из которого изготовлен его сердечник. Штриховой линией (рис. 6.2) показана предельная петля гистерезиса, сплошной линией — основная кривая намагничивания. Символами  $B_{\sim}$  и  $B_{\sim}$  обозначены магнитная индукция, создаваемая постоянным (подмагничивающим) и переменным током соответственно. В случае работы трансформатора без подмагничивания  $B_{\sim} = 0$ , сердечник далек от насыщения и потери на гистерезис в материале сердечника определяются заштрихованной площадью (рис. 6.2, *а*). Когда через какую-либо обмотку трансформатора протекает постоянный ток (в нашем случае по вторичной обмотке), то создается постоянный магнитный поток с индукцией  $B_{\sim}$ . При

совместном прохождении в сердечнике постоянного и переменного потоков форма тока в первичной обмотке отличается от синусоидальной, потери на гистерезис увеличиваются (сравните заштрихованную площадь на рис. 6.2, *а* и *б*). Кроме этого, возрастают потери в первичной обмотке, так как увеличивается действующее значение тока  $i_1$  из-за уменьшения индуктивности первичной обмотки трансформатора при насыщении сердечника. Увеличение тока  $i_1$  наглядно видно из рис. 6.2, *б*.

Расчетные соотношения. При расчете схемы выпрямления основными параметрами нагрузки являются: среднее значение выпрямленного напряжения  $U_0$ , тока нагрузки  $I_0$  и допустимый коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения  $K_n$ . Заданными для расчета параметрами трансформатора являются действующие значения напряжений  $U_1, U_2$ , токов  $I_1, I_2$  отдельных обмоток и его типовая (табуртная) мощность  $P_{тип}$ . При выборе и расчете вентиля основными параметрами являются среднее  $I_{0н}$  и амплитудное  $I_{mн}$  значения прямого тока и обратное напряжение  $U_{обр-н}$ .

На рис. 6.3 показаны мгновенные  $i_n, u_n$ , амплитудные  $I_{2m}, U_{2m}$  и средние  $I_0, U_0$  значения тока и напряжения в нагрузке. Величины средних значений выпрямленного напряжения и тока определяются с помощью коэффициентов ряда Фурье:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_2 \, d\omega t; \quad I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_2 \, d\omega t, \quad (6.5)$$

где  $u_2 = U_{2m} \sin \omega t$ ,  $i_2 = I_{2m} \sin \omega t$ . После интегрирования получим  $I_0 = I_{2m}/\pi$ ;  $U_0 = U_{2m}/\pi$ , откуда

$$I_{2m} = \pi I_0, \quad U_{2m} = \pi U_0. \quad (6.6)$$

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_0}{\sqrt{2}} = 2,22 U_0. \quad (6.7)$$

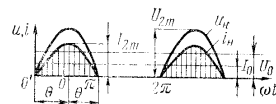


Рис. 6.3. Определение  $U_0$  и  $I_0$  в однополупериодной схеме

Действующее значение тока во вторичной обмотке

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 \omega t \, dt} = 0,5 I_{2m} = 1,57 I_0. \quad (6.8)$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 \omega t \, dt,$$

где  $i_1 = (i_2 - I_0) K_{\text{тр}}$ ;  $K_{\text{тр}} = U_2 / U_1 = I_1 / I_2$  — коэффициент трансформации.

После преобразования получим

$$I_1 = 1,21 I_0 K_{\text{тр}}. \quad (6.9)$$

Обратное напряжение на вентиле

$$U_{\text{обр}m} = U_{2m} = \pi U_0 = 3,14 U_0. \quad (6.10)$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения  $K_{\text{п}} = U_{\sim m} / U_0$  можно найти, определяя из разложения в ряд Фурье амплитуду основной гармоники:

$$U_{\sim m} = \frac{\pi}{2} U_0 = 1,57 U_0; \quad K_{\text{п}} = \frac{1,57 U_0}{U_0} = 1,57. \quad (6.11)$$

Типовая мощность трансформатора определяется суммой расчетных мощностей обмоток:

$$P_{\text{тип}} = \frac{P_1 + P_2}{2}, \quad (6.12)$$

где  $P_1 = I_1 U_1$  и  $P_2 = I_2 U_2$  — расчетные мощности первичной и вторичной обмоток соответственно.

Если в трансформаторе больше двух обмоток, типовая мощность определяется:

$$P_{\text{тип}} = \frac{P_1 + P_2 + \dots + P_N}{2}, \quad (6.13)$$

где  $P_N$  — мощность  $N$ -й обмотки. Выразим расчетную мощность  $P_1$  двухобмоточного трансформатора через значения выпрямленного напряжения  $U_0$  и тока  $I_0$ :

$$\begin{aligned} P_1 &= U_1 I_1 = \frac{U_2}{K_{\text{тр}}} I_1 = 2,22 \frac{U_0}{K_{\text{тр}}} 1,21 I_0 K_{\text{тр}} = \\ &= 2,69 U_0 I_0 = 2,66 P_0, \end{aligned}$$

где  $P_0 = U_0 I_0$  — мощность постоянного тока в нагрузке.

С учетом подмагничивания трансформатора расчетную мощность первичной обмотки увеличивают до значения

$$P_1 = (3,23 \div 3,5) P_0. \quad (6.14)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки

$$P_2 = U_2 I_2 = 2,22 U_0 1,57 I_0 = 3,49 P_0. \quad (6.15)$$

Подставляя в выражение (6.12) значения  $P_1$  и  $P_2$ , получаем

$$\begin{aligned} P_{\text{тип}} &= 0,5 [(3,23 \div 3,5) P_0 + 3,49 P_0] = \\ &= (3,36 \div 3,5) P_0. \end{aligned} \quad (6.16)$$

Основным преимуществом однополупериодной схемы является простота. К недостаткам можно отнести:

- 1) большие габариты и масса трансформатора;
- 2) большое обратное напряжение на вентиле (в  $\pi$  раз больше выпрямленного напряжения  $U_0$ );
- 3) большая амплитуда прямого тока через вентиль (в  $\pi$  раз больше тока  $I_0$ );
- 4) большой коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и низкая частота пульсаций.

### 6.3. ДВУХФАЗНАЯ ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

**Принцип работы.** Двухфазная двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой трансформатора (рис. 6.4, а) представляет собой комбинацию двух параллельно включенных однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку. Ток через каждый вентиль протекает в течение полуцикла изменения переменного напряжения сети, а через нагрузку выпрямителя  $R_n$  — в течение двух полуциклов.

С момента времени  $t_1$  до  $t_2$  (рис. 6.4, б) к точке  $a$  схемы приложена положительная полуволна вторичного напряжения, а к точке  $b$  — отрицательная, поэтому вентиль  $D_1$  проводит ток. Ток  $I_{n1} = I_2$  протекает от точки  $a$  через вентиль и нагрузку  $R_n$  к точке  $c$  и по верхней половине обмотки трансформатора к точке  $a$ . В этот интервал времени вентиль  $D_2$  тока не проводит, так как к точке  $b$  приложена отрицательная полуволна напряжения.

На данной и последующих схемах положительная относительно полярности вентиля полуволна напряже-

ния обозначена знаком «о», а отрицательная «о»<sup>1</sup>. В интервале времени  $t_2 - t_3$  напряжение, приложенное к точкам  $a$  и  $b$ , будет противоположного знака и по нагрузке будет протекать ток  $i_{н2}$  вентилля  $D_2$  в прежнем направлении, вентиль  $D_1$  при этом ток проводить не будет.

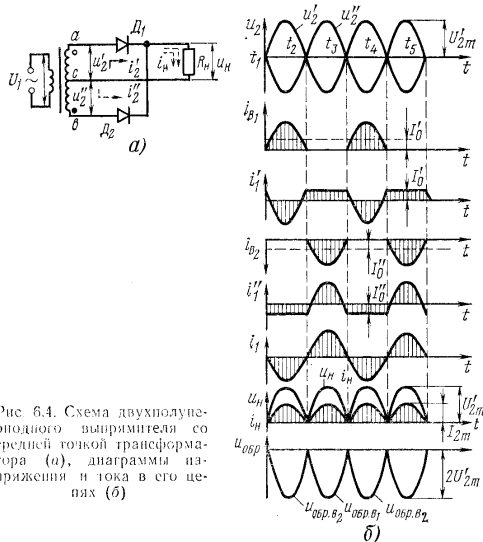


Рис. 6.4. Схема двухполупериодного выпрямителя со средней точкой трансформатора (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

Ток  $i_{н2}$  по вторичной обмотке протекает от точки  $c$  к точке  $a$ , т. е. постоянные составляющие токов обоих вентилей протекают по вторичной обмотке в противоположных направлениях, взаимно уничтожая магнитное поле друг друга, и подмагничивание сердечника трансформатора отсутствует. Суммарный ток  $i_1$  первичной обмотки имеет синусоидальную форму. Напряжение  $u_n$  на активном сопротивле-

<sup>1</sup> В технической литературе обычно ставят один знак на обмотках трансформатора «о», что указывает на сифазность напряжений в этих точках.

ния нагрузки повторяет форму тока, и амплитуда этого напряжения равна амплитуде напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{nm} = U'_{2m} = U''_{2m}. \quad (6.17)$$

Максимальная величина обратного напряжения на вентиле равна амплитуде напряжения всей вторичной обмотки:

$$U_{обрnm} = U_{nh} = U_{2m} = 2U'_{2m}. \quad (6.18)$$

Частота пульсаций в этом выпрямителе  $f_n = 2f_c$ , т. е. в 2 раза выше, чем в однополупериодном.

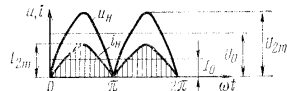


Рис. 6.5. Определение  $U_0$  и  $I_0$  в двухполупериодной схеме

Расчетные соотношения. Импульсы тока и напряжения в нагрузке двухполупериодного выпрямителя присутствуют в каждый полупериод (рис. 6.5). Поэтому при одинаковых амплитудах напряжения и тока вторичной обмотки  $U_{2m}$  и  $I_{2m}$  постоянные составляющие напряжения  $U_0$  и тока  $I_0$  будут вдвое больше, чем при однополупериодном выпрямлении. Таким образом,

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m}; \quad I_0 = \frac{2}{\pi} I_{2m},$$

тогда

$$U'_{2m} = \frac{\pi}{2} U_0 = 1,57 U_0; \quad I_{2m} = \frac{\pi I_0}{2} = 1,57 I_0, \quad (6.19)$$

где  $U'_{2m} = U_{nm}$  — амплитуда напряжения на нагрузке, равная амплитуде напряжения на половине вторичной обмотки;  $I_{2m} = I_{nm}$  — амплитуда импульса тока через вентиль, нагрузку и вторичную обмотку трансформатора.

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке (одной половине)

$$U'_2 = \frac{U'_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2}} = 1,11 U_0. \quad (6.20)$$

Действующее значение напряжения всей вторичной обмотки

$$U_2 = 2U'_2 = 2,22 U_0. \quad (6.21)$$

Коэффициент трансформации трансформатора

$$K_{TP} = U_2/U_1. \quad (6.22)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки определяется выражением (6.8), но так как схема двухполупериодная, то

$$I_2 = \frac{1,57}{2} I_0 = 0,785 I_0. \quad (6.23)$$

Для определения действующего значения тока первичной обмотки следует учесть его синусоидальность. Поэтому  $I_1 = I_{1m}/\sqrt{2}$ , а  $I_{1m} = I_{2m}/K_{\text{ТР}}$ ,

откуда

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} K_{\text{ТР}} = \frac{\pi I_0}{2} \frac{K_{\text{ТР}}}{\sqrt{2}} = 1,11 I_0 K_{\text{ТР}}. \quad (6.24)$$

Типовая мощность трансформатора определяется по расчетной мощности всех его обмоток. Расчетная мощность первичной обмотки

$$P_1 = U_1 I_1 = 1,11 \frac{U_0}{K_{\text{ТР}}} 1,11 I_0 K_{\text{ТР}} = 1,23 P_0 \quad (6.25)$$

и вторичной обмотки

$$P_2 = U_2 I_2 = 2U_2' I_2 = 2,22 U_0 \cdot 0,785 I_0 = 1,74 P_0. \quad (6.26)$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_{\text{тип}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1,23 P_0 + 1,74 P_0}{2} = 1,48 P_0. \quad (6.27)$$

Обратное напряжение на вентиле определяется с учетом выражений (6.18) и (6.19):

$$U_{\text{обр.в}} = 2U_2' m = 2 \cdot \frac{\pi}{2} U_0 = 3,14 U_0. \quad (6.28)$$

Среднее значение прямого тока через вентиль можно найти исходя из того, что ток в нагрузке определяется суммой токов обоих вентилях, т. е. ток через вентиль равен половине тока в нагрузке:

$$I_{\text{обв}} = 0,5 I_0. \quad (6.29)$$

Амплитудное значение прямого тока вентиля равно амплитуде тока вторичной обмотки и определяется выражением (6.19):

$$I_{\text{мв}} = (\pi/2) I_0 = 1,57 I_0. \quad (6.30)$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения определяется  $K_n = U_{\sim m}/U_0$ , где амплитуда напряжения пульсаций находится из ряда Фурье, как  $U_{\sim m} = (2/3)U_0$ , и тогда

$$K_n = \frac{2}{3} \frac{U_0}{U_0} = 0,67. \quad (6.31)$$

Двухполупериодная схема выпрямления имеет следующие преимущества по сравнению с однополупериодной:

1) габариты и масса трансформатора значительно меньше вследствие лучшего использования обмоток и отсутствия подмагничивания;

2) амплитуда прямого тока через вентиль вдвое меньше;

3) частота пульсаций выпрямленного напряжения вдвое выше, что приводит к уменьшению габаритов и массы сглаживающего фильтра; по величине обратного напряжения на вентиле обе схемы равноценны.

Недостатки:

1) необходимость среднего вывода от вторичной обмотки трансформатора, что иногда осложняет его выбор;

2) использование двух вентилях вместо одного.

#### 6.4. ОДНОФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Принцип работы. Выпрямитель состоит из трансформатора и четырех вентилях, включенных по мостовой схеме (рис. 6.6, а). К одной диагонали моста подключена вторичная обмотка трансформатора, к другой — нагрузка  $R_n$ . Мостовая схема выпрямления является двухполупериодной.

Допустим, что в первый полупериод напряжения  $u_2$  на зажимах вторичной обмотке ( $t_1 - t_2$ ) точка а имеет положительный потенциал, а точка б — отрицательный. Ток протекает от точки а через вентиль  $D_3$ , сопротивление нагрузки  $R_n$  и вентиль  $D_2$  к точке б. По обмотке трансформатора ток течет от точки б к точке а. В этот полупериод вентили  $D_1$  и  $D_4$  закрыты. В следующий полупериод ( $t_2 - t_3$ ) полярность напряжения на вторичной обмотке изменится и ток будет протекать от точки б через вентиль  $D_1$ , нагрузку, вентиль  $D_4$  к точке а и по обмотке трансформатора от точки а к точке б. В этот полупериод вентили  $D_3$  и  $D_2$  тока не проводят. По нагрузке ток протекает оба полупериода в одном направлении. Напряжение на ней  $u_n$  повторяет форму тока, а частота пульсаций выпрямленного напряжения

будет в 2 раза больше частоты сети. Поскольку ток вторичной обмотки в течение периода сети  $T_0$  меняет направление дважды, можно считать, что во вторичной обмотке протекает синусоидальный ток  $i_2$  и подмагничивание трансформатора отсутствует. Ток в первичной обмотке  $I_1$  будет также синусоидальным.

В интервале времени  $t_1 - t_2$  не проводят тока вентили  $D_1, D_4$ , а вентили  $D_2, D_3$  ток проводят. Считая их внутрен-

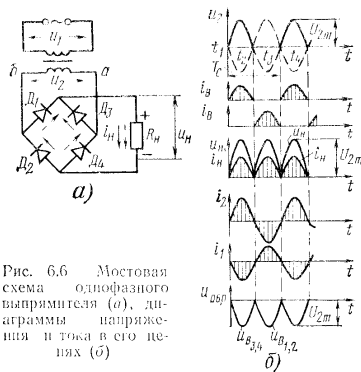


Рис. 6.6 Мостовая схема однофазного выпрямителя (а), диаграммы напряжения и тока в его ветвях (б)

нее сопротивление для прямого тока равным нулю, видим, что вентили  $D_1, D_4$  оказываются включенными между собой параллельно и находятся под обратным напряжением — напряжением вторичной обмотки. Значит, максимальное обратное напряжение на вентиле равно амплитудному значению напряжения вторичной обмотки или амплитуде пульса напряжения на нагрузке:

$$U_{обр\ m} = U_{2m}. \quad (6.32)$$

Расчетные соотношения. Напряжение на нагрузке имеет такую же форму, как и при двухполупериодном выпрямлении со средней точкой трансформатора. Поэтому, используя рис. 6.5, получим аналогичные выра-

жения для действующего значения напряжения вторичной и первичной обмоток:

$$U_2 = 1,11 U_0; \quad U_1 = 1,11 \frac{U_0}{K_{\text{ТР}}}, \quad (6.33)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки находится с учетом того, что по ней протекает синусоидальный ток и

$$I_2 = I_{2m} / \sqrt{2},$$

где  $I_{2m} = U_{2m} / R_n$  — амплитуда тока вторичной обмотки, а

$$U_{2m} = U_2 \sqrt{2} = 1,11 U_0 \sqrt{2} = 1,57 U_0,$$

откуда

$$I_2 = \frac{1,11 U_0 \sqrt{2}}{\sqrt{2} R_n} = 1,11 I_0. \quad (6.34)$$

Ток первичной обмотки

$$I_1 = I_2 K_{\text{ТР}} = 1,11 K_{\text{ТР}} I_0, \quad (6.35)$$

определяется, как в двухполупериодной схеме со средней точкой трансформатора. Амплитуда прямого тока вентилей равна амплитуде тока вторичной обмотки:

$$I_{mB} = I_{2m} = I_2 \sqrt{2} = 1,11 I_0 \sqrt{2} = 1,57 I_0. \quad (6.36)$$

Среднее значение прямого тока вентилей

$$I_{0B} = 0,5 I_0. \quad (6.37)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора

$$P_1 = U_1 I_1 = 1,11 \frac{U_0}{K_{\text{ТР}}} 1,11 I_0 K_{\text{ТР}} = 1,23 P_0; \quad (6.38)$$

$$P_2 = U_2 I_2 = 1,11 U_0 1,11 I_0 = 1,23 P_0. \quad (6.39)$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_{\text{тип}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,23 P_0. \quad (6.40)$$

Обратное напряжение на вентиле

$$U_{обр\ m} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \cdot 1,11 U_0 = 1,57 U_0. \quad (6.41)$$

Так как рассматриваемая схема является двухполупериодной, частота пульсаций равна удвоенной частоте сети, а коэффициент пульсаций определяется по выражению (6.31).

Преимущества однофазной схемы по сравнению с двухполупериодной со средней точкой трансформатора следующие:

- 1) малая типовая мощность трансформатора, его малые габариты и масса;
- 2) отсутствие необходимости средней точки трансформатора, что иногда облегчает его выбор;
- 3) обратное напряжение на вентиле вдвое меньше;
- 4) напряжение на вторичной обмотке трансформатора вдвое меньше;
- 5) если выпрямленное напряжение соответствует напряжению сети, то выпрямитель может быть включен непосредственно в сеть переменного тока без трансформатора;
- 6) возможность одновременного получения выпрямленного напряжения со значениями  $U_0$  и  $U_0/2$  при выводе средней точки вторичной обмотки трансформатора.

К недостаткам выпрямителя можно отнести:

- 1) использование четырех вентилях вместо двух в ранее рассмотренной схеме;
- 2) большее внутреннее сопротивление выпрямителя из-за одновременной работы двух включенных последовательно вентилях;
- 3) в случае применения вентилях с накаливаемым катодом требуются три накальные обмотки: общая обмотка для вентилях  $D_1$  и  $D_3$ , катоды которых соединены в одной точке, и отдельные обмотки для вентилях  $D_2$ ,  $D_4$ ;
- 4) заземление одного из полюсов нагрузки не позволяет заземлить ни один из выводов вторичной обмотки трансформатора.

### 6.5. ТРЕХФАЗНАЯ ОДНОПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Выпрямитель состоит из трехфазного трансформатора и трех вентилях (рис. 6.7, а). Первичные обмотки трансформатора могут быть соединены звездой или треугольником, вторичные соединяются только в звезду. Нагрузка  $R_n$  включается между общей точкой соединения вентилях и общей точкой вторичных обмоток. Таким образом, трехфазный выпрямитель представляет собой комбинацию трех однополупериодных выпрямителей, включенных параллельно общей нагрузке. Так как напряжения на вторичных обмотках трансформатора сдвинуты между собой по фазе на  $120^\circ$ , ток через каждый вентиль будет протекать только 1/3 периода напряжения сети и угол отсечки тока вентиля составляет  $\theta = 60^\circ$ . В любой момент времени проводит ток тот

вентиль, у которого напряжение на аноде выше, чем на катоде, а так как катоды трех вентилях соединены в общей точке и подключены к нагрузке, то проводит ток вентиль, у которого напряжение на аноде максимально. Например, в промежутке времени от  $t_0$  до  $t_1$  (рис. 6.7, б) максимум напряжения на аноде вентиля  $D_3$  и ток проводит этот вен-

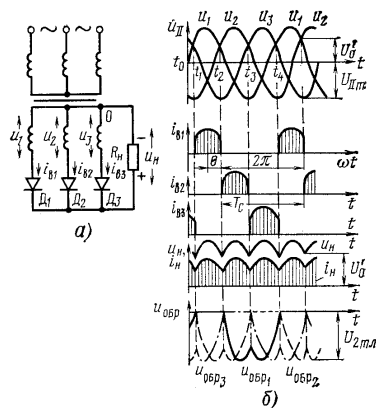


Рис. 6.7. Схема трехфазного выпрямителя (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

вентиль. В интервале  $t_1 - t_2$  наибольшее значение имеет мгновенное напряжение первой фазы и проводит ток уже вентиль  $D_1$ , а в интервале  $t_2 - t_3$  — вентиль  $D_2$ .

По нагрузке токи всех вентилях протекают в одном направлении поочередно (рис. 6.7, б). При идеальных вентилях форма выпрямленного напряжения аналогична форме огибающей фазовых напряжений. Напряжение на нагрузке не падает ниже уровня  $U_0'$ , а частота пульсаций в 3 раза больше частоты сети. Прямой ток вентилях  $i_{D1}$ ,  $i_{D2}$ ,  $i_{D3}$  имеет форму усеченных по вертикали синусоидальных импульсов. Обратное напряжение на вентиле можно определить исходя из того, что между электродами непроводящего вентиля приложено линейное вторичное напряжение.

Протекая через каждую вторичную обмотку, ток вентилей не меняет знака в течение периода сети, поэтому трансформатор выпрямителя подмагничивается. Для устранения подмагничивания (рис. 6.8) каждую вторичную обмотку трансформатора выполняют из двух полуобмоток, которые соединяются между собой зигзагом. Из-за этого постоянные составляющие токов вентилей на каждом стержне сердечника трансформатора направлены навстречу друг другу и их магнитные поля компенсируются.

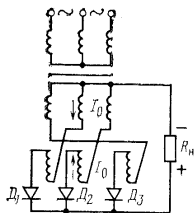


Рис. 6.8. Соединение вторичных обмоток трансформатора зигзагом в трехфазном выпрямителе

Усложнение трансформатора является недостатком данного способа.

По рассмотренной схеме выполняются выпрямители средней и большой мощности.

Преимущества выпрямителей по приведенной схеме по сравнению с однофазными:

1) выше частота пульсаций  $f_H = 3f_0$  и меньше коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения;

2) лучшее использование трансформатора;

3) равномерная нагрузка первичной трехфазной сети по фазам.

Недостатки:

1) вынужденное намагничивание трансформатора;

2) увеличение обратного напряжения на вентиле и типовый мощности трансформатора по сравнению с однофазной мостовой схемой.

Существуют разнообразные модификации этой схемы, рассмотрение которых здесь не приводится. Расчетные соотношения для трехфазной однополупериодной схемы приведены в табл. 6.1.

## 6.6. ТРЕХФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА

Трехфазная мостовая схема (схема Ларионова) представляет собой (рис. 6.9, а) два последовательно включенных трехфазных однополупериодных выпрямителя, работающих на общую нагрузку и питающихся от общих вторичных обмоток трехфазного трансформатора. Первые обмотки могут быть включены треугольником или звездой, вторичные — звездой. О возможности включения вторичных об-

моток треугольником будет оговорено ниже. Вентили  $D_1, D_2, D_3$  имеют общую точку у анодов и образуют анодную группу первой трехфазной секции (первый выпрямитель), а вентили  $D_4, D_5, D_6$  — катодную группу второй трехфазной секции (второй выпрямитель). Ток через вентили катодной группы протекает тогда, когда на обмотках трансформатора в точках  $a, b, c$  полувольтна фазового напряжения положительна. Через вентили анодной группы ток протека-

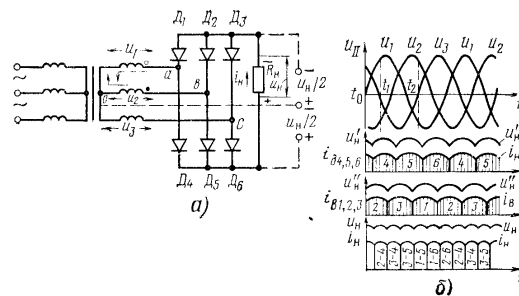


Рис. 6.9. Мостовая схема трехфазного выпрямителя (а), диаграммы напряжения и тока и его цепях (б). Цифрами 1—6 в графиках обозначены номера вентилей, работающих на данном интервале времени

ет при отрицательной полувольтне приложенных напряжений, причем в любой момент времени ток протекает только через два вентилей: один анодной группы и второй — катодной. Верхней огибающей фазовых напряжений соответствуют токи вентилей катодной группы  $i_{4,5,6}$ , а нижней огибающей — токи вентилей анодной группы  $i_{1,2,3}$  (рис. 6.9, б). На этих же графиках показаны напряжения на нагрузке от токов вентилей каждой группы ( $U_H$  и  $U_H''$ ). Временные зависимости тока и напряжения на нагрузке  $i_H, U_H$  построены в результате суммирования временных зависимостей обеих групп.

Проследим прохождение тока в различные моменты времени. Например, в момент времени  $t_1$  максимально положительное напряжение в точке  $a$  (фазовое напряжение  $u_1$ ) и максимально отрицательное — в точке  $b$  (фазовое напряжение  $u_2$ ). Ток протекает от точки  $a$  через вентиль  $D_4$  по



сопротивлению нагрузки  $R_{н}$ , через вентиль  $D_2$  к точке  $в$  и по обмоткам трансформатора от точки  $в$  к точке  $а$ . В момент времени  $t_2$ , отстоящий от  $t_1$  на полпериода напряжения сети, напряжение  $U_2$  будет максимально положительное, а  $U_1$  — отрицательное. Ток протекает от точки  $в$  через вентиль  $D_2$ , нагрузку  $R_{н}$ , вентиль  $D_1$  к точке  $а$  и по обмоткам трансформатора от точки  $а$  к точке  $в$ .

Ток вторичных обмоток через половину периода сети меняет направление, поэтому подмагничивания трансформатора нет.

Как видно из графиков, частота пульсаций выпрямленного напряжения в 6 раз больше частоты сети:  $f_{п} = 6f_c$ .

При выводе общей точки вторичных обмоток трансформатора (пунктир на рис. 6.9, а) можно получить два напряжения  $U_{н}/2$ . Если не ставится задача получения двух напряжений, вторичные обмотки трансформатора можно соединить треугольником. Первичные обмотки могут соединяться как треугольником, так и звездой.

Преимущества рассмотренной схемы:

1) меньшие габариты и масса трансформатора по сравнению с выше рассмотренными схемами из-за лучшего использования обмоток трансформатора ( $P_{тип}$  минимальна, см. табл. 6.1);

2) возможность бестрансформаторного включения в сеть переменного тока;

3) меньшее обратное напряжение на вентиле;

4) возможность получения двух выходных напряжений;

5) меньший коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и удвоенная частота пульсаций по сравнению с трехфазной однополупериодной схемой.

К недостаткам схемы можно отнести следующие:

1) увеличенное количество (шесть) вентиляей;

2) в случае применения вентиляей с накаливаемым катодом требуются четыре накальных трансформатора;

3) невозможность заземлить вторичную обмотку трансформатора, если заземлен один из полюсов нагрузки.

## 6.7. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СХЕМ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

В табл. 6.1 приведены основные параметры рассмотренных схем выпрямления. Сравнение схем можно провести по главным показателям: типовой мощности трансформатора, числу вентиляей, обратному напряжению на вентиле и коэффициенту пульсаций выпрямленного напряжения.

Таблица 6.1

Параметр	Схемы выпрямления					
	Двухфазная однополупериодная однофазная	Двухфазная двухполупериодная средней точкой трансформатора	Однофазная мостовая	Трехфазная одноразрядная	Шести- фазная	Трехфазная на катодах
Действующее значение напряжения вторичной обмотки $U_2$	2,22 $U_0$	2,1, 1,1 $U_0$	1,11 $U_0$	0,85 $U_0$	0,74 $U_0$	0,43 $U_0$
	1,57 $I_0$	0,73 $I_0$	1,11 $I_0$	0,58 $I_0$	0,41 $I_0$	0,38 $I_0$
Действующее значение тока вторичной обмотки $I_2$	1,21 $I_0 K_{тр}$	1,11 $I_0 K_{тр}$	1,11 $I_0 K_{тр}$	0,48 $I_0 K_{тр}$	0,58 $I_0 K_{тр}$	0,82 $I_0$
	3,1 $I_0$	1,43 $P_0$	1,23 $P_0$	1,35 $P_0$	1,55 $P_0$	1,05 $P_0$
Действующее значение тока первичной обмотки $I_1$	Есть	Нет	Нет	Нет <sup>3)</sup> (Есть)	Нет	Нет
	3,14 $U_0$	3,14 $U_0$	1,57 $U_0$	2,09 $U_0$	1,05 $U_0$	1,05 $U_0$
Типовая мощность трансформатора $P_{тип}$	Есть	Нет	Нет	Нет <sup>3)</sup> (Есть)	Нет	Нет
	3,14 $U_0$	3,14 $U_0$	1,57 $U_0$	2,09 $U_0$	1,05 $U_0$	1,05 $U_0$
Обратное напряжение вентилей $U_{обр}$	Есть	Нет	Нет	Нет <sup>3)</sup> (Есть)	Нет	Нет
	3,14 $U_0$	3,14 $U_0$	1,57 $U_0$	2,09 $U_0$	1,05 $U_0$	1,05 $U_0$
Трехфазная схема при соединении обмоток	$\frac{0,47 \times}{\times /_0 K_{тр}} \times /_0 K_{тр} = 0,47 I_0$					
	$\frac{0,82 \times}{\times /_0 K_{тр}} \times /_0 K_{тр} = 0,82 I_0$					
$K = \lambda, \Delta - \lambda, \lambda - \Delta, \Delta - \Delta$						

Схемы выпрямителей

Параметр	Схемы выпрямителей						Трёхфазная мостовая схема обмоток	
	Однотолупериодная одnofазная	Двухфазная двухполупериодная средней точки трансформатора	Одnofазная мостовая	Трёхфазная однополупериодная	Шестифазная	Трёхфазная каскадная	$\lambda = \gamma, \Delta - \lambda$	$\delta - \lambda, \delta - \alpha$
Среднее значение прямого тока вентилей $I_0$ в	$I_0$	$0,5 I_0$	$0,5 I_0$	$0,33 I_0$	$0,17 I_0$	$0,33 I_0$	$0,33 I_0$	$0,33 I_0$
Действующее значение прямого тока вентилей $I_0$ в	$1,57 I_0$	$0,78 I_0$	$0,78 I_0$	$0,58 I_0$	$0,41 I_0$	$0,58 I_0$	$0,58 I_0$	$0,58 I_0$
Амплитудное значение прямого тока вентилей $I_{0m}$ в	$3,14 I_0$	$1,57 I_0$	$1,57 I_0$	$1,21 I_0$	$1,05 I_0$	$1,05 I_0$	$1,05 I_0$	$1,05 I_0$
Число вентилей $N$	1	2	4	3	6	6	6	6
Частота пульсаций выпрямленного напряжения	$f_c$	$2f_c$	$2f_c$	$3f_c$	$6f_c$	$6f_c$	$6f_c$	$6f_c$
Коэффициент пульсаций $K_n$	$1,57$	$0,07$	$0,07$	$0,25$	$0,057$	$0,057$	$0,057$	$0,057$

В для многофазных схем  $N$  — фазовое напряжение вторичной обмотки.

В Минимальная типовая мощность трансформатора.

В При соединении вторичных обмоток звездой.

В Для схем треугольник — звезда (шестифазная).

Одnofазная однопериодная схема наиболее проста, содержит один вентиль, но имеет максимальные значения типовой мощности трансформатора, коэффициента пульсаций и обратного напряжения на вентиле. Поэтому эта схема применяется в выпрямителях как пикового, так и высокого напряжений с П-образным сглаживающим фильтром. Схема применяется также тогда, когда допустимы большие пульсации выпрямленного напряжения. Одnofазная двухполупериодная схема со средней точкой трансформатора имеет всего два вентиля. По сравнению с одnofазной мостовой трансформатор в этой схеме имеет большие габариты и большее число витков вторичной обмотки; обратное напряжение на вентиле также больше. Кроме того, трансформатор должен иметь вывод от середины вторичной обмотки. Несмотря на эти недостатки, двухполупериодная схема широко применяется в маломощных выпрямителях.

Одnofазная мостовая схема имеет целый ряд преимуществ перед двумя выше названными (меньшие значения типовой мощности трансформатора, обратного напряжения на вентиле и напряжения вторичной обмотки), но требует четыре вентиля. На практике может оказаться, что в двухполупериодной схеме со средней точкой трансформатора необходимо применить те же четыре вентиля для снижения на них обратного напряжения. Одnofазная схема со средней точкой и мостовая применяются в маломощных выпрямителях с выходным напряжением до 600 В.

Трёхфазная схема выпрямления наиболее проста из многофазных схем, но имеет наибольшее значение коэффициента пульсаций, обратного напряжения на вентиле и типовой мощности трансформатора.

Трёхфазная мостовая схема применяется наиболее часто, особенно при использовании полупроводниковых вентилей. Она применяется в выпрямителях с выходным напряжением до 1000 В и мощностью нагрузки несколько киловатт. Трёхфазная мостовая схема широко применяется в выпрямителях средней и большой мощности как при высоком, так и при сравнительно низком выходных напряжениях. Вторичные обмотки трансформаторов в этой схеме желательно соединять звездой, так как при соединении треугольником в них возможно появление уравнительных токов, что ухудшает КПД.

Выпрямители, выполненные по первым трем схемам, как правило, работают на нагрузку с емкостной реакцией, а выпрямители по многофазным схемам — на нагрузку с индуктивной реакцией. Применение одnofазных схем выпрямления при наличии трехфазной сети ведет к неравномерности ее нагрузки по фазам. Поэтому одnofазные схемы при трехфазном питании выполняются на мощность не более 1 кВт. При большей мощности целесообразно применять многофазные схемы выпрямления.

В одnofазных схемах выпрямления применяются как катодные, так и полупроводниковые вентили, а в многофазных — тиристорные и полупроводниковые. В последние годы ламповые вентили все более вытесняются полупроводниковыми.

Трёхфазные трансформаторы в выпрямительных схемах любого типа, но малой мощности могут быть при необходимости заменены тремя одnofазными с соответствующими напряжениями вторичных обмоток.

## ВЫПРЯМИТЕЛИ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

### 7.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В предыдущей главе рассматривалась работа выпрямителей на неуправляемых вентилях для случая чисто активной нагрузки. При такой работе выпрямителя переменная составляющая выходного напряжения и тока в нагрузке имеет значительную величину, особенно для одно- и двухполупериодных схем выпрямления. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения применяются сглаживающие фильтры из конденсаторов и дросселей. Поэтому в реальных условиях нагрузка выпрямителя содержит активную и реактивную составляющие, т. е. имеет комплексный характер.

Ниже рассматривается работа выпрямителя на нагрузку емкостного характера. Это имеет место тогда, когда на входе сглаживающего фильтра включен конденсатор или фильтр состоит из конденсатора, включенного параллельно нагрузке.

### 7.2. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ПРИ ЗАРЯДЕ АККУМУЛЯТОРОВ

Рассмотрим работу однофазного однополупериодного выпрямителя совместно с аккумулятором (рис. 7.1, а). Внутреннее сопротивление аккумулятора примем  $R_i = 0$ , а вентиль будем считать идеальным. Резистор  $R_p$ , включенный последовательно с аккумулятором, служит для регулировки величины зарядного тока. Ток через вентиль протекает тогда, когда напряжение на его аноде превышает ЭДС  $E_0$  аккумулятора. На рис. 7.1, б штриховой линией показана форма напряжения  $u_{\text{вып}}$  на нагрузке, когда аккумулятор не подключен, а сплошной линией — при подключенном аккумуляторе. В интервале времени от  $t_0$  до  $t_1$  на вторичной обмотке трансформатора положительное напряжение, но напряжение  $u_2$ , создаваемое вторичной обмоткой трансформатора на аноде вентиля, меньше, чем на катоде ( $u_2 < E_0$ ). Поэтому ток через вентиль в этом интервале времени не протекает. В интервале времени  $t_1 - t_2$  выполняется условие  $u_2 > E_0$ , вентиль открывается и проводит ток. В отличие от работы выпрямителя на чисто активную нагрузку, ток через вентиль будет протекать в течение времени, меньшего половины периода сети, и, следовательно, угол отсечки тока вентиля  $\theta$  будет меньше  $\pi/2$ . Угол отсечки тока вентиля зависит от ЭДС аккумулятора. Покажем это на спрямленной вольт-амперной характеристике вентиля (рис. 7.1, в). При  $E_0 = 0$  точки  $a$  и  $b$  кривой напряжения

вторичной обмотки окажутся на оси времени, и тогда ток через вентиль будет протекать в течение всего полупериода напряжения сети и  $\theta = \pi/2$ . Из-за ЭДС аккумулятора  $E_0$  ось времени  $\omega t$  смещается влево от начала координат и угол отсечки  $\theta$ , как показано на рисунке, будет меньше  $\pi/2$ , причем с увеличением  $E_0$  он уменьшается. Минимальная

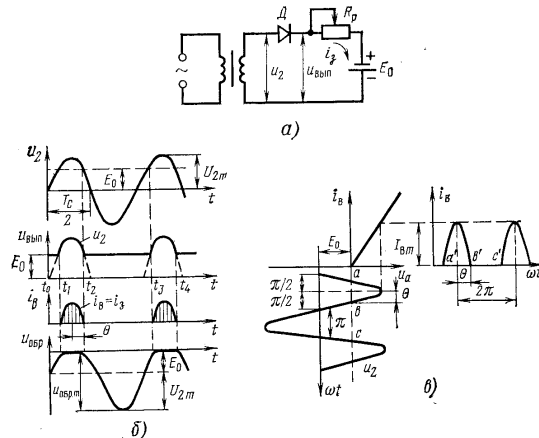


Рис. 7.1. Схема выпрямителя для заряда аккумулятора (а), диаграммы напряжения и тока (б), идеализированная вольт-амперная характеристика вентиля (в)

величина напряжения  $u_{\text{вып} \min}$  равна  $E_0$ . Чем больше ЭДС  $E_0$ , тем меньше пульсации выпрямленного напряжения. Вентиль не проводит ток при  $E_0 > u_2$ , что соответствует интервалу времени  $t_2 - t_3$ . В этом интервале времени максимальная величина обратного напряжения на вентиле равна  $U_{\text{обр} \max} = E_0 + U_{2m}$ , где  $U_{2m}$  — амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора.

В рассмотренной однополупериодной схеме, как и вообще в однофазных схемах выпрямления, зарядный ток имеет форму импульсов с углом отсечки  $\theta$ , т. е. не имеет непрерывного характера. Если для заряда аккумулятора применить многофазную схему выпрямления, то зарядный

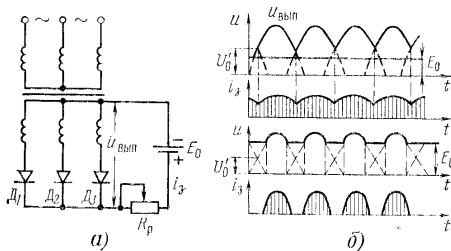


Рис. 7.2. Схема трехфазного выпрямителя (а) для заряда аккумулятора; диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

ток будет непрерывным. На рис. 7.2 приведены трехфазная схема выпрямления и кривые напряжения и токов. Если минимальное напряжение обгоняющей фазовых напряжений  $U_0 > E_0$ , зарядный ток  $i_a$  непрерывен. При  $U_0 < E_0$  зарядный ток принимает импульсный характер.

### 7.3. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НА ЕМКОСТНУЮ НАГРУЗКУ

Рассмотрим работу однофазного однополупериодного выпрямителя, показанного на рис. 7.3, а.

До включения выпрямителя в сеть напряжение на конденсаторе равно нулю. На протяжении положительного полупериода напряжения вторичной обмотки конденсатор заряжается током, протекающим через вентиль. В течение отрицательного полупериода вентиль ток не проводит, а конденсатор разряжается на нагрузку  $R_H$ . Пусть к моменту времени  $t_1$  (рис. 7.3, б) на конденсаторе остается напряжение  $U_0'$ . Ток через вентиль будет протекать лишь во время положительного полупериода, когда  $u_2 > U_0'$ . В интервале времени  $t_1 - t_2$   $u_2 > U_0'$  и конденсатор заряжается током вентиль (часть этого тока протекает и по нагрузке). Напряжение на конденсаторе и нагрузке нарастает по экспоненциальному закону, а скорость нарастания зависит от постоянной времени цепи заряда конденсатора:

$$\tau_a \approx CR_B, \quad (7.1)$$

где  $R_B = R_l + r_{ГТ}$  — внутреннее сопротивление фазы выпрямителя;  $R_l$  — внутреннее сопротивление вентиль;  $r_{ГТ}$  — активное сопротивление вторичной обмотки трансформато-

ра с учетом сопротивления первичной;  $C$  — емкость конденсатора.

В интервале времени  $t_2 - t_3$  напряжение  $u_2 < U_0'$  и вентиль не проводит тока. В этом интервале времени конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки, причем ток

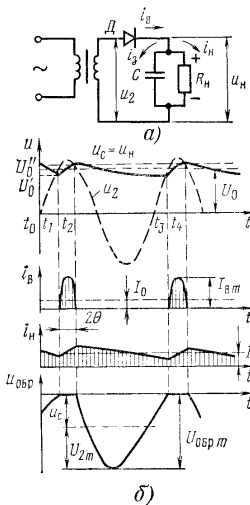


Рис. 7.3.

Рис. 7.3. Схема однополупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой (а); диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

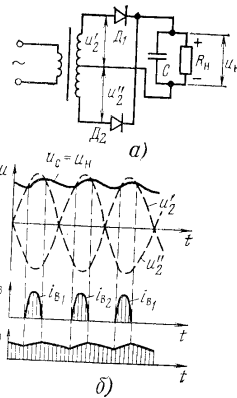


Рис. 7.4.

Рис. 7.4. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой (а), диаграммы напряжения и токов в его цепях (б)

в нагрузке имеет прежнее направление. Напряжение на конденсаторе уменьшается по экспоненциальному закону, и скорость разряда зависит от постоянной времени цепи разряда конденсатора:

$$\tau_p \approx CR_H. \quad (7.2)$$

Выражения (7.1) и (7.2) являются приближенными, так как в первом случае параллельно  $R_n$  включено сопротивление  $R_n$  нагрузки, а во втором случае параллельно  $R_n$  включено  $R_{iобр}$  вентили.

Если  $\tau_p \geq T_c$  (где  $T_c$  — период напряжения сети), то к моменту времени  $t_3$  напряжение на нагрузке не падает до нуля, а имеет конечное значение  $U_0'$ . В промежутке времени  $t_3$  —  $t_4$  снова происходит заряд конденсатора, и далее процесс повторяется.

Из рис. 7.3, б видно, что угол отсечки тока вентили  $\theta$  тем меньше, чем больше постоянная времени  $\tau_p = CR_n$  и меньше  $\tau_a = CR_n$ . На графиках  $I_0$  — среднее значение выпрямленного тока в нагрузке. Из сравнения графиков для токов  $i_n$  и  $i_n$  следует, что чем меньше угол  $\theta$ , тем больше должна быть амплитуда тока вентили  $I_{вм}$  для обеспечения требуемой величины  $I_0$ . Увеличение амплитуды тока вентили, а значит, и тока вторичной обмотки трансформатора требует увеличения мощности трансформатора. Поэтому для того чтобы выпрямленное напряжение на нагрузке меньше изменялось во времени (от  $U_0'$  до  $U_0$ ), т. е. имело меньше пульсации, постоянная времени  $\tau_p = CR_n$  должна быть возможно больше. При заданной емкости конденсатора это легче обеспечить при большом сопротивлении нагрузки  $R_n = U_0'/I_0$ , т. е. при малом токе нагрузки. Поэтому выпрямители с емкостным характером нагрузки, как правило, применяются для маломощных устройств.

Обратное напряжение на вентиле  $U_{обрм}$  складывается из отрицательной полуволны напряжения на вторичной обмотке и напряжения на конденсаторе:

$$U_{обрм} = U_{2m} + U_{cm}. \quad (7.3)$$

Если пренебречь внутренним сопротивлением выпрямителя, то можно считать, что конденсатор заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_{cm} = U_{2m}$ , и тогда

$$U_{обрм} = 2U_{2m}. \quad (7.4)$$

Работа двухполупериодной схемы выпрямления (рис. 7.4), как и в предыдущем случае, сводится к поочередному заряду конденсатора токами, протекающими через вентили  $D_1$ ,  $D_2$ , и разряду его на нагрузку. При одинаковых нагрузках и емкостях фильтра выпрямленное напряжение двухполупериодного выпрямителя при заряде и разряде конденсатора изменяется в меньших пределах, т. е. имеет меньше пульсации, чем при однополупериодном выпрямлении.

Обратное напряжение на вентиле определяется, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку; к непроводящему вентиле через открытый вентиль приложено напряжение всей вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обрм} = U_{2m}' + U_{2m}'' = 2U_{2m} = U_{2m}. \quad (7.5)$$

Недостатки выпрямителей с емкостной нагрузкой:

- 1) большая амплитуда тока через вентиль;
- 2) большая габаритная мощность трансформатора;
- 3) значительное обратное напряжение на вентиле;
- 4) резко выраженная зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки (ослабляется с ростом емкости фильтра).

#### 7.4. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С УМНОЖЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Выпрямители с умножением напряжения позволяют получить на нагрузке напряжение, кратное (в целое число раз больше) напряжению вторичной обмотки трансформатора. Такие выпрямители применяются при отсутствии унифицированных трансформаторов с необходимым коэффициентом трансформации или с требуемой электрической прочностью. Чаще применяются схемы с умножением напряжения, представляющие собой комбинацию двух однофазных выпрямителей с емкостным фильтром, включенным между собой последовательно и подключенных параллельно нагрузке. Многофазные выпрямители с умножением напряжения применяются реже. Особенность таких выпрямителей заключается в получении сравнительно высокого напряжения при малом токе нагрузки. Кратность умножения напряжения обычно колеблется от 2 до 8 при выпрямленном напряжении в сотни — тысячи вольт и от 50 до 100 при выпрямленном напряжении десятки киловольт.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения подразделяют по числу фаз выпрямленного тока на однофазные и многофазные, а по схемному решению на симметричные (обычно двухфазные) и несимметричные, что определяется способом подключения к вторичной обмотке трансформатора. Трансформатор в схеме может отсутствовать.

Однофазная несимметричная схема удвоения напряжения. Схема (рис. 7.5, а) содержит два выпрямительных диода  $D_1$ ,  $D_2$ , два конденсатора,  $C_1$  и  $C_2$ , и трансформатор.

В отрицательный полупериод напряжения вторичной обмотки (потенциал точки  $b$  положительный, а точки  $a$  отрицательный) в проводящем состоянии находится вентиль  $D_1$ . Током этого вентили  $i_{n1}$  конденсатор  $C_1$  заряжается в течение времени  $t_1$  —  $t_2$  (рис. 7.5, б) до напряжения, равного амплитуде напряжения вторичной обмотки  $U_{c1m} = U_{2m}$ . Вентиль  $D_1$  работает с отсечкой тока, как в однополупериодном выпрямителе с емкостной реакцией. В сле-

дующий полупериод напряжения  $u_2$  вентиль  $D_1$  ток не проводит, а к вентилю  $D_2$  будет приложено напряжение, равное сумме напряжений вторичной обмотки  $u_2$  и конденсатора  $C_1$ . В этот полупериод конденсатор  $C_2$  заряжается через вентиль  $D_2$  до максимальной величины:

$$U_{c2m} = U_{2m} + U_{c1m} \cong 2U_{2m}. \quad (7.6)$$

Вентиль  $D_2$ , как и  $D_1$ , работает с отсечкой тока, по в промежутке времени  $t_3 - t_4$ . В интервале времени  $t_2 - t_3$  конденсатор  $C_1$  разряжается через сопротивление нагрузки.

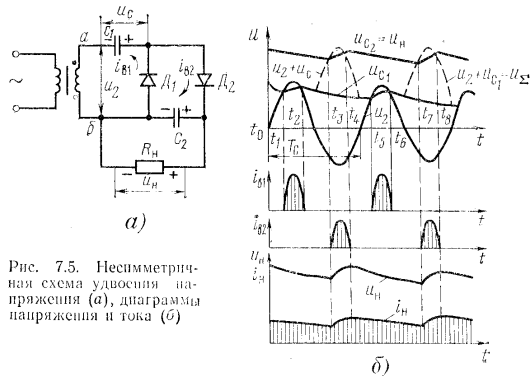


Рис. 7.5. Несимметричная схема удвоения напряжения (а), диаграммы напряжения и тока (б)

Когда вентиль  $D_2$  не проводит тока, через сопротивление нагрузки разряжается конденсатор  $C_2$ . Таким образом, за один период напряжения сети происходит заряд и разряд конденсатора  $C_2$ . Поэтому частота пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке равна частоте сети. При холостом ходе выпрямителя ( $R_H \rightarrow \infty$ ) напряжение на выходе выпрямителя равно удвоенной амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора. Обратное напряжение на вентиле  $D_1$  складывается из напряжения на вторичной обмотке и на конденсаторе  $C_1$ .

$$U_{\text{обр } m} = U_{2m} + U_{c1m} \cong 2U_{2m}. \quad (7.7)$$

Обратное напряжение на вентиле  $D_2$  определяется напряжением на конденсаторе  $C_2$ :

$$U_{\text{в2 обр } m} = U_{c2m} = 2U_{2m} = U_{\text{обр } m}.$$

Таким образом, оба вентиля выбираются на одинаковое обратное напряжение.

Для увеличения выпрямленного напряжения более чем в 2 раза увеличивают число вентилях и конденсаторов, включая их аналогично предыдущей схеме. Нагрузка  $R_H$  (рис. 7.6, а) включена в схему выпрямления без умножения

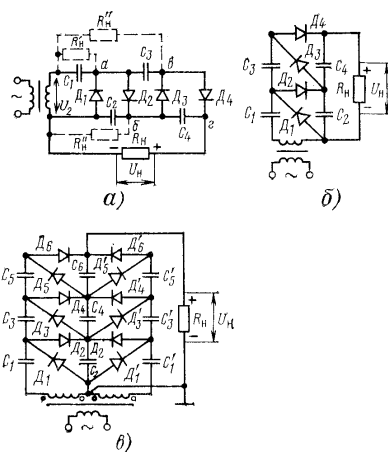


Рис. 7.6. Несимметричная (а, б) и симметричная (в) схемы умножения напряжения

напряжения, на нагрузках  $R_H', R_H'', R_H'''$  происходит умножение напряжения соответственно в 2, 3 и 4 раза. В один полупериод напряжения сети заряжаются все конденсаторы с нечетными номерами  $C_1, C_3, \dots$ , а в другой — с четными  $C_2, C_4, \dots$ . Чем выше кратность умножения, тем больше пульсации выпрямленного напряжения при одинаковой емкости конденсаторов, так как для зарядного и разрядного токов они включены последовательно. Из этого не следует, что конденсаторы  $C_1 - C_4$  должны выбираться одинаковой емкости.

В литературе встречается иное начертание схем выпрямителей с умножением напряжения. Например, на

рис. 7.6, б показана схема выпрямителя с учетверенном напряжении. Недостатки таких выпрямителей те же, что и однополупериодного с емкостной нагрузкой. Кроме того, они обладают увеличенным внутренним сопротивлением из-за последовательного включения вентилей.

Двухфазные симметричные схемы умножения напряжения. Такие схемы можно получить соединением нескольких несимметричных схем. На рис. 7.6, в представлена двух-

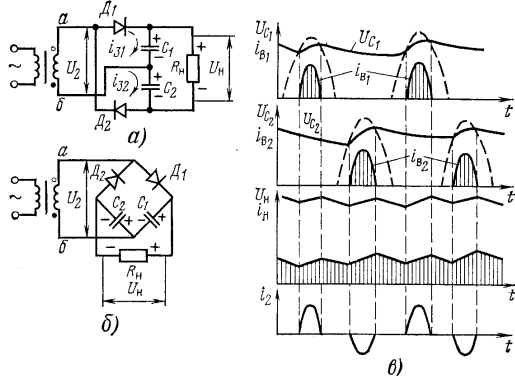


Рис. 7.7. Мостовые схемы удвоения напряжения (а, б) диаграммы напряжения и тока (в)

фазная схема выпрямления с умножением напряжения в 6 раз. Конденсаторы с нечетными номерами —  $C_1, C_3, C_5, C_1', C_3', C_5'$  — заряжаются токами соответствующих вентилей один раз за период напряжения вторичной обмотки, конденсаторы с четными номерами —  $C_2, C_4, C_6$  — дважды. Поэтому частота пульсаций выпрямленного напряжения в 2 раза больше частоты сети. В симметричных выпрямителях необходим трансформатор со средней точкой вторичной обмотки.

Однофазная мостовая схема с удвоением напряжения. Схема и диаграммы напряжений и токов выпрямителя представлены на рис. 7.7. На рис. 7.7, б показан второй вариант изображения мостовой схемы, образованной двумя

вентильями и двумя конденсаторами. В одну диагональ моста включена вторичная обмотка трансформатора, в другую — нагрузка. В положительный полупериод напряжения на вторичной обмотке  $u_2$  (потенциал точки а положительный, точки б отрицательный) конденсатор  $C_1$  заряжается током вентилья  $D_1$ , в отрицательный полупериод заряжается конденсатор  $C_2$  током вентилья  $D_2$ . Если не учитывать падения напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя, то каждый конденсатор будет заряжаться до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки. Нагрузка включена параллельно конденсаторам  $C_1, C_2$ , соединенным между собой последовательно, и выходное напряжение (рис. 7.7, в) равно сумме напряжений на конденсаторах:

$$U_{\text{нм}} = U_{c1m} + U_{c2m} \cong 2U_{2m}. \quad (7.8)$$

Обратное напряжение на вентиле

$$U_{\text{обр м}} = U_{c1} + U_{2m} \cong 2U_{2m}. \quad (7.9)$$

Из рисунка видно, что частота пульсаций выпрямленного напряжения вдвое больше частоты сети, а выпрямленный ток является двухполупериодным. Преимущества такого выпрямителя следующие:

- 1) при одном и том же напряжении вторичной обмотки выходное напряжение вдвое больше, чем в обычном однофазном мостовом выпрямителе, и в 4 раза больше, чем в двухполупериодном со средней точкой трансформатора;
- 2) достаточно высокое использование обмоток трансформатора (как в однофазном мостовом выпрямителе);
- 3) наличие двух вентилей вместо четырех (по сравнению с однофазной мостовой схемой).

К недостаткам выпрямителя можно отнести:

- 1) большее внутреннее сопротивление за счет последовательного включения вентилей (по сравнению с двухполупериодной схемой со средней точкой трансформатора);
- 2) необходимость двух накальных обмоток трансформатора в случае применения накаливаемых вентилей.

## 7.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

В импульсных выпрямителях в качестве питающего напряжения используется напряжение несинусоидальной, чаще прямоугольной формы, причем частота импульсов этого напряжения может быть существенно выше 50 Гц. Рассмотрим принцип действия импульс-

## ВЫПРЯМИТЕЛИ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

### 8.1. ОДНОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

ного выпрямителя, применяемого в телевизионных приемниках для получения напряжения питания высоковольтного анода кинескопа (рис. 7.8).

Силовая обмотка выпрямителя подключается к трансформатору выходного каскада строчной развертки, через лампу которого и обмотку  $L$  (между точками  $a$  и  $b$  обмотки трансформатора) протекает пилообразный ток  $i_{л1}$  (рис. 7.8, б). Во время обратного хода развертки при запирании лампы каскада  $\mathcal{L}_1$ , когда резко изменяется ток в обмотке  $L$ , в паразитном контуре, образованном индуктивностью трансформатора и емкостью  $C_{анод}$ , возникают затухающие колебания ударного возбуждения (на рисунке они показаны штриховой линией) с частотой около 100 кГц. Эти затухающие паразитные колебания срываются демпфирующим диодом  $\mathcal{L}_2$ , но импульсы

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя (рис. 8.1, а) на индуктивную нагрузку. Такой случай имеет место при работе выпрямителя с индуктивно-емкостным фильтром. При положительном полупериоде напряжения  $u_2$  вторичной обмотки трансформатора вентиль проводит ток  $i_0$  (рис. 8.1, б). При увеличении напряжения  $u_2$  ток через вентиль нарастает. При этом на индуктивности  $L$  возникает противо-ЭДС  $e_L$ , направленная противоположно напряжению  $u_2$  и препятствующая нарастанию тока вентиль. В момент времени  $t_1$  ток  $i_0$  достигнет максимума, в этот момент крутизна нарастания тока и значение противо-ЭДС будут равны нулю. В интервале времени  $t_1 - t_3$  ток вентиль уменьшается при уменьшении напряжения  $u_2$ .

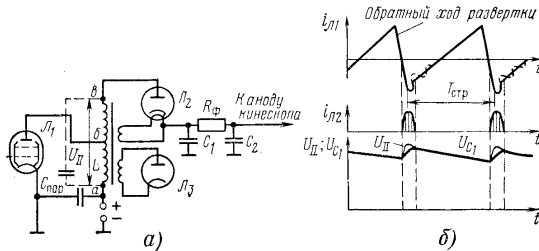


Рис. 7.8. Схема высоковольтного импульсного выпрямителя (а), диаграмма напряжения и тока в его цепях (б)

тока паразитных колебаний создают в точке  $s$  при автотрансформаторном включении выпрямительного диода  $\mathcal{L}_2$  импульсы напряжения  $U_{11}$  большой амплитуды (десятки киловольт).

Импульсами тока диода  $\mathcal{L}_2$  (высоковольтного катодного) конденсатор  $C_1$  заряжается почти до амплитудного значения напряжения  $U_{11}$ . Емкостью  $C_2$  сглаживающего П-образного фильтра  $C_1 R_{ф} C_2$  является емкость металлизированной части колбы кинескопа (слоя аквадага) относительно земли. При принятом стандарте в СССР частота строчной развертки равна 15 625 Гц, поэтому емкость резистивно-емкостного фильтра  $C_1$  составляет всего несколько сотен пикофарад, т. е. не требуются электролитические конденсаторы, что имело бы место при подключении высоковольтного конденсатора к общему силовому трансформатору телевизора.

Для подачи напряжения на высоковольтный анод кинескопа требуется выпрямленное напряжение около 15–25 кВ при токе  $I_a \cong 1$  мА, поэтому резистор фильтра  $R_{ф}$  имеет величину сопротивления около 1 Мом. Резистивно-емкостный фильтр при вышеуказанных значениях  $C_1 R_{ф}$  и частоте пульсаций 15 625 Гц сглаживает пульсации напряжения достаточно хорошо, обеспечивая нормальную работу кинескопа.

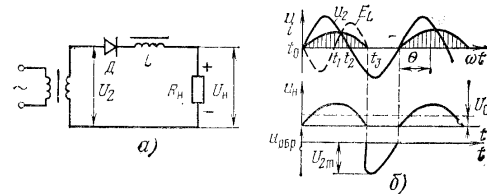


Рис. 8.1. Схема однополупериодного выпрямителя с индуктивной нагрузкой (а), диаграмма напряжения и тока (б)

На индуктивности снова возникает противо-ЭДС противоположного знака, которая стремится поддерживать неизменным ток в цепи выпрямителя, хотя в интервале времени  $t_2 - t_3$  напряжение на вторичной обмотке и на аноде вентиль отрицательное. При уменьшении тока в цепи до нуля противо-ЭДС также становится равной нулю.

Как видно из графика, угол отсечки тока вентиль  $\theta$  будет больше  $90^\circ$ . Время протекания тока через вентиль, а значит, и угол  $\theta$  могут находиться в пределах  $0 = 90^\circ \div 180^\circ$  и зависят от отношения  $\omega L/R = Q$ , где  $R = R_{н} + R_{л}$ .



При  $Q = 0$ , т. е. при работе выпрямителя на активную нагрузку, угол отсечки  $\theta = 90^\circ$ , при  $Q > 1$   $\theta \rightarrow 180^\circ$ .

Форма выпрямленного напряжения на нагрузке  $u_n$  повторяет форму тока  $i_n$ . Форма обратного напряжения  $u_{обр}$  на вентиле отличается от формы обратного напряжения при работе выпрямителя на активную нагрузку. Обратное напряжение в момент записания вентилей  $i_3$  изменяется скачком, достигая максимума, равного амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Из сказанного можно сделать следующие выводы.

1. При работе выпрямителя на индуктивную нагрузку выпрямленное напряжение меньше, чем при активной нагрузке.

2. Длительность протекания тока через вентиль увеличивается, а максимум тока сдвигается относительно максимума напряжения вторичной обмотки.

3. Амплитуда и действующее значение тока через вентиль уменьшаются.

4. Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_0$  меньше, чем при активной нагрузке, и для получения прежнего значения  $U_0$  нужно увеличить напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Даже при большой индуктивности существенного сглаживания выпрямленного напряжения не происходит.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя со средней точкой трансформатора (рис. 8.2, а). Такой выпрямитель можно рассматривать как два однополупериодных выпрямителя, работающих поочередно на общую нагрузку. Но в отличие от однополупериодного выпрямителя, в моменты времени  $t_1$ ,  $t_2$  и т. д. (рис. 8.2, б) ток вентилей, а значит, и напряжение на нагрузке не падают до нуля.

На рис. 8.2, б показаны диаграммы напряжений и токов при разных значениях  $\omega L/R = Q$  для двухполупериодной схемы ( $m = 2$ ). Чем больше величина  $Q$ , тем больше сдвигается максимум тока вентилей относительно максимума напряжения вторичной обмотки, тем ближе к прямоугольной форма импульсов тока вентилей и тем меньше пульсации выпрямленного напряжения. С увеличением индуктивности импульсы тока вентилей становятся более прямоугольными, но время протекания тока через вентиль остается равным половине периода напряжения сети, т. е. угол отсечки тока вентилей  $\theta = 90^\circ$ . При  $Q > 1$  импульсы тока вентилей почти прямоугольны, а амплитуда тока вентилей близка к среднему значению выпрямленного тока  $I_0$ . Но практически этого добиться невозможно, так как двухполупе-

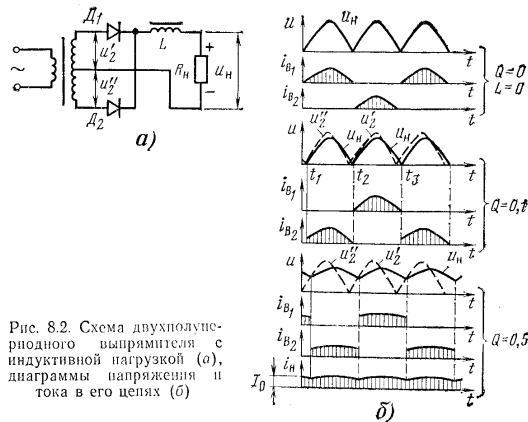


Рис. 8.2. Схема двухполупериодного выпрямителя с индуктивной нагрузкой (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

риодная схема применяется в маломощных выпрямителях, когда нагрузка имеет большое сопротивление и неравенство  $\omega L/R > R$  выполнить не удается, так как сопротивление  $R = R_n + R_v$  увеличивается вместе с увеличением активного сопротивления дросселя, которое растет с ростом индуктивности  $L$ .

## 8.2. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Схема такого выпрямителя показана на рис. 8.3. Форма тока вентилей и выпрямленного напряжения зависит от соотношения реактивного сопротивления дросселя сглаживающего фильтра и сопротивления нагрузки. При  $\omega L/R < 1$  форма тока каждого вентилей аналогична предыдущему случаю и отличается значением угла отсечки ( $\theta = \pi/3$ , вместо  $\theta = \pi/2$ ). При  $\omega L/R > 1$  работа выпрямителя приобретает существенные особенности. В промежуток времени от  $t_0$  до  $t_1$  (рис. 8.3, б) максимально положительным является фазовое напряжение  $u_2$  и через вентиль  $D_3$  протекает ток  $i_{n3}$ . Величина этого тока уменьшается, так как уменьшается фазовое напряжение  $u_3$ . С момента времени от  $t_1$  до  $t_2$  максимальным будет фазовое напряжение  $u_1$ , и через вентиль  $D_1$  потечет ток  $i_{n1}$ . В промежуток времени  $t_1 - t_2$

растет напряжение  $u_1$ , но ток  $i_{a1}$  вначале уменьшается из-за большой величины индуктивности дросселя  $L$ . По мере нарастания  $u_1$  ток  $i_{a1}$  начинает увеличиваться, достигая максимума позднее напряжения  $u_1$ . Чем больше индуктивность, тем больше во времени сдвинуто максимум тока относительно максимума напряжения.

В интервале времени  $t_3 - t_4$  открыт вентиль  $D_2$ , и картина повторяется. Форма импульсов токов вентиля близка к прямоугольной. Чем больше индуктивность  $L$  и число

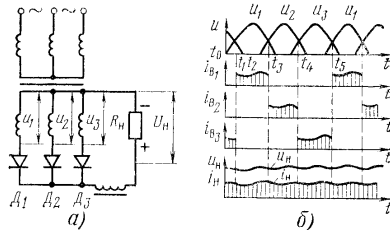


Рис. 8.3. Схема трехфазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

фаз  $m$  и чем меньше сопротивление нагрузки, тем форма тока вентиля ближе к прямоугольной и тем меньше пульсации выпрямленного напряжения. Значение амплитуды импульсов тока близко к среднему значению тока нагрузки. Форма обратного напряжения на вентиле остается такой же, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку.

Основные особенности схемы:

- 1) пульсации выпрямленного напряжения на индуктивной нагрузке меньше, чем при активной нагрузке;
- 2) сглаживающее действие дросселя эффективнее при низкоомной нагрузке и при большем числе фаз вторичной обмотки трансформатора;
- 3) амплитуда тока вентиля близка к среднему значению тока в нагрузке;
- 4) длительность работы вентиля такая же, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку.

Этот случай имеет место, когда в состав сглаживающего фильтра входит емкость и индуктивность. Характер нагрузки (емкостный или индуктивный) зависит от способа включения элементов фильтра и соотношения между сопро-

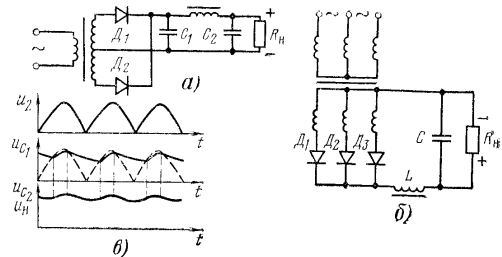


Рис. 8.4. Схемы выпрямителей при работе на нагрузку LCR

тивленным этих элементов и нагрузкой. Если включен только один конденсатор  $C_1$  (рис. 8.4, а) и выполняется соотношение

$$1/m\omega C_1 \ll m\omega L \gg R_n, \quad (8.1)$$

то можно считать, что выпрямитель работает на емкостную нагрузку. Если  $C_1$  отсутствует, а параллельно нагрузке включен конденсатор  $C_2$  и выполняется условие

$$m\omega L \gg R_n \gg 1/m\omega C_2, \quad (8.2)$$

то нагрузку выпрямителя можно считать индуктивной. В обоих случаях сглаживающий фильтр является Г-образным.

Если включены оба конденсатора,  $C_1$  и  $C_2$  (рис. 8.4, а), то выпрямитель работает так же, как при Г-образном LC-фильтре с емкостным характером. При этом улучшается сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения. Такой фильтр является П-образным. Для П-образного фильтра должны выполняться условия (8.1) и (8.2). Так как в П-образном фильтре, как правило, ставят конденсаторы одинаковой емкости, то условия (8.1) и (8.2) можно записать:

$$1/m\omega C_1 \ll m\omega L; R_n \gg 1/m\omega C_2. \quad (8.3)$$

Условие (8.3) легче выполняется при высоком сопротивлении нагрузки, т. е. в маломощных выпрямителях. В этом случае применяют, как правило, П-образный сглаживающий фильтр.

Левая часть условия (8.2) обеспечивается при малом сопротивлении нагрузки, т. е. в мощных выпрямителях. Мощные выпрямители собирают по многофазным схемам ( $m \geq 3$ ), что облегчает выполнение и правой части условия (8.2). Поскольку в многофазных схемах выпрямления с помощью дросселя осуществляется достаточно эффективное сглаживание пульсаций, можно ограничиться неравенством  $R_n \geq 1/m\omega C$ . При этом характер нагрузки выпрямителя остается индуктивным. Форма напряжения на нагрузке для двухфазной схемы показана на рис. 8.4, а. Включение конденсатора параллельно нагрузке дополнительно уменьшает пульсации выпрямленного напряжения.

Таким образом, в маломощных выпрямителях сглаживающий фильтр начинается с конденсатора и нагрузка для выпрямителя имеет емкостную реакцию, а в мощных — он начинается с индуктивности и нагрузка имеет индуктивную реакцию.

Физически уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения сглаживающим фильтром можно объяснить следующим образом. Индуктивное сопротивление дросселя очень велико для тока частоты пульсаций и мало для тока нагрузки. Конденсатор, включенный на входе или выходе фильтра, шунтирует ток частоты пульсаций, дополнительно уменьшая переменное напряжение пульсаций на нагрузке.

#### 8.4. ВЛИЯНИЕ ВНУТРЕННЕГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НА РАБОТУ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Будем рассматривать раздельно влияние активных и реактивных сопротивлений на режим работы выпрямителя (схема рис. 8.5). В выпрямителях малой мощности ( $P_0 < 500$  Вт) больше сказывается влияние активного сопротивления  $R_n$ , а влиянием индуктивности рассеяния трансформатора  $L_s$  можно пренебречь. Учитывать влияние  $L_s$  в маломощных выпрямителях нужно только при повышенной частоте напряжения сети.

В выпрямителях средней и большой мощности ( $P_0 > 500$  Вт) сопротивление вентилей и активное сопротивление обмоток трансформатора малы, поэтому основное влияние на работу будет оказывать индуктивность рассеяния  $L_s$ . В высоковольтных выпрямителях ( $U_n > 500$  В), обмотки трансформаторов которых имеют большое число витков, также следует учитывать влияние индуктивности.

**Влияние внутренних активных сопротивлений.** Внутреннее активное сопротивление фазы выпрямителя  $R_n$  складывается из со-

противления  $R_j$  вентилей прямому току и суммарного активного сопротивления обмоток трансформатора  $R_{Tn}$ . Падение напряжения на внутреннем активном сопротивлении уменьшает выпрямленное напряжение на нагрузку. Для случая наличия внутренних сопротивлений фаз многофазного выпрямителя форма выпрямленного напряжения показана сплошной линией на рис. 8.5. Штриховой линией показана форма напряжения в случае идеального выпрямителя при  $R_n = 0$ . Как видно из рисунка, кроме уменьшения среднего значения выпрямленного напряжения наблюдается увеличение пульсаций. Аналогичную картину можно наблюдать при неравенстве фазовых на-

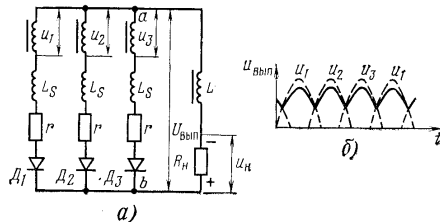


Рис. 8.5. Эквивалентная схема трехфазного выпрямителя (а), диаграммы напряжения на выходе схемы выпрямления (б)

противления вторичных обмоток трансформатора. Это имеет место из-за неравенства витков фазовых обмоток или их асимметричного размещения на сердечнике трансформатора.

В результате происходит уменьшение среднего значения напряжения на нагрузке и увеличение его пульсаций. При асимметрии фазных напряжений трансформатора в кривой выпрямленного напряжения возникают низкочастотные составляющие, которые могут оказаться опасными для конденсаторов фильтра.

**Влияние перекрытия фаз.** В трехфазном идеальном выпрямителе при  $R_n = 0$  угол отсечки тока вентилей  $\theta = 120^\circ$  (в многофазных  $\theta = 2\pi/m$ ). На рис. 8.6, а показаны кривые напряжений и токов с учетом активного сопротивления  $R_n$  при индуктивности дросселя сглаживающего фильтра  $L \rightarrow \infty$ . Из-за падения напряжения на сопротивлении  $R_n$  напряжение между анодом и катодом вентилей (например,  $U_1$ ) становится равным нулю не в точке пересечения кривых фазовых напряжений  $u_3$  и  $u_1$ , а раньше, в момент  $t_1$ , и вентиль  $D_1$  начинает проводить ток, так как  $u_1 = u_n$ . До момента времени  $t_1$  проводит ток вентиль  $D_3$ , и этот ток прекращается в момент времени  $t_2$ , когда напряжение между анодом и катодом становится равным нулю, так как  $u_3 = u_n$ .

В течение интервала времени  $t_1 - t_2$  наблюдается одновременная параллельная работа двух вентилей,  $D_1$ ,  $D_3$ , что приводит к увеличению продолжительности протекания тока вентилей. Отрезок времени (временной угол), в течение которого оба вентили проводят ток, называют углом перекрытия фаз  $\gamma$ . Для случая  $L \rightarrow \infty$  вершина импульсов тока вентилей будет плоской, и графики выпрямлен-

ного тока и напряжения нагрузки имеют вид прямых горизонтальных линий. Таким образом, явление перекрытия фаз из-за активного сопротивления  $R_B$  приводит к увеличению угла отсечки тока вентиля на величину  $\gamma_n$ . Возникает оно только в многофазных выпрямителях.

Влияние внутренних индуктивных сопротивлений. Индуктивность  $L_B$  учитывает рассеяние первичных и вторичных обмоток трансформатора. При рассмотрении влияния индуктивности не будем учитывать влияния сопротивления  $R_B$ . В промежуток времени  $t_3 - t_1$  (рис. 8.6, б), когда максимально напряжены третьей фазы, через нагрузку проходит ток вентиля  $D_3$ , постоянный по величине и рав-

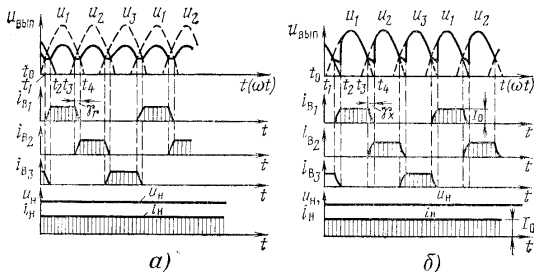


Рис. 8.6. Диаграммы напряжения и тока трехфазного выпрямителя с учетом внутреннего активного сопротивления при  $L \rightarrow \infty$  (а) и индуктивного (б)

ный  $I_n$ . Если не учитывать падение напряжения на индуктивности  $L_B$ , то можно считать форму выпрямленного напряжения  $u_{нвн}$  близкой форме фазового напряжения  $u_3$ . В момент времени  $t_1$  третья фаза выпрямителя прекращает работу, а при уменьшении тока вентиля  $D_3$  на  $L_B$  возникает противо-ЭДС самоиндукции, которая поддерживает протекание тока третьей фазы, и ток вентиля  $D_3$  спадает до нуля по кривой, близкой к экспоненте. Наличие ЭДС самоиндукции приводит к замедлению роста тока вентиля  $D_1$ , который в промежуток времени от  $t_1$  до  $t_2$  нарастает по экспоненциальному закону до максимального значения. Таким образом, в промежуток времени  $t_1 - t_2$  наблюдается одновременная работа двух вентилях, т. е. перекрытие фаз.

Форма выпрямленного напряжения в интервале времени  $t_1 - t_2$  определяется из следующих соображений. При уменьшении тока третьей фазы ЭДС самоиндукции находится в фазе с напряжением  $u_3$  и поддерживает ток вентиля  $D_3$ . В это же время при нарастании тока первой фазы ЭДС самоиндукции находится в противофазе с  $u_1$ , препятствуя нарастанию тока вентиля  $D_1$ . В результате на интервале времени  $t_1 - t_2$  форма выпрямленного напряжения  $u_{нвн}$  приобретает вид, показанный сплошной линией. Таким образом, индуктивность рассеяния в интервале времени  $t_1 - t_2$  вызывает уменьшение выпрямленного напряжения. В момент времени  $t_2$  ток вентиля  $D_1$  достигает максимального значения, ЭДС самоиндук-

ции обращается в нуль и выпрямленное напряжение скачком возрастает до мгновенного значения фазового напряжения  $u_1$ .

Таким образом, влияние индуктивности рассеяния  $L_B$  приводит к искажению формы выпрямленного напряжения и, следовательно, к возрастанию пульсаций выпрямленного напряжения. При  $L_B \rightarrow \infty$  форма напряжения нагрузки имеет вид горизонтальной линии. При учете как активных, так и реактивных внутренних сопротивлений выпрямителя нужно график  $u_{нвн}$  (рис. 8.6, а, сплошная линия) сместить вниз на величину падения напряжения на активном сопротивлении.

## Глава 9

### РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

#### 9.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В ряде случаев требуется регулирование питающего напряжения: например, при лабораторных исследованиях и заводских испытаниях радиотехнических устройств, при подготовке пуска мощных радиоустановок и т. д. Регулирование выпрямленного напряжения может осуществляться:

- 1) изменением напряжения на выходе выпрямителя по постоянному току;
- 2) изменением напряжения на выходе выпрямителя по переменному току;
- 3) с помощью управляемых вентилях;
- 4) комбинированием, указанных в пп. 1, 2, 3 методов.

Величину напряжения регулируют либо от нуля до номинального значения, либо в некоторых пределах, близких к этому значению. В первых двух способах основными регулировочными элементами являются реостаты, трансформаторы и автотрансформаторы, в третьем — регулируются параметры управляемых вентилях (электронных ламп, газоразрядных или полупроводниковых приборов).

#### 9.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Выпрямленное выходное напряжение непосредственно изменяют с помощью реостата, включенного последовательно с нагрузкой, или потенциометра, включенного параллельно нагрузке. Реостатом  $R_p$  (рис. 9.1, а) регулируется ток в цепи на выходе выпрямителя, а значит, и напряжение на нагрузке  $R_n$ . Это напряжение может изменяться от минимальной величины (при крайнем правом положении движка реостата) до максимальной (при крайнем левом положении движка реостата). Недостатком данного способа является зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Это вызвано тем, что падение напряжения на реостате зависит от тока нагрузки. Уменьшение сопро-

твления реостата ослабляет зависимость выходного напряжения от нагрузки, но снижает пределы его регулирования.

С помощью потенциометра (рис. 9.1, б) напряжение на нагрузке можно изменять от нуля до максимальной величины. Для уменьшения влияния сопротивления нагрузки на величину выходного напряжения сопротивление регулировочного потенциометра должно быть меньше сопротивления нагрузки:  $R_n \leq (0,2 \div 0,3)R_n$ . Данный способ регулирования менее экономичен, чем предыдущий. Поэтому рассмотренные способы регулирования могут применяться

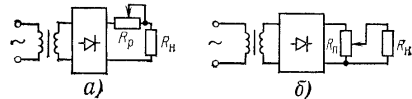


Рис. 9.1. Схема регулирования напряжения на выходе выпрямителя с помощью реостата (а) и потенциометра (б)

при мощности выпрямленного тока единицы — десятки ватт, когда КПД выпрямителя не имеет существенного значения.

Применение той или иной схемы зависит не только от требуемых пределов регулирования выходного напряжения. Схема регулирования должна обеспечивать прохождение тока нагрузки через выпрямитель. Например, при питании управляющей или защитной сетки лампы, когда требуется подавать отрицательное смещение, схему рис. 9.1, а применять нельзя, так как направление сеточного тока встречно полярности выпрямителя и цепь сетки лампы будет разорвана по постоянному току. Направление тока экранной сетки совпадает с направлением полярности выпрямителя экранного питания, поэтому применение схем рис. 9.1, а или б определяется уже особенностями лампы (например, лучевой или нелучевой тетрод).

### 9.3. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ НА ВХОДЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для регулирования выпрямленного напряжения по переменному току первичная обмотка трансформатора включается последовательно с реостатом (рис. 9.2, а) или параллельно потенциометру (рис. 9.2, б). Основной недостаток, присущий аналогичным схемам на постоянном токе, — значительные потери мощности — остается и для данного слу-

чая. Более экономичной является схема в которой реостат заменен регулируемой индуктивностью в виде дросселя с подвижным сердечником, позволяющим регулировать воздушный зазор, а значит, и величину индуктивности.

Регулировать индуктивность дросселя можно с помощью пропускания по его вспомогательной обмотке постоянного тока. Такие дроссели называются дросселями насыщения

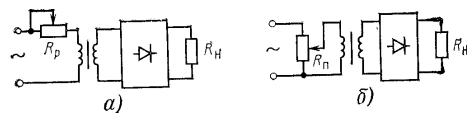


Рис. 9.2. Схема регулирования напряжения на входе выпрямителя с помощью реостата (а) и потенциометра (б)

(рис. 9.3, а). Вспомогательная обмотка, называемая подмагничивающей или обмоткой управления, наматывается на средний стержень Ш-образного сердечника. На боковые стержни сердечника дросселя наматывается рабочая обмотка в виде двух полуобмоток. При намотке рабочей обмотки

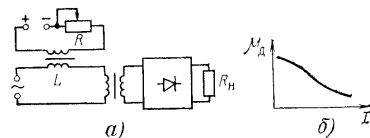


Рис. 9.3. Схема регулирования выпрямленного напряжения с помощью дросселя насыщения  $L$  (а), зависимость магнитной проницаемости материала сердечника от подмагничивающего тока (б)

в виде двух полуобмоток магнитные потоки от них в среднем стержне имеют встречное направление, и наводная ими ЭДС в подмагничивающей обмотке равна нулю.

Из рис. 9.3, б видно, что с увеличением тока в подмагничивающей обмотке магнитная проницаемость и сердечника уменьшается, а значит, уменьшаются индуктивность дросселя ( $L = K\omega^2\mu$ , где  $K$  — коэффициент пропорциональности) и реактивное сопротивление. Таким образом, регулирование тока в обмотке подмагничивания с помощью рео-

стата обеспечивает регулирование напряжения на входе выпрямителя.

Применение дросселя насыщения не приводит к заметному снижению КПД выпрямителя, но искажает синусоидальную форму входного напряжения и уменьшает  $\cos \varphi$ . Поэтому для мощных выпрямителей этот способ не рекомендуется.

Более распространены и экономичны трансформаторы и автотрансформаторы с регулируемым коэффициентом

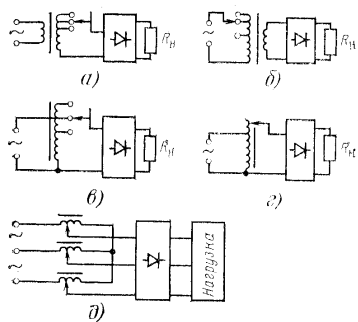


Рис. 9.4. Схема регулирования выходного напряжения изменением коэффициента трансформации

трансформации. Этот способ применяется для выпрямителей разной мощности. В схемах, показанных на рис. 9.4, *a* и *б*, коэффициент трансформации трансформатора выпрямителя меняется скачком. В схеме рис. 9.4, *a* при перемещении движка переключателя вниз напряжения на входе выпрямителя и на нагрузке уменьшаются, а в схеме рис. 9.4, *б* — увеличиваются.

Выбор схемы регулирования зависит от конкретных условий. При регулировании высоковольтного напряжения целесообразно применять схему рис. 9.4, *б*, так как в ней напряжение коммутируется по низковольтной первичной цепи, что упрощает выбор переключателя. В схемах рис. 9.4 *а*, *г* и *д* входное напряжение выпрямителя регулируется с помощью автотрансформатора, причем в схеме рис. 9.4, *в* скачком при изменении положения переключа-

теля, а в схеме рис. 9.4, *г* и *д* плавно. Точность регулирования в схемах рис. 9.4, *а*, *б*, *в* зависит от числа отводов обмотки трансформатора (автотрансформатора).

Промышленноностью выпускаются различного типа автотрансформаторы с плавной регулировкой напряжения в однофазном (рис. 9.4, *г*) и трехфазном (рис. 9.4, *д*) исполнениях на мощность от 0,5 до десятков кВ·А. Однофазный

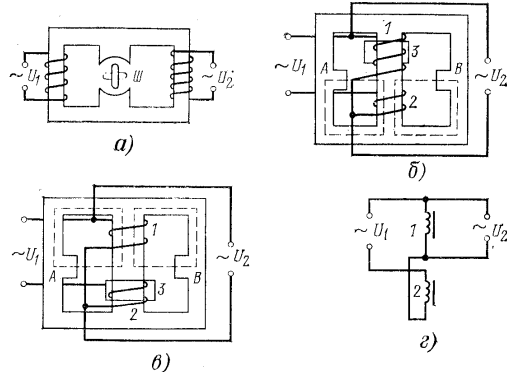


Рис. 9.5. Упрощенная конструкция трансформатора с подвижным шунтом (*a*), автотрансформатора с короткозамкнутой катушкой (*б*, *a*) и его электрическая схема (*в*)

автотрансформатор типа ЛАТР (лабораторный автотрансформатор регулировочный) имеет тороидальный сердечник с намотанной в один слой обмоткой, по которой перемещается угольный или шестойный контакт.

Основной недостаток рассмотренных схем трансформаторов и автотрансформаторов — это низкая надежность работы контактной системы, связанная с искрением и подгоранием контактов. Для регулирования выпрямителей большой мощности применяются бесконтактные трансформаторы с подвижным или неподвижным шунтами и бесконтактные автотрансформаторы с короткозамкнутой катушкой. Первичная и вторичная обмотки трансформатора с подвижным шунтом (рис. 9.5, *a*) намотаны на боковые стержни Ш образного сердечника. Средний стержень имеет воздушный за-

зор, в котором размещен магнитный шунт  $Ш$ . В зависимости от положения шунта меняются магнитное сопротивление воздушного зазора и магнитный поток в среднем сердечнике. При горизонтальном положении шунта воздушный зазор максимален, магнитный поток проходит в основном по боковым стержням сердечника, и напряжение  $U_2$  на вторичной обмотке трансформатора минимально. При вертикальном положении шунта воздушный зазор резко уменьшается, и магнитный поток первичной обмотки замыкается через средний стержень. Благодаря этому магнитный поток в первом стержне резко уменьшается и напряжение на вторичной обмотке становится минимальным.

На рис. 9.5, б и в показана конструкция автотрансформатора с короткозамкнутой катушкой (автотрансформатор Норриса) в двух ее крайних положениях, а на рис. 9.5, г — электрическая схема этого автотрансформатора. Две одинаковые обмотки, 1 и 2, намотаны на среднем стержне Ш-образного сердечника таким образом, что их магнитные потоки в любой момент времени равны и направлены встречно. На этих обмотках размещается короткозамкнутая катушка 3, выполненная в виде широкого кольца или рамки. Высота этой катушки равна высоте обмоток 1 и 2. Перемещение катушки 3 вдоль среднего стержня осуществляется с помощью червячной передачи вручную или приводным механизмом.

При верхнем положении катушки 3 в ее витках наводится ЭДС от магнитного потока, создаваемого обмоткой 1. Эта ЭДС вызовет в катушке довольно большой ток, под воздействием которого возникнет магнитный поток, встречный потоку, созданному обмоткой 1. В результате ЭДС обмотки 1 и ее напряжение  $U_1$  уменьшаются до минимальной величины, равной 0,05—0,15 номинальной. При этом магнитный поток обмотки 2 будет замыкаться по нижней половине сердечника, «башмакам» А, В и воздушному зазору (на рис. 9.5, б и в путь магнитного потока показан штриховой линией).

В нижнем крайнем положении катушки 3 магнитный поток станет близким к нулю. Наводимая в этой обмотке ЭДС станет минимальной и все входное напряжение  $U_1$  будет приложено к обмотке 1, с которой и снимается выходное напряжение  $U_2$ . В этом случае выходное напряжение будет максимальным и близким по величине ко входному ( $U_2 \approx U_1$ ). С помощью короткозамкнутой катушки можно регулировать выходное напряжение автотрансформатора в пределах от 0,05 до 0,95 величины входного.

В выпрямителях на тиратронах процесс регулирования выходного напряжения заключается в изменении момента их зажигания. Способы управления тиратронами подразделяются на фазовые и амплитудные. При первом способе фаза напряжения, приложенного к сетке тиратрона, изменяется относительно анодного напряжения; при втором — регулируется напряжение смещения на сетке тиратрона. Рассмотрим некоторые схемы управляемых выпрямителей с фазовым методом регулирования.

**Однофазная однополупериодная схема выпрямления.** Выпрямитель с фазовым управлением (рис. 9.6, а) содержит силовой трансформатор  $Tr_1$  для питания анодной цепи ти-

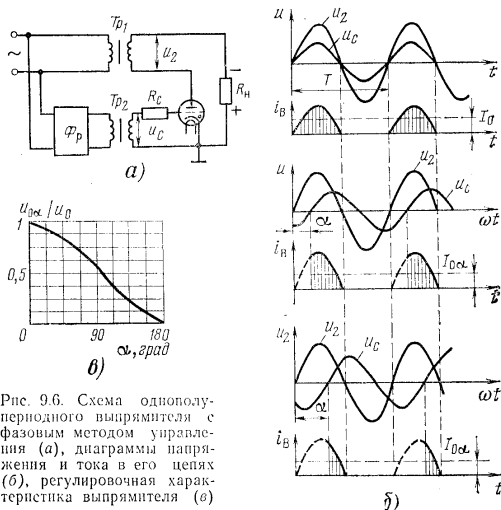


Рис. 9.6. Схема однополупериодного выпрямителя с фазовым методом управления (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б), регулировочная характеристика выпрямителя (в)

ратрона и управляющий трансформатор  $Tr_2$ , к вторичной обмотке которого подключен фазорегулятор  $Фр$ . Фазорегулятор обеспечивает сдвиг по фазе между анодным напряжением тиратрона, т. е. напряжением вторичной обмотки силового трансформатора  $u_2$ , и напряжением на сетке тиратрона  $u_c$  (рис. 9.6, б). С помощью резистора  $R_c$  ограничи-

вается сеточный ток тиратрона. Угол сдвига по фазе между напряжениями  $u_2$  и  $u_c$  (угол  $\alpha$ ) называется углом регулирования. От его величины зависит момент ионизации тиратрона. Чем больше этот угол, тем больше задержка во времени момента зажигания тиратрона, тем меньшую часть периода напряжения сети протекает ток через тиратрон и тем меньше выходное напряжение выпрямителя.

На рис. 9.6, б показаны временные зависимости  $u_2$ ,  $u_c$  и тока нагрузки  $i_n$  для значений  $\alpha = 0$ ,  $\alpha < 90^\circ$  и  $\alpha > 90^\circ$ . Приведенные зависимости соответствуют случаю работы выпрямителя на чисто активную нагрузку. Ток вентиля  $i_v$ , равный току нагрузки  $i_n$ , при значительных  $\alpha$  имеет острую форму. Поэтому при широких пределах регулирования пульсации выходного напряжения значительно возрастают, особенно при минимальном напряжении на нагрузке.

Работа управляемого выпрямителя оценивается регулировочной кривой, представляющей собой зависимость  $I_{oa}/I_d f(\alpha)$ . Регулировочная кривая может быть и в виде  $U_{oa}/U_o = f(\alpha)$  (см. рис. 9.6, а), причем отношение  $U_{oa}/U_o = K_p$  называется коэффициентом регулирования.

Двухфазная двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой трансформатора. Эта схема (рис. 9.7, а) отличается от обычной двухполупериодной наличием фазорегулятора и дополнительного трансформатора. Напряжения на половинах вторичной обмотки силового трансформатора  $u'_1$  и  $u'_2$  находятся в противофазе (рис. 9.7, б). Поэтому и переменные напряжения, поступающие на сетки тиратронов с трансформатора  $Tr_1$ , также должны быть в противофазе относительно друг друга, что обеспечивается подключением средней точки вторичной обмотки регулирующего трансформатора  $Tr_2$  к катодам тиратронов. На рис. 9.7, б показаны кривые тока  $i_n$  вентиля для случаев  $\alpha = 0$  и  $\alpha = 90^\circ$ . Форма регулировочной кривой для этой схемы выпрямления такая же, как на рис. 9.6, а, т. е. угол регулирования меняется также в пределах от 0 до  $180^\circ$ .

В этой схеме так же, как и в однополупериодной, с расширением пределов регулирования возрастают пульсации выходного напряжения, особенно при минимальном его уровне.

Рассмотрим работу управляемого выпрямителя при включении дросселя последовательно с нагрузкой, т. е. для случая индуктивного сглаживающего фильтра (рис. 9.8, а). Схема управления в сеточной цепи тиратронов не показана. На рис. 9.8, б условно показаны напряжения  $u'_n$  и  $u''_n$ ,

создаваемые на нагрузке током каждого вентиля в отдельности (заштрихованные области). Благодаря противо-ЭДС, создаваемой в индуктивности  $L$  дросселя при изменении тока, ток через вентиль протекает также в течение некоторой части отрицательного полупериода сети, пока положительное значение противо-ЭДС не сравняется с отрицательным значением напряжения  $u_2$ . Поэтому кривая выпрям-

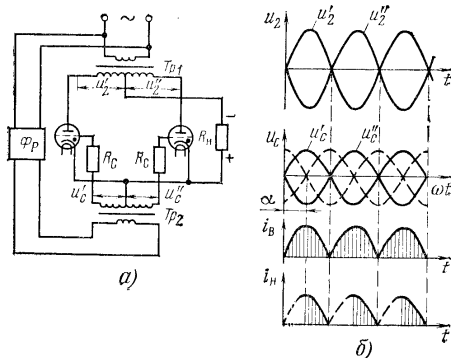


Рис. 9.7. Схема двухполупериодного выпрямителя с фазовым методом регулирования напряжения (а), диаграмма напряжения и тока в его цепях (б)

ленного напряжения имеет участки с отрицательными значениями (например, от  $t_1$  до  $t_2$  и т. д.). Продолжительность этих участков зависит от соотношения между значениями  $X_L$  и  $R_n$ . В зависимости от величин индуктивности и угла регулирования  $\alpha$  различают два режима:

1) режим непрерывного тока, когда ток через нагрузку протекает в течение всего периода напряжения сети (рис. 9.8, б);

2) режим импульсного тока, когда часть времени ток в нагрузке равен нулю (рис. 9.8, а).

Во втором случае возрастают пульсации выпрямленного напряжения. Продолжительность протекания тока через вентиль и величина выпрямленного напряжения зависят от отношения  $X_L/R_n$  и угла регулирования  $\alpha$ . Из обобщенных регулировочных характеристик, приведенных для



различных отношений  $X_L/R_n$  (рис. 9.8, б), видно, что угол регулирования  $\alpha$  принимает значения от  $180^\circ$  до  $90^\circ$ .

Работа многофазных управляемых выпрямителей с числом фаз  $m = 3$  и более мало отличается от работы рассмотренных. С увеличением числа фаз при одинаковых пределах регулирования уменьшаются коэффициент пульсаций  $K_p$

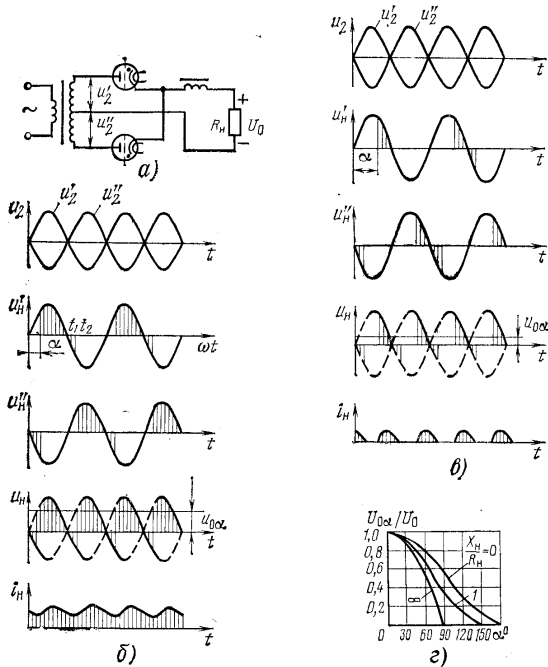


Рис. 9.8. Схема двухполупериодного регулируемого выпрямителя с индуктивным сглаживающим фильтром (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях при непрерывном токе (б) и импульсном (в), обобщенные регулировочные характеристики выпрямителя (г)

Таблица 9.1

$K_p = U_{0a}/U_0$	$m = 2$		$m = 3$		$m = 6$	
	$\alpha^\circ$	$K_p$	$\alpha^\circ$	$K_p$	$\alpha^\circ$	$K_p$
1,0	0	0,67	0	0,25	0	0,057
0,9	37	0,90	26	0,44	26	0,175
0,8	53	1,07	38	0,61	37	0,26
0,7	66	1,22	48	0,80	45	0,35
0,6	78	1,36	54	0,95	53	0,47
0,5	90	1,49	68	1,12	60	0,60

и требуемый угол регулирования. В табл. 9.1 показана зависимость угла  $\alpha$  и коэффициента пульсаций от коэффициента регулирования  $K_p$  и числа фаз  $m$  для случая активной нагрузки. Из таблицы видно, что при расширении пределов регулирования, т. е. при уменьшении  $K_p$ , резко возрастают пульсации выпрямленного напряжения, особенно в многофазных схемах.

### 9.5. ФАЗОРЕГУЛЯТОРЫ

Фазорегуляторы, применяемые для управляемых выпрямителей, могут выполняться на  $RC$ - или  $RL$ -цепочках.

Рассмотрим действие фазорегулятора с фазосдвигающей цепочкой  $RC$  (рис. 9.9). Фазорегулятор можно представить в виде моста, в котором два плеча образованы половинами вторичной обмотки

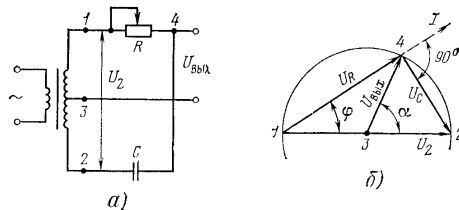


Рис. 9.9. Схема фазорегулятора с цепочкой  $RC$  (а) и его векторная диаграмма (б)

трансформатора и два плеча — реостатом  $R$  и конденсатором  $C$ . Выходное напряжение  $U_{BbK}$  сдвинуто по фазе на угол  $\alpha$  относительно напряжения  $U_2$  вторичной обмотки. Напряжение  $U_2$  приложено к цепи  $RC$ , по которой протекает ток  $I$ , опережающий напряжение  $U_2$  на угол  $\varphi$ , так как цепь  $RC$  имеет емкостный характер. На-

## 9.6. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НА ТРИНИСТОРАХ

пряжение на резисторе  $R$  совпадает по направлению с током  $I$ , а напряжение на конденсаторе отстает от тока на  $90^\circ$ .

Рассмотрим векторную диаграмму фазорегулятора: точки 1—4 на диаграмме соответствуют аналогичным точкам схемы. Вектор напряжения на резисторе  $U_R$  выходит из точки 1 и сдвинут на угол  $\varphi$  относительно вектора напряжения  $U_2$ . Вектор напряжения на конденсаторе  $U_C$  выходит из точки 2 перпендикулярно вектору  $U_R$ . Геометрическая сумма векторов  $U_R$  и  $U_C$  равна суммарному вектору  $U_2$ .

Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  снимается с точек 3, 4, поэтому его вектор будет выходить из точки 3 на середине вектора  $U_2$ . Конец вектора  $U_{\text{вых}}$  находится в точке 4. Векторы  $U_R$  и  $U_C$  всегда взаимно перпендикулярны, поэтому при изменении сопротивления резистора конец вектора  $U_{\text{вых}}$  будет описывать окружность с радиусом, равным  $U_{\text{вых}}$ . При изменении сопротивления резистора от максимума до нуля длина вектора  $U_R$  меняется от значения, близкого к  $U_2$  (при достаточно большой емкости конденсатора), до нуля. Угол  $\alpha$ , являющийся выходным параметром фазорегулятора, при этом меняется от нескольких градусов до  $180^\circ$ .

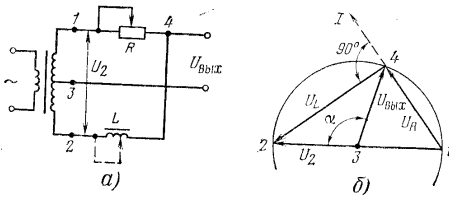


Рис. 9.10. Схема фазорегулятора с цепочкой  $RL$  (а) и его векторная диаграмма (б)

На рис. 9.10 приведены схема фазорегулятора с фазосдвигающей цепочкой  $RL$  и векторная диаграмма напряжений в нем. Ток в цепи  $RL$  отстает от напряжения  $U_2$  на угол  $\varphi$  из-за индуктивного характера. Вектор  $U_R$  совпадает с вектором тока  $I$ , а вектор напряжения  $U_L$  перпендикулярен вектору  $U_R$ , причем сумма этих векторов равна вектору напряжения  $U_2$ . Изменяя сопротивление резистора, можно изменять угол регулирования от величины  $\alpha = 90^\circ$  при  $\omega L = R_{\text{наг}}$  до  $180^\circ$  при  $R = 0$ .

Если одновременно с изменением сопротивления резистора изменять индуктивность  $L$  в значительных пределах, то можно получить изменение угла  $\alpha$  почти от нуля до  $180^\circ$ . В качестве регулируемой индуктивности применяют дроссель насыщения, в котором изменение индуктивности достигается изменением подмагничивающего тока.

Широкое применение триггисторов объясняется их следующими преимуществами по сравнению с тиристорами:

1) большей экономичностью из-за отсутствия накала и малого падения напряжения (около 2 В) в проводящем состоянии;

2) меньшим временем перехода триггистора в непроводящее состояние (т. е. меньшим временем восстановления), что уменьшает вероятность пробоя;

3) меньшей мощностью управления.

Схемы управляемых выпрямителей на триггисторах и на тиристорах аналогичны. Силовой трансформатор (рис. 9.11, а) имеет две вторичные обмотки: основную или силовую 1 и управления 2. Угол  $\alpha$  регулируется с помощью фазосдвигающей цепи  $R_1L$ , содержащей индуктивность в виде дросселя насыщения. Изменяя индуктивность дросселя подмагничивающим током, можно создавать сдвиг по

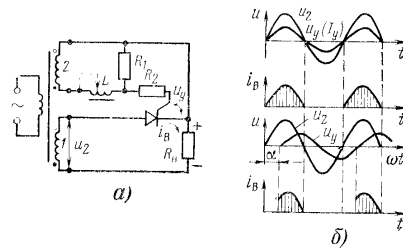


Рис. 9.11. Схема однофазного управляемого выпрямителя на триггисторе (а), диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

фазе  $\alpha$  между напряжением  $u_2$  вторичной обмотки 1 и управляющим напряжением  $u_2$  или током управления вторичной обмотки 2  $i_2$  (рис. 9.11, б). Отпирание триггистора происходит в тот момент, когда управляющее напряжение становится положительным, а запирающее обеспечивается подачей отрицательного напряжения на анод триггистора во время отрицательной полуволны напряжения вторичной обмотки. Управляющее напряжение снимается с резистора  $R_1$  и подается между катодом и управляющим электродом триггистора. Резистор  $R_2$  служит для ограничения тока управляющего электрода.

Кривые напряжений и токов двухполупериодного управляемого выпрямителя (рис. 9.12, а) аналогичны кривым на рис. 9.7, б. Вторичная обмотка трансформатора  $Tr_2$  имеет средний отвод, от которого управляющее напряжение подается на транзистор  $T_1$ . На второй транзистор управляющее напряжение подается от точки соединения фазосдвигающей цепи  $R_3C$ . Угол  $\alpha$  регулируется реостатом  $R_4$ . Диоды  $D_3, D_4$  служат для замыкания цепей управления тран-

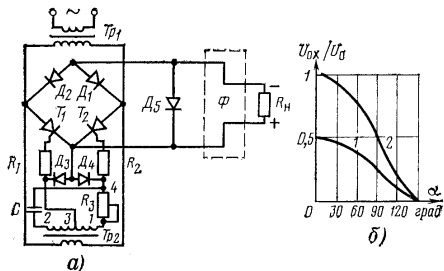


Рис. 9.12. Мостовая однофазная схема выпрямителя (а), регулировочные характеристики (б):

1 — для однополупериодного выпрямителя, 2 — для двухполупериодного

исторов. При положительном полупериоде напряжения ток управляющего электрода транзистора  $T_1$  проходит от точки 3 по резистору  $R_1$ , транзистору  $T_1$ , диоду  $D_4$  и резистору  $R_3$  к точке 1. В следующий полупериод открывается транзистор  $T_2$ , и его ток управления проходит через диод  $D_3$ .

В однофазной мостовой схеме выпрямления ток нагрузки протекает одновременно через два включенных последовательно вентиля, поэтому, чтобы регулировать выпрямленное напряжение, достаточно включить два транзистора. На входе индуктивно-емкостного сглаживающего фильтра ставится обратный диод  $D_5$  (нулевой), который за счет ЭДС самоиндукции дросселя при запирании транзистора замыкает цепь нагрузки. В результате этого уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения и повышается  $\cos \varphi$ . В маломощных выпрямителях нулевой диод можно не применять.

Трансформатор управления  $Tr_2$  обычно совмещается с силовым трансформатором  $Tr_1$ . При указанной полярно-

сти напряжений на обмотках (см. рис. 9.12) выпрямленный ток протекает в первый полупериод через вентили  $T_1, D_1$ , а во второй — через  $T_2, D_2$ .

Как следует из регулировочных характеристик (рис. 9.12, б), для одно- и двухполупериодной (кривые 1 и 2) схем выпрямления угол регулирования изменяется от 20—30° до 150—160°. Такой разброс в пределах регулиро-

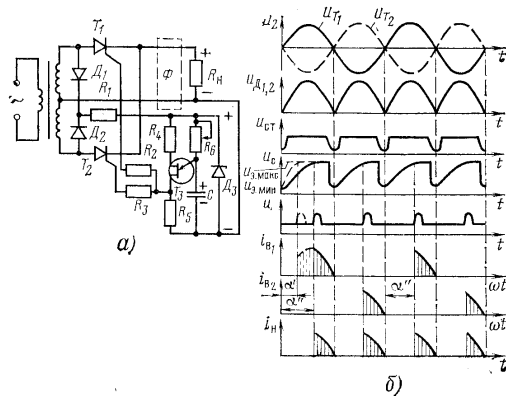


Рис. 9.13. Двухполупериодный тиристорный выпрямитель, управляемый прямоугольными импульсами (а) и диаграммы напряжения и тока в его цепях (б)

вания объясняется тем, что при синусоидальном напряжении у транзисторов наблюдается большой разброс по времени открывания. Для расширения пределов регулирования на управляющий электрод транзистора необходимо подавать импульсы с крутым передним фронтом. Для этой цели применяют быстродействующие магнитные усилители или генераторы импульсов на транзисторах.

В схеме двухполупериодного управляемого выпрямителя, показанной на рис. 9.13, а, транзисторы управляются прямоугольными импульсами, получаемыми с помощью вспомогательных диодов  $D_1, D_2$ , подключенных вместе с основными вентилями (транзисторами  $T_1, T_2$ ) к вторичной обмотке силового трансформатора. Выпрямленное напря-

жние, снимаемое после вспомогательных диодов  $D_1$  и  $D_2$ , имеет форму положительных полуволн переменного напряжения (рис. 9.13, б). С помощью обинного диода  $D_3$  и балластного резистора  $R_1$  это напряжение преобразуется в почти прямоугольные импульсы напряжения  $u_{c1}$  положительной полярности.

На двухбазовом диоде (или однопереходном транзисторе)  $T_3$ , имеющем падающий участок вольт-амперной характеристики, собран релаксационный генератор. Прямо-

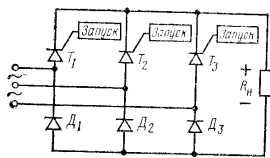


Рис. 9.14. Упрощенная трехфазная мостовая схема управляемого выпрямителя

угольные импульсы напряжения поступают через резистор  $R_1$  на вторую базу транзистора, а через резистор  $R_6$  на его эмиттер, заряжая конденсатор  $C$ . Конденсатор заряжается до тех пор, пока напряжение на эмиттере не достигнет величины  $U_{a\max}$ . Крутизна экспоненты напряжения заряда и время заряда конденсатора зависят от постоянной времени  $\tau_3 = R_6 C$ .

При достижении на конденсаторе напряжения  $U_{a\max}$  транзистор открывается, и конденсатор быстро разряжается через транзистор и резистор  $R_6$ , так как  $R_6 \ll R_n$ . Когда напряжение на эмиттере при разряде конденсатора достигнет значения  $U_{a\min}$ , транзистор закрывается и снова происходит заряд конденсатора следующим прямоугольным импульсом, т. е. процесс повторяется. В цепи первой базы на резисторе  $R_5$  создаются импульсы малой длительности положительной полярности, по форме близкие к прямоугольной. Эти импульсы являются управляющими для транзисторов. Постоянная времени цепи заряда конденсатора  $\tau_3 = R_6 C$  определяет угол запаздывания  $\alpha$  при открывании транзисторов. На рис. 9.13, б сплошной линией показана экспонента заряда конденсатора  $u_c$  при максимальном значении сопротивления  $R_6$  (угол  $\alpha'$ ), а штриховой линией — экспонента при меньшем сопротивлении резистора (угол  $\alpha$ ). На графиках также показаны токи транзисторов  $i_{T1}$ ,  $i_{T2}$  и ток нагрузки  $i_n$ .

Триггеры применяются и в многофазных схемах выпрямления. В трехфазной мостовой схеме управляемого выпрямителя (показанной на рис. 9.14 без схем управления) напряжение на нагрузке регулируется с помощью трех

триггеров —  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ . Триггеры открываются пусковыми импульсами, а запираются при поступлении на их аноды отрицательного напряжения. Нагрузку индуктивного характера необходимо шунтировать обратным диодом.

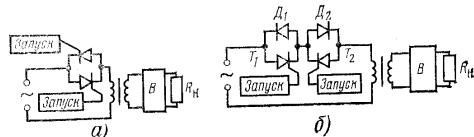


Рис. 9.15. Схемы встречно-параллельного (а) и встречно-последовательного (б) включения триггеров в управляемом выпрямителе

На рис. 9.15 приведены схемы встречно-параллельного и встречно-последовательного включения триггеров. При последовательном соединении каждый триггер шунтируется обычным диодом, и тогда в один полупериод переменный ток протекает через триггер  $T_1$  и диод  $D_2$ , а в последующий полупериод — через  $T_2$ ,  $D_1$ . Для схемы рис.

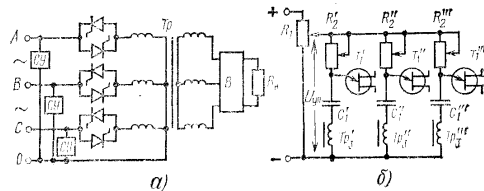


Рис. 9.16. Упрощенные схемы:

а — трехфазного выпрямителя со встречно-параллельным включением регулирующих триггеров на трехфазную обмотку; б — упрощенная трехфазная мостовая выпрямителя с включением однопереходных транзисторов

9.15, б запуск триггеров может быть от устройства, аналогичного устройству управления однофазным мостовым выпрямителем.

В трехфазных выпрямителях триггеры включаются встречно-параллельно в каждую фазу первичной обмотки силового трансформатора (рис. 9.16). Схема управления СВ каждой пары триггеров включается между соответствующей фазой и нулевым проводом. В трехфазном выпрямителе следует предусмотреть возможность регулиро-

вания момента отпирания транзисторов во всех трех фазах.

Для симметричности схем управления применяются переменные резисторы  $R_1, R_2$  (рис. 9.16, б), а сигнал управления в цепь эмиттеров однопереходных транзисторов поступает от общего источника. Изменяя сопротивление резисторов  $R_1, R_2$  в цепи управления каждой фазы, можно добиться желаемого результата. Выпрямленное напряжение при этом будет меняться от максимального значения до нуля.

Применение транзисторов существенно повышает КПД и надежность выпрямителей. Сложность схем управления и подверженность влиянию температуры являются недостатком управляемых транзисторных выпрямителей.

## Глава 10

### СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

#### 10.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Пульсации выпрямленного напряжения ухудшают или делают совершенно невозможной работу радиоэлектронных устройств. Так, например, пульсации выходного напряжения выпрямителей, питающих каскады передатчиков, приемников, усилителей, являются причиной фона — звуковых колебаний с частотой пульсаций. В электронно-лучевых трубках пульсации могут вызвать периодическое изменение яркости свечения, появление на экране грубых сетки, полос и т. д. Наличие пульсаций может привести к ложному срабатыванию автоматических устройств и механизмов. Поэтому на выходе выпрямителя необходим сглаживающий фильтр, доводящий пульсации выпрямленного напряжения до допустимой величины, практически не влияющей на работу радиоэлектронных устройств.

Коэффициент пульсаций в процентах определяется как отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей (частоты пульсаций) выпрямленного напряжения  $U_{\sim m}$  к среднему значению выпрямленного напряжения в нагрузке:

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} \cdot 100. \quad (10.1)$$

Способность фильтра снижать пульсации выпрямленного напряжения количественно оценивается коэффициентом сглаживания или коэффициентом фильтрации:

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}}, \quad (10.2)$$

где  $K_{\text{п.вх}}$  — коэффициент пульсаций на входе фильтра;  $K_{\text{п.вых}}$  — коэффициент пульсаций на выходе фильтра.

Кроме основного требования — обеспечения необходимого сглаживания — к фильтру предъявляется еще ряд дополнительных.

1. Фильтр не должен вносить заметных искажений в работу нагрузки, что особенно важно при импульсном характере нагрузки.

2. Фильтр не должен создавать значительных перенапряжений и бросков тока при включении и выключении выпрямителя или его нагрузки.

3. Во избежание возникновения резонансных явлений, приводящих к резкому возрастанию пульсаций выпрямленного напряжения, собственная частота фильтра в целом и отдельных его звеньев должна резко отличаться от основной частоты пульсаций, гармоник этой частоты, а также частоты сети. Это требование легче выполнить, если собственная частота фильтра значительно ниже частоты пульсаций.

4. Потери мощности и падение постоянной составляющей напряжения в фильтре должны быть минимальными.

5. Высокая надежность работы.

6. Малые габариты, масса и стоимость.

#### 10.2. ИНДУКТИВНЫЕ И ЕМКОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Индуктивный фильтр представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником (дроссель), включаемую последовательно с нагрузкой.

Индуктивный фильтр и эквивалентная ему схема приведены на рис. 10.1. Внутреннее сопротивление источника питания примем равным нулю. Обозначениям  $U_0$  и  $U_0'$  соот-

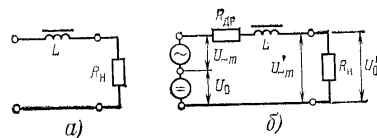


Рис. 10.1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы индуктивного фильтра

ветствуют постоянные напряжения на входе и выходе фильтра:  $U_m$  и  $U_m'$  — амплитуды напряжения первой гармоники частоты пульсаций на входе и выходе фильтра;  $R_{\text{дп}}$  — активное сопротивление дросселя фильтра.

Коэффициент пульсаций на выходе фильтра (или на нагрузке, когда фильтр отсутствует) определяется:

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} = \frac{I_{\sim m} R_{\text{п}}}{I_0 R_{\text{п}}} = \frac{I_{\sim m}}{I_0}, \quad (10.3)$$

где  $I_{\sim m}$  — амплитуда тока первой гармоники частоты пульсаций.

При включении фильтра коэффициент пульсаций на выходе будет

$$K_{\text{п.вых}} = \frac{U'_{\sim m}}{U'_0}, \text{ где } U'_{\sim m} = I_{\sim m} R_{\text{н}} \text{ и } U_0 = I_0 R_{\text{дп}}$$

$$I_{\sim m} = \frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + X_{\text{дп}}^2}}$$

$$= \frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}}; \quad I_0 = \frac{U_0}{R_{\text{н}} + R_{\text{дп}}}$$

и коэффициент пульсаций на выходе фильтра

$$K_{\text{п.вых}} = \frac{I'_{\sim m} R_{\text{н}}}{I_0 R_{\text{н}}} = \frac{\frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}}}{\frac{U_0}{R_{\text{н}} + R_{\text{дп}}}} =$$

$$= \frac{R_{\text{н}} + R_{\text{дп}}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}} \frac{U_{\sim m}}{U_0} =$$

$$= K_{\text{п.вх}} \frac{R_{\text{н}} + R_{\text{дп}}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}}, \quad (10.4)$$

где  $m$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления;  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$  — частота сети;  $m\omega = \omega_{\text{м}}$  — угловая частота пульсаций.

Тогда коэффициент сглаживания фильтра определяется:

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}} = \frac{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{дп}})^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}}{R_{\text{н}} + R_{\text{дп}}}. \quad (10.5)$$

Так как  $R_{\text{дп}} \ll R_{\text{н}}$ ,

$$q \approx \frac{\sqrt{R_{\text{н}}^2 + (m\omega L_{\text{дп}})^2}}{R_{\text{н}}}, \text{ откуда } L_{\text{дп}} = \frac{\sqrt{q^2 R_{\text{н}}^2 - R_{\text{н}}^2}}{m\omega} =$$

$$= \frac{\sqrt{R_{\text{н}}^2 (q^2 - 1)}}{m\omega},$$

а для получения достаточно хорошего сглаживания  $q \gg 1$ , и тогда

$$L_{\text{дп}} = \frac{R_{\text{н}} q}{m\omega}; \quad q = \frac{m\omega L_{\text{дп}}}{R_{\text{н}}}. \quad (10.6)$$

Как видно из (10.6), для получения достаточно высокого коэффициента сглаживания нужно увеличивать индуктивность дросселя, число фаз  $m$  и уменьшать сопротивление

нагрузки. Поэтому индуктивные сглаживающие фильтры применяются в многофазных мощных выпрямителях.

Достоинствами индуктивного фильтра являются простота схемы, небольшие потери мощности и незначительная зависимость выходного напряжения от изменения сопротивления нагрузки.

Недостатки фильтра:

1) перенапряжения, возникающие при отключении нагрузки или резком изменении ее величины. Это объясняется появлением ЭДС самоиндукции дросселя при резком изменении тока нагрузки. Поэтому в мощных выпрямителях рекомендуется параллельно дросселю включать разрядник, срабатывающие, когда напряжение на дросселе превышает определенный уровень;

2) непостоянство сглаживающего действия фильтра при изменении сопротивления нагрузки. Через дроссель протекает переменная и постоянная составляющие тока, причем последняя значительно больше по величине. Постоянный ток нагрузки создает в дросселе постоянное подмагничивающее поле, уменьшающее действующее значение магнитной проницаемости  $\mu_{\text{д}}$  сердечника (см. рис. 9.3, б). С увеличением тока нагрузки значение  $\mu_{\text{д}}$  (а значит, и индуктивность дросселя) уменьшается и сглаживающее действие дросселя снижается. Для уменьшения подмагничивающего поля в сердечнике дросселя предусматривается воздушный зазор.

Одно из главных требований к дросселю — обеспечение постоянства индуктивности при изменении тока нагрузки. Применение воздушного зазора позволяет получить большую линейность характеристики намагничивания сердечника дросселя. Расчет оптимального зазора, обеспечивающего достаточную линейность характеристики, проводится по соответствующим графикам и формулам.

Емкостный фильтр (рис. 10.2, а) представляет собой конденсатор, включаемый параллельно нагрузке. Эквивалентная схема емкостного фильтра приведена на рис. 10.2, б. При однополупериодном выпрямлении конденсатор  $C$  фильтра заряжается импульсом тока через ventиль и разряжается на нагрузку  $R_{\text{н}}$  один раз в течение периода сети. В многофазном выпрямителе заряд и разряд конденсатора происходят с частотой пульсаций  $f_{\text{п}} = m/T_{\text{с}}$ , где  $T_{\text{с}} = 1/f$  — период сетевого напряжения  $U_{\text{с}}$ .

Напряжение на нагрузке  $U_0 = U_0' + \Delta U_0/2$  (рис. 10.2, а). Изменение напряжения на нагрузке  $\Delta U_0$  зависит в основном от емкости конденсатора  $C$  и сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ .

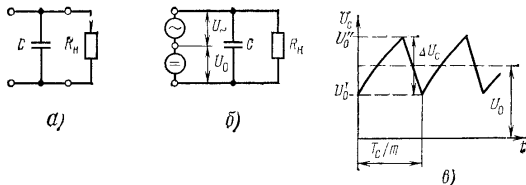


Рис. 10.2. Принципиальная схема емкостного фильтра (а), эквивалентная (б) и диаграмма напряжения на конденсаторе фильтра (в)

Это изменение напряжения представляет собой удвоенную амплитуду пульсаций:  $\Delta U_c = 2U_{\sim m}$ .

Коэффициент пульсаций напряжения нагрузки определяется по формуле

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\sim m}}{U_n} = \frac{1}{2} \frac{\Delta U_c}{U_n} \quad (10.7)$$

Значение  $\Delta U_c$  определяется из выражения  $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$ ,

$$\text{откуда } \Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_0/m} i_c dt.$$

Считая в первом приближении ток разряда конденсатора равным среднему значению выпрямленного тока  $i_c \cong I_0$ , получаем

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_0/m} I_0 dt = I_0 \frac{1}{C} \frac{T_0}{m} = I_0 \frac{1}{m/C} \quad (10.8)$$

Подставляя значение  $\Delta U_c$  из (10.8) в (10.7), получаем

$$K_{\text{п}} = \frac{1}{2} \frac{I_0}{U_0} \frac{1}{m/C}$$

а так как  $U_0/I_0 = R_n$ , то  $K_{\text{п}} = \frac{1}{2m/CR_n}$ . Выражая коэффициент пульсаций в процентах, сопротивление нагрузки в омах, емкость конденсатора в микрофарадах, и частоту сети в герцах, получим

$$K_{\text{п}} = \frac{10^8}{2m/CR_n} \quad (10.9)$$

Из (10.9) следует, что получить достаточно малое значение коэффициента  $K_{\text{п}}$  при заданной емкости конденсатора можно при большом сопротивлении нагрузки, поэтому емкостный фильтр применяют в маломощных выпрямителях. Формула (10.9) справедлива для определения коэффициента пульсаций, когда его величина не превышает нескольких процентов (2—3%).

Основное достоинство фильтра — простота, к недостаткам можно отнести:

- 1) большую величину зарядного тока конденсатора, а значит, большую амплитуду прямого тока через вентиль в выпрямителе;
- 2) большую величину обратного напряжения на вентиле.

Кроме того, при емкостных фильтрах нельзя применять выпрямители с газоразрядными вентилями, так как из-за малого времени протекания тока вентили могут не успевать зажигаться, что приводит к пропуску фазы.

### 10.3. ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

На рис. 10.3, а представлена схема Г-образного фильтра, входным элементом которого является индуктивность дросселя  $D_p$ . При соблюдении условия  $X_{дp} > X_c$ ,

т. е.

$$m\omega L_{дp} > \frac{1}{m\omega C} \text{ и } X_{дp} > R_n \quad (10.10)$$

реакция фильтра будет индуктивного характера. Дроссель и конденсатор, используемые совместно, более эффективно выполняют функции сглаживания, чем при раздельном включении, если выполняются неравенства

$$X_{дp} \gg R_n \text{ и } X_c \ll R_n \quad (10.11)$$

Если конденсатор отключить, то при одной индуктивности амплитуда переменной составляющей тока в цепи нагрузки составит

$$I_{\sim m} = \frac{U_{\sim m}}{X_{дp} + R_n}$$

При подключении конденсатора ток возрастает до значения  $I_{\sim m} = U_{\sim m}/X_{дp}$ , благодаря чему возрастают пульсации напряжения на дросселе и уменьшаются пульсации на нагрузке.

Коэффициент сглаживания фильтра

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}}, \text{ где } K_{п.вх} = \frac{U_{\sim m}}{U_0}, \text{ а } K_{п.вых} = \frac{U_{\sim m}}{U'_0}.$$

Амплитуды напряжения частоты пульсаций на входе и выходе фильтра определяются соответственно:

$$U_{\sim m} = I_{\sim m} Z; \quad U'_0 = I_{\sim m} Z',$$

где  $Z$  и  $Z'$  — полные или вообще сопротивления на входе и выходе фильтра (рис. 10.3, б). Учитывая, что  $R_H \gg X_C$ ,

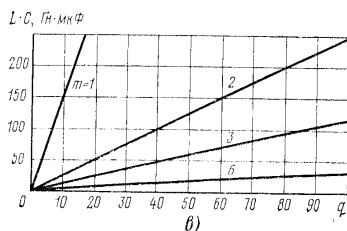
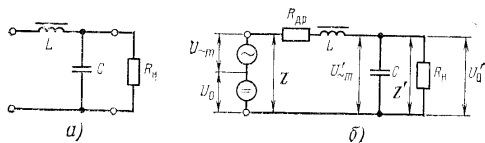


Рис. 10.3. Принципиальная схема Г-образного индуктивно-емкостного фильтра (а), эквивалентная (б) и график для определения значений  $LC$  (в)

$R_{др} \ll X_{др}$ , а  $Z = R_{др} + X_{др} + Z'$  и  $Z' = \frac{R_H X_C}{R_H + X_C}$ , получаем  $Z = j\omega L - j \frac{1}{m\omega C}$ ,  $Z' = -j \frac{1}{m\omega C}$ . Пренебрегая падением напряжения на дросселе от постоянной составляющей тока, т. е. допуская  $U_0 = U'_0$ , можно записать

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{U_{\sim m}}{U'_{\sim m}} = \frac{Z}{Z'}.$$

Переходя от комплексных величин  $Z$  и  $Z'$  к модулям, получаем

$$q = \frac{|Z|}{|Z'|} = \frac{m\omega L - \frac{1}{m\omega C}}{1/m\omega C} = m^2 \omega^2 LC - 1 \text{ или} \\ LC = \frac{q+1}{m^2 \omega^2}. \quad (10.12)$$

Из полученного выражения следует, что значения  $L$  и  $C$  тем меньше, чем больше число фаз выпрямления  $m$  и выше частота сети. Выражая индуктивность дросселя в генри, а емкость конденсатора в микрофарадах, получаем:

на частоте сети

$$f = 50 \text{ Гц} \quad LC = \frac{10(q+1)}{m^2}; \quad (10.13)$$

$$\text{на частоте сети } f = 400 \text{ Гц} \quad LC = \frac{0,16(q+1)}{m^2}. \quad (10.14)$$

По этим выражениям, задавая емкостью фильтра, можно найти индуктивность. Для получения индуктивного характера реакции фильтра на выпрямитель необходимо выполнение неравенства (10.10). Для исключения резонансных явлений собственная частота фильтра  $\omega_0$  должна быть ниже частоты пульсаций, что достигается выполнением условия  $\omega_0 \leq 0,5m\omega$ , где  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  — собственная частота фильтра, и тогда  $LC \geq 4/m^2\omega^2$ . Учитывая (10.12), получаем

$$q \geq 3 \text{ при } \omega_0 \leq 0,5m\omega. \quad (10.15)$$

Таким образом, для исключения возможности резонансных явлений сглаживания не менее трех. На рис. 10.3, в приведен график, позволяющий по известным значениям  $q$ ,  $m$  и частоте сети 50 Гц определять индуктивность дросселя, задавая номинальным значением емкости для конденсаторов одного типа. Из (10.10) для индуктивной реакции фильтра можно получить минимальное значение индуктивности дросселя:

$$L_{min} = \frac{2R_H}{(m^2 - 1) m \omega}. \quad (10.16)$$

На рис. 10.4, а показан П-образный фильтр, представляющий собой комбинацию фильтров: емкостного  $C_1$  и Г-образного индуктивно-емкостного  $LC_2$ . Для расчета тако-



го фильтра задаются коэффициентом пульсаций на входе и находят входную емкость, мкФ:

$$C_1 = \frac{100H}{K_n R_B}, \quad (10.17)$$

где  $K_n$  — в процентах;  $R_B$  — сопротивление фазы выпрямителя, Ом;  $H$  — вспомогательный коэффициент, зависящий от схемы выпрямления и частоты (см. рис. 18.3)

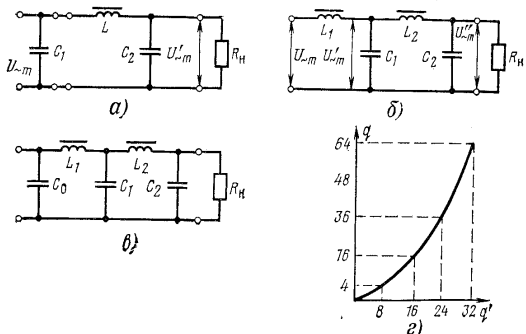


Рис. 10.4. Принципиальная схема П-образного фильтра (а), двухзвенного Г-образного (б), комбинированного П- и Г-образного (в), график для определения коэффициента сглаживания двухзвенного фильтра (г)

В случае применения электролитических конденсаторов, имеющих небольшую допустимую амплитуду переменного напряжения ( $U_{\sim m \text{ доп}}$ ), значение  $K_n$  должно быть не более 10%. Исходя из допустимого значения  $K_n$  в вых., находят коэффициент сглаживания и по (10.13) и (10.14) рассчитывают элементы Г-образного фильтра. Для однотипности конденсаторов рекомендуется принимать  $C_1 = C_2$ . При необходимости высоких значений коэффициента сглаживания ( $q > 50$ ) более экономично применение многозвенных фильтров, что позволяет уменьшить габариты дросселя. Для двухзвенного LC-фильтра в виде последовательного соединения двух Г-образных фильтров (рис. 10.4, б) коэффициент сглаживания определяется:

$$q = \frac{K_{н.вх}}{K_{н.вых}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} : \frac{U'_{\sim m}}{U'_0},$$

Пренебрегая падением напряжения постоянного тока на дросселях, имеем

$$q \approx \frac{U_{\sim m}}{U'_{\sim m}} = \frac{U_{\sim m}}{U'_{\sim m}} \frac{U'_m}{U_{\sim m}} = q_1 q_2, \quad (10.18)$$

где  $q_1 = U_{\sim m}/U'_{\sim m}$  — коэффициент сглаживания первого звена фильтра;  $q_2 = U_{\sim m}/U'_{\sim m}$  — коэффициент сглаживания второго звена. Из (10.18) следует, что коэффициент сглаживания двухзвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных звеньев.

Коэффициент сглаживания фильтра из  $n$  звеньев определяется  $q = q_1 q_2 \dots q_n$ , и при  $q_1 = q_2 = \dots q_n$  получим

$$q = q^n. \quad (10.19)$$

Сравним коэффициенты сглаживания однозвенного и двухзвенного Г-образного фильтров, считая, что их суммарные емкости и индуктивности одинаковы, т. е.

$$L = L_1 + L_2 = 2L_1; \quad C_1 + C_2 = 2C_1. \quad (10.20)$$

Из (10.12) для Г-образного фильтра, пренебрегая единицей в правой части выражения при  $q > 10$ , получаем для однозвенного фильтра

$$q' = m^2 \omega^2 L_1 C_1, \quad (10.21)$$

и для двухзвенного фильтра

$$q = (q_1)^2 = (m^2 \omega^2 L_1 C_1)^2, \quad (10.22)$$

где  $q_1 = m^2 \omega^2 L_1 C_1$  — коэффициент сглаживания одного звена в двухзвенном фильтре.

Из (10.21) и (10.22) видно, что  $m^2 \omega^2 L_1 C_1 = q'/4$  и

$$q = (q')^2/16. \quad (10.23)$$

По (10.23) построен график на рис. 10.4, г. Из графика следует, что при выполнении условия (10.20) и коэффициенте  $q < 16$ , эффективнее сглаживание однозвенным фильтром ( $q' > q$ ), а при  $q > 16$  — двухзвенным.

Если учесть, что два дросселя с индуктивностью  $L_1$  неравноценны по габаритам, массе и стоимости, то двухзвенный фильтр можно считать более экономичным, чем однозвенный, лишь при более высоком коэффициенте сглаживания, а именно при  $q > 50$ .

При расчете двухзвенного фильтра по заданному коэффициенту  $q$  и при одинаковых элементах  $L_1 = L_2$ ,  $C_1 = C_2$  находят коэффициент сглаживания одного звена  $q_1 = \sqrt{q}$ , а затем, задавая стандартной емкостью фильтра, нахо-

для индуктивности одного звена из (10.13) или (10.14). Если на входе двухзвенного фильтра включить конденсатор  $C_0$ , то фильтр будет двухзвенным П-образным (рис. 10.4, в) и расчет его проводится с учетом сказанного о П-образном однозвенном фильтре.

Дроссель фильтра обычно включают в незаземленный провод выпрямителя. При заземленном минусовом проводе это упрощает крепление электролитических конденсаторов, корпус которых соединяется с одним из выводов конденсатора и с шасси устройства. Взаимное расположение дросселя и силового трансформатора выпрямителя должно исключать магнитную связь между ними.

#### 10.4. РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

При больших сопротивлениях нагрузки (порядка десятков килоом), т. е. в выпрямителях с мощностью не более 10—15 Вт, применяют активно-емкостные (резистивно-ем-

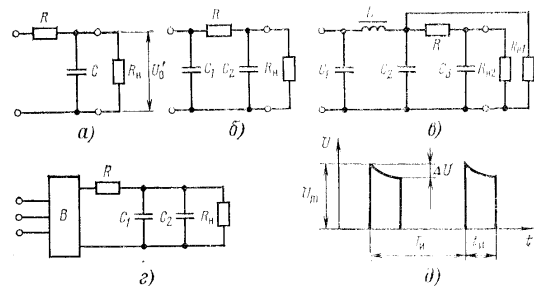


Рис. 10.5. Принципиальная схема Г-образного  $RC$ -фильтра (а), П-образного (б), двухзвенного  $LCR$ -фильтра (в), включение высоко-частотного конденсатора (г), разряд конденсатора (д)

костные)  $RC$ -фильтры. Коэффициент сглаживания Г-образного  $RC$ -фильтра (рис. 10.5, а) определяется:

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{U_{-м}}{U_0} : \frac{U'_{-м}}{U'_0} = \frac{U'_0}{U_0} \left| \frac{Z}{Z'} \right|. \quad (10.24)$$

Обычно сопротивление резистора  $R$  не менее  $0,2 R_n$ , поэтому постоянные напряжения  $U_0$  и  $U'_0$  отличаются по величине не менее чем на 20%. Для получения достаточно большо-

го коэффициента сглаживания должно выполняться условие

$$X_c = 1/\omega C \ll R_n \text{ и } R \gg X_c. \quad (10.25)$$

С учетом этого условия можно записать

$$|Z| \approx \sqrt{R^2 + X_c^2} \approx R; \quad |Z'| = X_c,$$

и тогда (10.24) приобретает вид

$$q = \frac{U'_0}{U_0} \frac{R}{X_c}.$$

Учитывая, что  $U_0 = I_0 (R + R_n)$ , а  $U'_0 = I_0 R_n$ , получим

$$q = \frac{R}{X_c} \frac{R + R_n}{R_n} = \frac{R}{R_n} (R + R_n) \omega C.$$

Выражая  $R$  и  $R_n$  в омах, емкость  $C$  в микрофарадах, получим на частоте  $f = 50$  Гц

$$RC \frac{R_n}{R + R_n} \approx 3200 \frac{q}{m}; \quad (10.26)$$

на частоте  $f = 400$  Гц

$$RC \frac{R_n}{R + R_n} \approx 400 \frac{q}{m}. \quad (10.27)$$

При расчете  $RC$ -фильтра задаются либо сопротивлением резистора  $R = (0,2 \div 1,0) R_n$  и по (10.26) и (10.27) определяют емкость, обеспечивающую требуемый коэффициент сглаживания, либо емкостью и находят сопротивление резистора. Напряжение на фильтре не должно превышать напряжение нагрузки. Чем больше емкость фильтра, тем меньше сопротивление резистора для получения заданного коэффициента сглаживания.

На рис. 10.5, б показан П-образный  $RC$ -фильтр, расчет которого проводят аналогично Г-образному с учетом емкости на входе фильтра.

Преимущество  $RC$ -фильтров заключается в их малых габаритах, массе и стоимости. Основной недостаток — низкий КПД вследствие потерь на резисторе, что допустимо для выпрямителей малой мощности. Двухзвенный фильтр  $LC$  и  $RC$  (рис. 10.5, в) применяется в выпрямителях с двумя выходными напряжениями, причем для более высокого (нагрузка  $R_{п1}$ ) допускается больший по величине коэффициент пульсаций. Второе выходное напряжение (нагрузка  $R_{п2}$ ) будет меньше по величине из-за падения напряжения на резисторе фильтра, и коэффициент пульсаций будет меньше.

В радиоприемниках  $LC$ -фильтр включается перед усилителем мощности, а  $RC$ -фильтр — перед предварительным усилителем низкой и каскадами высокой частоты. В анодных цепях ламп и коллекторных цепях транзисторов  $RC$ -фильтры играют роль цепей развязки по переменному току соответственно низкой и высокой частоты

### 10.5. СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР ПРИ ИМПУЛЬСНОЙ НАГРУЗКЕ

Импульсная нагрузка выпрямителя имеет место при питании импульсных генераторов и усилителей, причем конденсатор на выходе фильтра является емкостным накопителем энергии. Кроме обеспечения необходимого сглаживания фильтр при работе на импульсную нагрузку не должен искажать форму импульса тока в нагрузке. В случае недостаточной емкости конденсатора фильтра вершина импульса будет иметь экспоненциальную форму, характеризующую частичный разряд конденсатора (рис. 10.5, б).

Искажения вершины импульса количественно оцениваются неравномерностью импульса при вершине (или коэффициентом схода вершины импульса  $\delta\%$ ):

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} 100. \quad (10.28)$$

Исходя из допустимой неравномерности  $\delta$  емкость конденсатора фильтра определяется:

$$C = \frac{t_n}{R_H \ln \frac{1}{1-\delta}}, \quad (10.29)$$

где  $C$  — емкость, Ф;  $t_n$  — длительность импульса, с;  $R_H$  — сопротивление импульсной нагрузки, Ом,  $\delta$  — в относительных единицах.

При малой длительности импульсов (единицы, десятки доли микросекунд) и высокой частоте повторения импульсов ( $F_H = 1/T_H$  — десятки килогерц) электролитические конденсаторы в качестве накопителей не применяются. В этом случае применяются конденсаторы, допускающие работу на указанных частотах.

При одновременном питании от одного выпрямителя  $B$  устройств с непрерывной и импульсной нагрузками следует параллельно электролитическому конденсатору  $C_1$  с емкостью, обеспечивающей необходимый коэффициент пульсаций, включить конденсатор  $C_2$  (рис. 10.5, в), емкости которого определяются по (10.29). Тип конденсатора  $C_2$  должен соответствовать высокой частоте повторения импульсов. Включение одного высокочастотного конденсатора целесообразно в связи с тем, что его габариты значительно больше габаритов электролитического при одинаковой емкости. Практически емкость конденсатора  $C_2$  будет существенно меньше емкости конденсатора  $C_1$ . При определении коэффициента пульсаций на выходе фильтра общая емкость определяется как  $C_{общ} = C_1 + C_2$ , а общее сопротивление нагрузки выпрямителя как

$$R_{H,общ} = \frac{R_H' R_H}{R_H' + R_H},$$

где  $R_H''$  — усредненное сопротивление импульсной нагрузки выпрямителя;  $R_H' = \frac{U_0}{I_0}$  — сопротивление непрерывной нагрузки;

$$R_H'' = R_H Q \text{ и } Q = T_H / t_n, \quad (10.30)$$

где  $Q$  — скважность импульсов.

При раздельной компоновке импульсного устройства и источника питания конденсатор  $C_2$  целесообразно размещать в блоке импульсного устройства.

Пример. Рассчитать емкость фильтра для генератора импульсов с параметрами: амплитуда импульсов напряжения  $U_m = 100$  В, амплитуда тока в импульсе  $I_m = 1$  А, неравномерность импульсов при вершине  $\delta = 1\%$ , длительность импульсов  $t_n = 1$  мкс, частота следования импульсов  $F_H = 20$  кГц. Определяем сопротивление нагрузки в импульсе  $R_H = \frac{U_m}{I_m} = 100$  Ом. Величина емкости фильтра [см. (10.29)]

$$C = \frac{t_n}{R_H \ln \frac{1}{1-\delta}} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{100 \ln \frac{1}{1-0,01}} = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}.$$

### 10.6. РЕЗОНАНСНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В резонансом сглаживающем фильтре используется колебательный контур, настроенный на частоту пульсаций. На рис. 10.6, а показан П-образный фильтр с параллельным резонансным контуром, включенным последовательно с нагрузкой («фильтр-пробка»). При настройке контура в резонанс его сопротивление для тока частоты пульсаций резко возрастает (до десятков килоом), значительно превышая сопротивление  $Z'$ , что обеспечивает высокое значение коэффициента сглаживания.

Коэффициент сглаживания  $\Gamma$ -образной части фильтра определяется:

$$q = \frac{|Z|}{|Z'|} = \frac{\sqrt{Z_{к,рез}^2 + (Z')^2}}{Z'}$$

где  $Z_{к,рез} = L_H / C_H r_H$  — резонансное сопротивление параллельного контура;  $r_H$  — активное сопротивление контура, фактически это активное сопротивление обмотки дросселя;  $Z' = X_{C2}$  — сопротивление на выходе фильтра;  $X_{C2} \ll R_H$ , так как  $Z_{к,рез} \gg Z'$ . Коэффициент сглаживания выразится:

$$q = \frac{Z_{к,рез}}{X_{C2}} = \frac{L_H}{C_H r_H} m \omega C_2. \quad (10.31)$$

Здесь  $L_K$  — в генри;  $r_K$  — в омах;  $C_{K1}, C_{K2}$  — в микрофарадах. При расчете задаются емкостью  $C_1$  и находят коэффициент пульсаций на входе. Затем задаются емкостью или индуктивностью параллельного контура и из условия резонанса

$$m\omega L_K = \frac{1}{m\omega C_K} \quad (10.32)$$

находят величину другого элемента контура. Далее проводят конструктивный расчет дросселя и находят его активное сопротивление. Коэффициент сглаживания определяется из (10.31).

Основное достоинство резонансного фильтра — более высокий коэффициент сглаживания, чем у ранее описанных LC-фильтров. К недостаткам относятся зависимость ко-

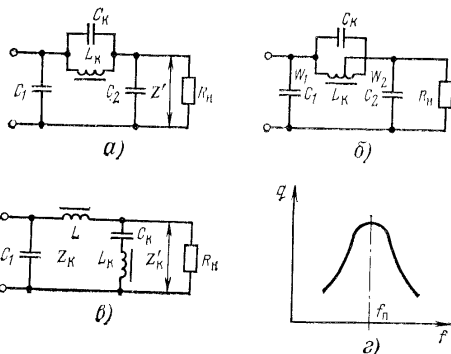


Рис. 10.6. Принципиальные схемы резонансных фильтров с параллельным резонансным контуром (а, б), с последовательным (в), резонансная кривая (г)

эффициента сглаживания от частоты сети (рис. 10.6, г), зависимость индуктивности дросселя от тока нагрузки и малое значение коэффициента сглаживания для высших гармоник выпрямленного тока. Для ослабления напряжения высших гармоник последовательно с основным резонансным контуром включается ряд контуров, настроенных на их частоты.

В многофазных выпрямителях ( $m \geq 3$ ) не следует применять резонансные фильтры, если в трехфазном источнике возможна асимметрия фаз.

На рис. 10.6, б представлена схема автотрансформаторного включения параллельного контура в П-образном фильтре. При таком включении емкость контура  $C_K$  определяется из выражения для эквивалентной емкости:

$$C_{K, \text{э}} = C_K \left( \frac{W_1 + W_2}{W_1} \right)^2, \quad (10.33)$$

которая в свою очередь, определяется из условия резонанса:

$$1/m\omega C_{K, \text{э}} = m\omega L_K.$$

$W_1, W_2$  — числа витков основной и дополнительной обмоток дросселя.

Автотрансформаторное включение контура позволяет уменьшить емкость и, следовательно, габариты конденсатора  $C_K$ . Дополнительная обмотка  $W_2$  наматывается проводом меньшего диаметра, чем основная  $W_1$ , так как по ней не протекает ток нагрузки. Поэтому габариты дросселя существенно не увеличиваются.

На рис. 10.6, в приведена схема П-образного фильтра с последовательным резонансным контуром, включенным параллельно нагрузке. При резонансе сопротивление контура чисто активное и  $Z_{K, \text{рез}} = r_K$ . Коэффициент сглаживания П-образной части фильтра определяется:

$$q = \frac{Z}{Z'} = \frac{\sqrt{X_L^2 - Z_{K, \text{рез}}^2}}{Z'}$$

а так как

$$X_L \gg Z_{K, \text{рез}}, \quad q \approx \frac{X_L}{Z_{K, \text{рез}}} = \frac{m\omega L}{r_K}. \quad (10.34)$$

При настройке контура на частоту пульсаций его сопротивление становится весьма малым, ток частоты пульсаций шунтируется контуром и, кроме того, будет значительно ослабляться дросселем  $L$ . Фильтр имеет высокий коэффициент сглаживания. Последовательный контур в П-образном фильтре называется резонансным шунтом или режекторным фильтром. Выбор емкости на входе фильтра  $C_1$  и определение коэффициента пульсаций производится так же, как и для фильтра с параллельным контуром. Затем задаются емкостью последовательного контура и из условия резонанса (10.32) находят индуктивность дросселя  $L_K$ .

После конструктивного расчета дросселя, в результате которого определяется его активное сопротивление  $r_L$ , при заданном значении коэффициента сглаживания находят из (10.34) величину индуктивности дросселя  $L$ .

Достоинства и недостатки фильтра рис. 10.6, *в* сохраняются и для рассматриваемого фильтра, но, поскольку ток нагрузки не протекает по дросселю контура, то при изменении нагрузки резонанс не нарушается. Кроме того, нет резкого снижения коэффициента сглаживания для высших гармоник из-за возрастания индуктивного сопротивления дросселя с ростом частоты. Это частично компенсирует уменьшение коэффициента  $q$  из-за расстройки контура на высших гармониках частоты пульсаций. Обычно резонансные фильтры применяются для однофазных выпрямителей, когда основная гармоника преобладает в кривой выпрямленного напряжения, а частота питающей сети достаточно стабильна.

### 10.7. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ФИЛЬТРАХ

При включении и отключении сети, а также при резких изменениях нагрузки в фильтре возникают переходные процессы, которые могут привести к перенапряжениям и броскам тока в элементах фильтра и выпрямителя. Несмотря на малую продолжительность этих процессов, они могут быть причиной выхода из строя вентиля из-за резкого возрастания обратного напряжения и прямого тока, а также пробоя конденсаторов или изоляции дросселей и слобового трансформатора. Переходные процессы могут носить колебательный характер. В этом случае их можно рассматривать как свободные затухающие колебания в контуре, возникающие при подключении его к источнику постоянного тока.

Собственная угловая частота этих колебаний определяется выражением

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

На рис. 10.7, *а* показана эквивалентная схема Г-образного индуктивно-емкостного фильтра, подключенного к выпрямителю. Переходные процессы в контуре описываются уравнением

$$U_0 = u_r + u_L + u_C = i_B R_B + L \frac{di_B}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt, \quad (10.35)$$

где  $U_0$  — напряжение выпрямителя при холостом ходе (при отключенной нагрузке);  $i_B = i_L + i_C$  — ток выпрямителя во время переходного процесса;  $i_B$  и  $i_C$  — соответственно ток нагрузки и конденсатора;  $R_B = r_{rp} + R_L + R_B$  — внутреннее сопротивление выпрямителя; трансформатора, диодов и дросселя фильтра.

На рис. 10.7, *б* представлены кривые свободных затухающих колебаний напряжения и тока, возникающих при включении выпрямителя. Математический анализ уравнения (10.35) позволяет опре-

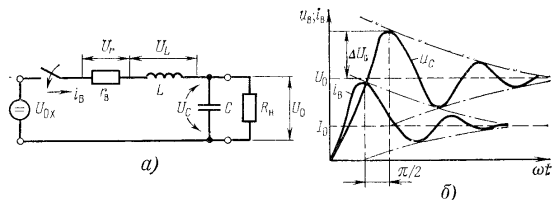


Рис. 10.7. Эквивалентная схема LC-фильтра (*а*), график свободных затухающих колебаний в фильтре (*б*)

делить сдвиг по фазе между максимумами тока  $i_B$  и напряжения  $u_C$ , который составляет примерно  $\pi/2$ . Максимальное напряжение на конденсаторе

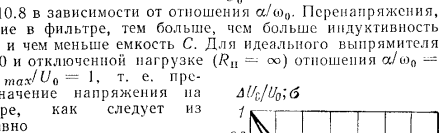
$$U_{C \max} = U_0 + \Delta U_{C \max} = U_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{C \max}}{U_0} \right). \quad (10.36)$$

Отношение  $\frac{\Delta U_{C \max}}{U_0}$  зависит от коэффициента затухания колебательного процесса:

$$\alpha = \frac{1}{2L} \left( \frac{1}{R_B C} + R_B \right), \quad (10.37)$$

$R_B = U_0 / I_B$  — сопротивление нагрузки выпрямителя;  $R_B = r_B$ .

Внутреннее сопротивление выпрямителя  $R_B$  может быть определено из его нагрузочной характеристики. Относительная величина перенапряжений на конденсаторе  $\frac{\Delta U_{C \max}}{U_0}$  определяется из графика рис. 10.8 в зависимости от отношения  $\alpha / \omega_0$ . Перенапряжения, возникающие в фильтре, тем больше, чем больше индуктивность дросселя  $L$  и чем меньше емкость  $C$ . Для идеального выпрямителя при  $R_B = 0$  и отключенной нагрузке ( $R_B = \infty$ ) отношения  $\alpha / \omega_0 = 0$ ,  $\Delta U_{C \max} / U_0 = 1$ , т. е. предельное значение напряжения на конденсаторе, как следует из (10.36), равно



$U_{C \max} = 2U_0$ .

Если максимальное напряжение на конденсаторе  $U_{C \max}$  превышает допустимое значение, а уменьшить индуктивность дросселя нельзя из-за необходимости обеспечения требуемого коэффициента сглаживания, то для уменьшения перенапряжения последовательно с дросселем нужно включить добавочный, так называемый пусковой резистор с сопротив-

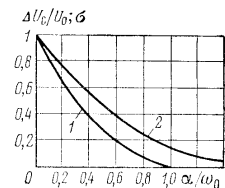


Рис. 10.8. График для определения перенапряжений в фильтре

лением  $R_{\text{пуск}}$ . При этом активное внутреннее сопротивление выпрямителя возрастает:

$$R_B = r_{\text{тр}} + R_i + R_{\text{дп}} + R_{\text{пуск}}$$

и коэффициент затухания  $\alpha$  увеличивается, что приводит к уменьшению  $U_{\text{с max}}$ . В выпрямителях малой мощности из-за большого сопротивления  $R_B$  перенапряжения в фильтре незначительны. В мощных выпрямителях спустя некоторое время после включения пусковой резистор замыкается накоротко. При питании выпрямителя через автотрансформатор или другой регулятор напряжения пусковой резистор не требуется, так как напряжение можно плавно увеличивать до номинального значения. Для мощных выпрямителей допустимой считается величина перенапряжений на конденсаторе до 20%.

При резких изменениях сопротивления нагрузки от  $R_B$  до  $R'_B$  в фильтре также создаются перенапряжения и броски тока. Максимальное напряжение на конденсаторе определяется выражением, аналогичным (10.36):

$$U'_{\text{с max}} = U_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{\text{с max}}}{U_0} \right), \quad (10.38)$$

где отношение  $\Delta U_{\text{с max}}/U_0$  определяется по рис. 10.8 в зависимости от произведения

$$\frac{\Delta U_{\text{с max}}}{U_0} \left( \frac{U_0}{I_0 - I'_0} \sqrt{\frac{C}{L}} \right) = \sigma. \quad (10.39)$$

При определении величины  $\alpha$  вместо сопротивления нагрузки  $R_B$  в (10.37) надо подставить значение  $R'_B = U_0/I'_0$ , где  $I'_0$  — измененный ток нагрузки. Найдя из графика значение  $\sigma$ , по отношению  $\alpha/\omega_0$  определяем значение

$$\frac{\Delta U'_{\text{с max}}}{U_0} = \frac{\sigma}{\frac{U_0}{I_0 - I'_0} \sqrt{\frac{C}{L}}} \quad (10.40)$$

и затем из выражения (10.38) значение  $U'_{\text{с max}}$ .

При холостом ходе выпрямителя  $R_B = \infty$  и  $I'_0 = 0$ ; для идеального выпрямителя  $R_B = 0$ , отношение  $\alpha/\omega_0 = 0$ , и тогда, преобразуя выражение (10.40), получаем

$$\frac{\Delta U'_{\text{с max}}}{U_0} = \frac{1}{U_0 I_0 \sqrt{\frac{C}{L}}} = \frac{\sqrt{L/C}}{U_0 I_0},$$

а так как  $U_0/I_0 = R_B$  и  $\sqrt{L/C} = \rho$  — волновое сопротивление контура, то

$$\frac{\Delta U'_{\text{с max}}}{U_0} = \frac{\rho}{R_B}. \quad (10.41)$$

Волновое сопротивление  $\rho$  контура фильтра практически всегда меньше сопротивления нагрузки  $\rho < R_B$ , поэтому напряжение на конденсаторе при сбросе нагрузки ( $R_B = \infty$ ) будет  $U_{\text{с max}} < 2U_0$ . Для уменьшения возникающих перенапряжений последовательно с конденсатором фильтра можно включить резистор небольшого сопротивления (десятки ом).

## 10.8. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФИЛЬТРЫ

Сглаживающие LC-фильтры чаще всего применяются в выпрямителях большой и средней мощности. При большой мощности выпрямителя величина индуктивности дросселя получается сравнительно малой, поэтому падение напряжения на дросселе от постоянного тока незначительно и КПД фильтра достаточно высок.

К недостаткам LC-фильтров относятся:

1) изменение индуктивности дросселя, а значит, и коэффициента сглаживания при изменении тока нагрузки; 2) значительная величина индуктивности дросселя для маломощных выпрямителей. В этом случае габариты и масса дросселя сопоставимы с габаритами и массой силового трансформатора;

3) наличие магнитного поля рассеяния, создаваемого дросселем фильтра, которое может быть источником помех для приемной и измерительной аппаратуры;

4) возникновение переходных искажения тока в нагрузке;

5) недостаточное сглаживание низкочастотных пульсаций, возникающих при медленных изменениях сетевого напряжения.

В маломощных выпрямителях вместо LC-фильтров применяются RC-фильтры, что связано со снижением КПД.

Электронные фильтры строятся на электронных лампах или транзисторах. В транзисторных фильтрах последовательно или параллельно с нагрузкой включается регулирующий транзистор, выполняющий роль дросселя или резистора в ранее рассматриваемых фильтрах. Параллельное включение транзистора применяется реже. На рис. 10.9, а показана схема фильтра, эквивалентного П-образному LC-фильтру, в которой нагрузка включена в коллекторную цепь транзистора  $T_1$ .

Выходные характеристики транзистора (рис. 10.9, б) после точки перегиба имеют весьма малый угол наклона к оси абсцисс, и ток коллектора почти не зависит от напряжения на нем. Поэтому если выбрать рабочую точку транзистора на горизонтальном участке выходной характе-

ристике (точка 1 рис. 10.9, з), то его сопротивление для переменного тока  $R_i$  будет значительно больше, чем для постоянного  $R_{i0}$ . Из графических построений  $R_i = \operatorname{tg} \alpha_1 \gg R_{i0} = \operatorname{tg} \alpha_0$ . Ток в нагрузке и напряжение на ней  $U_0$  будут оставаться неизменными, а фильтр будет сглаживать пульсации входного напряжения  $U_{\sim}$ . На входе схемы включено фильтрующее звено с постоянной времени  $\tau = R_1 C_6$ , значительно большей периода входного перемен-

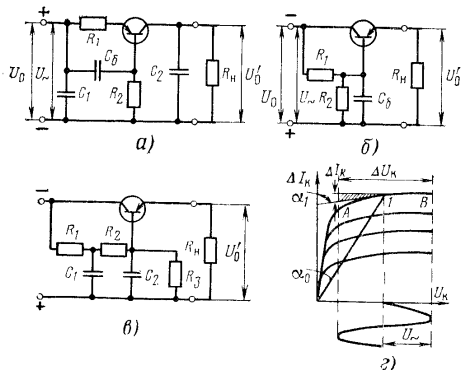


Рис. 10.9. Схемы транзисторных сглаживающих фильтров (а, б, в), выходные характеристики транзистора (з)

ного напряжения. За счет этого напряжение на конденсаторе  $C_6$  за период частоты пульсаций не успевает существенно изменяться, что обеспечивает постоянство тока эмиттера. Резистор  $R_1$  служит для термостабилизации рабочей точки транзистора. Положение рабочей точки на характеристике транзистора определяется сопротивлениями резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  вместе с транзистором образуют П-образный сглаживающий фильтр.

Недостатком такой схемы фильтра является изменение выходного напряжения при изменении нагрузки. Чаще применяются схемы транзисторных фильтров, у которых нагрузка включена в цепь эмиттера (рис. 10.9, б). Здесь конденсатор  $C_6$  служит для сглаживания пульсаций на базе транзистора. Положение рабочей точки выбирается с помощью делителя

напряжения в цепи базы на резисторах  $R_1, R_2$ . Величина тока делителя выбирается значительно большей тока базы, поэтому изменение тока базы мало влияет на положение рабочей точки.

Для повышения коэффициента сглаживания питание базы транзистора может производиться через двухзвенный фильтр  $R_1 C_1, R_2 C_2$  (рис. 10.9, в).

На входе транзисторных фильтров включается конденсатор  $C_1$ , а параллельно нагрузке — конденсаторы сравнительно небольшой емкости. Эти меры служат для сглаживания высокочастотных составляющих напряжения пульсаций, а также для устранения наводок и импульсных помех, проникающих через паразитную емкость транзистора.

Коэффициент сглаживания Г-образной части фильтра (без емкости на входе) определяется:

для схемы рис. 10.9, а

$$q \approx h_{210} R_K m \omega C_2 \frac{R_{II}}{R_2},$$

где  $h_{210} = h_{216} (1 - h_{216})$  — коэффициент передачи по току для транзистора в схеме с общим эмиттером;  $h_{216}$  — коэффициент передачи по току в схеме с общей базой;  $R_K = \Delta U_K / \Delta I_K$  — сопротивление транзистора переменному току (находится по характеристикам транзистора рис. 10.9, з); для схемы рис. 10.9, б

$$q \approx \frac{R_K R_6 m \omega C_6}{R_K + R_6} \frac{R_{II}}{R_{II} + R_6 (1 - h_{216})} \sqrt{\frac{1}{1 + \left( \frac{R_6}{m \omega C_6} \frac{1}{1 + R_K / R_6} \right)^2}},$$

где  $R_6$  — общее сопротивление цепи базы.

Для значительного увеличения коэффициента сглаживания применяются составные транзисторы. В составном транзисторе (на трех транзисторах) рис. 10.10 ток базы транзистора  $T_1$  является током эмиттера транзистора  $T_2$ , а ток базы транзистора  $T_2$  является, в свою очередь, током эмиттера транзистора  $T_3$ . Составные транзисторы позволяют

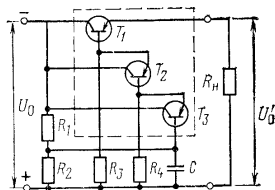


Рис. 10.10. Схема сглаживающего фильтра на составном транзисторе

увеличить сопротивление регулирующего транзистора  $T_1$  переменному току и, следовательно, улучшить сглаживающие пульсации напряжения в нагрузке.

Для нормальной работы фильтра при изменениях нагрузки и температуры необходимо правильно выбрать резисторы делителя  $R_1$ ,  $R_2$  и резисторы смещения  $R_3$ ,  $R_4$ . О выборе элементов делителя говорилось выше. Сопротивления резисторов  $R_3$ ,  $R_4$  выбираются так, чтобы ток через каждый из них превосходил максимальный нулевой ток коллектора транзистора, в базу которого включен резистор.

Как и фильтры на электронных лампах, транзисторные фильтры имеют низкий КПД и резко выраженную зависимость коэффициента сглаживания от температуры. Достоинство транзисторных фильтров — высокий коэффициент сглаживания, высокое сопротивление для низкочастотных составляющих, более высокая надежность по сравнению с ламповыми.

## Глава 11

### СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

#### 11.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Напряжение питающей сети практически никогда не остается постоянным и может меняться в широких пределах. Эти изменения могут быть медленными, импульсными, скачкообразными. Причины их разнообразны. Изменение числа потребителей в течение суток приводит к изменению падения напряжения как внутри первичного источника электропитания, так и на соединительных линиях. При коммутации — включении, выключении электродвигателей, усилителей и т. п. — возникают переходные процессы, приводящие к кратковременным броскам напряжения в сети электропитания. Все эти колебания напряжения скрываются на работоспособности питаемой радиоаппаратуры. Из-за изменения напряжения питания могут изменяться коэффициент усиления усилителя, срок службы, надежность аппаратуры в целом и т. д.

Требования к допустимой нестабильности напряжений определяются типом аппаратуры и ее назначением. Для питания задающего генератора передатчика или какого-либо прецизионного прибора допустимая нестабильность намного меньше, чем для обычного усилителя. Для обеспечения заданной стабильности напряжения необходим стабилизатор — устройство, поддерживающее на своем выходе заданные значения напряжений с заданными допустимыми колебаниями при изменениях входного напряжения и сопротивлении нагрузки.

В отдельных случаях кроме постоянства питающего напряжения требуется и постоянство тока. Для поддержания постоянства

тока служат стабилизаторы тока. Стабилизаторы напряжения и тока часто называют автоматическими регуляторами напряжения и тока.

Стабильность выходного напряжения зависит от изменений входного напряжения, частоты, температуры окружающей среды, нестабильности элементов самого стабилизатора, сопротивления нагрузки. Для оценки качества работы стабилизаторов вводят понятия коэффициентов стабилизации по напряжению и току:

$$K_{\text{ст}U} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.н}}} ; \quad K_{\text{ст}I} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} : \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых.н}}} \quad (11.1)$$

где  $K_{\text{ст}U}$  — коэффициент стабилизации по напряжению;  $K_{\text{ст}I}$  — коэффициент стабилизации по току;

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}} ; \quad \Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}} ; \\ \Delta I_{\text{вых}} = I_{\text{вых max}} - I_{\text{вых min}} ;$$

$U_{\text{вх.н}}$ ,  $U_{\text{вых.н}}$ ,  $I_{\text{вых.н}}$  — соответственно входное и выходное номинальные напряжения и номинальный выходной ток стабилизатора (ток нагрузки).

Коэффициенты стабилизации показывают, во сколько раз относительно изменение выходного напряжения (тока) меньше относительное изменение входного напряжения (тока). Величина коэффициента стабилизации для различных типов стабилизаторов колеблется от нескольких единиц до нескольких тысяч. Коэффициент стабилизации может быть приведен для медленного (плавного) изменения напряжения сети (статическая нестабильность) и для скачкообразного изменения (динамическая нестабильность). Также может быть указан уход (временной дрейф) выходного напряжения за определенное время, например за 8 ч работы (обычно это относится к источнику питания в целом).

Важным параметром работы стабилизатора является его температурный коэффициент по напряжению (ТКН или  $K_{\text{ст}T}$ ), характеризующий изменение выходного напряжения или тока нагрузки:

$$K_{\text{ст}T} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \quad \text{при } U_{\text{вх}} = \text{const} ; I_{\text{н}} = \text{const} \quad (11.2)$$

Стабилизатор характеризуется также коэффициентом сглаживания пульсаций

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}} = \frac{U_{\text{с.м вх}}}{U_{\text{о вх}}} : \frac{U_{\text{с.м вых}}}{U_{\text{о вых}}} \quad (11.3)$$



где  $U_{\sim \text{вх}}$ ,  $U_{\sim \text{вых}}$  — соответственно амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения на входе и выходе стабилизатора;  $U_{0 \text{ вх}}$ ,  $U_{0 \text{ вых}}$  — постоянные составляющие напряжения на входе и выходе стабилизатора. Коэффициент сглаживания характеризует способность стабилизатора снижать пульсации выпрямленного напряжения.

Для стабилизаторов переменного тока, в которых важна нежелательная форма выходного напряжения, вводится понятие коэффициента нелинейных искажений.

Для полной характеристики стабилизаторов необходимо знать КПД, т. е. отношение выходной мощности ко входной. КПД в зависимости от принципа построения, схемного решения, высокой мощности может быть от нескольких процентов до 90%.

Стабилизаторы можно классифицировать по мощности, принципу действия, точности поддержания выходного напряжения, назначению и области применения. Стабилизаторы бывают общего назначения и специальные. К первым можно отнести стабилизаторы, например, для питания телевизоров, а ко вторым стабилизаторы в источнике питания задающего генератора передатчика или для прецизионной контрольно-измерительной аппаратуры.

По мощности стабилизаторы подразделяются на маломощные (до 50 Вт), средней (до 2 кВт) и большой мощности (свыше 2 кВт).

По принципу действия стабилизаторы подразделяются на параметрические, компенсационные и импульсные.

## 11.2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Параметрические стабилизаторы применяются как на переменном, так и на постоянном токе. Принцип действия их основан на использовании элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой.

На рис. 11.1, а показаны схемы включения линейного 1 и нелинейного 2 элементов и нагрузки, а на рис. 11.1, б — вольт-амперные характеристики этих элементов (1 и 2) и схемы в целом 3. Из этого рисунка видно, что при значительном изменении входного напряжения (от  $U_{\text{вх мин}}$  до  $U_{\text{вх макс}}$ ) выходное напряжение, снимаемое с нелинейного элемента, меняется гораздо меньше (от  $U_{\text{вых мин}}$  до  $U_{\text{вых макс}}$ ). Это объясняется тем, что в области стабилизации крутизна вольт-амперной характеристики нелинейного элемента значительно меньше крутизны характеристики всей схемы.

Структурная схема источника питания со стабилизатором параметрического типа приведена на рис. 4.2.

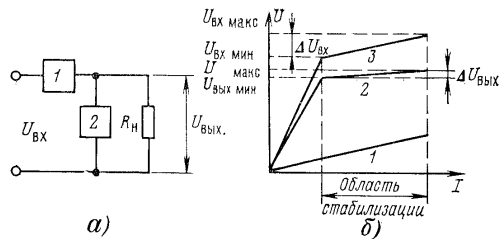


Рис. 11.1. Структурная схема параметрического стабилизатора напряжения (а) и его вольт-амперные характеристики (б)

На постоянном токе для стабилизации напряжения применяются газоразрядные и полупроводниковые (кремниевые) стабилизаторы.

На рис. 11.2, а представлена вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилизатора, на рис. 11.2, б — ее наиболее распространенное начертание (сплошная линия отражает нормальную температуру  $t_1$ , штриховая — повышенную температуру  $t_2$ ). При подведении к полупроводниковому стабилизатору прямого напряжения он ведет себя как обычный полупроводниковый диод (рис. 11.2, б). Обратная ветвь вольт-амперной характеристики совпадает с анало-

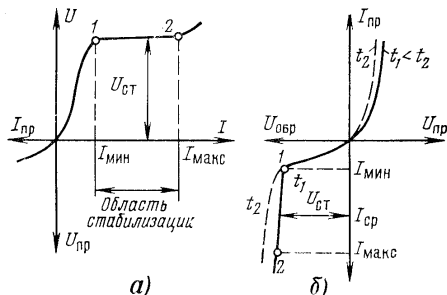


Рис. 11.2. Вольт-амперные характеристики полупроводникового стабилизатора

гичной характеристикой обычного диода, пока приложенное обратное напряжение меньше напряжения пробоя. Когда напряжение становится равным напряжению электрического пробоя (точка  $I$ ), стабилитрон открывается и проходящий через него ток (ток стабилизации) будет определяться сопротивлением нагрузки. В этом состоянии кремниевый стабилитрон может находиться продолжительное время, если мощность рассеивания на нем не превышает допустимой. При превышении максимально допустимого тока стабилизации наступает необратимый тепловой пробой, стабилитрон теряет свои стабилизирующие свойства и выходит из строя. Таким образом, при применении кремниевых стабилитронов используется участок обратной ветви вольт-амперной характеристики (участок между точками  $I$  и  $2$ ).

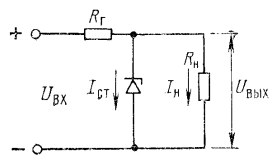


Рис. 11.3. Схема простейшего параметрического стабилизатора напряжения на опорном диоде

На рис. 11.3 приведена схема включения полупроводникового стабилитрона. При изменении входного напряжения изменяется ток в стабилитроне. Если входное напряжение  $U_{вх}$  увеличивается, то ток  $I_{ст}$  через стабилитрон увеличивается, при этом увеличивается падение напряжения на балластном или гасящем резисторе  $R_r$ , а напряжение  $U_{вых}$  на стабилитроне и, следовательно, на нагрузке  $R_n$  остается постоянным. Сопротивление  $R_r$  берется таким, чтобы падение напряжения на нем составляло  $(0,5 \div 3,0) U_{в.вых.}$ . В таком стабилизаторе КПД составляет 20–30%, коэффициент стабилизации — 20–50.

Для увеличения коэффициента стабилизации применяют каскадное включение стабилитронов. Для этого на выходе приведенной схемы включаются еще один балластный резистор и стабилитрон с более низким напряжением стабилизации. Общий коэффициент стабилизации будет равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных стабилизаторов. При этом резко уменьшается КПД. Например, при двухкаскадном включении стабилизаторов с КПД, равным 25%, общий КПД равен нескольким процентам.

Параметры кремниевых стабилитронов сильно зависят от температуры окружающей среды, что вызывает необходимость специальной термокомпенсации. У кремниевых стабилитронов с ростом температуры напряжение стабилизации увеличивается, т. е. они имеют положительный температурный коэффициент по напряжению (ТКН). Включение в стабилизатор элементов  $R_t$  с отрицательным ТКН позволяет уменьшить влияние температуры (рис. 11.4, а). В качестве термокомпенсирующего элемента используются обычные полупроводниковые диоды либо кремниевые

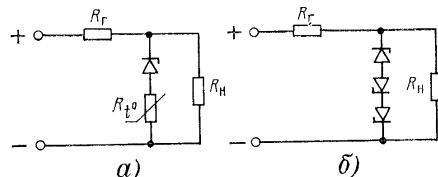


Рис. 11.4. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения с термокомпенсацией

стабилитроны, включенные в прямом направлении (рис. 11.4, б). В отличие от стабилитрона, включенного в обратном направлении, кремниевый стабилитрон, включенный в прямом направлении, имеет отрицательный ТКН. Так как изменение напряжения стабилизации с ростом температуры превышает изменение прямого падения напряжения на одном стабилитроне, для полной компенсации используются несколько стабилитронов. Термокомпенсирующими элементами часто служат полупроводниковые термосопротивления с отрицательным ТКН (термисторы). Для увеличения выходного напряжения стабилитроны включаются последовательно. Из-за разброса напряжения стабилизации параллельное включение кремниевых стабилитронов недопустимо. В этом случае стабилитрон с более низким напряжением стабилизации оказывается перегруженным по току.

**Параметрические стабилизаторы тока.** На рис. 11.5, а представлена простейшая схема параметрического стабилизатора тока. Нелинейный элемент  $R_t$  включается последовательно с нагрузкой  $R_n$ . В качестве нелинейного элемента для стабилизации тока в нагрузке (например, для стабилизации накальных цепей ламп) широко применяется баретер с вольт-амперной характеристикой, приведенной на рис. 11.5, б. Заполненный водородом стеклянный

баллон бареттера содержит спираль или нить накалывания из стали или вольфрама. При температуре красного каления вольтамперные характеристики стали и вольфрама имеют нелинейный участок 1—2. На этом участке с ростом тока резко возрастают температура и сопротивление нити бареттера. При неизменных сопротивлении нагрузки и входном напряжении через бареттер и нагрузку протекает постоянный по величине ток (рабочая точка выбирается на середине участка 1—2).

При увеличении входного напряжения или уменьшении сопротивления нагрузки ток бареттера начнет возрастать. Происхо-

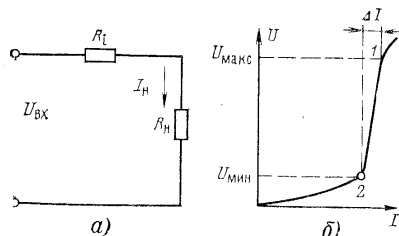


Рис. 11.5. Схема параметрического стабилизатора тока (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

дление при этом увеличение сопротивления бареттера будет препятствовать нарастанию тока в нагрузке. При увеличении  $R_n$  или уменьшении  $U_{вх}$  наблюдается обратная картина.

Идеальными бареттеры можно включать параллельно. Бареттеры используются для стабилизации как постоянного, так и переменного тока. Простота схем стабилизации является основным преимуществом стабилизаторов на базе бареттеров. К недостаткам этих стабилизаторов можно отнести малый коэффициент стабилизации (5—8), сравнительно небольшой ток нагрузки (единицы ампер), невозможность регулирования величины тока и значительную инерционность из-за тепловой инерции нити бареттера.

### 11.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Как и на постоянном токе, стабилизаторы на переменном токе выполняются на элементах с резко выраженной нелинейностью вольт-амперной характеристики. Такими элементами являются лампы накалывания, бареттеры, термисторы, карборундовые сопротивления, дроссели насыщения, газоразрядные и кремниевые стабилизаторы, емкостные нелинейные элементы. Из всех перечисленных наиболее широко применяются дроссели насыщения.

В простейший параметрический стабилизатор переменного тока (рис. 11.6) входят два дросселя —  $L_1$  и  $L_2$ . Дроссель  $L_2$  находится в режиме насыщения, дроссель  $L_1$  не насыщен. Характеристики дросселей соответствуют зависимостям 1 и 2 на рис. 11.1, б. При колебаниях входного напряжения изменение напряжения на дросселе  $L_2$  будет значительно меньше, чем на дросселе  $L_1$ . Меньшее изменение напряжения на дросселе  $L_2$  объясняется тем, что с увеличением тока его индуктивность уменьшается, в то время как индуктивность  $L_1$  практически неизменна. Вместо двух дросселей можно использовать один со стержнями разного сечения и двумя обмотками. В этом случае обмотка, к которой подводится сетевое напряжение, размещается на ненасыщенном стержне (большее сечения), а обмотка, подключаемая к нагрузке, — на насыщенном стержне. Рассмотренный стабилизатор имеет ряд недостатков, ограничивающих его применение, основные из которых: малый коэффициент мощности (0,5—0,6), зависимость коэффициента стабилизации от характера нагрузки, низкий КПД (40—60%), резкое искажение синусоидальности выходного напряжения, малый коэффициент стабилизации (менее 10).

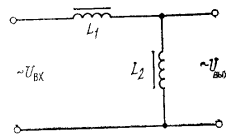


Рис. 11.6. Схема стабилизатора с дросселем насыщения

Более широко применяются феррорезонансные стабилизаторы (рис. 11.7, а). Феррорезонансный стабилизатор содержит дроссель  $L_1$ , выполненный с воздушным зазором и, следовательно, ненасыщенный. Дроссель  $L_1$  последовательно включается с резонансным контуром  $CL_2$ . Сердечник дросселя  $L_2$  насыщен. Резонансный контур настроен в резонанс с частотой питающей сети, что уменьшает индуктивную составляющую потребляемого тока и увеличивает коэффициент мощности стабилизатора.

До наступления насыщения (рис. 11.7, б) ток через дроссель  $L_2$  увеличивается пропорционально подведенному напряжению. В области насыщения небольшой прирост напряжения вызывает значительное увеличение тока (кривая 1). Ток в конденсаторе (прямая 2) изменяется прямо пропорционально напряжению, но сдвигнут по фазе примерно на  $180^\circ$  относительно тока дросселя  $L_2$ . В общей цепи ток  $I$  будет равен алгебраической сумме токов обеих ветвей (кривая 3). При малых напряжениях на контуре этот ток

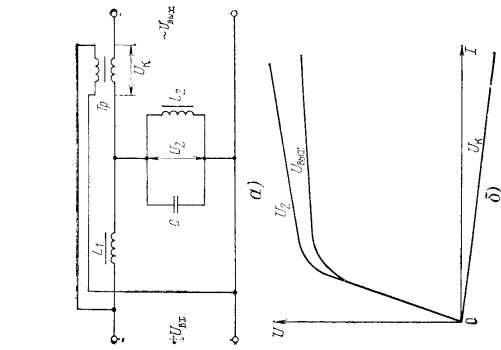


Рис. 11.8. Схема феррорезонансного стабилизатора с компенсацией (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

имеет емкостный характер и вначале растет (до точки А). Затем он начинает уменьшаться и достигает нулевого значения в точке В, что соответствует резонансу токов в контуре. При дальнейшем увеличении напряжения ток вновь увеличивается, но имеет уже индуктивный характер.

Коэффициент стабилизации феррорезонансных стабилизаторов обычно составляет 10—15. Диапазон допустимых изменений питающего напряжения составляет 10—20% в сторону уменьшения и 8—10% в сторону увеличения.

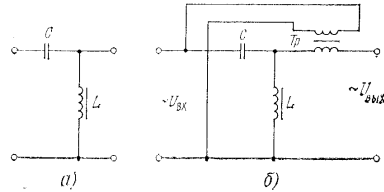


Рис. 11.9. Схемы феррорезонансных стабилизаторов с использованием резонанса напряжений

Для повышения коэффициента стабилизации в феррорезонансный стабилизатор вводится трансформатор Tr с компенсационными обмотками (рис. 11.8, а). Вторичную обмотку этого трансформатора включают таким образом, чтобы ее напряжение  $U_k$  вычиталось из напряжения  $U_2$  резонансного контура (рис. 11.8, б). Подбором величины  $U_k$  добиваются того, что результирующее напряжение  $U_{вых}$  в меньшей степени зависит от изменения входного. Обычно вместо отдельного трансформатора применяется компенсационная обмотка, намотанная на сердечнике насыщенного дросселя. Часто применяется автотрансформаторное включение элементов  $L_1, L_2$ , при этом дроссель  $L_2$  выполняется в виде повышающего автотрансформатора.

В феррорезонансных стабилизаторах используются как резонанс токов, так и резонанс напряжений. На рис. 11.9, а показаны последовательно включенные конденсатор С и нелинейная индуктивность L, с которой снимается выходное напряжение. Для повышения коэффициента стабилизации вводится компенсационный трансформатор Tr (рис. 11.9, б). По принципу действия феррорезонансные стабилизаторы с использованием резонанса напряжений и резонанса токов аналогичны. Отличаются они зависи-

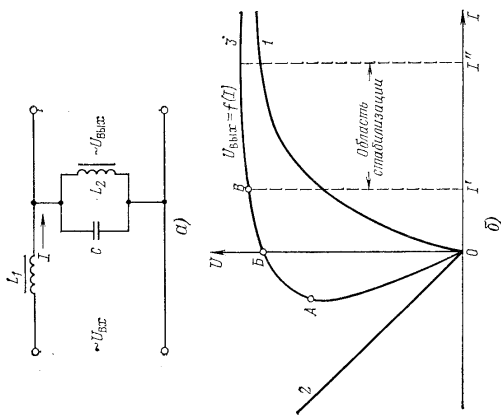


Рис. 11.7. Схема феррорезонансного стабилизатора (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

мостью коэффициента стабилизации от частоты питающей сети. Так, например, при изменении частоты на 1% выходное напряжение у стабилизаторов с резонансом токов изменяется на 1—2%, а у стабилизаторов с резонансом напряжений — на 2—4%.

Существенным недостатком любых феррорезонансных стабилизаторов является сильная зависимость выходного напряжения от частоты, колебания которой в крупных энергосистемах обычно доходят до  $\pm 0,5$  Гц при частоте 50 Гц. Сильное влияние частоты вызвано тем, что реактивные сопротивления дросселей и конденсаторов зависят от частоты. С изменением частоты изменяются вольт-амперные характеристики этих элементов и, следовательно, выходное напряжение стабилизатора.

Другим существенным недостатком феррорезонансных стабилизаторов является существенное искажение кривой выходного напряжения, особенно при уменьшении нагрузки. При необходимости уменьшения этих искажений применяются специальные меры — уменьшение входного напряжения и фильтрация высших гармоник путем шунтирования нагрузки резонансными  $LC$ -контурами, настроенными на подавляемые гармоники (чаще всего на третью и пятую). Недостатками феррорезонансных стабилизаторов являются значительные габариты и масса, а также создаваемые ими большие магнитные поля рассеяния, вызывающие помехи в работе близко к ним расположенной радиоэлектронной аппаратуры.

Феррорезонансные стабилизаторы имеют и достоинства: простота устройства, высокая надежность, значительный срок службы, высокий КПД (75—90%), устойчивость к механическим воздействиям (тряске, вибрации и т. д.). Феррорезонансные стабилизаторы широко применяются для питания радиоустройств малой и средней мощности.

#### 11.4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для получения более высокого коэффициента стабилизации (50—1000) и плавного регулирования выходного напряжения применяются компенсационные стабилизаторы напряжения, выполняемые на электронных лампах или на полупроводниковых приборах.

Все разновидности схем компенсационных стабилизаторов основаны на сравнении выходного сигнала с эталонным (опорным) и строятся по указанной на рис. 11.10 струк-

турной схеме. Напряжение с выхода стабилизатора подается на измерительное устройство  $IУ$ , где оно сравнивается с эталонным. Если выходное напряжение отличается от заданного, на выходе измерительного устройства появляется сигнал рассогласования или управления  $U_y$ , который после усиления услителем  $У$  подается на регулирующий элемент РЭ. При возрастании выходного напряжения сопротивление РЭ увеличивается, а выходное напряжение уменьшается. При уменьшении выходного напряжения сопротивление РЭ уменьшается и выходное напряжение по-

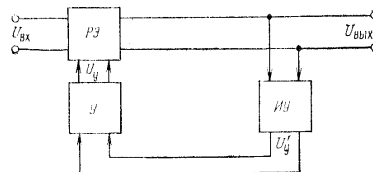


Рис. 11.10. Структурная схема стабилизатора компенсационного типа

вышается. Таким образом в компенсационных стабилизаторах осуществляется автоматическое регулирование выходного напряжения за счет отрицательной обратной связи.

В компенсационных стабилизаторах коэффициент стабилизации зависит от параметров всех элементов, особенно от коэффициента усиления усилителя. Применение усилителя с большим коэффициентом усиления позволяет получить значительный коэффициент стабилизации.

Одним из основных элементов компенсационного стабилизатора является измерительное устройство, которое должно обладать высокой чувствительностью, стабильностью параметров при воздействии изменяющейся внешней среды (температуры, влажности атмосферного давления) и малой инерционностью. Под чувствительностью  $IУ$  понимают отношение изменения напряжения на его выходе к изменению напряжения на входе.

Стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы с последовательным и параллельным включением РЭ относительно нагрузки. Стабилизаторы с параллельным РЭ имеют меньший КПД и поэтому применяются только в маломощных источниках питания. Однако при параллельном включении РЭ не требуется специальной защиты от перегрузок

и коротких замыканий на выходе. Структурные схемы источников питания со стабилизаторами компенсационного типа приведены на рис. 4.3.

При напряжениях до 150 В полупроводниковые стабилизаторы практически вытеснили стабилизаторы на электронных лампах вследствие ряда преимуществ: малые габариты и масса, высокая надежность и большая долговечность.

Рассмотрим принцип действия простейшего транзисторного стабилизатора с источником опорного напряжения в виде кремниевого диода  $D$  (рис. 11.11). Допустим, что напряжение на нагрузке  $R_H$  возрастает. Потенциал базы транзистора  $T$  относительно эмиттера при этом возрастает, а сопротивление его увеличивается. Падение напряжения на транзисторе также возрастает, благодаря чему выходное напряжение остается постоянным.

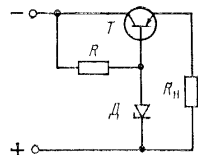


Рис. 11.11. Схема простейшего транзисторного стабилизатора

При изменении входного напряжения приводит к изменению напряжения на коллекторной нагрузке транзистора  $T_2$ , что, в свою очередь, приводит к изменению внутреннего сопротивления транзистора  $T_1$  и падению напряжения на нем. Для нормальной работы стабилизатора режим работы транзисторов необходимо выбрать так, чтобы при номинальных входном напряжении и токе нагрузки их рабочие точки соответствовали средним линейным участкам вольт-амперных характеристик. Применение составных транзисторов в качестве РЭ приводит к увеличению коэффициента стабилизации. В этом случае возрастает общий коэффициент усиления по току, равный произведению коэффициентов усиления составляющих транзисторов, и уменьшается выходное сопротивление стабилизатора. Увеличением числа составных транзисторов практически нельзя получить сколь угодно большой коэффициент стабилизации, так как его величина сильно зависит от температуры окружающей среды. При изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  коэффициент стабилизации меняется примерно на  $0,05-0,08\%$ . Для уменьшения воздействия температуры используют термокомпенсирующие элементы, например кремниевые стабилитроны, которые включают в прямом направлении в плечо делителя  $R_1, R_2$ .

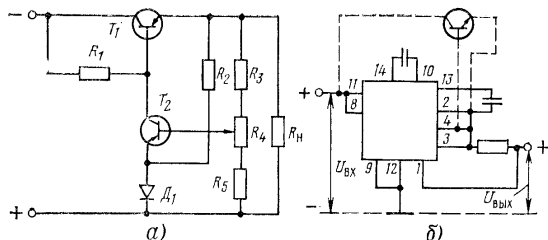


Рис. 11.12. Схема транзисторного стабилизатора компенсационного типа (а), схема включения интегрального стабилизатора типа 275ЕН1-А, Б (б)

На рис. 11.12, а приведена схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением РЭ в виде транзистора  $T_1$ . Напряжение между базой и эмиттером усилительного транзистора  $T_2$  определяется разностью между напряжением опорного диода  $D_1$  и напряжением, снимаемым с делителя  $R_1, R_2$ . Опорное напряжение кремниевого стабилитрона выше напряжения делителя, благодаря чему

транзистор  $T_2$  открыт. При неизменном входном напряжении коллекторный ток через транзистор  $T_2$  будет постоянным и напряжение, поступающее с коллекторной нагрузки  $R_1$  на базу регулирующего транзистора  $T_1$ , также будет постоянным.

Изменение входного напряжения приводит к изменению напряжения на коллекторной нагрузке транзистора  $T_2$ , что, в свою очередь, приводит к изменению внутреннего сопротивления транзистора  $T_1$  и падению напряжения на нем. Для нормальной работы стабилизатора режим работы транзисторов необходимо выбрать так, чтобы при номинальных входном напряжении и токе нагрузки их рабочие точки соответствовали средним линейным участкам вольт-амперных характеристик. Применение составных транзисторов в качестве РЭ приводит к увеличению коэффициента стабилизации. В этом случае возрастает общий коэффициент усиления по току, равный произведению коэффициентов усиления составляющих транзисторов, и уменьшается выходное сопротивление стабилизатора. Увеличением числа составных транзисторов практически нельзя получить сколь угодно большой коэффициент стабилизации, так как его величина сильно зависит от температуры окружающей среды. При изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  коэффициент стабилизации меняется примерно на  $0,05-0,08\%$ . Для уменьшения воздействия температуры используют термокомпенсирующие элементы, например кремниевые стабилитроны, которые включают в прямом направлении в плечо делителя  $R_1, R_2$ .

Низкий КИД является основным недостатком компенсационных полупроводниковых и ламповых стабилизаторов. Чем глубже регулирование выходного напряжения, тем ниже КИД. Компенсационные стабилизаторы чувствительны к токовым перегрузкам и перенапряжениям, которые могут возникнуть на коллекторных переходах. При коротком замыкании нагрузки резко увеличивается ток в регулирующем транзисторе и возрастает падение напряжения на нем. Это может привести к выходу из строя транзистора как из-за увеличения мощности потерь, так и из-за возможного пробоя переходов.

В случае сброса нагрузки (режим холостого хода) на конденсаторе фильтра  $LC$  резко повышается напряжение (магнитная энергия, накопленная в дросселе, переходит в электрическую энергию конденсатора). Увеличение коллекторного напряжения может привести к пробую переходов регулирующего транзистора, что приведет к возраста-

нию выходного напряжения и к выходу из строя отдельных элементов стабилизатора (опорного диода, усилительного транзистора) нагрузки. Поэтому для полупроводниковых компенсационных стабилизаторов необходимо применять различные меры и схемы защиты, которые рассматриваются в гл. 16.

**Интегральные стабилизаторы напряжения** представляют собой сложные стабилизаторы компенсационного типа, выполненные в виде микросхем. Они дают возможность поновому подходить к вопросам электропитания крупных радиосистем, так как позволяют индивидуальную установку стабилизаторов на каждой элементной плате, а где не требуется стабильность напряжений, применять нестабилизированные источники.

В настоящее время промышленностью выпускаются стабилизаторы в интегральном исполнении на ток до 3 А с напряжением от 1,2 до 30 В. При большей величине тока к стабилизатору подключается дополнительно один или более транзисторов. Дополнительный более мощный транзистор включается таким образом, что образует составной транзистор с основными регулируемыми транзисторами стабилизатора.

На рис. 11.12, б показан вариант включения микросхемы типа 275ЕН1 — 6 А, Б. При включении дополнительного транзистора к выводам 11, 4, 2 (показано штриховой линией) вывод 4 не подключается к выводам 2 и 3. Данная схема представляет собой стабилизатор компенсационного типа с последовательным включением регулирующего элемента в режиме непрерывного действия и защитой от короткого замыкания нагрузки.

#### 11.5. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Рассмотренные стабилизаторы являются стабилизаторами непрерывного действия. За исключением феррорезонансных, все они имеют низкий КПД за счет потерь мощности в регулирующем элементе РЭ. Значительно больший КПД имеют импульсные или ключевые стабилизаторы. При мощности нагрузки в сотни ватт КПД ключевого стабилизатора достигает 90%, в то время как максимальный КПД компенсационного стабилизатора непрерывного действия составляет не более 50–60%. Существенное повышение КПД ключевых стабилизаторов достигается импульсным (ключевым) режимом работы РЭ.

На рис. 4.6 приведена структурная схема источника питания с ключевым стабилизатором. Поскольку РЭ работает в режиме ключа, то для управления им (открывания, закрывания) нужен импульсный генератор или импульсное устройство типа триггера. Выходное напряжение имеет форму импульсов, поэтому, в отличие от стабилизаторов непрерывного действия, для ключевых стабилизаторов необходим сглаживающий фильтр. На рис. 11.13 приведена

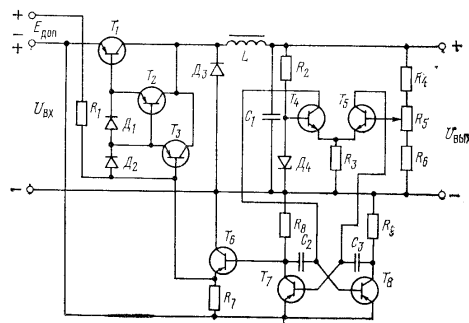


Рис. 11.13. Схема ключевого стабилизатора напряжения

принципиальная схема ключевого стабилизатора компенсационного типа с последовательным включением составного транзистора  $T_1, T_2, T_3$ . В исходном состоянии составной транзистор заперт, так как на базы транзисторов  $T_1, T_2, T_3$  подается положительное напряжение от источника  $E_{доп}$  (через резистор  $R_1$  и диоды  $D_1, D_3$ ).

На транзисторах  $T_4, T_5$  собран дифференциальный усилитель. На вход его подается часть выходного напряжения с делителя  $R_4-R_6$ , которая сравнивается с опорным напряжением стабилизатора  $D_1$ . Выходное напряжение усилителя поступает на мультивибратор (транзисторы  $T_7, T_8$ ). При изменении выходного напряжения изменяется напряжение на входе мультивибратора, что вызывает изменение длительности генерируемых им отрицательных и положительных импульсов и их скважности  $TI_n = q$ , где  $T$  — период следования импульсов;  $t_n$  — длительность отрицательного импульса. С выхода мультивибратора отрицательный им-

пудля после усиления по току эмиттерным повторителем на транзисторе  $T_3$  подается на базу транзистора  $T_2$  и открывает на время импульса составной транзистор. Таким образом частота включения РЭ задается мультивибратором и зависит от разности напряжений делителя и опорного стабилизатора.

Изменение выходного напряжения стабилизатора приводит к изменению длительности поступающего на составной транзистор отрицательного импульса мультивибратора. Это приводит к изменению падения напряжения на транзисторе и восстановлению выходного напряжения до прежнего уровня. Таким образом происходит автоматическое регулирование выходного напряжения стабилизатора за счет отрицательной обратной связи. Элементы  $LC_1$  образуют сглаживающий фильтр,  $D_3$  — коммутирующий диод на входе  $LC$ -фильтра.

По сравнению со стабилизаторами непрерывного действия ключевые стабилизаторы имеют следующие недостатки: большее значение амплитуды пульсаций выходного напряжения и меньший коэффициент стабилизации, который тем ниже, чем больше мощность нагрузки. Комбинированные непрерывно-импульсные схемы позволяют в определенной степени устранить недостатки стабилизаторов обоих типов.

### 11.6. ТРИНОСТОРНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

В тринисторных стабилизаторах функции выпрямления, регулирования и стабилизации выходного напряжения совмещаются. Напряжение стабилизируется либо по постоянному, либо по переменному току. Такие стабилизаторы могут питаться как от однофазной, так и от трехфазной сети. В качестве РЭ в тринисторных стабилизаторах применяются управляемые тиристоры — тринисторы. Разнообразные схемные решения тринисторных стабилизаторов относятся к компенсационному типу.

В приведенной на рис. 4.3, б структурной схеме РЭ включен в цепь первичной обмотки силового трансформатора. Рассмотрим работу стабилизатора по функциональной схеме на рис. 11.14. Схема содержит регулирующий элемент из двух встречно и последовательно включенных тринисторов —  $T_1$ ,  $T_2$ , мостовую схему выпрямления с  $\Gamma$ -образным  $LC$ -фильтром, измерительно-усилительный блок ИУ и схему управления тринисторами СУ; ИУ и СУ образуют цепь отрицательной обратной связи. При изменении выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  блок ИУ вырабатывает сигнал рас-

сования  $U_{\text{уп}}$ , который поступает на СУ, где происходит его усиление и управление углом регулирования тринисторов  $\alpha$ . В результате действия цепи обратной связи при увеличении выходного напряжения угол  $\alpha$  увеличивается. При этом уменьшаются величины переменного тока и напряжения первичной обмотки. Напряжение на вторичной обмотке силового трансформатора  $Tp$  тоже уменьшается, что приводит к снижению выходного напряжения до прежнего номинального значения. При уменьшении напряжения  $U_{\text{вых}}$  угол регулирования  $\alpha$  уменьшается, увеличивается

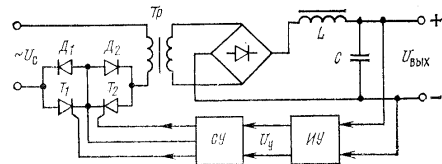


Рис. 11.14. Функциональная схема источника вторичного электрпитания с тринисторным стабилизатором

переменный ток в первичной обмотке и выходное напряжение повышается до прежнего уровня. Диоды  $D_1$ ,  $D_2$ , шунтирующие тринисторы, включены для прохождения переменного тока при запертом тринисторе (см. § 9.6). Для схемы управления можно использовать магнитный усилитель, который входит в состав схемы ИВЭ на рис. 11.15.

Принципиальная схема ИВЭ, построенного по структурной схеме рис. 4.3, а, приведена на рис. 11.15. Основной выпрямитель собран по мостовой схеме на диодах  $D_2$ ,  $D_3$  и тринисторах  $T_1$ ,  $T_2$ . Схема управления тринисторами представляет собой дифференциальный магнитный усилитель (МУ), питаемый через трансформатор  $Tp_2$  напряжением, стабилизированным по первичной обмотке с помощью стабилитронов  $D_8$ ,  $D_9$ . Подобная стабилизация амплитуды питающего напряжения обеспечивает постоянство амплитуды тока управления МУ при изменении угла регулирования  $\alpha$ . Резистор  $R_4$  служит для ограничения тока через стабилитроны и первичную обмотку трансформатора  $Tp_2$ .

Магнитный усилитель имеет в данном случае дополнительную обмотку  $\omega_2$ , которая замкнута накоротко. Обмотка управления МУ питается от вспомогательного мостового выпрямителя на диодах  $D_{10}$ ,  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$ , а сигнал управ-



## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

## 12.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

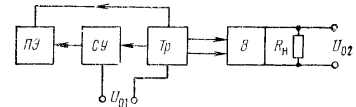
Если в качестве первичных источников питания применяются аккумуляторы, гальванические элементы, термогенераторы, атомные и солнечные батареи, т. е. источники, чаще всего используемые для питания стационарной аппаратуры, то возникает необходимость преобразования постоянного напряжения одного номинала в постоянное или переменное напряжение другого номинала. Эти напряжения можно получить от нескольких источников постоянного напряжения или от одного источника через гасящие резисторы — делители. Недостатком этих способов очевидно является малое КПД, больших габаритов и массы. Эти причины и вызвали появление различных преобразователей постоянного тока — электронных (умформеров), вибрационных и полупроводниковых.

В настоящее время полупроводниковые преобразователи практически вытеснили электромагнитные и вибрационные из-за своих малых габаритов и массы, большого срока службы, высокого КПД (до 85—90%), высокой надежности, большой механической прочности и ряда других преимуществ. К недостаткам полупроводниковых преобразователей следует отнести подверженность влиянию температуры окружающей среды.

## 12.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Устройство для преобразования постоянного напряжения (рис. 12.1) состоит из переключающего элемента ПЭ, трансформатора  $Tr$ , схемы управления СУ и выпрямителя В. В качестве ПЭ применяется транзистор в ключевом ре-

рис. 12.1. Структурная схема простейшего преобразователя напряжения



жиме. С помощью трансформатора преобразовывается уровень напряжения и осуществляется гальваническая развязка первичного источника и нагрузки. Схема управления СУ служит для возбуждения колебаний в преобразователе.

По способу возбуждения преобразователи подразделяются на преобразователи с самовозбуждением (автогенераторы, задающие генераторы) и преобразователи с независимым или внешним возбуждением. Преобразователи с

ления подается на эту обмотку с выхода УПТ (второго каскада на транзисторе  $T_3$ ). Первый каскад УПТ на транзисторе  $T_4$  представляет собой схему сравнения выходного напряжения с опорным напряжением стабилизатора  $D_{14}$ . Изменение выходного напряжения приводит к появлению сигнала на выходе УПТ и изменению тока в обмотке управле-

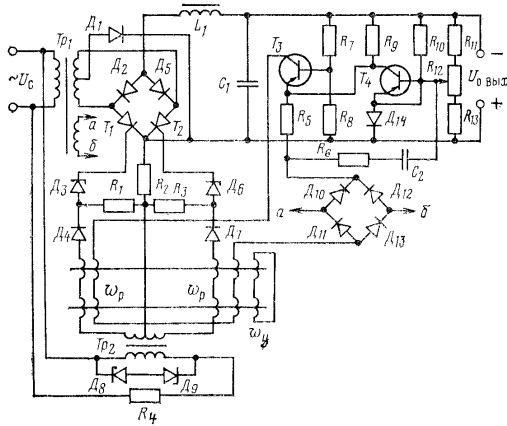


рис. 11.15. Принципиальная схема источника вторичного электропитания с тринисторным стабилизатором

ния МУ. С помощью МУ угол регулирования  $\alpha$  тринистора изменяется, и выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  возвращается к прежнему значению.

Диоды  $D_1, D_2$  служат для выпрямления тока рабочей обмотки МУ, низковольтные стабилитроны  $D_3, D_6$  — для стабилизации напряжения между катодом и управляющим электродом каждого тринистора. Короткозамкнутая обмотка  $\omega_5$  и корректирующая цепь  $R_6, C_2$  повышают устойчивость работы схемы. Диод  $D_4$  обеспечивает замыкание тока нагрузки при запертии тринисторов. Ток нагрузки в этом случае протекает через диод  $D_4$ , дроссель  $L_1$ , один из диодов  $D_2, D_3$  и вторичную обмотку трансформатора  $Tr_1$ . При этом существенно уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения, особенно при больших углах  $\alpha$ .

независимым возбуждением представляют собой усилители мощности, управляемые маломощными автогенераторами. Структурные схемы источников питания с использованием преобразователей показаны на рис. 4.7. На рис. 12.2, а приведена одноконтная схема преобразователя с самовоз-

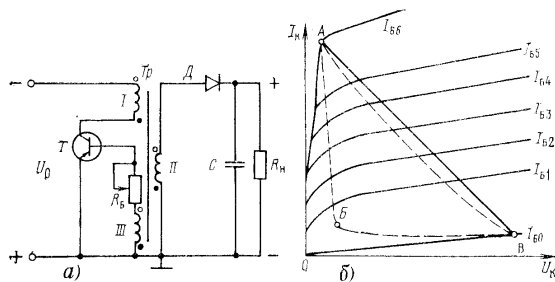


Рис. 12.2. Схема одноконтного транзисторного преобразователя напряжения (а), выходные характеристики транзистора (б)

буждением на одном транзисторе. Коллекторный ток транзистора  $T$  определяется напряжением между базой и эмиттером и в режиме насыщения равен

$$I_{K, \text{нас}} = h_{21a} I_{\bar{b}} \frac{h_{21\bar{b}}}{1 - h_{21\bar{b}}}, \quad (12.1)$$

где  $h_{21a} = I_K/I_{\bar{a}}$  — коэффициент передачи по току в схеме с общей базой;  $h_{21a} = h_{21\bar{b}}/(1 - h_{21\bar{b}}) = I_K/I_{\bar{b}}$  — коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером;  $I_{\bar{b}}$  — ток базы транзистора.

При подаче на базу транзистора типа  $p-n-p$  отрицательного напряжения определенной величины в транзисторе наступит насыщение и ток коллектора определяется значением в точке  $A$  на рис. 12.2, б. Такой режим работы транзистора называется ключевым. При этом падение напряжения между коллектором и эмиттером резко уменьшается и составляет 0,3—2 В в зависимости от типа транзистора. Мощность тепловых потерь в транзисторе в этом случае определяется выражением

$$P_K = I_{K, \text{нас}}^2 R_{\text{нас}} + U_{\bar{b}, \text{к}} I_{K, \text{нас}}, \quad (12.2)$$

где  $R_{\text{нас}}$  — сопротивление перехода коллектор—эмиттер в режиме насыщения (долг—единицы ом);  $I_{\bar{b}, \text{нас}}$  — ток базы в режиме насыщения (точка  $A$ ).

При положительном напряжении на базе транзистор запирается, пропускает тепловой ток  $I_{\bar{b}0}$  (точка  $B$ ), и мощность потерь в транзисторе находится из выражения

$$P_K = U_{\bar{b}, \text{к}} I_{\bar{b}0}, \quad (12.3)$$

где  $U_{\bar{b}, \text{к}} \approx U_{\bar{b}, \text{а}} = U_0$ ;  $I_{\bar{b}0}$  — тепловой (обратный) ток коллектора, протекающий при запертом транзисторе по цепи: +  $U_0$ , обмотка III, резистор  $R_{\bar{b}}$ , база, коллектор, обмотка I, —  $U_0$ . Ток  $I_{\bar{b}0}$  в запертом транзисторе имеет весьма малую величину, поэтому потери мощности в транзисторе незначительны. В момент перехода транзистора из закрытого состояния в открытое и обратно ток коллектора изменяется по линии  $AB$ , причем мощность потерь в транзисторе значительно превышает мощность потерь в режимах, соответствующих точкам  $A$  и  $B$ . Для уменьшения потерь при переходе транзистора из одного состояния в другое ток коллектора должен изменяться не по прямой  $AB$ , а по кривой  $ABB'$ , а время перехода должно быть возможно меньше. Этого можно добиться применением трансформатора с сердечником, обладающим прямоугольной петлей гистерезиса. В этом случае колебания, создаваемые преобразователем, обеспечивают почти прямоугольную форму импульсов. Управляющее напряжение на базу транзистора подается с базовой обмотки трансформатора.

Существуют определенные условия самовозбуждения, при соблюдении которых в рассматриваемой схеме возникают колебания. Первое условие называется условием баланса фаз и заключается в том, что напряжение, снимаемое с базовой обмотки трансформатора и являющееся напряжением обратной связи, должно быть в противофазе с напряжением на коллекторе транзистора (полярность напряжений указана на схеме знаками « $\circ$ » и « $\bullet$ »). При выполнении этого условия в преобразователе существует положительная обратная связь. Второе условие — условие баланса амплитуд — заключается в том, что напряжение обратной связи должно быть не менее определенной величины. Оба условия достигаются соответствующим подключением базовой обмотки и определенным числом ее витков.

При подключении преобразователя к напряжению  $U_0$  в цепях базы и коллектора потекут соответственно токи  $I_{\bar{b}}$  и  $I_K$ . Так как в коллекторной цепи включена индуктивность

$L$  (эквивалентная индуктивность трансформатора), то ток  $I_{\kappa}$  нарастает не мгновенно, а по определенному закону, близкому к линейному:

$$I_{\kappa} \approx \frac{U_0}{L} t. \quad (12.4)$$

Увеличение тока  $I_{\kappa}$ , вызывает увеличение магнитного потока в сердечнике трансформатора, которое вызывает появление в обмотке ЭДС, создающей на базе отрицательное напряжение относительно эмиттера. Ток базы  $I_{\text{б}}$  возрастает, что приводит к увеличению тока коллектора до состояния насыщения транзистора, т. е. ток  $I_{\kappa}$  станет равным  $I_{\text{б}} h_{21\text{э}}$ . При прекращении роста  $I_{\kappa}$  нарастание магнитного потока в сердечнике трансформатора прекращается, что вызывает уменьшение ЭДС в обмотках трансформатора. При этом ток базы уменьшается, вследствие чего уменьшается коллекторный ток. Уменьшение тока сопровождается уменьшением магнитного потока до нуля и изменением знака ЭДС в базовой обмотке. Этот процесс носит лавнообразный характер и приводит к быстрому запариванию транзистора. К моменту запаривания транзистора в трансформаторе накапливается магнитная энергия

$$W = \frac{1}{2} L I_{\kappa}^2, \quad (12.5)$$

где  $I_{\kappa}$  — ток коллектора (точка  $A$ , рис. 12.2, а).

Запаривание транзистора аналогично отключению обмотки трансформатора от источника  $U_0$ . Индуктивность  $L$  обмоток, межобмоточные и межвитковые емкости трансформатора и емкость схемы образуют колебательный контур. Поэтому отключение источника будет сопровождаться апериодическим колебательным процессом.

Резистор  $R_0$  ограничивает ток базы, так как после возбуждения колебаний создается смещение, сдвигающее рабочую точку транзистора в область меньших токов.

Преобразователи описанного типа целесообразно применять при высоком значении выходного напряжения и малых токах, в частности, для питания высоковольтного анода электроно-лучевых трубок. Такие преобразователи не применяются при мощности нагрузки больше десятков ватт из-за сильной зависимости выходного напряжения от изменения нагрузки и из-за низкого КПД.

В отличие от однотактного преобразователя, рассмотренного выше, в двухтактном можно получить более прямоугольные импульсы тока, более высокий КПД и большее постоянство выходного напряжения.

В состав двухтактного преобразователя (рис. 12.3) входят два транзистора,  $T_1, T_2$ , трансформатор  $T_p$ , сердечник которого выполнен из материала с прямоугольными петлями

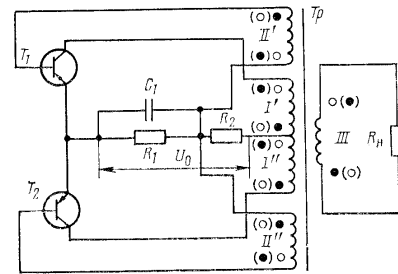


Рис. 12.3. Схема двухтактного преобразователя напряжения

гистерезиса, и цепь запуска  $R_1 C_1$ . На резисторе  $R_1$  создается падение напряжения 0,5—1,0 В, являющееся отрицательным относительно базы, что способствует отпариванию транзисторов. Конденсатор  $C_1$  шунтирует резистор  $R_1$  по переменному току, что исключает уменьшение напряжения обратной связи за счет падения напряжения на этом резисторе.

При включении напряжения  $U_0$  из-за разброса параметров транзисторов через них потечет различный коллекторный ток. Допустим, что через транзистор  $T_1$  потечет ток  $I_{\kappa 1}$  большей величины. Это приведет к тому, что в трансформаторе будет преобладать магнитный поток, возникающий от тока обмотки  $I'$ . Благодаря этому ЭДС в обмотках  $I'', II', III'$  будут иметь полярность, указанную на схеме. На базе транзистора  $T_1$  появляется отрицательное напряжение относительно эмиттера, а на базе  $T_2$  — положительное. Поэтому транзистор  $T_1$  будет открыт, а транзистор  $T_2$  — закрыт. Транзистор  $T_1$  открыт до тех пор, пока ЭДС,

наводящаяся в обмотке  $II'$  при изменении магнитного потока, имеет указанную на схеме полярность, т. е. пока коллекторный ток транзистора  $T_1$  не достигнет значения насыщения, а сердечник трансформатора не насыщен. Когда коллекторный ток транзистора  $T_1$  или сердечник трансформатора достигнет насыщения, скорость изменения магнитного потока станет равной нулю. Это приведет к уменьшению наводимой в обмотке  $II'$  ЭДС до нуля, что вызывает уменьшение тока  $I_{н1}$ . При уменьшении тока  $I_{н1}$  в обмотках трансформатора наводится ЭДС противоположного знака (указано на схеме в скобках). Вследствие этого транзистор  $T_2$  открывается, а транзистор  $T_1$  запирается. Далее процесс повторяется. Процесс переключения транзисторов носит равнообразный характер, и форма коллекторного тока близка к прямоугольной. Этот процесс может происходить и без насыщения сердечника трансформатора, но тогда увеличиваются потери в транзисторах. В оптимальном режиме работы насыщение сердечника происходит раньше насыщения транзистора.

При рассмотрении работы преобразователя не учитывалась индуктивность  $L_s$  рассеяния трансформатора, которая резко изменяется при насыщении сердечника. В момент переключения транзисторов резкое изменение коллекторного тока запираемого транзистора приводит к резкому увеличению напряжения на коллекторе. На запортом транзисторе между коллектором и эмиттером создается результирующее напряжение, которое без учета  $L_s$  равно сумме напряжения  $U_0$  и ЭДС, наведенной на половине коллекторной обмотки и тоже равной  $U_0$ . За счет изменения индуктивности  $L_s$  (рис. 12.4) на коллекторе запираемого транзистора создается бросок напряжения, превышающий  $2U_0$ . Для устранения возможного пробоя транзисторы часто шунтируются стабилитронами  $D_1, D_2$  с напряжением стабилизации, равным  $2U_0$ . В момент записания транзистора открывается соответствующий стабилитрон, предохраняющий его от пробоя.

Индуктивность рассеяния, кроме того, влияет на форму импульсов коллекторного тока, ухудшая их прямоугольность и тем самым замедляя процесс переключения.

Полупроводниковый преобразователь — это автогенератор, работающий на различных частотах. При выборе рабочей частоты необходимо учитывать, что от нее зависят потери мощности. Потери мощности (рис. 12.5) включают в себя потери в меди обмоток трансформатора 1, потери в стали трансформатора 2, потери в транзисторах 3. На том же рисунке показана результирующая кривая полных

потерь 3. Как видно из рисунка, зависимости этих потерь от частоты различны по характеру.

При работе на более высоких частотах упрощаются сглаживающие фильтры выпрямителей, но возрастают потери в сердечнике и на переключение транзисторов. Поэтому выбирается некоторая оптимальная частота  $f_{опт}$ , которая определяется конкретными данными преобразователя. Обычно частота преобразователя выбирается до единиц килогерц. Изменяются разработки источников питания, в ко-

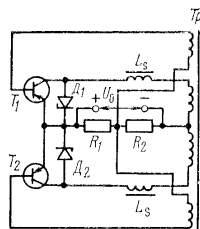


Рис. 12.4.

Рис. 12.4. Схема преобразователя напряжения с защитой транзисторов

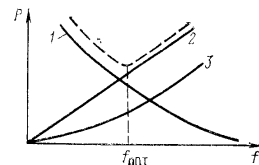


Рис. 12.5.

Рис. 12.5. График потерь в транзисторном преобразователе

торых частота преобразования составляет десятки килогерц. Применение повышенной частоты преобразования позволяет существенно уменьшить массу и габариты сглаживающих фильтров. Чаще всего в преобразователях описанного типа применяются кремниевые транзисторы.

## 12.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛИТЕЛЯМИ МОЩНОСТИ

Изменение нагрузки полупроводникового преобразователя приводит к нарушению стабильности частоты преобразования, изменению выходного напряжения и снижению КПД. Для ослабления влияния этих факторов между задающим генератором, вырабатывающим прямоугольные импульсы, и нагрузкой включается усилитель мощности. Такие преобразователи применяются при мощности нагрузки более 100 Вт.

Схемы усилителей мощности в большинстве случаев аналогичны схемам задающих генераторов.

Задающий генератор (рис. 12.6) представляет собой двухтактный автогенератор, собранный по схеме с общим

эмиттером транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Двухтактный усилитель мощности собран по схеме с общим коллектором. Корпуса транзисторов в усилителе мощности можно непосредственно крепить на общем радиаторе. Для получения постоянного кренинга на общем радиаторе. Для получения постоянства амплитуды и частоты выходного напряжения применяются различные устройства, в том числе стабилизаторы со схемами обратной связи, или кварцевые генераторы. С выхода кварцевого генератора напряжение подается на автогенератор преобразователя. В этом случае для стабили-

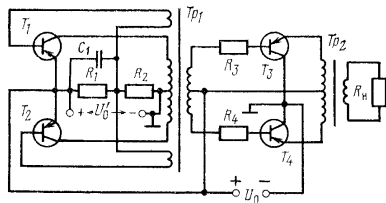


Рис. 12.6. Схема преобразователя напряжения с усилителем мощности

ности преобразователя требуется весьма малая входная мощность, например, для преобразователя мощностью 100—200 Вт необходим кварцевый генератор мощностью 0,05—0,1 Вт.

## 12.5. ТРИНИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ

Тригисторные преобразователи широко применяются для плавного регулирования выходного напряжения или частоты. Работают они от сети как постоянного, так и переменного тока. В мощных установках тригисторные преобразователи применяются шире, чем транзисторные. В системах управления электроприводами их применение обеспечивает плавное регулирование скорости вращения двигателей.

Сменные решения тригисторных преобразователей очень разнообразны. Рассмотрим схему преобразователя на рис. 12.7. Схема управления коммутацией тригисторов не приводится. В качестве возбудителей могут быть примене-

ны транзисторные автогенераторы, мультивибраторы, блокннг—генераторы. Допустим, под воздействием импульса, поступившего на управляющий электрод, тригистор  $T_1$  открыт, а тригистор  $T_2$  закрыт. В этом случае ток источника питания будет протекать через левую часть первичной обмотки трансформатора, а конденсатор  $C$  будет заряжен до удвоенного напряжения питания. Такое же напряжение будет и на аноде тригистора  $T_2$ .

При подаче отрицательного импульса на тригистор  $T_2$  потенциал точки  $A$  повышается примерно до  $2U_0$ , благодаря чему создается обратное смещение на тригисторе  $T_1$  и он запирается. Созданное напряжение поддерживается конденсатором  $C$  в течение времени, необходимого для восстановления проводящего состояния тригистора  $T_1$ . При подаче повторного запускающего импульса на тригистор  $T_1$  схема вновь возвращается в прежнее состояние и процесс повторяется.

Через каждую половину обмотки трансформатора протекает импульсный ток, который передается в нагрузку, которой может быть выпрямитель. Диоды  $D_1$  и  $D_2$  необходимы для пропускания к источнику питания реактивной мощности, накопленной в индуктивности нагрузки, в те моменты коммутации, когда один из тригисторов закрыт, а второй не проводит разрядный ток индуктивности. В маломощных преобразователях диоды можно подключать не к отводам трансформатора, а непосредственно к анодам тригисторов через резисторы с малым сопротивлением (показаны на схеме штриховой линией). Включение диодов улучшает эксплуатационные характеристики преобразователей.

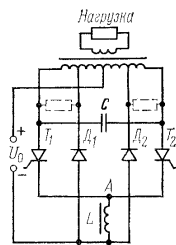


Рис. 12.7. Схема тригисторного преобразователя напряжения

## 12.6. ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Вследствие ключевого режима работы транзисторов, тригисторов и диодов емкость и индуктивность монтажа образуют «звенящие» контуры, в которых возникают затухающие колебания. Поэтому преобразователи создают радиопомехи в очень широком диапазоне частот — от десятков килогерц до сотен мегагерц. Эти помехи могут распространяться по внешним проводам и проникать как

## ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА И НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

### Глава 13

#### ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

##### 13.1. ПЕРВИЧНЫЕ ХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ

в питаемую преобразователем аппаратуру, так и другую аппаратуру. Для защиты радиоустройств от этих помех необходимо ставить заградительные радиофильтры. Эти фильтры включаются как на входе преобразователя, так и на выходе. Чаще всего применяются П- или Г-образные фильтры, состоящие из высокочастотных дросселей и конденсаторов. Обмотки дросселей должны иметь малое сопротивление постоянному току, чтобы потери мощности на них не превышали 1—1,5% полезной мощности преобразователя. Один вывод конденсаторов фильтра нужно использовать как промежуточную точку силовой цепи, а второй — кратчайшим путем соединить с корпусом. Поэтому в фильтре чаще всего используются проходные конденсаторы (особенно для борьбы с помехами с частотой выше 10 МГц). Длина соединительных проводов фильтра должна быть как можно короче, для чего блок фильтров необходимо располагать рядом с разъемом преобразователя. Необходимо тщательное соединение корпуса преобразователя с корпусом изделия; электрическое сопротивление между корпусом преобразователя и корпусом всего прибора, в котором он установлен, должно быть близким к нулю (не более 0,2 Ом).

Гальванические элементы являются первичными химическими источниками, в которых химическая энергия непосредственно преобразуется в электрическую. Их работа основана на использовании свойства положительных ионов металлов переходить в растворы кислот и щелочей, называемых электролитами.

Наиболее распространен электролит в пастообразном состоянии. При погружении в него металла в результате химического взаимодействия атомы металла переходят в электролит, теряя часть своих электронов. Поэтому на металлическом электроде возникает избыток электронов и относительно электролита создается разность потенциалов, которая зависит от химической активности металла. Таким образом, если в электролит поместить две металлические пластины с различной химической активностью, то между ними будет создаваться ЭДС, определяемая разностью потенциалов положительного электрода и электролита. Металл, менее активный химически, будет иметь более высокий потенциал относительно металла более активного. Например, если в электролит поместить медную и цинковую пластины, то положительным электродом будет медная пластина, а отрицательным — цинковая. Величина ЭДС зависит от материала электродов и концентрации электролита и не зависит от размеров и конструкции электродов.

Применение находят следующие гальванические элементы: 1) марганцево-цинковые (МЦ), малогабаритные, герметизированные; 2) воздушно-марганцево-цинковые (ВМЦ); 3) окисно-ртутные, отличающиеся постоянством выходного напряжения во времени; 4) медно-окисные с большим сроком службы (до двух десятков лет); 5) ртутно-цинковые

(РЦ) малых габаритов; б) серебрино-окисные и серебрино-цинковые.

Наибольшее применение для питания аппаратуры связи находят сухие элементы типа МЦ и ВМЦ. Недостатком элементов типа ВМЦ являются узкий температурный интервал их работы и большая чувствительность к перегрузкам, хотя они по сравнению с элементами МЦ имеют меньшие габариты при одинаковой емкости.

Гальванические элементы и составленные из них батареи характеризуются следующими основными параметрами.

**Емкость источника** — количество электричества, которое может быть получено от источника при его разряде. Емкость источника измеряется в ампер-часах (А·ч) и определяется формулой

$$Q = It, \quad (13.1)$$

где  $I$  и  $t$  — ток и время разряда.

С уменьшением разрядного тока время разряда, естественно, увеличивается. На каждом элементе или в его паспорте указывается номинальная емкость, величина которой зависит от входящих в состав элемента активных веществ, массы электродов и электролита. Увеличение разрядного тока или времени непрерывного разряда, а также уменьшение температуры окружающей среды приводят к уменьшению емкости.

**Внутреннее сопротивление** элемента зависит от типа и устройства элемента, условий эксплуатации и т. д. По нему можно судить о поведении элемента при перегрузках и о КПД.

**Саморазряд элемента**, т. е. уменьшение его емкости как при нагрузке, так и без нее, является бесполезным расходом энергии, происходит из-за недостаточной изоляции между электродами, наличия примесей и вкраплений в веществе отрицательного электрода и побочных химических реакций. Явление саморазряда ограничивает срок хранения элементов.

**Удельные характеристики** — это отношения емкости или энергии элемента к массе или объему (А·ч/кг; Вт·ч/кг; Вт·ч/дм<sup>3</sup>). Удельная емкость и энергия элементов типа МЦ составляет соответственно 35—40 А·ч/кг и 45—50 Вт·ч/кг, а элементов ВМЦ — 45—50 А·ч/кг и 55—60 Вт·ч/кг. У элементов типа РЦ удельная энергия составляет 68 Вт·ч/кг и 300 Вт·ч/дм<sup>3</sup> вместо 105 Вт·ч/дм<sup>3</sup> для элементов типа МЦ и ВМЦ.

Кроме перечисленных характеристик большое значение имеет устойчивость первичных химических источников к механическим и климатическим воздействиям. Интервал рабочих температур зависит от вида электролита, его состава, характера изменения внутреннего сопротивления и других факторов.

### 13.2. АККУМУЛЯТОРЫ

В аккумуляторах происходит превращение электрической энергии в химическую, а затем — химической в электрическую. Аккумуляторы не производят электрическую энергию, они ее лишь накапливают при заряде и расходуют на подключенную нагрузку при разряде. Процесс отдачи накопленной энергии основан на обмене электронов между электродами при активном участии электролита. В электронитании устройств связи находят применение кислотные и щелочные аккумуляторы. Их работу можно оценить рассматриваемыми ниже характеристиками.

**Электродвижущая сила** зависит, главным образом, от состава активной массы пластин, от температуры и концентрации электролита. Измеряется ЭДС при разомкнутой внешней цепи. Для более точного измерения вольтметр должен иметь входное сопротивление не менее 1000 Ом на 1 В. Так как ЭДС заряженного и частично разряженного аккумулятора может быть одинаковой, но ее величине нельзя судить о степени разряженности аккумулятора.

**Напряжением аккумулятора** называется разность потенциалов между положительной и отрицательной пластинами при включенной нагрузке. Величина напряжения зависит от режима работы аккумулятора — заряда или разряда. В режиме заряда

$$U_a = E + I_a R_i, \quad (13.2)$$

а в режиме разряда

$$U_p = E - I_p R_i, \quad (13.3)$$

где  $E$  — ЭДС;  $I_a$  — ток заряда;  $I_p$  — ток разряда;  $R_i$  — внутреннее сопротивление аккумулятора.

**Внутреннее сопротивление** аккумулятора определяется конструкцией электродов, плотностью электролита, состоянием активной массы электродов и значениями токов  $I_a$  и  $I_p$ . Так, у заряженного аккумулятора оно меньше, чем у разряженного. С понижением температуры окружающей среды внутреннее сопротивление возрастает, так как увели-

чивается вязкость электролита и замедляется полный обмен.

**Емкость** аккумулятора определяется количеством электричества, которое может отдать полностью заряженный аккумулятор при разряде его определенным током до определенного допустимого напряжения. При постоянном разрядном токе емкость в ампер-часах определяется по формуле (13.1). Емкость зависит от разрядного тока и конечного разрядного напряжения. Обычно в паспортных данных аккумулятора указывается емкость при определенном разрядном режиме. Так, например, для щелочных аккумуляторов емкость дается при восьмичасовом разрядном режиме. Увеличение разрядного тока уменьшает емкость аккумулятора. У кислотных аккумуляторов это уменьшение емкости более резко, чем у щелочных. Повышение температуры увеличивает емкость, однако увеличение температуры приводит к уменьшению срока службы аккумулятора. Емкость аккумулятора не остается постоянной в течение срока его службы. В начале эксплуатации при приведении аккумулятора в рабочее состояние емкость возрастает, так как происходит разработка активной массы пластин, затем некоторое время остается постоянной, после чего вследствие износа активной массы пластин постепенно начинает уменьшаться.

**Отдача** характеризует эффективность использования аккумулятора. Различают отдачу по емкости (ампер-часы) и по энергии (ватт-часы). Отдачей по емкости называется выраженное в процентах отношение количества ампер-часов, полученных от аккумулятора при разряде, к количеству ампер-часов, сообщенных ему при заряде, т. е.

$$\eta_c = \frac{Q_p}{Q_a} 100 = \frac{I_p t_p}{I_a t_a} 100, \quad (13.4)$$

где  $\eta_c$  — отдача по емкости, %;  $Q_a$ ,  $Q_p$  — емкость аккумулятора соответственно при заряде и разряде, А·ч;  $I_a$ ,  $I_p$  — средняя величина тока при заряде и разряде, А;  $t_a$ ,  $t_p$  — время заряда и разряда, ч.

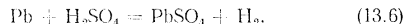
Отдача по емкости зависит от многих факторов: полноты заряда, саморазряда и т. д. При нормальных условиях отдача по емкости лишь немного меньше 100%. Значительно больший интерес представляет отдача по энергии (в процентах), которая определяется по формуле

$$\eta_b = \frac{\eta_c U_p}{U_a} = \frac{U_p}{U_a} \frac{I_p t_p}{I_a t_a} 100, \quad (13.5)$$

где  $\eta_c$  — отдача по емкости, %;  $U_p$ ,  $U_a$  — среднее напряжение при разряде и заряде. Энергия аккумулятора выражается произведением номинальных значений напряжения в вольтах и емкости в ампер-часах.

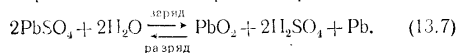
**Саморазряд** аккумуляторов вызывается побочными реакциями, происходящими на положительном и отрицательном электродах. Ему подвержены как кислотные, так и щелочные аккумуляторы. Кислотные аккумуляторы при температуре  $\pm 30^\circ\text{C}$  за сутки теряют 1% номинальной емкости, щелочные — 10–15% за 30 суток. Интенсивность саморазряда сильно зависит от температуры окружающей среды, состава электролита и материала электродов.

**Кислотные аккумуляторы.** Положительный электрод кислотного аккумулятора выполнен в виде свинцовых пластин, покрытых слоем двуокиси свинца ( $\text{PbO}_2$ ), отрицательный в виде чистого свинца в раздробленном состоянии. Электролитом является раствор серной кислоты. При погружении электродов в раствор серной кислоты происходит химическая реакция:



В результате этой реакции оба электрода покрываются слоем нерастворимого сернокислого свинца ( $\text{PbSO}_4$ ). Пластинки однородны по составу и не могут создать ЭДС, что соответствует разряженному состоянию аккумулятора (рис. 13.1, а). Для заряда аккумулятора необходимо пропустить через него постоянный ток от внешнего источника (рис. 13.1, б). Под действием тока происходит электролиз воды. Образующиеся при этом положительные ионы водорода перемещаются к отрицательному электроду (катоде) и, получив недостающие электроны, вступают в химическую реакцию с сернокислым свинцом  $\text{PbSO}_4$ . В результате этого слой сернокислого свинца на катоде восстанавливается в металлический свинец Pb, а осевший на нем кислотный остаток  $\text{SO}_4$  дает в соединении с водородом серную кислоту. Свинец, образующийся на катоде, имеет пористую структуру (губчатый свинец).

Отрицательные ионы кислотного остатка  $\text{SO}_4$  перемещаются к положительному электроду (аноду), отдают ему избыток электронов и, вступая в химическую реакцию с сернокислым свинцом, превращают его в перекись свинца. В следующем уравнении химическая реакция при заряде аккумулятора показана по стрелке вправо:





Итак, при заряде на аноде образуется двуокись (перекись) свинца, а на катоде — чистый свинец. Процесс заряда аккумулятора сопровождается увеличением плотности электролита за счет появления дополнительных молекул серной кислоты. Заряд заканчивается превращением всего сернокислого свинца в губчатый свинец на катоде и в перекись свинца на аноде. Об окончании заряда аккумулятора сви-

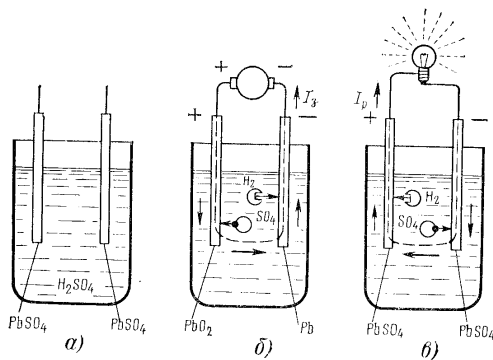


Рис. 13.1. К объяснению принципа действия кислотного аккумулятора

детельствует бурное выделение на электродах кислорода и водорода (кипение электролита) из-за электролиза воды.

Заряженный аккумулятор является источником ЭДС. Если к внешним зажимам подключить нагрузку (рис. 13.1, в), то начнется разряд аккумулятора. Разрядный ток имеет противоположное направление зарядному. Химическая реакция протекает в обратном направлении, и в результате ее оба электрода вновь покрываются сернистым свинцом, а образующаяся вода снижает плотность электролита. Для восстановления аккумулятора как источника тока его необходимо снова зарядить.

Для каждого типа аккумулятора установлено определенное значение максимального зарядного тока. Номинальное напряжение кислотного аккумулятора равно 2 В, а в конце заряда напряжение доходит до 2,6—2,7 В. Когда заряд аккумулятора подходит к концу, то начинается бурное выделе-

ние газов. Чтобы предохранить пластины электродов от разрушения, зарядный ток уменьшают до 50% максимальной величины.

Различают два вида заряда: заряд вновь собранных аккумуляторов и нормальный. В первом случае аккумулятор заряжается более длительное время с часовыми перерывами для того, чтобы обеспечить более полное образование активной массы. Нормальный заряд производится для аккумуляторов, находящихся в эксплуатации. После окончания заряда ЭДС на зажимах аккумулятора падает до 2,3 В и спустя некоторое время до 2,2—2 В. Уменьшение ЭДС объясняется тем, что плотность электролита во всем объеме выравнивается и несколько уменьшается. При разряде аккумулятора напряжение на нем постепенно уменьшается. Конечное напряжение при разряде аккумулятора принимается равным 1,8 В. Принято считать аккумулятор разряженным, если он отдал 80% своей номинальной емкости. При эксплуатации кислотных аккумуляторов нужно следить за тем, чтобы не происходило сульфатации пластин — образования на них сернокислого свинца из-за недозарядов, разрядов слишком большими токами, длительного хранения в незаряженном состоянии и т. д. Сульфатация приводит к уменьшению емкости аккумулятора и разрушению пластин.

На предприятиях связи широко применяются аккумуляторы в режиме «непрерывного подзаряда», когда при работе на нагрузку происходит одновременный подзаряд аккумулятора от выпрямителей. При этом режиме рекомендуется один раз в год делать контрольный разряд аккумулятора до напряжения 1,8 В с последующим зарядом. Для предохранения длительно неиспользуемых аккумуляторов от сульфатации их необходимо перезаряжать один раз в три месяца.

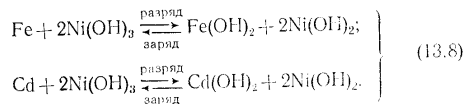
Для получения более высокого напряжения аккумуляторы собираются в батареи и включаются последовательно. Для питания различной аппаратуры связи в стационарных условиях промышленностью выпускаются три типа батарей, основные параметры которых указаны в табл. 13.1. Номинальная емкость батарей определяется при 10-часовом режиме разряда.

**Щелочные аккумуляторы.** Щелочные аккумуляторы по принципу действия аналогичны кислотным, но по конструкции и составу активной массы более разнообразны. Электролитом для щелочных аккумуляторов является раствор едкого калия. Наиболее распространенными по составу ак-

Таблица 13.1

Типы батарей	Номинальная емкость, А·ч	Номинальное напряжение, В	Габариты, мм		
			длина	ширина	высота
ЮРА-11-УХЛ4	11	20	625	198	191,5
ЗРН-75-УХЛ4	75	6	272	188	227,0
ЗРН-115-УХЛ4	115	6	332	180	240,0

тивной массы являются никель-кадмиевые (НК) и никель-железные (НЖ) аккумуляторы. Широкое применение также находят серебряно-цинковые (СЦ), никель-цинковые (НЦ), серебряно-кадмиевые (СК) аккумуляторы. Первые два вида аккумуляторов имеют много общего и отличаются только составом активной массы отрицательной пластины: у НК аккумуляторов на отрицательной пластине размещается губчатый кадмий Cd или гидрат закиси кадмия  $Cd(OH)_2$ , а у НЖ аккумуляторов — губчатое железо или гидрат закиси железа  $Fe(OH)_2$ . Реакция заряда и разряда в НЖ и НК аккумуляторах можно представить так:



При заряде щелочных аккумуляторов активная масса положительных пластин окисляется, при этом гидрат закиси никеля  $Ni(OH)_2$  переходит в гидрат окиси никеля  $Ni(OH)_3$ , а активная масса отрицательных пластин  $Fe(OH)_2$  и  $Cd(OH)_2$  восстанавливается и превращается соответственно в губчатое железо и губчатый кадмий. При разряде аккумулятора все процессы протекают в обратном направлении. Плотность электролита при заряде и разряде у щелочных аккумуляторов не меняется, что позволяет уменьшать объем электролита и габариты аккумулятора. Величина ЭДС щелочных аккумуляторов в среднем равна 1,3—1,35 В, а конечное разрядное напряжение — 1,1 В.

При эксплуатации щелочных аккумуляторов и батарей необходимо периодически доливать в электролит дистилли-

Масса, кг		Режим работы					
без электролита	с электролитом	10-часовой		25-часовой		50-часовой	
		$I_p$ , А	$Q_p$ , А·ч	$I_p$ , А	$Q_p$ , А·ч	$I_p$ , А	$Q_p$ , А·ч
		15,7	17,6	1,1	11	0,52	13
17,3	19,6	7,5	75	—	—	1,85	92,5
19,3	24,3	11,5	115	5,60	140	—	—

рованную воду взамен испарившейся. Раз в год электролит необходимо заменять, так как он загрязняется углекислотой воздуха и различными примесями. Благодаря химической нейтральности электролита щелочные аккумуляторы, в отличие от кислотных, можно длительно хранить с залитым электролитом.

По способу закрепления активной массы на электродах щелочные аккумуляторы подразделяются на ламельные и безламельные. У ламельных аккумуляторов активная масса электродов помещается внутри специальных пакетов (ламелей), а ламели впрессовываются в решетки из никелированной стали. В безламельных аккумуляторах порошкообразная активная масса электродов впрессовывается в стальную раму.

**Безламельные аккумуляторы.** Рассмотренные выше кислотные и щелочные аккумуляторы, несмотря на широкое распространение, громоздки, имеют небольшую удельную энергию. Они подвержены значительному саморазряду, а их работоспособность сильно зависит от температуры. Разработанные позднее безламельные аккумуляторы имеют лучшие характеристики и повышенную удельную емкость.

Усовершенствование безламельных аккумуляторов направлено на увеличение срока службы, уменьшение эффекта саморазряда и увеличение ЭДС. Пока безламельные аккумуляторы еще уступают ламельным по сроку службы. Так, например, ламельные щелочные аккумуляторы типа НК допускают 500—600 циклов заряд-разряд, в то время как безламельные — 200.

Наиболее широкое применение из безламельных аккумуляторов находят никель-кадмиевые, серебряно-цинковые и некоторые разновидности герметизированных аккумуляторов.

Серебряно-цинковые аккумуляторы (СЦ) по своему устройству аналогичны безламельным никель-кадмиевым. В качестве активного вещества для отрицательной пластины служит смесь оксидов цинка и цинкового порошка, а для положительной пластины — восстановленная окись серебра. Положительные пластины серебряно-цинкового аккумулятора помещают в специальную капроновую ткань,

стойкую к щелочи, а отрицательные — в целлофан. Это обеспечивает надежную защиту пластин от короткого замыкания, увеличивает механическую прочность и в то же время обеспечивает достаточную площадь соприкосновения электролита с активной массой. Серебряно-цинковые аккумуляторы имеют малый ток саморазряда и обеспечивают надежную работу в широком интервале температур ( $-20 \pm +60^\circ\text{C}$ ) и при изменении атмосферного давления, что особенно важно для питания самолетной аппаратуры. Существенное достоинство этих аккумуляторов — значительные токи в импульсе. Например, аккумулятор емкостью 0,5 А·ч допускает ток в импульсе до 600 А. У ЩЦ аккумуляторов зарядное напряжение достигает 2,1 В, среднее напряжение при разряде 1,5 В.

Для питания малогабаритной переносной аппаратуры широкое применение нашли герметизированные аккумуляторы малой емкости. Основные их преимущества: малые габариты, возможность работы в любом положении и в широком интервале температур, устойчивость к вибрациям и тряске, большой срок службы (в 10—15 раз больше, чем у обычных). Герметизированные аккумуляторы по составу активной массы довольно разнообразны: никель-кадмиевые, серебряно-кадмиевые и др. Среднее напряжение герметизированного никель-кадмиевого аккумулятора составляет 1,25 В. Напряжение при заряде аккумулятора не должно превышать 1,5 В. При повышении зарядного напряжения может произойти бурное газообразование, что приведет к повреждению аккумулятора. Во всех герметизированных аккумуляторах в качестве электролита применяется раствор едкого калия.

На установках электросвязи наибольшее применение нашли щелочные никель-железные аккумуляторы закрытого типа емкости до 100 А·ч в табл. 13.2 приведены сравнительные характеристики некоторых аккумуляторов.

Таблица 13.2

Тип аккумулятора	Удельные характеристики		Удельная емкость при 20°C, А·ч/кг	Срок хранения, лет	Срок службы, лет	Напряжение зарядки, В	Пределные значения тока, А	Пределные температуры, °C
	А·ч/дм <sup>3</sup>	Вт·ч/кг						
Кислотные свинцовые аккумуляторы	39	26	50—20	3	1	0,5—20	—30 ÷ +40	
Ламельные никель-кадмиевые	36	16	50	7	2	1,2, 0,2—10	—40 ÷ +40	
Ламельные никель-железные	40	20	50	3,5	2	1,2 до 100	—40 ÷ +40	
Безламельные никель-кадмиевые	54	38	60	4	2	1,2, 0,3—10	—20 ÷ +40	
Серебряно-цинковые	160	120	85	2	1	1,2, 0,2—10	—20 ÷ +60	
Серебряно-кадмиевые	172	120	10	2	1	1,2, 0,2—10	—20 ÷ +60	

### 13.3. ЩЕЛОЧНЫЕ ПРОТИВОЭЛЕМЕНТЫ

Противоэлементы применяются для уменьшения напряжения в электрической цепи, причем выходное напряжение должно оставаться постоянным при изменении тока нагрузки. Обычно они применяются в буферных схемах электропитания (рис. 13.2), когда на аккумуляторной батарее напряжение более высокое, чем требуется для нагрузки. Аккумуляторная батарея работает в режиме непрерывного подзаряда от выпрямителя, а противоэлемент ПЭ снижает напряжение  $U_{\text{н}}$  на нагрузку до требуемой величины.

Щелочные противоэлементы по конструкции напоминают аккумуляторы и представляют собой стеклянный или пластмассовый сосуд с раствором щелочи (раствор едкого калия или натрия), в который опущены две стальные пластинчатые электроды. При прохождении через противоэлемент постоянного тока на его зажимах создается противоэлектродвижущая сила, величина которой составляет около 2 В при номинальном токе. Значение этой электродвижущей силы мало зависит от тока нагрузки. Возникновение противоэлектродвижущей силы сопровождается электролизом электролита (противоэлемент при работе кипит).

Выбор типа противоэлементов производится по току максимальной нагрузки, а их количество — по величине напряжения, которое нужно погасить.

В табл. 13.3 приведены технические данные противоэлементов типа ЩПП.

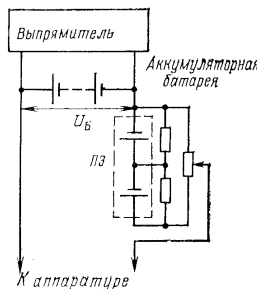


Рис. 13.2. Схема включения противоэлементов в буферной установке

Таблица 13.3

Тип противоэлемента	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Максимальные размеры сосуда, мм			Продолжительность непрерывной работы без долива воды, ч
			ширина	длина	высота	
ЩПП-5/10	2	10	153	68	164	95
ЩПП-7/60	2	60	224	60	277	56
ЩПП-13/100	2	100	224	140	277	52
ЩПП-15/200	2	200	224	272	502	72
ЩПП-23/300	2	300	224	360	502	72

## НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

## 14.1. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Принцип работы таких генераторов основан на явлении термоэлектричества, сущность которого заключается в следующем. Если соединить (спаять) несколько проводников из разных металлов и поддерживать места их соединения при различных температурах  $T_1$  и  $T_2$ , то на свободных концах появится термоэлектродвижущая сила, величина которой составит  $E = \alpha(T_1 - T_2)$ , где  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от материала контактирующих проводников.

Образование термо-ЭДС можно объяснить тем, что в местах контактов проводников с разной температурой создается различная концентрация электронов, что приводит к перемещению электронов из зоны с повышенной концентрацией электронов (горячий спай) в зону с более низкой концентрацией (холодный спай). Перемещение электронов из одной зоны в другую, в свою очередь, приводит к появлению разности потенциалов.

Одновременно с перемещением электронов происходит теплообмен между горячим и холодным проводниками. Из-за высокой

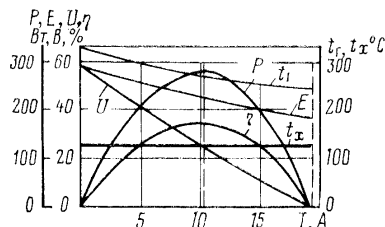


Рис. 14.1. Внешние характеристики термогенераторов типа УГМ200

теплопроводности металлов и низкого значения коэффициента  $\alpha$  термо-ЭДС, получаемая при металлических проводниках, очень мала.

Применение полупроводниковых материалов с разной проводимостью (типа  $p$  и  $n$ ) позволяет резко увеличить термо-ЭДС. Так, если у чистых металлов коэффициент термо-ЭДС  $\alpha$  не превышает 100 мкВ на  $1^\circ\text{C}$ , то у полупроводников он достигает 1000 мкВ/ $1^\circ\text{C}$ . Меньшая теплопроводность полупроводников позволяет получить большую разность  $T_1 - T_2$ , что также увеличивает термо-ЭДС и КПД генератора.

В настоящее время проводятся работы по созданию термогенераторов, использующих солнечную энергию, отрабатанные газы автомобилей, тракторов, котельных, атомных реакторов и т. д. Преимущественно выпускаются термоэлектрогенераторы типа УГМ80М с выходной мощностью до 100 Вт, типа УГМ200К и УГМ200Т

Показатели	УГМ200К	УГМ200Т
Электрическая мощность, Вт	200	200
Стабильность поддержания выходного напряжения, %	+10	+10
Горючее	Природный или сжиженный газ	Природный или сжиженный газ
Расход горючего, кг/ч	1,65	0,85
Время выхода на режим, мин	90	90
Габариты, мм	900×780×700	600×700×700
Масса, кг	200	—
Ресурс, ч	45 000	10 000

мощностью до 200 Вт. Последовательно-параллельное включение термогенераторов УГМ80 позволяет обеспечивать мощность потребителя до 200 Вт, а включение УГМ200 — до 3 кВт. Указанные термоэлектрогенераторы снабжены устройством токовой и тепловой защиты.

В табл. 14.1 приведены технические данные термогенераторов типа УГМ200К и УГМ200Т, а на рис. 14.1 — внешние характеристики для данных генераторов с выходным напряжением 48 В.

## 14.2. СОЛНЕЧНЫЕ БАТАРЕИ

В основе работы солнечных батарей лежит свойство вентильного фотоэффекта, используемого в фотоэлементах, из которых и собираются батареи. Вентильный фотоэлемент превращает энергию солнечной радиации непосредственно в электрическую без каких-либо промежуточных этапов.

На рис. 14.2, а показано устройство вентильного фотоэлемента, включающего в себя нижний металлический электрод 1, электронный (или дырочный) полупроводниковый слой 2, дырочный (или электронный) слой 3, запирающий слой (между слоями 2 и 3) и верхний металлический полупрозрачный электрод 4.

Падающий на поверхность фотоэлемента световой поток частично отражается в нем. Часть светового потока, прошедшего через этот электрод, поглощается в полупроводниковом слое, в результате чего возникают пары электрон—дырка. Благодаря наличию запирающего слоя повышаются концентрации электронов на электроде с  $n$ -проводимостью и концентрация дырок на электроде с  $p$ -проводимостью. Между этими электродами возникает разность потенциалов, величина которой зависит от степени освещенности и от свойств полупроводникового материала. При подключении нагрузки между верхним и нижним электродами в цепи потечет ток.

Выпускаемые в настоящее время солнечные элементы изготавливаются на кремниевой основе. Солнечные кремниевые батареи имеют КПД около 12—14%. Разрабатываемые в последнее время солнечные элементы из арсенида галлия позволяют получить КПД свыше 20%. Кроме того, они имеют значительно меньшую массу.

Солнечные батареи — основные источники питания при освоении космоса. Их применение целесообразно и в авиационных аппаратах, имеющих большую поверхность, т. е. в дирижаблях. Однако стоимость солнечных батарей пока высока. Их применение также оправдано в труднодоступной местности, где прокладка линий электропередач от ближайших электростанций может оказаться значительно дороже.

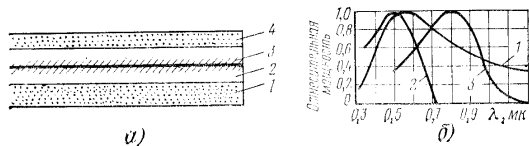


Рис. 14.2. Структура тонкопленочного фотоэлемента (а):

1 — нижний металлический электрод, 2 — электронный (диффузионный) полупроводниковый слой, 3 — дырочный (электронный) слой, 4 — верхний металлический полупрозрачный электрод (защитированная область — запирающий слой); б) — спектральные характеристики солнечных батарей (а) — кремниевой, 2 — селенового фотоэлемента, 3 — кремниевой

Солнечные электростанции, как правило, состоят из первичного полупроводникового преобразователя — солнечной батареи, системы автоматики и аккумуляторной батареи, запасующей выработанную энергию и отдающей ее потребителю по заданной программе.

Солнечные батареи образуются путем параллельного и последовательного соединения отдельных фотоэлементов. Величина фото-ЭДС одного элемента может достигать 1 В.

Из спектральных характеристик солнечных батарей (рис. 14.2, б) следует, что кремниевые солнечные батареи могут работать даже в обычные дни, так как красная часть лучей солнца (с длиной волны  $\lambda = 0,7-0,75$  мкм) облаками не поглощается. Фото-ЭДС батарей с увеличением освещенности возрастает и падает с увеличением рабочей температуры фотоэлемента.

### 14.3. АТОМНЫЕ БАТАРЕИ

Радиоактивные вещества в процессе распада испускают электроны, имеющие отрицательный заряд, само же вещество при этом приобретает положительный потенциал. Это явление легло в основу высоковольтных атомных батарей. Если шаровые электроды 1 и 2 расположить, как показано на рис. 14.3, а, и изолировать друг от друга с помощью изолятора 3, то они будут представлять собой конденсатор, который постоянно заряжается благодаря распаду радио-

активного вещества, помещенного на внутреннем электроде. Напряжение, до которого может зарядиться такой конденсатор, зависит от энергии испускаемых электронов и может достигать нескольких киловольт. Максимальный ток такой батареи зависит от скорости распада радиоактивного вещества, т. е. от числа атомов, распавшихся в секунду. Скорость этого процесса для каждого радиоактивного вещества вполне определена и характеризуется так называемым периодом полураспада, который может быть от долей секунды до тысяч лет. Например, период полураспада радиоактивного фосфора равен 14 суткам, а радиоактивного стронция — 20 годам. Следовательно, атомная батарея, использующая радиоактивный

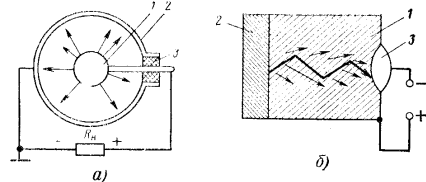


Рис. 14.3. Схематичное представление шаровой высоковольтной батареи (а):

1 — внутренний электрод, 2 — внешний, 3 — диэлектрик; б) — низковольтной батареи (б): 1 — монокристалл кремния, 2 — слой радиоактивного стронция, 3 — внешний электрод

стронций, может работать в течение 20 лет, и за это время ее мощность уменьшится всего в 2 раза. При этом мощность уменьшается лишь из-за уменьшения тока, а напряжение остается постоянным. Недостаток такой батареи — очень малый ток (десяти микроампер). Такие батареи применяются в измерительной технике.

Работа низковольтной батареи (рис. 14.3, б) основана на использовании свойств радиоактивного вещества испускать быстрые электроны и на вентиляльных свойствах полупроводника. На поверхность кремниевой монокристалла 1 наносится тонкий слой радиоактивного стронция 2. Стронций испускает электроны больших энергий, которые проникают в толщу полупроводника (кремневой пластины), вызывая в ней появление электронов и дырок. Каждый быстрый электрон создает в кремнии около 200 000 вторичных электронов, диффундирующих к внешнему электроду 3 (металлическому коллектору), в результате чего создается разность потенциалов до 0,2 В. Мощность, отдаваемая одним кремниевым элементом, невелика, поэтому элементы соединяют между собой параллельно-последовательно.

Теоретически атомные батареи могут непрерывно работать в течение 20—30 лет. Однако они очень скоро выходят из строя из-за нарушения структуры р-л-перехода очень быстрыми частицами.

В настоящее время созданы установки мощностью в несколько сотен ватт, которые находят применение для питания автоматических метеостанций и аппаратуры связи, находящейся в труднодоступной местности.

#### 14.4. ТОПЛИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И МАГНИТОГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Топливные элементы — это химические источники тока, в которых происходит образование электрической энергии за счет химических реакций между топливом и окислителем, непрерывно поступающим в элемент. В качестве топлива используются водород, природный газ, окись углерода, спирты, нефтепродукты, другие вещества. Окислителем является кислород воздуха или химически чистый кислород. Действие топливных элементов основано на реакции, подобной горению топлива в тепловых машинах. Однако эти реакции в топливных элементах не сопровождаются выделением большого количества тепла, а энергия реакции сразу выделяется в нагрузку в виде электрической энергии, что позволяет получить высокий КПД.

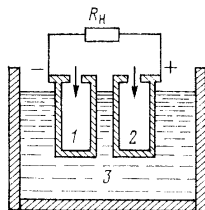


Рис. 14.4. Схематическое представление топливного элемента:

1, 2 — пористые трубки; 3 — раствор KOH

Разработаны топливные элементы, работающие на водороде и спиртах с КПД 50—60%, в то время как существующие классические преобразователи имеют КПД не более 25—35% (КПД атомной электростанции, например, не превышает 30%).

Если в обычных электрохимических источниках тока (аккумуляторах, гальванических элементах) во время реакции происходит непрерывный расход активной массы электродов, то в топливных элементах электроды в реакции активного участия не принимают и их материал не расходуется. Химическая реакция имеет место до тех пор, пока идет подача топлива и окислителя к электродам.

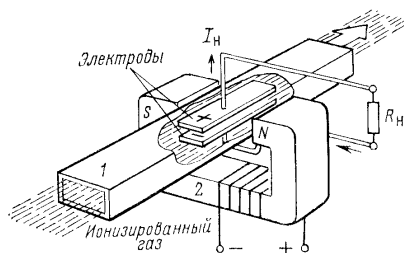


Рис. 14.5. Схематическое представление магнитогидродинамического генератора:

1 — труба; 2 — электромагнит

На рис. 14.4 приведена схема наиболее простого топливного элемента, используются водород (топливо) и кислород (окислитель). При подаче под давлением водорода и кислорода через пористые трубки 1 и 2 в щелевой электролите 3 происходит их взаимодействие с электродом. В результате образуются положительные ионы водорода и отрицательные ионы кислорода. Свободные электроны собираются на трубке 1, образуя отрицательный электрод, а отрицательные ионы кислорода, покидая трубку 2, сообщают ей положительный потенциал. При подключении к электродам нагрузки по ней потечет электрический ток. В результате окисления водорода кислородом в электролите образуется вода.

Для работы топливного элемента необходимы непрерывное поступление водорода и кислорода и непрерывное удаление продуктов реакции. В данном случае вода испаряется с поверхности электролита. Между испарением и образованием воды должно быть равновесие, что обеспечивается соответствующей температурой, оптимальное значение которой составляет 50—60°C.

Принцип действия магнитогидродинамических (МГД) генераторов аналогичен принципу действия обычных электрических генераторов. В качестве проводников, в которых наводится ЭДС, используется ионизированный газ. Вместо медной обмотки используется скоростное течение горящих электропроводящих (ионизированных) газов в длинной трубе 1 между полюсами электромагнита 2 (рис. 14.5). При размещении плоских электродов по длине внутри трубы и при подключении к ним нагрузки по ней потечет ток. Атомные электростанции с МГД-генераторами будут иметь КПД в 1,5—2 раза выше обычных.

# ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ РАДИОПРЕДПРИЯТИЙ И ЗАЩИТА ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

## Глава 15

### ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ РАДИОЦЕНТРОВ

#### 15.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО РАДИОЦЕНТРА

Современный передающий радиочастотный центр является сложным электротехническим хозяйством, для которого основным источником электрической энергии является энергосистема, т. е. промышленная сеть переменного тока. Для нормального электроснабжения стационарного радиочастотного центра должны обеспечиваться следующие требования:

- 1) бесперебойность работы;
- 2) оперативное управление электрооборудованием с устройствами сигнализации и защиты;
- 3) линии электропередачи, подходящие к территории радиочастотного центра, не должны нарушать нормальной работы антенн и препятствовать их установке и ремонту;
- 4) простота и экономическая целесообразность схемы.

На рис. 15.1 представлена однолинейная структурная схема электроснабжения передающего радиочастотного центра. Воздушные высоковольтные линии электропередачи ЛЭП<sub>1</sub> и ЛЭП<sub>2</sub>, заканчиваются недалеко от радиочастотного центра и подводятся к понижающей подстанции 1, где предусматриваются блоки защиты линий от перенапряжений. Вынесение понижающей подстанции с территории 2 радиочастотного центра объясняется тем, что при близком расположении ЛЭП к антенному полю в линиях могут наводиться высокочастотные токи, нарушающие нормальную работу некоторых элементов подстанции и приводящие к уменьшению излучаемой антеннами полезной мощности. С целью обеспечения бесперебойности энергоснабжения подстанции радиочастотного центра, как правило, получает электроэнергию по двум линиям электропередачи, одна из которых является резервной. Ввод в действие резервной линии производится в случае неисправности основной и осуществляется автоматической системой автоматического включения резерва — АВР, входящей в состав аппаратуры понижающей подстанции. Схемы понижающих

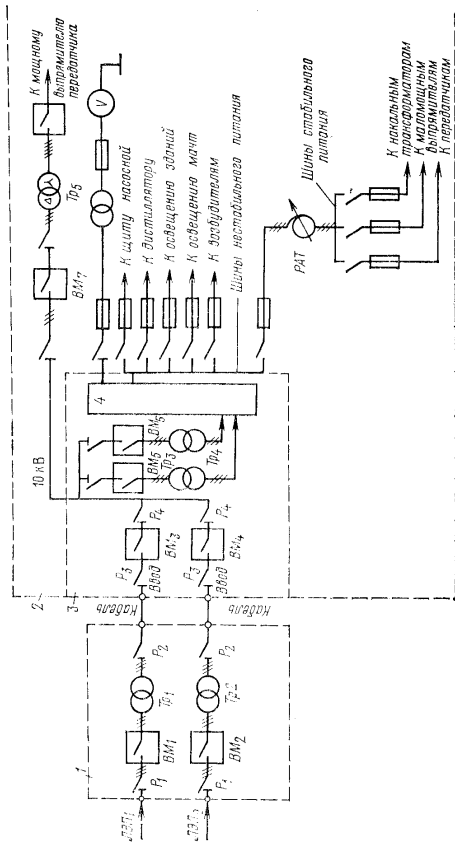


Рис. 15.1. Однолинейная схема электроснабжения передающего радиочастотного центра

подстанции различны. На рис. 15.1 показана схема подстанции, с помощью которой напряжение понижается с 35 до 10 кВ. В состав подстанции входят понижающие трансформаторы  $Tr_1$  и  $Tr_2$ , разьединители  $P_1$ ,  $P_2$  и масляные выключатели  $ВМ_1$ ,  $ВМ_2$ . От понижающей подстанции электроэнергия по подземному кабелю подается к распределительной подстанции 3, которая находится в непосредственной близости или в самом здании, где установлены передатчики.

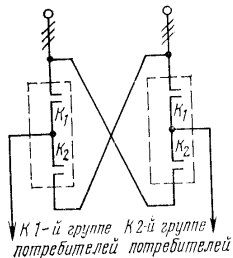


Рис. 15.2. Схема автоматического включения резерва

лизации, защиты и автоматики. От распределительных щитов подстанции электрическая энергия поступает к потребителям.

В передатчике имеются так называемые шины нестабильного питания, на которые через автомат ввода подается напряжение 380/220 В. С этих шин могут питаться потребители, для которых может быть использовано нестабилизированное напряжение. Это — электропривод регулирующего трансформатора накала, система управления, блокировки и сигнализации (УБС), вентилятор охлаждения, выпрямитель возбудителя. Нестабилизованное напряжение подается также на регулируемый автотрансформатор РАТ, который используется для получения неизменяющегося напряжения на шинах стабильного питания. От шин стабильного питания напряжение подается на трансформаторы накала ламп передатчика и маломощные выпрямители.

На рис. 15.2 показана упрощенная однолинейная схема АВР, обслуживающая две группы потребителей. Каждая группа в нормальных условиях работы подключена к своему источнику электроэнергии через включенный контак-

тор  $K_1$ ; контактор  $K_2$  в этом случае отключен. В случае прекращения подачи электроэнергии от одного из источников контактор  $K_1$  отключает этот источник, а с помощью контактора  $K_2$  данная группа потребителей подключается ко второму источнику. Перерыв в подаче электроэнергии к потребителям составляет в этом случае 0,6—0,7 с, благодаря чему практически исключаются перемены в подаче электроэнергии к потребителям.

## 15.2. ОБОРУДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДСТАНЦИЙ

Рассмотрим назначение узлов оборудования электрических подстанций. Разьединители служат для отключения напряжения от аппаратуры подстанции при необходимости ремонта, чистке и т. д. Разьединителями можно отключать только обесточенную линию.

Масляные выключатели предназначены для включения и отключения питающих кабелей и трансформаторов при нормальной эксплуатации и для их отключения в аварийных случаях. С помощью контактов, находящихся в масле, осуществляется быстрое гашение электрической дуги, возникающей при разрыве нагруженной линии. В аварийных случаях с помощью масляных выключателей разрывается ток короткого замыкания линий, который может значительно превосходить ток нормального режима.

Устройства защиты предохраняют электрооборудование от повреждений в случаях превышения допустимых токов и напряжений. Простейшим устройством защиты является предохранитель. Предохранитель содержит в себе небольшой отрезок медного, свинцового или цинкового провода (плавкую вставку), который расплавляется и разрывает цепь нагрузки, если ток превысил допустимое значение. Плавкая вставка герметизируется, что ускоряет процесс горения электрической дуги при разрыве цепи.

Основные недостатки предохранителей — необходимость замены плавкой вставки после перегорания и малое быстродействие. Методика выбора предохранителей рассмотрена в гл. 16.

Более надежными приборами защиты электрических сетей от перегрузок, коротких замыканий, а также повышенного или пониженного напряжения сети являются автоматические выключатели. Промышленностью выпускаются автоматы защиты различных серий и воздушные автоматические выключатели типа АВМ в двух- и трехполюсном исполнении с рабочим напряжением до 500 В.

Для защиты оборудования от опасных перенапряжений применяются разрядники вентильного типа с тиритовыми или вилитовыми дисками. От грозовых перенапряжений и прямых ударов молнии подстанции защищаются стержневыми молниеотводами.

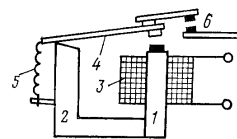


Рис. 15.3. Конструкция реле с поворотным якорем



Мощные трансформаторы подстанции имеют максимальную токовую защиту, с помощью которой при возникновении перегрузок первичные обмотки обесточиваются. Электромагнитное реле является одним из основных элементов в цепях автоматической защиты. Реле (рис. 15.3) состоит из электромагнита и системы контактов. Электромагнит состоит из сердечника 1 и ярма 2, изготовленных из магнитомягкой стали, и обмотки 3. Принцип действия реле основан на притяжении якоря реле 4 к сердечнику электромагнита, по обмотке которого протекает ток. При обесточенной обмотке якорь оттягивается от сердечника возвратной пружиной 5, и контакты 6, подключаемые к внешней цепи, разомкнуты. При включении обмотки якорь притягивается к сердечнику и контакты реле замыкаются, замыкая тем самым внешнюю цепь.

### 15.3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ, БЛОКИРОВКИ И СИГНАЛИЗАЦИИ

С помощью системы управления, блокировки и сигнализации (УБС) обеспечивается:

- а) дистанционное включение и отключение напряжения питания всех каскадов передатчика, которое осуществляется контакторами или автоматическими выключателями;
- б) заданная последовательность операций по включению и отключению напряжения питания, обусловленная режимом работы различных узлов передатчика;
- в) сигнализация о последовательности проводимых операций, готовности оборудования к последующим операциям, а также о повреждениях в цепях передатчика (например, перегрузки и пробой в генераторных лампах, обратное зажигание в газотронах, выход из строя отдельных узлов и т. д.);
- г) необходимая скорость выполнения отдельных операций: постепенное повышение напряжения накала, выдержка времени для прогрева ионных вентилей в генераторных лампах, плавное или ступенчатое нарастание высокого напряжения, повторное включение выпрямителя после срабатывания защиты и т. д.;
- д) автоматический переход на резервное оборудование и проведение необходимых операций в случае неисправности основного.

Последовательность автоматически выполняемых операций при включении напряжения такова:

- 1) напряжение накала на лампы подается только после включения вентиляторов охлаждения;
- 2) анодное напряжение на лампы предварительных усилителей передатчика подается только после закрытия всех шкафов передатчика и при номинальном значении сеточного напряжения смещения. В тетрадах вначале подается анод-

ное напряжение, а затем экранное напряжение. Напряжение возбуждения подается после включения анодного напряжения или одновременно с ним;

3) анодное напряжение ламп выходных каскадов подается после выполнения операций, соответствующих пп. 1, 2.

Для безопасности обслуживающего персонала и надежности работы система УБС, как правило, имеет отдельную сеть переменного тока 110 В или постоянного тока, например, 24 В.

Цепи управления и блокировки. Цепи управления относятся не только к цепи, связанные с включением напряжения, но и цепи регулирования и стабилизации напряжения: например, схемы подачи напряжения накала ламп передатчика, ионных вентилей выпрямителей ступенчатого включения анодного напряжения на мощный выпрямитель, схемы регулирования переменного напряжения и т. д.

Система УБС должна обеспечивать плавное или ступенчатое включение напряжения накала, постоянство напряжения накала в заданных пределах во время работы, отключение напряжений анодного и накала при прекращении циркуляции воздуха или воды в системе охлаждения ламп.

Для обеспечения безопасности обслуживающего персонала высоковольтная аппаратура имеет ограждения или размещается в закрытых шкафах и блоках. Ограждения, кожухи аппаратов и металлическая арматура заземляются. Дверцы кожухов и ограждений и передние панели шкафов имеют блокировку, исключающую доступ к узлам и деталям аппаратуры при наличии высокого напряжения. Эта блокировка включает в себя две независимые друг от друга части — электрическую и механическую.

Электрическая блокировка не допускает включения высокого напряжения при открытых дверцах ограждений и неустановленных передних панелях блоков с высоким напряжением. Она осуществляется блокировочными контактами на всех дверцах и панелях, соединенными последовательно между собой. Открывание любой одной дверцы вызывает автоматическое отключение высокого напряжения. Дверные блок-контакты могут быть в виде замыкателей ножевого типа, размещенных на изолированной прокладке, или в виде малогабаритных выключателей ножевого типа.

Механическая блокировка. Для большей надежности электрическая блокировка дополняется механической. Действие механической блокировки заключается в том, что открывание дверей ограждений, передних панелей блоков возможно только после снятия высокого напряжения, а включение его при открытых дверях невозможно. Для этого имеется специальный разъединитель механичес-

кой блокировки (РМБ), с помощью которого подается питание на силовые трансформаторы выпрямителей и анодное напряжение постоянного тока на все ступени передатчика. В положении разъединителя «Отключено» высокое напряжение снято, а конденсаторы сглаживающих фильтров закорочены на «землю». Разъединитель механической блокировки должен устанавливаться в таком месте, чтобы положение его ножей было хорошо видно. Высокое напряжение можно включать только при положении «Включено» рычажного разъединителя, а это механически возможно только при закрытых дверях и панелях блока.

На рис. 15.4 приведена часть схемы УБС, служащая для замыкания конденсаторов фильтра  $C_{\Phi}$  при открывании дверей (блок-контакты  $K_d$ ) или отключении РМБ (блок-контакты  $K_p$ ). При размыкании любого из блок-контактов обмотка контактора  $K_1$  обесточивается, а его контакты конденсаторов фильтра выпрямителя замыкаются, а его ограничивающий резистор  $R_{огр}$ . Резистор  $R_{огр}$  выбирается на такое сопротивление, чтобы разрядный ток конденсатора не превышал номинального значения. Свечение сигнальной лампы  $L_1$  на пульте управления свидетельствует о разряде конденсаторов фильтра.

**Защита аппаратуры.** В систему УБС входят также цепи защиты аппаратуры от перегрузок или коротких замыканий. Помимо защиты с помощью предохранителей и автоматических выключателей, для защиты передатчиков предусматривается реле повторного включения РПВ. Это реле при кратковременных пробоях в элементах запирает мощный тириatronный выпрямитель с помощью электрозащиты мощной защиты на время в десятки миллисекунд. Через 0,2—0,3 с реле снова включает высокое напряжение. Если причина, вызвавшая срабатывание РПВ, исчезла, то передатчик продолжает работать. В противном случае после трехкратного срабатывания РПВ передатчик отключается и на пульт управления подается соответствующий сигнал.

Защита фильтров мощных выпрямителей от перенапряжений, возникающих во время переходных процессов, осуществляется с помощью ограничительных резисторов, которые замыкаются накоротко при нормальной работе. При выборе типа конденсаторов и дросселя фильтра следует учитывать перенапряжения, возникающие на нем при включении выпрямителя и при сбросе нагрузки. Кроме того, дроссели и трансформаторы защищаются от перенапряжений токовыми разрядниками с ограничительными резисторами. От бросков тока при включении конденсаторы фильтров защищаются предохранителями особой конструкции, которые не только отключают конденсаторы, но и замыкают накоротко их выводы.

Генераторы и модуляторные лампы средней и большой мощности нуждаются в принудительном воздушном или водяном охлаждении и в случае его нарушения выходят из строя. Для контроля системы охлаждения применяются специальные реле — аэроконтакты и миксодатчики, устанавливаемые на выходе труб гидроконтакты (гидрокнопки), устанавливаемые на выходе труб охлаждения выводов накала, сеток и анодов накала и высоковольтных контактов не позволяют включить напряжение охлаждения. Температура при недостаточной интенсивности охлаждения бабка, контррадиатора воды, втекающей и вытекающей из лажного бабка, контролируется соответствующей сигнализацией. Передатчик отключается при повышении температуры вытекающей воды выше  $70^{\circ}\text{C}$ .

Для защиты мощных ламп в цепь их анода включаются реле максимального тока РМТ (рис. 15.5), ток срабатывания которых

определяется номинальным током лампы. Время срабатывания РМТ зависит от перегрузки. Так, при двух- и трехкратной перегрузке по току время срабатывания составляет 50—100 мс, при десятикратной — до 10 мс. Реле максимального тока включаются в общие (земельные) провода выпрямителей, питающих аноды мощных ламп. В случае увеличения тока в обмотке до значения тока срабатывания РМТ срабатывает и на сетки тириatronов выпрямителя подается запирающее напряжение.

При питании цепи управляющей сетки от отдельного источника мощные лампы защищаются от чрезмерного возрастания анодного тока (в случае резкого уменьшения смещения) с помощью реле в цепи смещения (рис. 15.6). Обмотка реле  $P_1$  подключается к потен-

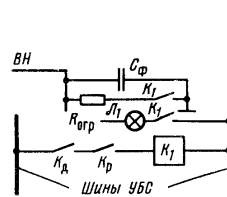


Рис. 15.4.

Рис. 15.4. Часть схемы УБС передатчика

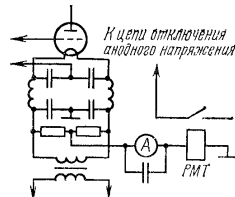


Рис. 15.5.

Рис. 15.5. Схема включения реле максимального тока

метру выпрямителя смещения, а его контакты позволяют включить высокое напряжение на аноды ламп при положении 2. При пропадании смещения обмотка реле обесточивается, его контакты переходят в положение 1 и высокое напряжение с анодов ламп снимается. Такая система защиты инерционна, так как между аварийным увеличением тока и снятием анодного напряжения проходит десятки миллисекунд, что в ряде случаев недопустимо. Для ограничения тока анодных цепей приходится использовать резисторы, что приводит к снижению КПД и демодуляции в передатчике. Применение электронных схем управления и защиты позволяет достичь быстроты действия системы защиты до 1—2 мс.

При нормальном состоянии анодной цепи конденсатор защиты  $C_{\Phi}$  (рис. 15.7) заряжен до напряжения на выходе фильтра выпрямителя. В случае короткого замыкания нагрузки (пробой в цепях, газовый пробой в генераторной лампе передатчика) конденсатор  $C_{\Phi}$  разряжается через первичную обмотку III трансформатора защиты  $T_{р1}$ . Импульсы напряжения, снимаемые с обмотки I трансформатора, выпрямляются и поступают на цепь  $C_1R_1$ , и на электронную схему управления  $CV$ , состоящую из усилителя постоянного тока УПТ и устройства фазового управления мощным тириatronным выпрямителем. Отрицательное напряжение импульсов запирает лампу или транзистор УПТ, и высокое напряжение с тириatronного выпрямителя снимается. По мере разряда конденсатора  $C_1$  отрицательно

напряженне на сетке лампы (или на транзисторе) УПТ уменьшается, лампа открывается и высокое напряжение постепенно восстанавливается до нормальной величины, если причина аварийной ситуации исчезла. Обмотка // трансформатора подключается к системе сигнализации. Использование таких схем защиты в каждом каскаде передатчика позволяет обнаружить цепь, где произошло срабатывание защиты.

Сигнализация. Система УБС должна обеспечивать сигнализацию о состоянии приборов управления и защиты, о всех стадиях пуска передатчика, о возможных неисправностях и месте повреждения. Вырабатываемая УБС сигнализация подразделяется на следующие виды: сигнализация положения, оперативная, предупредительная, аварийная.

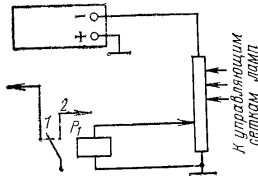


Рис. 15.6.

Рис. 15.6. Схема защиты в цепи смещения ламп

Рис. 15.7. Схема защиты в цепи высокого напряжения ламп

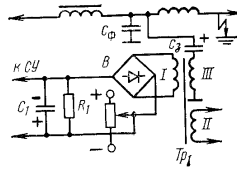


Рис. 15.7.

Сигнализация положения свидетельствует о положении «Включено» и «Отключено» приборов автоматики: например, масляных выключателей, контакторов, реле и т. д. Оперативная сигнализация указывает обслуживающему персоналу на состояние пусковых цепей системы УБС и извещает о начале и окончании каждой пусковой операции в порядке последовательности. Предупредительная сигнализация предупреждает работающего о нарушении в работе аппаратуры, которые не вызывают немедленного выхода узла или блока из строя. Аварийная сигнализация указывает место и причину аварийной ситуации.

Для визуального наблюдения за состоянием аппаратуры применяются измрительные приборы, сигнальные лампы и приборы, для подачи звуковых сигналов — электрические звонок и сирены.

После пуска передатчика все сигнальные лампы не горят, кроме лампы высокого напряжения. Определенной пусковой операции соответствует свой цвет сигнальной лампы: например, охлаждение — соответствует свой цвет сигнальной лампы: например, зеленый, синий, накал — желтый, маломощные выпрямители — зеленый, высокое анодное напряжение — красный. С точки зрения техники безопасности запрещены следующие цвета: красный цвет сигнализирует об опасности, желто-оранжевый — о необходимости внимания и зеленый цвет — разрешающий, сигнализирующий о безопасности.

В настоящее время мощные радиолампы питаются по цепи накала в основном переменным током. При заземлении одного из концов нити накала возникает паразитная модуляция анодного тока с частотами 50 и 100 Гц. Фон частоты 50 Гц создается из-за изменения напряжения на сетке лампы относительно незаземленного конца катода. Фон частоты 100 Гц проявляется в лампах с тонкой вьютой нитью накала из-за сравнительно малой тепловой инерции катода, а в лампах с массивной нитью — из-за магнетронного эффекта и вибрации катода под действием переменного тока накала. Модуляцию с частотой 50 Гц можно значительно ослабить при заземлении средней точки в цепи накала. Если у лампы имеется средний вывод катода (нить накала), то он заземляется (рис. 15.8, а), если среднего вывода нет, то средняя точка в цепи катода создается искусственно в накальном трансформаторе (рис. 15.8, б) или с помощью двух резисторов (рис. 15.8, в). Конденсаторы в цепи катода служат для заземления катода по высокой чистоте.

В модуляторах, построенных по двухтактным схемам, фон, создаваемый переменным напряжением накала и пульсациями ИВЭ, значительно ослабляется трансформатором нагрузки при хорошем его симметрировании. В этом случае достаточно вывести среднюю точку в цепи накала лампы.

Борьба с паразитной модуляцией облегчается при наличии в каскаде двух и более ламп. При питании накала двух параллельно включенных ламп напряжениями, сдвинутыми по фазе на 90°, частота фона равна 200 Гц, а амплитуда ниже. При наличии трех ламп необходим сдвиг напряжений по фазе на 120°, основная частота фона составит 300 Гц и глубина паразитной модуляции еще уменьшится.

Для получения сдвига между накальными напряжениями двух ламп на 90° применяется схема Скотта, в которой трехфазное напряжение преобразуется в двухфазное (рис. 15.9, а). Для схемы применяются два однофазных трансформатора, соединенных таким образом, что конец обмотки трансформатора  $Tr_1$ , называемого высотным, подключается к средней точке обмотки трансформатора  $Tr_2$ ,

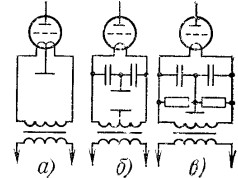


Рис. 15.8. Схемы питания цепи накала ламп

называемого базисным. Напряжения вторичных обмоток трансформаторов (точки 1, 2, 3, 4) будут сдвинуты между собой на  $90^\circ$ . Из векторной диаграммы напряжений (рис. 15.9, б) следует, что напряжение на первичной обмотке базисного трансформатора равно линейному напряжению сети, а на первичной обмотке высотного трансформатора будет меньше, т. е.  $U_{A_0} = U_{BC} \sin 60^\circ = 0,867 U_{BC}$ . Поскольку напряжения на вторичных обмотках должны быть

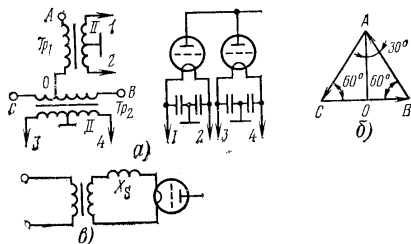


Рис. 15.9. Схема питания цепи накала ламп (а), векторная диаграмма напряжений (б), эквивалентная схема накального трансформатора с повышенным рассеянием (в)

равны, то коэффициенты трансформации трансформаторов должны быть: для высотного  $K_{Тр1} = \omega_2/\omega_1$ , а для базисного  $K_{Тр2} = 0,867 K_{Тр1}$ .

Для получения еще меньшего уровня паразитной модуляции применяется так называемая восьмифазная схема накального питания, которая состоит из трех комплектов трансформаторов. При соответствующем включении этих комплектов в трехфазную сеть, четырех лампах в каскаде (двухтактная схема по две лампы в плече) и соответствующим подключением ламп к трансформаторам основная частота фона будет составлять 400 Гц, а уровень паразитной модуляции не будет превышать 50 дБ, что соответствует требованиям на радиовещательные передатчики.

Активное сопротивление ненакаленного (холодного) катода мощных ламп в несколько раз (для вольфрамового катода в 12—14) меньше его сопротивления в рабочем нагретом состоянии. Поэтому, чтобы избежать резкого нарастания накального тока и выхода лампы из строя, требуется обеспечить плавное увеличение напряжения накала, причем в первый момент включения накальное напряжение не

должно превышать 10% номинального. Для этой цели применяются трансформаторы с переменным коэффициентом трансформации, трансформаторы типа «вариак» и автотрансформаторы с подвижной короткозамкнутой катушкой. Последние получили широкое применение не только для регулирования накального напряжения, но и для регулирования напряжения шин стабильного питания. Подвижные короткозамкнутые катушки перемещаются одновременно по сердечникам трех фаз с помощью исполнительного двигателя, установленного на крышке автотрансформатора. Важным достоинством этого метода являются постоянство напряжения накала при изменении напряжения питания и высокая надежность, обусловленная отсутствием скользящих контактов.

Пусковой ток в цепи накала может быть ограничен с помощью трансформаторов, имеющих магнитный шунт (рис. 15.9, в). В этих трансформаторах первичная и вторичная обмотки расположены на разных стержнях, что вызывает повышенное рассеяние магнитного потока. Реактивное сопротивление  $X_s$  индуктивности рассеяния приблизительно равно сопротивлению катода в рабочем состоянии. Так как в момент включения сопротивление холодного катода значительно меньше, чем нагретого, то почти все напряжение будет падать на индуктивности рассеяния и ток накала будет в пределах нормы. По мере разогрева катода его сопротивление растет и напряжение перераспределяется между индуктивностью рассеяния и нитью накала. В результате автоматически регулируются напряжение и ток накала. Для питания каждой лампы нужен отдельный трансформатор, так как при перегорании нити накала одной из параллельно питаемых ламп значительно повышается напряжение у другой лампы. Недостатком такого способа является низкий  $\cos \varphi = 0,7 \div 0,8$ .

Эффективно и применение пусковых токоограничивающих резисторов по цепи накала ламп. Эти резисторы после разогрева ламп шунтируются и поэтому не влияют на энергетические показатели выпрямителя.

## 15.5. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ПРИЕМНЫХ РАДИОЦЕНТРОВ И РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ УЗЛОВ

Электроснабжение приемных радиостанций и радиовещательных узлов может осуществляться как от внешних источников, так и от собственных дизельных электростанций (ДЭС). Собственная ДЭС является независимым источником

электропитания и комплектуется дизель-генераторами. Если дизель-генератор является основным источником электропитания, то его установка в технических зданиях предприятия не допускается. Дизель-генераторы мощностью до 30 кВт, используемые как резервные источники, могут размещаться в технических зданиях. Они обычно устанавливаются на виброизолирующих основаниях. Помещение дизельной электростанции, совмещенное с техническим зданием, отделяется от него негорящими стенами.

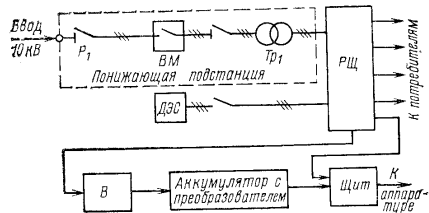


Рис. 15.10. Схема электропитания приемного радиостанции

Возможен вариант электропитания, когда основным источником питания является внешняя электросеть, а резервным — собственная ДЭС, мощность которой должна быть достаточной для питания минимально необходимой части технологических и вспомогательных потребителей предприятия.

На рис. 15.10 приведена упрощенная структурная схема электропитания приемного радиостанции. Электроэнергия от внешней сети с напряжением 10 кВ подводится через разъединитель  $P_1$  и масляный выключатель ВМ к понижающему трансформатору  $Tr_1$ , напряжение с которого поступает на распределительный щит РЩ. К РЩ подключаются и остальные источники электропитания радиостанции. Переход с одного источника на другой происходит автоматически. При пропадании напряжения внешнего источника в случае аварии автоматизированный переход на резервную собственную электростанцию занимает 20—30 с. При наличии двух внешних источников и АВР перемены электропитания достигают 0,6—0,7 с. Такая длительность перемены в электропитании для ряда предприятий связи является недопустимой. Для исключения перемены в электро-

снабжении (или уменьшения их длительности) необходимы так называемые устройства гарантированного питания (УГП). С помощью УГП обеспечивается питание аппаратуры по переменному току на время перерывов в электропитании, связанных с переходом на резервный источник.

В качестве УГП могут использоваться аккумуляторные батареи, энергия которых преобразуется в энергию переменного тока электромашинами или полупроводниковыми преобразователями. В этом случае емкость аккумуляторной батареи должна быть выбрана такой, чтобы обеспечить работу всех потребителей в течение часа. Как показано на структурной схеме, аккумуляторная батарея работает в режиме непрерывного подзаряда. Широко применяются УГП, использующие энергию инерционного маховика с автоматически запускающимися дизель-генераторными агрегатами (АГМ).

#### 15.6. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ АППАРАТУРЫ

Для повышения надежности все станции радиорелейных линий (РРЛ) оборудованы резервными электростанциями, которые состоят из двух автоматизированных и взаимосвязанных дизель-генераторных установок. При пропадании основного напряжения, получаемого от энергосистемы, одновременно запускаются оба дизель-генератора. Станция РРЛ питается от того генератора, который раньше запускается, а второй дизель-генератор останавливается. Для устранения перерыва в питании аппаратуры на каждой станции устанавливаются два агрегата гарантированного питания с механическими аккумуляторами энергии — инерционными маховиками. Более надежны агрегаты типа АГМ, состоящие из трехфазного асинхронного двигателя, маховика и трехфазного синхронного генератора. Двигатель АГМ питается от внешней сети. В случае пропадания напряжения внешней сети АГМ продолжает питать аппаратуру станции в течение 30 с (что достаточно для запуска дизеля) за счет энергии, запасенной в инерционном маховике.

Структурная схема типовой установки гарантированного питания станции РРЛ представлена на рис. 15.11. На станции РРЛ устанавливаются два полуккомплекта аппаратуры А, каждый из которых питается от своего УГП с двумя взаимозаменяемыми агрегатами, АГМ и три автоматизированные дизель-генераторные установки. Более мощная установка ДГ2 обеспечивает питанием всю стан-

цию. Мощность каждой из установок ДГ1 и ДГ3 достаточна для питания лишь одного полукомплекта аппаратуры.

При исправном состоянии внешней сети напряжение подается на оба ввода (ввод 2 — резервный), и оба полукомплекта аппаратуры питаются от агрегатов АГМ1 и АГМ3 (или АГМ2 и АГМ4) через контакторы  $K_1, K_8, K_7$  и соответственно  $K_9, K_{10}, K_{12}, K_{14}$  (или  $K_6, K_{11}, K_{13}, K_{15}$ ).

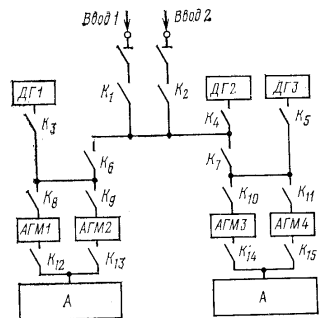


Рис. 15.11. Схема типовой установки гарантированного питания станции РРЛ

В случае пропадания напряжения на вводе 1 контактор  $K_1$  обесточивается, а контактор 2 срабатывает. При этом происходит переключение питания с ввода 1 на ввод 2. Перерыв в питании агрегатов АГМ не превышает 0,3—0,6 с, что не сказывается на их выходном напряжении.

В случае одновременного пропадания напряжения на обоих вводах запускаются дизели установок ДГ1, ДГ2 и ДГ3. До запуска дизелей аппаратура станции питается благодаря инерции маховиков агрегатов АГМ.

Если раньше запускаются дизели ДГ1 и ДГ3, то через контакторы  $K_5, K_6, K_7, K_{10}$  агрегаты АГМ1, АГМ3 подключаются к установкам ДГ1 и ДГ3 и восстанавливают потерянную скорость во время работы по инерции. Если же дизель установки ДГ2 так и не запустился (оказался неисправным), то установки ДГ1 и ДГ3 будут питать станцию до появления напряжения на одном из вводов.

Если запуск дизеля установки ДГ2 состоялся, но позже, то срабатывает контактор  $K_4$  и установки ДГ1 и ДГ3 выключаются, как при появлении напряжения на вводе станции. В случае появления напряжения на любом вводе установка ДГ2 также выключается.

Если при снятии напряжения с обоих вводов не запускаются дизели двух установок ДГ1 и ДГ2 (или ДГ2 и ДГ3), то питанием будет обеспечиваться только один полукомплект аппаратуры, что приведет к ухудшению качества

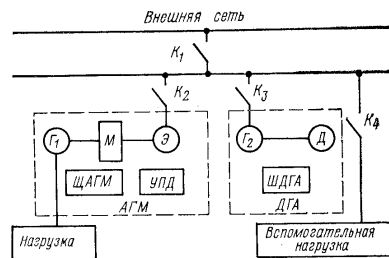


Рис. 15.12. Схема включения устройства гарантированного питания с агрегатами типа АГМ

работы аппаратуры без ее технической остановки. В случае аварии одного из работающих АГМ также будет работать один полукомплект, пока не запустится резервный АГМ. Такое построение УГП обеспечивает сокращение времени простоя второго полукомплекта аппаратуры до 15 мин (время запуска резервного АГМ) и позволяет проводить профилактический осмотр и текущий ремонт на каждом агрегате без нарушения работы аппаратуры.

В состав УГП типа АГМ (рис. 15.12) входит установка АГМ и автоматизированная дизель-генераторная установка ДГА. При нормальном напряжении внешней сети электродвигатель Э с маховиком М вращает генератор  $G_1$ , обеспечивающий номинальное напряжение нагрузки. В случае снятия или снижения напряжения внешней сети ниже допустимого предела срабатывает контактор  $K_1$ . Внешняя сеть отключается и запускается дизель, вращающий генератор  $G_2$ . Во время запуска дизеля генератор  $G_1$  вращается за счет инерции маховика электродвигателя. Когда скорость вращения дизель-генератора станет номинальной,

включается контактор  $K_3$  и электродвигатель Э будет питаться от дизель-генератора. От дизель-генератора питается и вспомогательная нагрузка.

Установка типа АГМ-7,5 состоит из агрегата гарантированного питания, включающего в себя асинхронный электродвигатель с фазовым ротором, синхронный генератор и инерционный маховик, щита автоматического управления ЩАГМ-7,5 и блока пуска УПД. Блок пуска применяется для уменьшения пусковых токов. Электродвигатель типа АК-62-4 имеет мощность 14 кВт, напряжение 220/380 В, КПД 83,5%, частоту вращения 1420 мин<sup>-1</sup>. Инерционный маховик имеет диаметр 1200 мм, толщину 100 мм и массу 900 кг. Генератор типа МСА-72/4А имеет мощность 15 кВт и напряжение 400 В.

Кроме станций РРЛ, УГП применяются и на других предприятиях связи, требующих бесперебойного электропитания.

### 15.7. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ РАДИОТРАНСЛЯЦИОННЫХ УЗЛОВ

Основным источником электроэнергии для городских радиотрансляционных узлов является промышленная сеть переменного тока. Крупные городские радиоузлы могут питаться от двух различных трансформаторных подстанций или иметь собственные трансформаторные подстанции. На рис. 15.13 приведена структурная схема электроснабжения

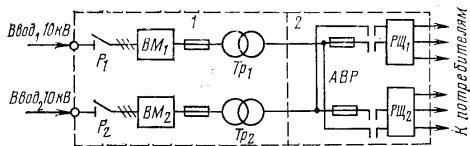


Рис. 15.13. Схема электроснабжения городского радиотрансляционного узла

крупного городского радиоузла. Радиоузел имеет собственную понижающую трансформаторную подстанцию 1, подключенную к двум независимым источникам (ввод 1 и ввод 2). Каждый трансформатор в нормальном режиме нагружен только на 50%, так как в аварийном режиме должен обеспечивать питание через схему АВР оба распре-

делительных щита, устанавливаемых в щитовом помещении 2 радиоузла.

Для сельской местности промышленностью выпускаются транзисторные автоматизированные радиоузлы типа ТУПВ-0,25-2 (транзисторные устройства проводного вещания) с мощностью  $2 \times 250$  Вт. Радиоузел ТУПВ обеспечивает работу 1500 радиоточек и заменяет ламповый трансляционный усилитель ТУ-600 с выходной мощностью 600 Вт. На рис. 15.14 приведена структурная схема блока питания радиоузла ТУПВ. Стабилизация напряжения осуществляется по цепи переменного тока феррорезонансным стабилиза-

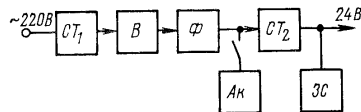


Рис. 15.14 Структурная схема блока питания радиоузла ТУПВ

тором  $CT_1$  типа С-0,75 и по цепи постоянного тока транзисторным стабилизатором  $CT_2$  компенсационного типа. При пропадании сети включается резервный источник в виде аккумуляторной батареи АК из пяти последовательно включенных аккумуляторов типа 5ЖН-60. Батарея работает в режиме непрерывного подзаряда. Выпрямитель В собран по двухполупериодной схеме со средней точкой трансформатора; Ф — сглаживающий Г-образный LC-фильтр. Предусмотрены защита ЗС от перенапряжений и сигнализация аварийного состояния стабилизатора  $CT_2$ .

## Глава 16

### УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

#### 16.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Наиболее важной проблемой при создании источников вторичного электропитания (ИБЭ) является уменьшение их габаритов и массы, а также повышение энергетических показателей. Применение в источниках питания только полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, интегральных микросхем) позволяет положительно решать эту проблему. Источники питания на полупроводниковых приборах обладают повышенной чувствительностью к пере-

грузкам, коротким замыканиям нагрузки и кратковременным перенапряжениям на входе. Поэтому для надежной работы в условиях эксплуатации необходима специальная электрическая защита, которая одновременно служила бы для сигнализации аварийного состояния источника.

Применение устройств защиты связано с усложнением схемы и увеличением числа ее элементов, что, в свою очередь, может отрицательно сказаться на энергетических показателях и надежности источника питания.

Устройства защиты должны:

- 1) при нормальном режиме работы источника питания не влиять на его выходные параметры;
- 2) иметь необходимое быстродействие;
- 3) обеспечивать многократность действия;
- 4) после исчезновения причин аварийного состояния обеспечить выходные параметры источника питания;
- 5) обеспечивать сигнализацию аварийного состояния и по возможности контроль выходных параметров источника питания.

Наиболее часто в устройствах защиты используются предохранители в первичной и вторичной обмотках силового трансформатора, предохранители в цепи постоянного тока, электромагнитные реле и полупроводниковые приборы. Разнообразные способы защиты сводятся в основном к запариванию регулирующего транзистора в момент перегрузок по току, а в момент перегрузок по напряжению — к ограничению бросков напряжения на коллекторе регулирующего транзистора до допустимого значения.

## 16.2. ПЕРЕГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Для разработки устройств защиты необходимо знать перегрузочную способность элементов источника питания. Применяемые в источниках электропитания резисторы, трансформаторы и дроссели весьма инерционны в тепловом отношении, имеют большую тепловую постоянную и не требуют высокого быстродействия от устройств защиты. Конденсаторы при правильном выборе их типа и номинала не требуют защиты вообще. Для полупроводниковых приборов как элементов, наиболее чувствительных к перегрузкам и перенапряжениям, устройства защиты требуются всегда.

**1. Плавкие предохранители.** Время срабатывания  $t_{ср.аб}$  предохранителя включает в себя время плавления плавкой вставки и время непосредственного разрыва защищаемой цепи. Последнее определяется длительностью горения электрической дуги после расплавления плавкой вставки. Таким образом, предохранители представляют собой инерционные элементы, время срабатывания которых довольно велико и не всегда может удовлетворять требованиям защиты.

Плавкий предохранитель осуществляет функции защиты только в том случае, если время его срабатывания меньше допустимого времени перегрузки защищаемого элемента. Время срабатывания плавких предохранителей зависит от коэффициента (кратности) перегрузки предохранителя  $K_{пг} = I_m / I_{ном}$ , где  $I_{ном}$  — номинальный ток предохранителя. На рис. 16.1 представлены усредненные перегрузочные ампер-секундные характеристики предохранители

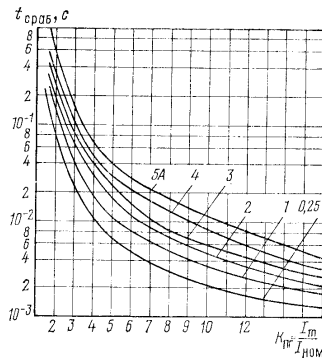


Рис. 16.1. Перегрузочные характеристики плавкого предохранителя

Рис. 16.2. Вид перегрузочной характеристики при правильном выборе предохранителя



типа ВП1, показывающие, как зависит время срабатывания от коэффициента перегрузки для пяти номиналов предохранителей — 0,25; 1; 2; 3 и 5 А.

При выборе предохранителя необходимо, чтобы его перегрузочная характеристика (рис. 16.2) располагалась ниже перегрузочной характеристики защищаемого элемента. В то же время предохранитель не должен сгорать от бросков тока, возникающих при включении источника питания за счет заряда конденсаторов сглаживающего фильтра или за счет пусковых токов в трансформаторах.

Кроме значительной инерционности к недостаткам предохранителей как элементов защиты относится необходимость замены плавкой вставки после каждого перегорания.

Рассмотрим пример выбора плавкого предохранителя. При подключении источника питания к сети в цепи первичной обмотки силового трансформатора возникает бросок тока  $I_m = 5$  А длительностью 100 мс, вызванный началь-



ным током заряда конденсаторов фильтра. Номинальный ток первичной обмотки трансформатора  $I_{ном} = 1$  А. Требуется выбрать предохранитель типа ВП1 для установки в цепи первичной обмотки. Предохранитель не должен перегорать при включении источника питания в сеть, в то же время номинал предохранителя должен быть близок к номинальному потребляемому току источника, что обеспечивает необходимое быстрдействие при перегрузках по току. По кривым рис. 16.1 определим время срабатывания (разрыва цепи) для предохранителей различных номиналов и при различных коэффициентах перегрузки (см. табл. 16.1).

Таблица 16.1

Номинал предохранителя, А	Коэффициент перегрузки $K_{пт} = I_{п}/I_{ном}$	Время разрыва цепи, мс, при $I_{п} = 5$ А
1	5	12 (предохранитель сгорит)
2	2,5	110 (может сгореть)
3	1,67	500 (не сгорит)
4	1,25	Предохранитель не сгорит
5	1	То же

Из табл. 16.1 видно, что предохранитель с номиналом 1А будет сгорать при включении источника питания в сеть, а предохранитель с номиналом 2 А может перегореть при включении, так как максимальный ток при включении протекает в течение 100 мс, но может и не перегореть. Предохранители с номиналами 3, 4, 5 А будут выдерживать бросок тока при включении. Поскольку номинал 3 А ближе к величине потребляемого тока (1 А), то его и следует включить в цепь первичной обмотки силового трансформатора.

**2. Полупроводниковые приборы.** На рис. 5.2 показана перегрузочная характеристика селеновых вентиляей. Селеновые вентили сравнительно длительное время (секунды, десятки секунд) допускают значительное превышение номинального тока, поэтому выпрямители на селеновых вентилях в специальной электрической защите не нуждаются. Германиевые и кремниевые вентили допускают лишь кратковременную перегрузку по току. В зависимости от мощности вентиля и коэффициента перегрузки длительность перегрузки может составить единицы, десятки миллисекунд.

Для стабилитронов перегрузочная характеристика определяется зависимостью коэффициента перегрузки от длительности перегрузочного импульса  $t_{п}$ . На рис. 16.3 приведена перегрузочная характеристика для стабилитронов типа Д815—Д817, соответствующая температуре перегрева  $p-n$  перехода, равной 100°С.

Если ток или напряжение транзистора или тринистора превышает предельно допустимые значения, то возникает тепловой или электрический пробой, разрушающий  $p-n$  переход. Таким образом, все полупроводниковые приборы,

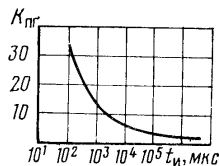


Рис. 16.3.

Рис. 16.3. Перегрузочные характеристики стабилитронов типа Д815—Д817

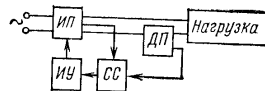


Рис. 16.4.

Рис. 16.4. Структурная схема включения элементов защиты

за исключением селеновых вентиляей, нуждаются в электрической защите от перегрузок по току и напряжению, причем быстрдействие защиты должно быть достаточно высоким.

### 16.3. ЗАЩИТА СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В общем случае устройство защиты стабилизированного источника питания ИП содержит датчик перегрузки ДП, схему сравнения СС и исполнительное устройство ИУ (см. структурную схему на рис. 16.4). В зависимости от конкретного построения схемы ИП эти узлы могут выполнять как функции защиты, так и функции выпрямления и стабилизации, являясь основными элементами источника питания. Такая классификация узлов защиты в известном смысле условна, и наличие всех трех узлов устройства защиты необязательно.

В качестве ДП используются резисторы, дроссели насыщения, трансформаторы, стабилитроны с резисторами, датчики Холла и т. д. ДП может включаться как по переменному, так и по постоянному току.

Схема сравнения обычно представляет собой делитель напряжения на резисторах. Для повышения чувствительности  $СС$  применяют мостовые схемы, усилители постоянного тока и триггеры.

Исполнительные устройства могут быть электромагнитными, электронно-механическими и электронными. Простейшим ИУ является плавкий предохранитель. Электромагнитные ИУ выполняются на электромагнитных реле, контактах и могут быть включены как по постоянному, так и по переменному току.

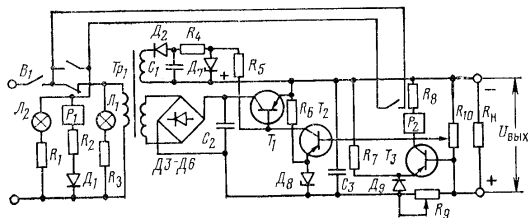


Рис. 16.5. Схема стабилизированного источника электропитания с релейной защитой регулирующего транзистора

Электронно-механические ИУ состоят из электромагнитных и электронных элементов, причём коммутация силовой сети производится с помощью электромагнитных элементов, а управление ими — с помощью электронных элементов. Электронные ИУ строятся на транзисторах, стабилизаторах, триодах и также могут быть включены в цепь как постоянного, так и переменного тока. По времени срабатывания устройства защиты с электромагнитными ИУ являются наиболее инерционными, время их срабатывания составляет десятки, сотни микросекунд. Наиболее быстрыми устройствами защиты являются электронные, время срабатывания которых составляет десятки и сотни микросекунд.

Рассмотрим некоторые конкретные схемы защиты. На рис. 16.5 приведена схема стабилизированного ИУ, в которой защита регулирующего транзистора от перегрузки по току осуществлена с помощью электронно-механического ИУ, содержащего электромагнитное реле. Основной выпрямитель выполнен по мостовой схеме на диодах  $D_3$ — $D_6$  и

имеет на выходе сглаживающий фильтр  $C_2$ . Основной стабилизатор — компенсационного типа с последовательным включением регулирующего транзистора  $T_1$ . Для повышения точности стабилизации усилитель постоянного тока на транзисторе  $T_2$  питается от вспомогательного выпрямителя на диоде  $D_7$ , стабилизированного опорным диодом  $D_8$ . Датчиком перегрузки в данной схеме является резистор  $R_9$ . Схема сравнения выполнена на транзисторе  $T_3$ , диоде  $D_9$  и резисторе  $R_{10}$ , а исполнительное устройство представляет собой комбинацию мощного реле  $P_1$  и малого реле  $P_2$ . Быстродействие схемы защиты определяется временем срабатывания реле  $P_1$ .

При номинальном токе нагрузки транзистор  $T_3$  заперт результирующим положительным по знаку напряжением между эмиттером и базой, которое равно сумме положительного напряжения на диоде  $D_9$  и отрицательного напряжения, снимаемого с резистора  $R_9$  и пропорционального току нагрузки. Если ток нагрузки больше номинального, транзистор  $T_3$  открывается за счет увеличения падения напряжения на резисторе  $R_9$ . По обмотке реле  $P_2$  потечет ток, и оно сработает. При срабатывании реле  $P_2$  подается сетевое напряжение на обмотку силового реле  $P_1$ . При срабатывании реле  $P_1$  оно самоблокируется и отключает напряжение сети от первичной обмотки силового трансформатора. Установка величины тока перегрузки производится резистором  $R_9$ .

Для приведения источника питания в рабочее состояние необходимо поставить тумблер  $B_1$  в положение «выключено», после чего ликвидировать причины перегрузки и снова включить тумблер. С помощью резисторов  $R_2$  и  $R_3$  выставляется величина напряжения питания обмоток реле  $P_1$  и  $P_2$ . Диод  $D_1$  служит для выпрямления тока в цепи обмотки реле  $P_1$ . Индикаторная лампа  $L_2$  сигнализирует о наличии напряжения сети на силовом трансформаторе  $Tr_1$ , о назначении лампы  $L_1$  будет сказано в § 16.5.

В схемах защиты с электронным ИУ производится запаривание регулирующего или дополнительного транзистора, в результате чего резко уменьшается выходное напряжение стабилизатора. На рис. 16.6 приведена принципиальная схема стабилизатора, использующая принцип запаривания регулирующего транзистора при перегрузке. В приведенной схеме транзистор  $T_1$  — регулирующий,  $T_3$  — усилительный и  $T_2$  — транзистор защиты. Напряжение между базой и эмиттером транзистора  $T_2$  равно сумме напряжений на части резистора  $R_8$  и резисторе  $R_4$ .

При номинальном токе нагрузки транзистор  $T_2$  заперт и не влияет на работу стабилизатора. При увеличении тока нагрузки выше заданного уровня транзистор  $T_2$  открывается за счет увеличения падения напряжения на резисторе  $R_4$ . На резисторе  $R_3$  увеличивается падение напряжения от коллекторного тока транзистора  $T_2$ , в результате чего повышается напряжение на базе регулирующего транзистора  $T_1$ . При заперении транзистора  $T_1$  выходное напряжение уменьшается до нуля. После устранения причины перегрузки или

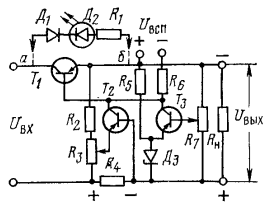


Рис. 16.6. Схема защиты стабилизатора от перегрузки по току с помощью транзисторов

времени исполнительным элементом схемы защиты. О назначении элементов  $D_1, D_2, R_1$  сказано в § 16.5.

На рис. 16.7 приведена схема стабилизатора напряжения, в которой для защиты регулирующего  $T_1$  и усилительного  $T_2$  транзисторов применены стабилитроны  $D_1, D_2$ . Включенные параллельно транзистору стабилитроны ограничивают напряжение на нем и разгружают его по току при повышении входного напряжения и уменьшении сопротивления нагрузки. Ток, протекающий через стабилитроны  $D_1, D_2$ , в аварийном режиме имеет значительную величину, поэтому стабилитроны должны выбираться достаточно мощными. Стабилитрон  $D_3$  включен параллельно усилительному транзистору  $T_2$  и служит для его защиты. Поэтому среднее значение прямого тока стабилитрона  $D_3$  должно быть одного порядка с коллекторным током транзистора  $T_2$ . Очевидно, что устранение причины перегрузки приводит к автоматическому восстановлению нормальной работы стабилизатора.

В цепях защиты стабилизированных ИП применяются и оптоэлектронные пары, например, такие, как светодиод-фототринистор. При достижении током нагрузки ИП пре-

дельного значения поток светодиода как датчика перегрузки открывает фототринистор. Фототринистор может быть использован в качестве ключа для управления исполнительным устройством, отключающим сетевое напряжение, как показано на рис. 16.5.

Если ИП имеет несколько выходных напряжений, то в зависимости от того, изолированы выводы отдельных ИП или имеют общую точку, можно применять как отдельную защиту каждого ИП, так и защиту ИП в целом.

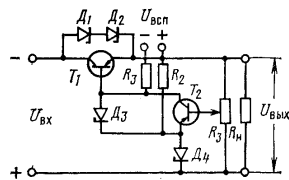


Рис. 16.7.

Рис. 16.7. Схема защиты стабилизатора с помощью стабилитронов

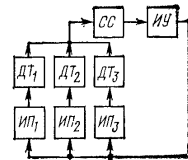


Рис. 16.8.

Рис. 16.8. Структурная схема защиты группового источника электропитания

На рис. 16.8 показана структурная схема защиты от перегрузок и коротких замыканий для группового источника с выходными напряжениями, имеющими общую точку. Каждый из источников  $ИП_1—ИП_3$  имеет свой датчик тока. Сигналы аварийного состояния ИП от датчиков тока  $ДТ_1—ДТ_3$  поступают на общую схему сравнения  $СС$ , которая управляет исполнительным устройством источника вторичного электропитания.

#### 16.4. ЗАЩИТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ

При работе полупроводниковых преобразователей возникает броски напряжения, амплитуда которых может достигать 50% и более от напряжения источника коллекторного питания  $U_c$ . Мгновенное значение напряжения на коллекторах транзисторов может значительно превышать удвоенное значение  $U_c$ . Для защиты транзистора от перенапряжений включают стабилитроны между коллектором и эмиттером (см. рис. 12.4).

В маломощном преобразователе, представляющем обычно двухтактный автогенератор, при увеличении тока нагрузки выше некоторого критического значения и тем более при коротком замыкании нагрузки наблюдается срыв автоколебаний и напряжение на нагруз-

ке уменьшается до нуля, а коллекторный ток транзисторов снижается до минимального значения начального тока. Поэтому маломощные преобразователи напряжения в защите от перегрузки по току не нуждаются.

В преобразователях с автогенераторами и усилителями мощности необходимо предусматривать защиту от перегрузки по току. В случае уменьшения сопротивления нагрузки или ее короткого замыкания рабочая точка на характеристике транзистора (см. рис. 12.2, б) переходит из области насыщения в рабочую область усиления (правее точки А), и в транзисторе будет рассеиваться недопустимо большая мощность.

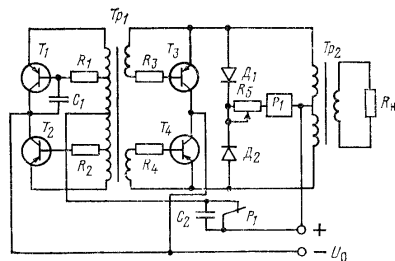


Рис. 16.9. Схема защиты преобразователя напряжения от перегрузки с помощью реле

На рис. 16.9 приведена схема задающего генератора и усилителя мощности с защитой от перегрузки по току, выполненной с помощью электромагнитного реле. В схеме преобразователя транзисторы задающего генератора и усилителя мощности включены по схеме с общим коллектором, что позволяет разместить все транзисторы на общем радиаторе без электрической изоляции корпуса транзистора.

При подключении преобразователя к источнику питания  $U_0$  контакты реле  $P_1$  будут разомкнуты. Пока конденсатор  $C_2$  не зарядится, все напряжение  $U_0$  будет приложено между коллектором и эмиттером транзисторов  $T_1, T_2$  автогенератора. Автогенератор возбуждается, и с его трансформатора  $Tr_1$  напряжение подается на вход усилителя мощности на транзисторах  $T_3, T_4$ . Часть переменного коллекторного тока усилителя мощности выпрямляется диодами  $D_1, D_2$  и протекает по обмотке реле  $P_1$ , которое срабатывает и своими контактами восстанавливает цепь питания транзисторов автогенератора.

В случае перегрузки усилителя мощности уменьшаются напряжения на обмотках трансформатора  $Tr_2$  и напряжение питания обмотки реле  $P_1$ , отчего последнее срабатывает. При размыкании контактов реле цепь коллекторного питания транзисторов автогенератора разрывается. Происходит срыв автоколебаний задающего генератора, а входного напряжения усилителя мощности,

и через транзисторы  $T_3, T_4$  потечет начальный ток небольшой величины.

Резисторы в цепи базы транзисторов ограничивают их базовые токи, а с помощью резистора  $R_5$  устанавливается величина тока срабатывания реле.

Необходимо предусматривать защиту преобразователя от неправильного включения в сеть постоянного тока (защита от включения с обратной полярностью), иначе транзисторы выйдут из строя.

На рис. 16.10 показаны схемы защиты преобразователя  $\Pi$  от включения с обратной полярностью. В схеме рис. 16.10, а такая защита осуществляется с помощью диода  $D_1$ . Эта схема весьма проста, но применение диода снижает общий КПД преобразователя. В схе-

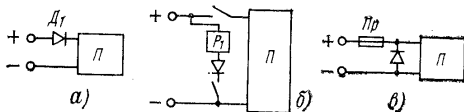


Рис. 16.10. Схемы защиты преобразователей от обратной полярности напряжения

ме рис. 16.10, б при подаче напряжения обратной полярности ток по обмотке реле  $P_1$  не течет и напряжение на преобразователь не подается. Эта схема более экономична, и ее можно использовать для дистанционного включения преобразователя. В схеме рис. 16.10, в при неправильном включении сгорает предохранитель.

#### 16.5. КОНТРОЛЬ ВЫХОДНЫХ НАПЯЖЕНИЙ И СИГНАЛИЗАЦИЯ ИСПРАВНОСТИ ИВЭ

На работоспособность системы, в которой используется ИВЭ, влияет получение своевременной информации о состоянии ИВЭ и его нагрузки. Эти функции выполняет устройство контроля выходных параметров ИВЭ и схемы сигнализации аварийного состояния ИВЭ и нагрузки.

В случае, если ток нагрузки является выходным током ИВЭ, для его контроля используется амперметр. Для измерения выходного напряжения применяется вольтметр.

Для контроля выходного напряжения ИВЭ, его изменения (повышения, понижения или вообще пропадания) и получения результата в цифровой форме применяют устройство, работающее в ключевом режиме, — это импульсные генераторы и усилители, спусковые устройства типа триггеров. Работа ключевых устройств, а значит, и результаты измерений меньше зависят от нестабильности питающих напряжений и изменения температуры, а их схемилл

решения и отладка проще, чем линейных высококачественных усилителей.

Схемы сигнализации аварийного состояния ИВЭ довольно разнообразны. На рис. 16.5 такая сигнализация осуществляется с помощью индикаторной лампы  $L_2$ , включенной через резистор  $R_1$  параллельно обмотке реле защиты  $P_1$ . При срабатывании реле  $P_1$  первичная обмотка силового трансформатора отключается от сети и лампа  $L_2$  загорается, сигнализируя о перегрузке источника питания.

Если на рис. 16.6, а к точкам а и б подключить цепь, состоящую из стабилитрона  $D_1$  и светодиода  $D_2$ , то она будет сигнализировать о перегрузках ИВЭ. При увеличении тока нагрузки сверх номинального значения увеличивается падение напряжения на регулирующем транзисторе  $T_1$ . При этом стабилитрон  $D_1$  открывается и через светодиод  $D_2$  потечет ток, вызывая его свечение и сигнализируя о перегрузке ИВЭ. Резистор  $R_1$  служит для ограничения тока светодиода.

В рассмотренных схемах аварийное состояние ИВЭ и нагрузки сигнализируется до выхода из строя элементов ИВЭ и нагрузки, так как до появления сигнализации срабатывает защита.

Возможность контроля выходных параметров и сигнализации неисправностей ИВЭ значительно повышает эффективность работы обслуживающего персонала.

## Раздел 5

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

## Глава 17

### ОБЩИЙ ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ

#### 17.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ИСТОЧНИКАМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Классификация источников электропитания приведена в § 4.1. Классификация ИВЭ по типу вентиляей, характеру нагрузки, режиму работы и схемам выпрямления дана в § 6.1. Можно также ИВЭ подразделять: по роду тока — постоянного и переменного тока; по величине напряжения — на источники низкого (до 100 В), среднего (100—1000 В) и высокого напряжения (свыше 1000 В); по мощности — маломощные (до 100 Вт), средней мощности (100—2000 Вт) и большой мощности (свыше 2 кВт); по величине пульсаций выпрямленного напряжения — в малой (до 0,1%), средней (0,1%—2%) и повышенной (больше 2%) величинной пульсаций; по степени постоянства выходного напряжения — на нестабилизированные и стабилизированные. По точности стабилизации выходного напряжения стабилизированные ИВЭ, в свою очередь, могут быть с низкой (4—1%), средней (1—0,5%), высокой (0,5—0,1%) стабильностью и прецизионными (менее 0,1%). Приведенная классификация в известной мере условна.

Требования, предъявляемые к ИВЭ, зависят от особенностей эксплуатации обслуживаемых ими устройств связи. Наиболее общие технические требования, предъявляемые к источникам питания, определяют следующие параметры.

1. Напряжение питающей сети и допустимые величины его отклонения от номинала

$$U_c = U_{c \text{ ном}} \begin{matrix} +m \% \\ -n \% \end{matrix} \quad (17.1)$$

2. Частота питающей сети и ее допустимые отклонения от номинала

$$f_c = f_{c \text{ ном}} \begin{matrix} +m \% \\ -n \% \end{matrix} \quad (17.2)$$

3. Номинальное выходное напряжение постоянного тока на нагрузке

$$U_0 = U_{0 \text{ ном}} \begin{matrix} + m \% \\ - n \% \end{matrix} \quad (17.3)$$

или пределы его изменения

$$U_{0 \text{ max}} \div U_{0 \text{ min}}$$

4. Значение постоянного тока в нагрузке

$$I_0 = I_{0 \text{ ном}} \begin{matrix} + m \% \\ - n \% \end{matrix} \quad (17.4)$$

или пределы его изменения

$$I_{0 \text{ max}} \div I_{0 \text{ min}}$$

5. Активная мощность, потребляемая из сети по переменному току,

$$P_{\text{н}} = P_{\text{н. ном}} \begin{matrix} + m \% \\ - n \% \end{matrix} \quad (17.5)$$

В п. 1—5 величины отклонений от номинального значения определяются в % следующим образом:

$$m = \frac{A_{\text{max}} - A_{\text{min}}}{A_{\text{ном}}} 100 \% ;$$

$$n = \frac{A_{\text{ном}} - A_{\text{min}}}{A_{\text{ном}}} 100 \% ,$$

где  $A$  — значение рассматриваемого параметра.

6. Коэффициент мощности

$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{P_{\text{н. ном}}}{I_{\text{с. ном}} U_{\text{с. ном}}} \text{ — для однофазной сети;} \\ \cos \varphi &= \frac{P_{\text{н. ном}}}{\sqrt{3} I_{\text{с. ном}} U_{\text{с. ном}}} \text{ — для трехфазной сети,} \end{aligned} \right\} \quad (17.6)$$

где  $P_{\text{н. ном}}$  — номинальное значение активной мощности, потребляемой из сети;  $I_{\text{с. ном}}$  — номинальное значение фазового тока, потребляемого из сети;  $U_{\text{с. ном}}$  — номинальное значение фазового напряжения сети.

7. КПД источника питания

$$\eta = \frac{P_{0 \text{ ном}}}{P_{0 \text{ ном}} + P_{\text{п}}} \quad (17.7)$$

где  $P_{0 \text{ ном}} = U_{0 \text{ ном}} I_{0 \text{ ном}}$  — номинальная мощность нагрузки по постоянному току;  $P_{\text{п}}$  — суммарная мощность потерь в трансформаторе, сглаживающем фильтре и вспомогательных цепях ИВП при номинальных значениях  $U_{\text{с}}$  и  $f_{\text{с}}$ .

8. Допустимый коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения.

9. Действующее значение психофотометрического (шумового) напряжения пульсаций

$$U_{\text{псиф}} = \sqrt{0,5[(\alpha_1 U_1)^2 + (\alpha_2 U_2)^2 + \dots + (\alpha_n U_n)^2]} \quad (17.8)$$

где  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  — психофотометрические коэффициенты для соответствующих гармоник питающего напряжения;  $U_1, U_2, \dots, U_n$  — амплитуды соответствующих гармоник переменного напряжения на выходе фильтра (в нагрузке).

10. Коэффициент стабилизации напряжения и тока (в целых числах) или нестабильность (в процентах).

Коэффициент стабилизации может быть приведен для медленного (статическая нестабильность) и для скачкообразного изменения сетевого напряжения (динамическая нестабильность).

11. Могут быть оговорены дополнительные требования в отношении заземления одного из выходных зажимов источника питания, искаженной формы кривой питающего напряжения или асимметрии его фаз.

12. К ИВЭ могут быть предъявлены требования экономичности, надежности и долговечности, специальные эксплуатационные требования, требования к устойчивости работы при различных сторонних воздействиях, требования минимальной массы и габаритов и т. д., т. е. общие требования, предъявляемые к радиоэлектронной аппаратуре.

С появлением интегральных микросхем потребляемая мощность, габариты и масса радиоэлектронной аппаратуры значительно уменьшаются. Поэтому к ИВЭ предъявляются требования уменьшения габаритов и массы при одновременном повышении надежности. Условия эксплуатации, в свою очередь, диктуют необходимость применения устройств защиты ИВЭ и питаемой аппаратуры, а также необходимость автоматического контроля состояния ИВЭ и резервирования питания при высоких энергетических и качественных показателях.

Совершенствование ИВЭ ведется в основном по двум направлениям. Первое из них сводится к использованию микромодулей и микросхем. Однако эффект от использования этих элементов в ИВЭ снижается за счет наличия крупногабаритных узлов и деталей (трансформаторов, мощных

диодов, конденсаторов, фильтров и т. д.), не имеющих аналогов в микромодульном исполнении. Второе направление сводится к оптимизации структурных и схемных решений в конкретной конструкции ИВЭ. Очевидно, что создание качественных современных ИВЭ возможно при комплексном использовании всех существующих методов, т. е. когда находится оптимальное структурное и схемное решение с использованием элементов микроэлектроники.

## 17.2. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ТЕХНИЧЕСКАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ

Проектирование ИВЭ, как и любой другой радиоэлектронной аппаратуры, разбивается на этапы: подготовительный, эскизное проектирование, техническое проектирование, разработка и испытания опытных образцов и, наконец, рабочее проектирование.

На подготовительном этапе анализируется техническое задание (ТЗ) или техническое предложение на разработку, тактико-технические требования (ТТТ) к параметрам сравниваются с характеристиками аналогичных существующих ИВЭ, в соответствии с требованиями ТЗ производится подбор расчетно-технического материала. На этапе эскизного проектирования разрабатывается структурная схема ИВЭ, показывающая взаимосвязь основных функциональных узлов изделия, проводятся ориентировочные расчеты, на основе которых определяются основные параметры изделия, обеспечивающие выполнение требований ТЗ.

На этапе технического проектирования проводятся расчет электрических схем изделия и экспериментальные работы, на основе которых разрабатывается техническая документация, изготавливается и испытывается макет изделия.

На этапе разработки опытных рабочих образцов разрабатывается конструкторская документация для их изготовления, опытные образцы изготавливаются и проходят испытания в заводских условиях, по результатам испытаний корректируется конструкторская документация.

В последние годы находит применение машинный способ проектирования, позволяющий значительно уменьшить время на расчеты и разработку технической документации, свести к минимуму экспериментальные работы и, таким образом, значительно сократить сроки проектирования. В учебном курсе и дипломном проектировании можно выделить два основных этапа работы студента над проектом.

Первый этап — эскизное проектирование — связан с ознакомлением с технической литературой и подбором материала по теме проекта, с анализом структурных и принципиальных схем, выбором оптимального варианта построения изделия.

Второй этап — этап технического проектирования связан с расчетами полной принципиальной схемы, надежности и электрических допусков, разработкой конструкторской документации на изделие. При оформлении пояснительной записки эти два этапа проектирования должны быть разделены.

На проектирование ИВЭ выдается техническое задание, в котором отражаются:

1. Назначение источника питания.
2. Данные о питающей сети: напряжение и частота сети и пределы их изменения, число фаз сети, искажения формы кривой напряжения и асимметрия его по фазам при питании от трехфазной сети.
3. Номинальное значение токов и напряжений в нагрузке и пределы их изменения и регулирования.
4. Допустимый коэффициент пульсаций по каждому напряжению.
5. Требования к коэффициенту стабилизации выходного напряжения.
6. Точность установки выходного напряжения.
7. Конструктивные и эксплуатационные требования, включающие: а) уровень климатических воздействий (температуры, давления, влажности), б) уровень механических воздействий (вибрация, ударная нагрузка), в) требования в отношении массы, габаритов, КПД, г) способ охлаждения, д) контроль выходных напряжений и токов, е) защита источника питания от перегрузок и сигнализация ненормальности.
8. Требования надежности.
9. Требования экономического характера.

В техническом задании могут быть отражены и другие дополнительные требования.

На этапе эскизного проекта студентом проводятся:

1. Анализ параметров разрабатываемого изделия. Обзор существующих аналогичных изделий или технического состояния вопросов, требующих решения в проекте.
2. Выбор схемы выпрямления и типа вентилей.
3. Предварительный расчет выпрямителя.
4. Выбор схемы сглаживающего фильтра и его предварительный расчет.

5. Выбор схемы стабилизации (для стабилизированного источника) и входящих в нее активных элементов (ламп, транзисторов, триггеров, стабилизаторов).

6. Выбор способа регулирования напряжения (для ИВЭ с регулируемым выходным напряжением).

7. Анализ и выбор схемы УБС.

8. Разработка структурной схемы питания.

9. Патентные исследования.

10. Технико-экономическое обоснование проекта.

В зависимости от темы проекта эскизный проект занимает 25—35% общего объема работы.

На этапе технического проекта проводятся следующие работы:

1. Разработка функциональной и принципиальной схемы ИВЭ.

2. Электрический расчет схемы стабилизации.

3. Окончательный расчет выпрямителя.

4. Окончательный расчет сглаживающего фильтра.

5. Конструктивный расчет дросселя сглаживающего фильтра.

6. Электрический расчет схемы регулирования.

7. Электрический и конструктивный расчет силового трансформатора.

8. Разработка принципиальной схемы УБС и выбор ее элементов.

9. Разработка полной принципиальной схемы ИВЭ и составление спецификации.

10. Разработка конструкции и расчет теплового режима.

11. Расчет надежности.

12. Разработка методики регулирования и испытаний, составление инструкции по эксплуатации. Разработка технических условий на изготовление и поставку, в которых приводятся технические данные и оговариваются условия эксплуатации.

13. Оценка уровня стандартизации применяемых деталей, узлов и т. д.

14. Составление патентного формуляра.

15. Расчет технико-экономических показателей. (Объем и содержание этой части рассматривается в § 17.10.)

16. Оформление пояснительной записки по эскизному и техническому проектам и конструкторской документации.

Отличие курсового проекта от дипломного состоит в меньшем объеме решаемых задач, а именно, могут быть исключены вопросы, связанные с разработкой вспомогательных устройств, с конструктивной разработкой, с расчетом

технико-экономических показателей и патентными исследованиями. Оформление пояснительной записки и конструкторской документации производится согласно ЕСКД.

Для выполнения дипломного проекта во время преддипломной практики студент должен ознакомиться на базовом предприятии с аналогичными устройствами по назначению, конструкции и техническим характеристикам, а также с инструкциями по монтажу, регулировке, эксплуатации и испытаниям изделия, с заводскими ценниками, техническими условиями на изготовление и приемку аналогичных изделий и т. д.

Пояснительная записка к курсовому или дипломному проекту содержит техническое задание, эскизный и технический проекты. Первой главой эскизного проекта является введение, где раскрывается назначение и область применения проектируемого изделия. Последующие главы отражают решение задач эскизного проекта.

Главы технического проекта размещаются в последовательности, соответствующей решению поставленных задач. Нумерация глав проводится в пределах каждой части пояснительной записки.

Дополнительные замечания по оформлению пояснительной записки дипломного и курсового проекта.

1. Пояснительная записка заполняется рукописным или машинописным способом на листах белой бумаги форматом 21,0 × 29,7 с полями слева шириной 2,5 см и справа 1,0 см.

2. В пояснительной записке следует соблюдать единство терминологии и буквенных обозначений.

3. В начале расчета отдельного устройства приводится его принципиальная схема и дается краткое пояснение. Обозначение элементов в схеме должно соответствовать обозначению элементов на принципиальной схеме ИВП.

4. При большом количестве расчетных операций их результаты рекомендуется сводить в таблицы, в которых приводятся расчетные формулы и конечный результат. В расчетной формуле следует указать размерность величин.

5. Точность расчетов должна соответствовать точности исходных данных.

6. Спецификация к принципиальной схеме приводится в конце пояснительной записки и должна содержать необходимую информацию об элементах схемы.

7. Структурная, функциональная и принципиальная схемы дублируются в пояснительной записке в соответствующем ее формату масштабе.



Графическая часть проекта выполняется на отдельных листах только для технического проекта и включает в себя структурную, функциональную, принципиальную схемы и конструкторские чертежи (чертежи общего вида, сборочные, монтажные и рабочие подетальные).

### 17.3. ВЫБОР СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ И ТИПА ВЕНТИЛЕЙ

Схема выпрямления выбирается на основе рекомендации § 6.7.

Выбор типа вентиля зависит от требуемых значений  $I_0$ ,  $U_0$  и выбранного типа схемы выпрямления. Кенотроны применяются в основном для получения высоковольтного напряжения в десятки киловольт при токе нагрузки, составляющем единицы миллиампер. Из полупроводниковых диодов наиболее широко применяются кремниевые, которые допускают работу при более высоких температурах, чем германиевые, и более стабильны при изменении температуры. Селеновые вентили находят применение в маломощных высоковольтных выпрямителях, где они имеют меньшую массу и габариты, чем кремниевые при одинаковом выпрямленном токе и значительно большую устойчивость к коротким замыканиям нагрузки. Полупроводниковые вентили (особенно кремниевые) находят широкое применение в мощных выпрямителях, заменяя тиратроны, особенно при трехфазной мостовой схеме выпрямления. Тиратроны пока еще применяются в выпрямителях с регулируемым и нерегулируемым выходным напряжением величиной в десятки киловольт и током нагрузки в десятки ампер. В регулируемых выпрямителях с напряжением сотни—тысячи вольт широко применяются кремниевые управляемые вентили — триодисторы.

Основными электрическими параметрами вентиля, используемыми при расчете выпрямителей, являются значения  $I_{0в макс}$ ,  $U_{обр доп}$  и  $U_{пр}$ , подробно описанные в § 5.1.

Внутреннее сопротивление газоразрядных вентилях, работающих на индуктивную нагрузку, определяется:

$$R_i \approx \frac{\Delta U_a}{I_{0в}}, \quad (17.9)$$

где  $\Delta U_a$  — падение напряжения на вентиле после его зажигания;  $I_{0в}$  — среднее значение тока в вентиле.

Для кенотропных и полупроводниковых вентилях, работающих на емкостную нагрузку, внутреннее сопротивление

вентиле определяется по его вольт-амперной характеристике:

$$R_i = \frac{U_{пр}}{3I_{0в}}. \quad (17.10)$$

При работе этих вентилях на нагрузку индуктивного характера

$$R_i = \frac{U_{пр}}{I_{0в}}, \quad (17.11)$$

Для подавляющего большинства германиевых диодов  $U_{пр} \leq 0,5$  В, а для кремниевых диодов  $U_{пр} \leq 1$  В независимо от величины тока вентиля. Для триодисторов внутреннее сопротивление определяется по формулам, аналогичным (17.10), и (17.11), только вместо напряжения  $U_{пр}$  подставляется остаточное напряжение, которое для большинства триодисторов находится в пределах 0,8—2 В.

Если прямой ток и обратное напряжение превышают допустимые значения для одного вентиля, то приходится прибегать к их параллельному и последовательному соединению (см. рис. 5.7 и § 5.4).

Величина сопротивления добавочного резистора для схемы рис. 5.7, б берется  $R_{доб} \geq (2 \div 3) R_i$ .

Расчет величины сопротивления шунтирующего резистора проводится по формуле

$$R_{ш} = \frac{\alpha_1 U_{обр. доп}}{I_{0вр}}, \quad \text{или} \quad R_{ш} = \frac{\alpha_1 U_{обр. сж}}{I_{0вр} \Lambda}, \quad (17.12)$$

где  $\alpha_1 = (0,2 \div 0,5)$  — коэффициент согласования обратного напряжения между последовательно соединенными вентилями;  $U_{обр. доп}$  — максимальное обратное напряжение на одном вентиле;  $U_{обр. сж}$  — обратное напряжение на  $N$  последовательно включенных вентилях.

Можно рекомендовать брать  $R_{ш} = 80 \div 100$  кОм на каждые 100 В обратного напряжения в случае применения маломощных диодов с  $I_{пр} \leq 0,3$  А. Для мощных диодов  $I_{пр} \geq 5$  А и величина  $R_{ш}$  принимается 10—15 кОм на каждые 100 В обратного напряжения; для диодов средней мощности  $R_{ш} = 15 \div 100$  кОм. Выбор типа резистора проводится по рассеиваемой на нем мощности и приложенному напряжению.

Применение шунтирующих и добавочных резисторов является наиболее простым и распространенным способом выравнивания токов или напряжений вентилях. Однако из-за потерь мощности на резисторах снижается КПД выпрямителя.

#### 17.4. ВЫБОР СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

При выборе сглаживающего фильтра необходимо пользоваться сведениями, изложенными в гл. 10, и помимо этого учитывать схему выпрямления, тип вентиля, мощность и напряженне нагрузки, коэффициент сглаживания и частоту сети. В табл. П. 1. приведены значения пульсаций выпрямленного напряжения для различных нагрузок.

При большой мощности нагрузки и отсутствии требования высокой надежности применяются многофазные схемы выпрямления на тиратронах с индуктивным фильтром.

В выпрямителях на полупроводниковых вентилях при большой мощности нагрузки применяют фильтр с индуктивной реакцией, а при сравнительно небольшой мощности — с емкостной реакцией, чаще всего П-образной LC-фильтр; при мощности менее 10—15 Вт — П-образный RC-фильтр. Характер нагрузки влияет на схему и параметры элементов фильтра. При импульсной нагрузке выпрямителя на выходе фильтра включается конденсатор, величина емкости которого определяется исходя из допустимых искажений формы импульса. По этому значению емкости определяется величина индуктивности дросселя или сопротивления резистора фильтра, удовлетворяющая требованиям допустимых пульсаций.

При питании выпрямителей от сети с повышенной частотой необходимые значения емкостей и индуктивностей существенно уменьшаются. В некоторых случаях можно ограничиться одной емкостью, включенной параллельно нагрузке. Значение емкости в этом случае определяется формулой (10.9). Значение индуктивности на входе фильтра должно обеспечивать индуктивную реакцию фильтра и при наличии емкости на его выходе. Минимальное значение индуктивности дросселя, обеспечивающее непрерывное протекание тока через дроссель, определяется выражением (10.16).

В качестве конденсаторов фильтров применяются бумажные, бумажно-масляные, металлобумажные, электролитические и оксиднополупроводниковые конденсаторы. Конденсаторы выбираются по величине емкости и рабочему напряжению, с учетом перенапряжений на фильтре. При выборе типа конденсатора учитывается определенная величина переменного напряжения, в применении конденсаторов процент от рабочего ограничения в применении конденсаторов по частоте. Переменное напряжение этого допустимого значения, а конденсатор не должно превышать этого допустимого значения, а частота пульсаций должна быть ниже предельной частоты, допустимой для данного типа конденсатора. Сумма постоянного напряжения и

амплитуды переменного должна быть меньше номинального рабочего напряжения для данного типа конденсатора. Емкость электролитических конденсаторов с ростом частоты переменной составляющей выпрямленного напряжения и при снижении температуры окружающей среды может значительно уменьшаться. Поэтому, если коэффициент пульсаций не превышает допустимого значения в широком температурном интервале или при повышенной частоте ти, емкость сглаживающего фильтра приходится увеличивать относительно расчетной величины. Если выбор конденсатора по переменной напряжению затруднен, то либо увеличивают емкость конденсатора, за счет чего на нем снижается переменное напряжение, либо выбирают другой тип конденсатора с более высоким рабочим напряжением.

Электролитические и оксиднополупроводниковые конденсаторы применяются в низковольтных выпрямителях на напряжении от 10 до десятков вольт. Конденсаторы электролитические типа ЭП, ЭПН, К50-12 используются на напряжении до 500 В. В мощных высоковольтных выпрямителях применяют бумажные и бумажно-масляные конденсаторы емкостью в единицы микрофард при напряжении больше 10 кВ. Для обеспечения требуемой емкости конденсаторы включаются параллельно. Параллельное включение большого числа конденсаторов затрудняет процесс отыскания неисправного конденсатора, например пробитого в результате перенапряжения на фильтре. Поэтому рекомендуется в цепь каждого фильтрового конденсатора включать предохранитель последовательно с ограничительным резистором сопротивлением несколько Ом. По расчетной величине индуктивности дросселя выбирают дифференциальный дроссель или проводят конструктивный расчет дросселя фильтра исходя из тока в нагрузке  $I_0$  и величины  $L$ .

#### 17.5. ВЫБОР СПОСОБОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ

Способы регулирования выходного напряжения подобно рассмотрены в гл. 9, а способы его стабилизации — в гл. 11. Проведем краткую сравнительную оценку способов регулирования и стабилизации напряжения ИВЭ.

Из-за больших потерь регулировать напряжение релаксатом можно лишь в маломощных выпрямителях (до десятков ватт), когда КПД не имеет существенного значения. При большой мощности выпрямителя в качестве регулировочного элемента можно использовать дроссель насыщения, управляемый изменением постоянного тока в подмагничивающей обмотке. В этом случае КПД источника может быть высоким, но наблюдается искажение синусоидальной формы входного напряжения выпрямителя и уменьшается коэффициент мощности. Поэтому в мощных выпрямителях этот способ применяется редко.

Более распространенным и экономичным являεται применение трансформаторов и автотрансформаторов с регули-

руемым коэффициентом трансформации. Этот способ применим для ИВЭ любой мощности.

Для ИВЭ большой мощности применяются регулируемые бесконтактные трансформаторы и автотрансформаторы, например трансформаторы с подмагничиваемым шунтом и автотрансформаторы с подвижной короткозамкнутой катушкой. С помощью этой катушки можно регулировать выходное напряжение в пределах от 0,05 до 0,95 от номинальной величины.

Управляемые выпрямители на тиратронах применяются в ИВЭ средней и большой мощности. Они имеют сравнительно небольшие пределы регулирования выходного напряжения. При таком способе регулирования с увеличением пределов регулирования резко возрастают пульсации выпрямленного напряжения, особенно в многофазных схемах, и требуется сглаживающий фильтр с большим коэффициентом сглаживания.

При использовании триисторов в качестве регулирующих элементов в первичной обмотке трансформатора и применении в качестве вентилей высоковольтных диодов можно получить выпрямленное напряжение в десятки киловольт.

Триисторные ИВЭ имеют широкий диапазон применения по мощности и пределам регулирования выпрямленного напряжения и обладают более высоким КПД и надежностью, чем тиратронные. Сложные схем управления и подверженность влиянию температуры окружающей среды являются их недостатками.

Выбор метода и схемы стабилизации зависит от требуемого коэффициента стабилизации, мощности и напряжения на нагрузке, КПД и допустимой инерционности ИВЭ.

В маломощных выпрямителях, если не требуется высокий коэффициент стабилизации ( $K_{ст} \leq 50$ ), применяются наиболее простые газовые стабилизаторы и опорные диоды. Более высокий коэффициент стабилизации имеют электронные ламповые и транзисторные стабилизаторы с компенсационным методом стабилизации ( $K_{ст}$  составляет сотни—тысячи). В электронных стабилизаторах выходное напряжение можно регулировать изменением сопротивления регулирующего элемента. Чтобы не было значительного понижения коэффициента стабилизации, пределы регулирования не должны превышать 20%.

При малой мощности нагрузки можно получить довольно высокий коэффициент стабилизации ( $K_{ст} \geq 100$ ) с помощью многокаскадных стабилизаторов на опорных диодах.

Триисторные стабилизаторы имеют меньший коэффициент стабилизации, чем транзисторные, и применяются на мощность от десятков ватт до десятков киловатт, их КПД довольно высок. В триисторных стабилизаторах выходное напряжение можно регулировать в широких пределах.

При средней и большой мощности источника применяются электромагнитные стабилизаторы (дрессельные, феррорезонансные). Дрессельные стабилизаторы имеют самый низкий коэффициент стабилизации и самый высокий КПД, несмотря на сравнительно низкий коэффициент мощности применяются в источниках с мощностью до десятков и сотен киловатт. Феррорезонансные стабилизаторы имеют более высокий коэффициент стабилизации, чем дрессельные, но меньший КПД.

Стабилизированные ИВЭ с большим коэффициентом стабилизации и с широкими пределами регулирования могут быть созданы по структурной схеме (см. рис. 4.5) с двумя регулирующими элементами.

#### 17.6. ВЫБОР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ, БЛОКИРОВКИ И СИГНАЛИЗАЦИИ

К цепям управления относятся не только цепи, связанные с подачей напряжения на выпрямитель с помощью контакторов или автоматов, но и схемы, связанные с регулировкой и стабилизацией: например, напряжения накала ламп передатчиков, вентилей выпрямителей, ступенчатого включения анодного напряжения, регулировкой выпрямленного напряжения и т. д.

Система УБС должна обеспечивать постепенное плавное или ступенчатое включение напряжения накала, постоянство напряжения накала в заданных пределах, отключение напряжений анодного и накала при прекращении циркуляции воздуха или воды в системе охлаждения.

Сигнализация в системе УБС должна давать сведения о состоянии приборов управления и автоматики, отражать все стадии пуска устройства в целом, предупреждать о неисправностях и указывать место повреждения, облегчая тем самым и делая более оперативной работу обслуживающего персонала.

Вопросы, связанные с работой и построением системы УБС и с электронной защитой ИВЭ, достаточно подробно рассмотрены в гл. 15, 16.

## 17.7. ВЫБОР СТРУКТУРНОЙ И ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМ

В гл. 4 рассмотрены различные структурные схемы нестабилизированных и стабилизированных ИВЭ. Выбор структурной схемы ИП определяется требованиями, предъявляемыми к ИВЭ, особенно в отношении регулировки, стабилизации выпрямленного напряжения и КПД. По простейшей структурной схеме (см. рис. 4.1) ИВЭ выполняется в том случае, если не требуется высокая стабильность выходного напряжения и его регулировка.

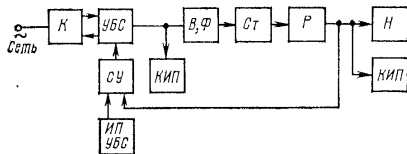


Рис. 17.1. Структурная схема источника электропитания со вспомогательными элементами

Если требуется регулировать выходное напряжение, то ИВЭ можно построить по структурной схеме рис. 4.1, а или 4.1, б. При этом используется трансформатор с регулировочными отводами для скачкообразного изменения выходного напряжения или автотрансформатор со щеточным контактом для плавного регулирования.

Если требуется высокая стабильность выходного напряжения, в ИВЭ предусматривается стабилизатор. В стабилизаторах с ключевым режимом работы резко уменьшается мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе, и значительно повышается КПД.

В приведенных на рис. 4.1—4.6 структурных схемах ИВЭ не показаны вспомогательные устройства включения и отключения, регулирования выходного напряжения, защиты, блокировки и сигнализации, приборы контроля за работой источника вторичного электропитания и т. д. Упрощенная структурная схема ИП со вспомогательными элементами приведена на рис. 17.1.

Обозначения в схеме следующие:  $K$  — контактор или автоматический выключатель; УВС — цепи управления, блокировки и сигнализации; СУ — схема управления; ИП УВС — вспомогательный источник питания цепей УВС

(например, напряжением 24 В); КИП — контрольно-измерительные приборы и устройства;  $B, \Phi$  — выпрямитель и фильтр; Ст — стабилизатор по постоянному току;  $P$  — регулятор выходного напряжения;  $H$  — нагрузка. Способы включения измерительных приборов и контроля выходных параметров рассмотрены в § 16.5, цепи УВС — в гл. 15 и 16.

При разработке структурных и функциональных схем ИВЭ следует рассматривать многовариантность их технического воплощения. Расчеты всех вариантов сводятся в таблицу, и на основе сравнительного анализа выбирается тот вариант, который наилучшим образом удовлетворяет предъявляемым требованиям (высокий КПД, меньшие габариты, более высокая надежность, минимальная стоимость и т. д.).

В качестве примера приведем варианты построения стабилизированного ИВЭ для питания портативного измерительного прибора, построенного на микросхемах различного функционального назначения. Выходные параметры ИВЭ следующие:  $U_{01} = +6,3$  В;  $I_{01} = 90$  мА;  $U_{02} = -6,3$  В;  $I_{02} = 40$  мА;  $K_{CT} \geq 100$ ;  $U_C = 220$  В,  $f_C = 50$  Гц.

Рассмотрим некоторые варианты реализации ИВЭ с такими параметрами.

1. Два параметрических стабилизатора на опорных диодах на напряжении  $U_{01}$  и ток  $I_{01} = 45$  мА и один параметрический стабилизатор на напряжении  $U_{02}$  и ток  $I_{02}$ . Для обеспечения требуемого коэффициента стабилизации все стабилизаторы двухкаскадные.

2. Два компенсационных стабилизатора постоянного тока: один на напряжении  $U_{01}$  и ток  $I_{01}$ , второй на  $U_{02}$  и  $I_{02}$ .

3. Один стабилизатор компенсационного типа на напряжение  $U_{01}$  и ток  $I_{01}$ , второй — двухкаскадный параметрический на напряжении  $U_{02}$  и ток  $I_{02}$ .

4. На напряжение  $U_{01}$  и ток  $I_{01}$  применяем интегральные стабилизаторы на двух микросхемах 275ЕН8 АБ с выходным напряжением  $+6,3$  В и максимальным током 50 мА, а третий стабилизатор на микросхеме 275ЕН9 АБ с напряжением  $-6,3$  В и максимальным током 50 мА.

5. Один стабилизатор на напряжении  $U_{01}$  и ток  $I_{01}$  на микросхеме 275ЕН8 АБ с включением дополнительного регулирующего транзистора и второй стабилизатор на напряжение  $U_{02}$  и ток  $I_{02}$  на микросхеме 275ЕН9 АБ.

На рис. 17.2 приведена структурная схема первого варианта. Обозначения на схемах аналогичны обознач-

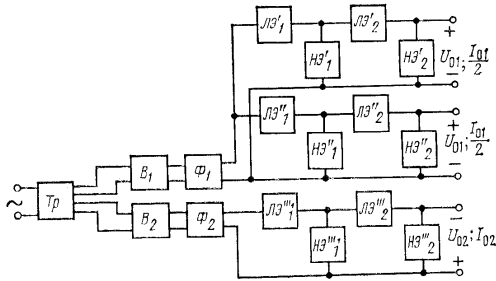


Рис. 17.2. Структурная схема источника электропитания к примеру расчета

ниям в гл. 4. Аналогично составляются структурные схемы для других вариантов.

На рис. 17.3 приведена структурная схема стабилизированного ИВЭ, расчет стабилизатора которого проведен в параграфе 18.5, а принципиальная схема (без схемы защиты и сигнализации) показана на рис. 18.10.

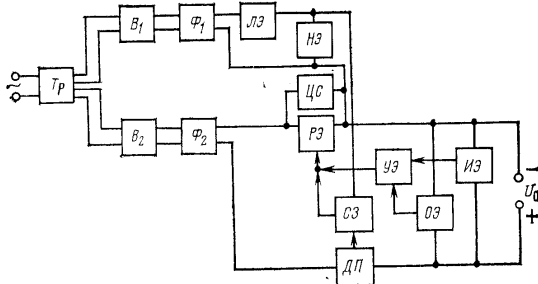


Рис. 17.3. Структурная схема источника электропитания к примеру расчета

При разработке новых изделий наряду с техническими и экономическими показателями важны и патентно-правовые, характеризующие степень патентной защиты изделия в СССР и за рубежом и его патентную чистоту. Патентные исследования студентом проводятся на этапе эскизного и технического проектов и разделяются на три стадии.

На первой стадии проводится поиск, отбор и анализ патентно-информационной документации, свидетельствующий об уровне развития техники по конкретной теме проекта, и выявляются способы решения аналогичных технических вопросов в нашей стране и за рубежом. Эти сведения можно получить в научно-технической литературе, общетехнических журналах, фирменных проспектах и каталогах, технических отчетах предприятий, о научно-исследовательских и опытно-конструкторских работах и в отраслевых патентных архивах. На второй стадии изучаются описания изобретений, отчеты проектных организаций, каталоги, проспекты фирм, материалы международных и зарубежных выставок, «Бюллетень иностранной коммерческой информации» и др. На основе анализа собранного материала дается сравнительная оценка параметров разрабатываемого изделия и принятых технических решений и делаются выводы относительно необходимости разработки проектируемого изделия. На третьей стадии необходимо найти пути оптимального технического решения задачи и обеспечить патентную чистоту изделия (или устройства в изделии), определив пути обхода препятствующих патентов с помощью нахождения в технической литературе схемных решений и устройств, аналогичных запатентованным и которые можно им противопоставить.

В пояснительной записке материал патентных исследований можно разместить в следующей последовательности. В эскизном проекте приводится глава, отражающая первые две стадии патентных исследований в виде описаний изобретений и патентов по теме проекта, технические показатели аналогов, а также выводы относительно целесообразности использования существующих изобретений и патентов. В техническом проекте приводится глава, отражающая третью стадию исследований и заканчивающаяся составлением патентного формуляра на изделие или устройство в разрабатываемом изделии. Патентный формуляр составляется по определенной форме в соответствии с ГОСТ.

## 17.9. ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ ПРОЕКТА

При дипломном проектировании необходимо дать технико-экономическое обоснование структурной и принципиальной схемы проектируемого устройства, провести экономический анализ принимаемых технических решений, рассчитать себестоимость разрабатываемого изделия и экономическую эффективность от его внедрения.

Если тема дипломного проекта имеет научно-исследовательское направление, экономическая часть проекта содержит план-график и смету затрат на проведение научно-исследовательских работ (НИР) по этапам. На основе это-

го определяются потребности в исполнителях, необходимом оборудовании и материалы для проведения каждого этапа НИР. Затем следует дать рекомендации об использовании полученных результатов при разработке новых изделий с точки зрения повышения технических показателей, снижения производственных затрат и эксплуатационных расходов. Выводы должны отражать основное направление дальнейших работ по данной теме.

Экономическая часть проекта научно-исследовательского направления выделяется в пояснительной записке в виде отдельного раздела.

В дипломных проектах, связанных с разработкой новых или модернизированной существующих устройств, экономическая часть проекта содержит решение вопросов технико-экономической оценки прогрессивности технических параметров и технологичности нового изделия, расчеты возможных затрат при производстве и эксплуатации в сравнении с существующими устройствами.

Далее составляются план-график разработки изделия по этапам проектирования, план и смета технической подготовки производства, расчет себестоимости или оптовой цены, расчет затрат по эксплуатации и расчет экономической эффективности от внедрения разрабатываемого изделия. В выводах экономической части проекта следует указать преимущества и недостатки изделия и определить направления совершенствования его технических характеристик и сокращения производственных и эксплуатационных расходов.

Технико-экономическое обоснование проекта данной тематики приводится в первой части пояснительной записки, т. е. в эскизном проекте, а расчет себестоимости изделия и экономической эффективности внедрения данного изделия — в техническом проекте.

Для технико-экономического обоснования темы дипломного проекта изучается литература, подбирается материал технического и экономического характера во время преддипломной практики на предприятии. Для технико-экономических расчетов необходимо ознакомиться с заводскими цениками, с организацией проектирования изделия на предприятии, с этапами технической подготовки производства, должностными окладами и заработной платой исполнителей, с расходами на содержание и эксплуатацию оборудования цехов и лабораторий и т. д.

**Расчет себестоимости изделия.** Себестоимость изделия представляет собой сумму всех расходов предприятия на

производство данной продукции (изделия), включая сырье, материалы, полуфабрикаты, топливо, оплату труда рабочих, ИТР и т. д., выраженную в денежном исчислении. Предприятие-изготовитель определяет себестоимость изделия после разработки рабочих чертежей и технологии изготовления изделия путем калькуляции всех затрат и отчислений. Заводская калькуляция себестоимости изделия проводится на основании спецификации на детали, полуфабрикаты и материалы, рабочих чертежей, технологической документации и существующих нормативов на затраты материалов, топлива, электроэнергии и труда при изготовлении данного вида продукции. Стоимость изделий, полуфабрикатов и материалов определяется на основе прейскурантов оптовых цен, а расходы на заработную плату производственным рабочим рассчитываются для изготовления каждой детали и каждой операции технологического процесса (сборки, монтажа и т. д.).

При учебном проектировании рабочие чертежи деталей и узлов изделия обычно не разрабатываются, количество и стоимость материалов рассчитываются приблизительно, а заработная плата, как и другие расходы, принимается по аналогии с расходами на подобные изделия. Поэтому себестоимость изделия определяется ориентировочно на основании упрощенной калькуляции и приближенного учета заработной платы и прочих начислений.

Ориентировочный расчет себестоимости укрупненным методом проводится в следующем порядке:

1. Составляется спецификация разработанного ИВЭ и подсчитывается первоначальная стоимость  $C_1$  всех элементов и деталей, входящих в его схему.
2. Расходы на неучтенные детали принимаются 5—20% первоначальной стоимости  $C_1$ .
3. Транспортно-заготовительные расходы составляют 5% первоначальной стоимости и расходов на неучтенные детали. Суммарная первоначальная стоимость ИВЭ будет составлять

$$C_0 = C_1 [1 + (0,05 \div 0,2)] \cdot 1,05. \quad (17.13)$$

4. Стоимость основных и вспомогательных материалов составляет до 25%  $C_0$ .
5. Покупные изделия и полуфабрикаты составляют до 25%  $C_0$ .
6. Заработная плата производственным рабочим, стоимость монтажа, наладки и регулировки ИВЭ составляет (30—40%)  $C_0$ .

7. Отчисления на социальное страхование берутся в размере 5,3% заработной платы.

8. Цеховые расходы принимаются до 30%  $C_0$ .

9. Общецеховые расходы принимаются до 8%  $C_0$ . Отсюда общая стоимость ИВЭ

$$\Sigma C_{\text{мах}} = C_0 + 2 \cdot 0,25C_0 + (0,3 \div 0,4) (1 + 0,053) C_0 + 0,38C_0. \quad (17.14)$$

В полученную общую стоимость не входят стоимость проектирования ИВЭ и амортизационные отчисления при эксплуатации измерительных приборов и устройств, применяемых при его регулировке и отработке. При расчете затрат на эксплуатацию ИВЭ учитываются потребление энергии за год, расходы на замену электронных ламп и полупроводниковых приборов, запасные части и материалы, заработная плата обслуживающего персонала. Если ИВЭ входит как блок в какое-либо устройство, например в передатчик, то обслуживающий персонал рассчитывается исходя из нормативов численности ИТР в штате радиопредприятия и расчет заработной платы такого персонала не производится.

Количество электронных ламп и полупроводниковых приборов каждого типа, необходимое для эксплуатации, определяется:

$$C = n \frac{T}{t}, \quad (17.15)$$

где  $C$  — требуемое количество элементов данного типа в год;  $n$  — число этих элементов в ИВЭ;  $T$  — количество часов работы ИВЭ в год ( $T = 365 \cdot 8$  — при односменной работе,  $T = 365 \cdot 16$  — при двухсменной работе);  $t$  — средний срок службы элемента, ч.

Полученные результаты округляются в большую сторону до целого числа. Результаты расчетов сводятся в следующую таблицу.

Тип лампы и полупроводникового прибора	Количество в схеме	Срок службы, ч	Цена, руб.	Кол-во в год, шт.	Стоимость в год, руб.

При определении продолжительности работы ИВЭ в течение года для мощных установок следует учитывать дополнительное время на технические нужды в размере 0,3 ч в сутки (на прогрев, профилактический контроль и т. д.)

Расходы на запасные части и материалы можно принять в размере 10% стоимости ламп и полупроводниковых приборов, расходуемых в течение года.

При расчете затрат на электроэнергию в течение года подсчитывается мощность, подводимая к источнику питания:

$$P_{\text{под}} = \frac{P_0}{\eta_{\text{п}}}, \quad (17.16)$$

где  $\eta_{\text{п}}$  — КПД выпрямителя;  $P_0$  — мощность постоянного тока в нагрузке выпрямителя. Кроме того, нужно учесть мощность по цепи накала ламп и КПД локальных трансформаторов, мощность цепей УБС и мощность, потребляемую вентиляторами. Энергия, потребляемая источником питания, определяется в киловатт-часах формулой

$$N = P_{\text{общ}} T, \quad (17.17)$$

где  $P_{\text{общ}}$  — общая мощность всех цепей выпрямителя, кВт.

При стоимости электроэнергии  $D'$  (руб/кВт·ч) получим стоимость энергии, потребляемой в год:

$$D = D' N. \quad (17.18)$$

## Глава 18

### РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

#### 18.1. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

В задачу расчета входят определение действующих значений токов и напряжений обмоток трансформатора, а также его типовой мощности, определение среднего и амплитудного значения тока вентилля и параметров элементов сглаживающего фильтра. Расчет проводится с помощью расчетного параметра  $A$ , который зависит от угла отсечки тока вентилля  $\theta$ , фазности  $m$  выпрямляемого напряжения, сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}} = U_{\theta} I_{\theta}$  и сопротивления фазы выпрямителя  $R_{\text{в}}$ :

$$A = \frac{\pi U_{\theta} R_{\text{в}}}{m U_{\theta}} = \frac{\pi}{m} \frac{R_{\text{в}}}{R_{\text{н}}}, \quad (18.1)$$

где  $R_B = R_i + r_{\text{тр}}$  — активное сопротивление фазы выпрямителя, включающее внутреннее сопротивление вентилей  $R_i$  и активное сопротивление трансформатора. Активное сопротивление трансформатора для предварительного расчета принимается

$$r_{\text{тр}} = (0,03 \div 0,12) R_n \quad (18.2)$$

при типовой мощности 1—1000 В·А, причем меньшее значение относится к большей мощности. Более точно для двухобмоточного трансформатора величина  $r_{\text{тр}}$  рассчитывается по формуле

$$r_{\text{тр}} = K_r \frac{U_0}{I_{\text{в}} j} \sqrt{\frac{S j B_m}{U_n I_n}}, \quad (18.3)$$

где  $K_r$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (числовые значения приведены в табл. П. 4); значения  $B_m$  выбираются по табл. П.3 в зависимости от частоты и типовой мощности трансфор-

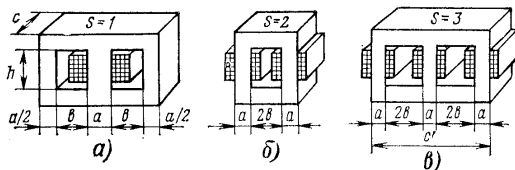


Рис. 18.1. Размещение обмоток на сердечнике

матора;  $S$  — число стержней трансформатора, на которых расположены обмотки (рис. 18.1). Если вторичных обмоток несколько, то активное сопротивление

$$r_{\text{тр.об}} = \frac{r_{\text{тр}}}{2} \left[ 1 + \frac{\sum U_n I_n}{P_{\text{тин}}} \right], \quad (18.4)$$

где

$$\sum U_n I_n = U_2 I_2 + U_3 I_3 + \dots + U_n I_n, \quad (18.5)$$

$n$  — номер вторичной обмотки.

По выражению (18.3) рекомендуется определять активное сопротивление трансформатора по самой мощной вторичной обмотке.

С помощью расчетного параметра  $A$  и вспомогательных коэффициентов  $B, D, F$  (рис. 18.2) находятся все необходимые величины для различных схем выпрямления (табл. П. 4).

При работе выпрямителя на емкостную нагрузку для расчета емкости фильтра (или входной емкости П-образного LC, RC сглаживающего фильтра) задаются коэффициентом пульсаций на выходе схемы выпрямления (на входе фильтра) и находят емкость конденсатора по формуле (10.9) или (10.17):

$$C = \frac{100 I}{K_n R_B},$$

где  $H$  определяется с помощью расчетного параметра  $A$  и графиков на рис. 18.3:  $R_B$  — в омах;  $K_n$  — в процентах и  $C$  — в микрофарадах.

В формулах (18.1) и (18.3) напряжение на нагрузке  $U_0$  для фильтра, состоящего из одной емкости, является напряжением на выходе выпрямителя. В случае П-образного LC- и RC-фильтра напряжение  $U_0$  нужно увеличить с учетом падения напряжения на

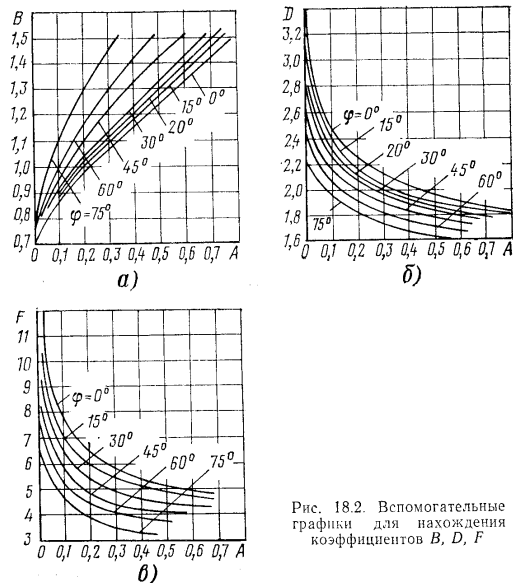


Рис. 18.2. Вспомогательные графики для нахождения коэффициентов  $B, D, F$

дросселе или резисторе фильтра. В табл. П. 2 приведены значения падения напряжения на дросселе  $U_{\text{др}}$  в зависимости от мощности нагрузки  $P_0$  и частоты сети  $f_0$ . Падение напряжения на резисторе фильтра берется  $(0,2 \div 1) U_0$ , где  $U_0$  — напряжение постоянного тока на нагрузке. Расчетные соотношения для фильтров приведены в гл. 10.

В случае применения стабилизатора постоянного тока нужно увеличить напряжение  $U_0$  на величину падения напряжения на его регулирующем элементе.



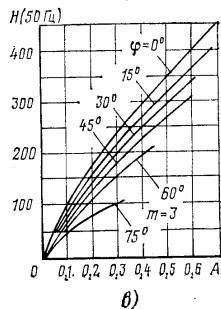
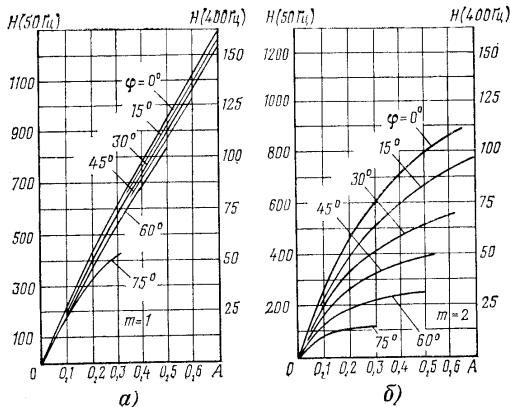


Рис. 18.3. Графики для нахождения коэффициента  $H$

В выпрямителях средней мощности ( $P_0 > 100$  Вт), в высоковольтных выпрямителях ( $U_0 > 600$  В) и вообще для более строгих расчетов ИВЭ следует учитывать индуктивность рассеяния трансформатора, величина которой определяется:

$$L_s = K_L S \frac{U_0}{I_0 |B_m|} \frac{1}{\sqrt{\frac{S |B_m|}{U_0 I_0}}}, \quad (18.6)$$

где  $K_L$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (значения  $K_L$  приведены в табл. П. 4). Остальные обозначения те же, что и в (18.3). Если первичная обмотка размещена между половинками вторичной обмотки или наоборот, то значение  $L_s$ , полученное из (18.6), нужно увеличить в 4 раза. Если вторичная обмотка размещена на двух стержнях сердечника ( $S = 2$ ) и катушки обмотки включены последовательно, то для однофазной мостовой схемы и схемы удвоения величину  $L_s$  следует уменьшить в 2 раза. Для двухполупери-

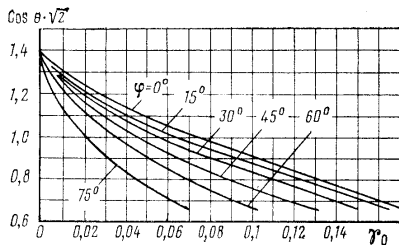


Рис. 18.4. Графики для расчета нагрузочной характеристики выпрямителя

одной схемы со средней точкой трансформатора формула (18.6) справедлива при параллельном включении полуобмоток первичной обмотки.

По значениям  $L_s$  и  $R_B$  определяют угол сдвига фаз:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi f L_s}{R_B}. \quad (18.7)$$

На рис. 18.2 и 18.3 приведены графики зависимости коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $F$  и  $H$  для углов  $\varphi = 0, 15; 30; 45; 60; 75^\circ$ . В случае  $L_s = 0$  используют кривые, соответствующие углу  $\varphi = 0$ , а при  $\varphi \neq 0$  результат расчета по выражению (18.7) необходимо скорректировать с учетом интерполяции кривых для расчетных коэффициентов.

Расчет нагрузочной характеристики выпрямителя и КПД. Расчет нагрузочной характеристики  $U_0 = f(I_0)$  при  $U_1 = \text{const}$  проводят в следующем порядке. Задаваясь различными значениями тока  $0; 20; 40; 60; 80; 100; 110\%$  от  $I_{1, \text{ном}}$ , определяют коэффициент

$$\gamma_0 = I_0 \frac{R_B}{m U_2}, \quad (18.8)$$

где  $U_2$  — напряжение вторичной обмотки трансформатора.

По обобщенным нагрузочным характеристикам (рис. 18.4) находят соответствующие значения величины  $\cos \theta \sqrt{I_0}$  в зависимости от значений  $\gamma_0$  и  $\varphi$ . Нагрузочная характеристика строится по выражению

$$U_0 = U_2 \cos \theta \sqrt{I_0}. \quad (18.9)$$

Для схемы удвоения полученное значение  $U_0$  нужно удвоить. После построения нагрузочной характеристики можно найти:

1. Напряжение холостого хода (на выходе выпрямителя при  $I_0 = 0$ )

$$U_{0x} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2. \quad (18.10)$$

2. Ток короткого замыкания выпрямителя ( $R_{н} = 0$ )

$$I_{0кз} = \frac{m U_{2m}}{R_B}. \quad (18.11)$$

3. Отклонение выпрямленного напряжения от номинала при изменении сопротивления нагрузки до значения  $R_{н} = \infty$

$$\Delta U_0 = U_{0 \max} - U_{0 \text{ном}}; \quad U_{0 \max} = U_{0x}. \quad (18.12)$$

4. Внутреннее динамическое сопротивление выпрямителя

$$R_{дв} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} = \frac{U_{0 \max} - U_{0 \text{ном}}}{I_{0 \text{ном}}}. \quad (18.13)$$

Где  $U_{0 \text{ном}}$  и  $I_{0 \text{ном}}$  — соответственно напряжение и ток выпрямителя при номинальной нагрузке.

5. Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = \frac{P_{0 \text{ном}}}{P_{0Б}}, \quad (18.14)$$

где

а)

$$P_{0 \text{ном}} = I_{0 \text{ном}} U_{0 \text{ном}} \quad (18.15)$$

— мощность постоянного тока всех вторичных обмоток;

б)

$$P_{0Б} = P_{0 \text{ном}} + P_B + P_{Тр} + P_{Ф} + P_{Ст} + P_{Нак}; \quad (18.16)$$

в)  $P_B$  — мощность потерь в вентиле:

$$P_B = I_{0в} U_{Др}; \quad (18.17)$$

г)  $P_{Тр}$  — мощность потерь в магнитопроводе и обмотках трансформатора; ориентировочно можно считать

$$P_{Тр} = (0,03 \div 0,15) P_0 \text{ или } P_{Тр} = P_{Тнц} (1 - \eta_{Тр}), \quad (18.18)$$

где  $\eta_{Тр}$  — КПД трансформатора по табл. П. 3;

д)  $P_{Ф}$  — мощность потерь в фильтре, которая определяется мощностью потерь в дросселе или резисторе фильтра:

$$P_{Ф} = I_0^2 R_{Др} \text{ или } P_{Ф} = U_{Др} I_0, \quad (18.19)$$

где  $R_{Др}$  — активное сопротивление обмотки дросселя;

е)  $P_{Ст}$  — мощность потерь в стабилизаторе (определяется после расчета стабилизатора);

ж)  $P_{Нак}$  — мощность накала вентиля (если вентиль с накаливаемым катодом):

$$P_{Нак} = I_{Нак} U_{Нак}. \quad (18.20)$$

*Пример.* Рассчитать выпрямитель для питания транзисторного малоомощного модулятора. Исходные данные:

1. Напряжение и ток в нагрузке:  $U_0' = 100 \text{ В}$ ;  $I_0' = 50 \text{ мА}$ .
2. Коэффициент пульсаций напряжения в нагрузке  $K_{п.вых} = 0,1\%$ .
3. Напряжение и частота питающей сети  $U_1 = 220 \text{ В}$ ;  $f = 50 \text{ Гц}$ .

*Расчет.*

1. Мощность нагрузки  $P_0' = I_0' U_0' = 0,05 \cdot 100 = 5 \text{ Вт}$ .

2. Падение напряжения на дросселе (табл. П.2)

$$U_{Др} = 0,15 U_0 = 0,15 \cdot 100 = 15 \text{ В}$$

3. Постоянное напряжение на входе сглаживающего фильтра

$$U_0 = U_0' + U_{Др} = 100 + 15 = 115 \text{ В}$$

4. Выбираем однофазную мостовую схему выпрямителя и определяем активное сопротивление трансформатора:

$$r_{Тр} = K_T \frac{U_0}{I_0} \sqrt{\frac{S/B_m}{U_0 I_0}}$$

Из табл. П. 4  $K_T = 3,5$ , для предварительного расчета принимаем  $B_m = 1,1 \div 1,4 \text{ Тл}$ , а для бронзового типа сердечника  $S = 1$

$$r_{Тр} = 3,5 \frac{115}{0,05 \cdot 50 \cdot 1,4} \sqrt{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,4}{115 \cdot 0,05}} = 206 \text{ Ом}$$

5. Выбор типа вентиля: проводится по лн. табл. П. 4:

$$I_{0в} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,05 = 0,025 \text{ А}$$

$$I_{мв} = 0,5 I_{0в}; \quad U_{обр} = 1,41 B I_0.$$

Для предварительного расчета принимаем  $B = 0,9 \div 1,2$ ;  $F = 5 \div 7,5$ . Тогда  $I_{мв} = 0,5 \cdot 6 \cdot 0,05 = 0,15 \text{ А}$ ;  $U_{обр м} = 1,41 \cdot 1 \cdot 115 = 162 \text{ В}$ . Выбираем вентиль типа Д207 (4 шт.) с параметрами  $U_{обр.доп} = 200 \text{ В}$ ;  $I_{0 \text{в.макс}} = 0,1 \text{ А}$ ;  $U_{Др} \leq 1 \text{ В}$ .

6. Внутреннее сопротивление вентиля

$$R_{г} = \frac{U_{Др}}{3 I_{0в}} = \frac{1}{3 \cdot 0,025} = 13,3 \text{ Ом}$$

7. Полное активное сопротивление фазы выпрямителя

$$R_0 = r_{Тр} + 2R_{г} = 206 + 2 \cdot 13,3 = 232,6 \text{ Ом}$$

8. Индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s = K_L S \frac{U_0}{I_0} \sqrt{\frac{1}{f B_m} \frac{1}{U_0 I_0}}$$

где  $K_L = 5 \cdot 10^{-3}$  из табл. 18.4;

$$L_s = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \frac{115}{0,05 \cdot 50 \cdot 1,4} \sqrt{\frac{1}{50 \cdot 115 \cdot 0,05}} = 0,1 \text{ Гн}$$

9. Величина расчетного параметра

$$A = \frac{I_0 R_B}{m U_0} = \frac{3,14 \cdot 0,05 \cdot 232,6}{2 \cdot 115} = 0,16.$$

10. Угол сдвига фаз за счет  $L_s$

$$\varphi = \arctg \frac{2\pi f L_s}{R_B} = \arctg \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,1}{2 \cdot 2,6} = \arctg 0,133 = 7,6^\circ.$$

По рис. 18,2 и 18,3 находим величины:  $B = 0,95$ ;  $D = 2,3$ ;  $F = 6,5$ ;  $H = 370$ .

11. Из табл. П, 4 определяем величины, необходимые для расчета трансформатора (пп. 1—4):

$$U_2 = B U_0 = 0,95 \cdot 115 = 110 \text{ В}, \quad I_2 = 0,707 D I_0 = 0,707 \cdot 2,3 \times$$

$$\times 0,05 = 0,08 \text{ А}; \quad I_1 = K_{TP} \cdot 0,707 D I_0,$$

где  $K_{TP} = U_2 / U_1 = 110 / 220 = 0,5$ ;  $I_1 = 0,5 \cdot 0,707 \cdot 2,3 \cdot 0,05 = 0,04 \text{ А}$ ;  $P_{ТП} = 0,707 B D I_0 U_0 = 0,707 \cdot 0,95 \cdot 2,3 \cdot 115 \cdot 0,05 = 9 \text{ В} \cdot \text{А}$ .

12. Уточняем величины  $r_{TP}$  и  $R_B$ . Из табл. П, 3 при  $P_{ТП}$  до  $10 \text{ В} \cdot \text{А}$  и  $f = 50 \text{ Гц}$  для стали Э340 значение  $B_m = 1,2 \text{ Тл}$ .

$$r_{TP} = 3,5 \frac{115}{0,05 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{115 \cdot 0,05}} = 244 \text{ Ом};$$

$$L_s = 5 \cdot 10^{-8} \cdot 1 \frac{115}{0,05 \cdot 50 \cdot 1,2} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{115 \cdot 0,05}}} = 0,103 \text{ Гн};$$

$$R_B = 244 + 2 \cdot 13,3 = 270,6 \text{ Ом}.$$

13. Уточняем параметры вентиля и трансформатора:

$$R_B = 244 + 2 \cdot 13,3 = 270,6 \text{ Ом}, \quad A = \frac{3,14 \cdot 0,05 \cdot 270,6}{2 \cdot 115} = 0,19;$$

$$\varphi = \arctg \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,103}{270,6} = 6,8^\circ; \quad B = 0,98; \quad D = 2,26; \quad F = 6,2;$$

$$H = 430; \quad I_{об} = 0,025 \text{ А}; \quad U_{обр} = 1,41 \cdot 0,98 \cdot 115 = 159 \text{ В} < U_{обр, доп} = 200 \text{ В}; \quad U_2 = 0,98 \cdot 115 = 113 \text{ В};$$

$$I_2 = 0,707 \cdot 2,2 \cdot 0,05 = 0,078 \text{ А}; \quad K_{TP} = \frac{113}{220} = 0,514;$$

$$I_1 = 0,514 \cdot 0,707 \cdot 2,2 \cdot 0,05 = 0,04 \text{ А};$$

$$P_{ТП} = 0,707 \cdot 0,98 \cdot 2,2 \cdot 115 \cdot 0,05 = 8,8 \text{ В} \cdot \text{А}$$

14. Выбираем П-образный LC-фильтр. Коэффициент пульсации на входе фильтра

$$K_{П,ВХ} = \frac{100H}{R_B C_0}$$

Задаемся емкостью конденсатора на входе фильтра такой величины, чтобы значение  $K_{П,ВХ}$  было меньше 3%:  $C_0 = 100 \text{ мкФ}$ ;

$$K_{П,ВХ} = \frac{100 \cdot 430}{270,6 \cdot 100} = 1,56 \%$$

15. Коэффициент сглаживания фильтра

$$q = K_{П,ВХ} / K_{П,ВЫХ} = 1,56 / 0,1 = 15,6.$$

16. Амплитуда переменного напряжения на конденсаторе  $C_0$

$$U_{\sim m} = K_{П,ВХ} U_0 = 0,0156 \cdot 115 = 1,8 \text{ В}.$$

Выбираем конденсатор типа К50-12 из условий  $U_{раб,конд} > U_{зм} = \sqrt{2} U_2 = 1,41 \cdot 113 = 160 \text{ В}$ ;  $U_{m,конд} > U_{\sim m}$ ;

$U_{\sim m,конд} = 6\%$ ;  $U_{раб,конд} = 0,06 \cdot 250 = 15 \text{ В} > U_{\sim m} = 1,8 \text{ В}$ . Конденсатор на выходе фильтра  $C_1$  выбираем того же типа, что и  $C_0$ .

17. Индуктивность дросселя фильтра

$$L = \frac{10(q+1)}{m^2 C_1} = \frac{10 \cdot (15,6+1)}{2^2 \cdot 100} = 0,42 \text{ Гн}.$$

Выбираем унифицированный дроссель типа Д4-0,6—0,12, параметры которого следующие:  $L = 0,6 \text{ Гн}$ ;  $I_0 = 0,12 \text{ А}$ ;  $U_{др,доп} = 5 \text{ В}$ ;  $U_{\sim m,др,доп} = \sqrt{2} U_{\sim m,др} = 1,41 \cdot 5 = 7 \text{ В} > U_{\sim m} = 1,8 \text{ В}$ .

18. Фактический коэффициент сглаживания

$$q = \frac{m^2 LC}{10} - 1 = \frac{2^2 \cdot 0,6 \cdot 100}{10} - 1 = 23.$$

Фактический коэффициент пульсаций напряжения в нагрузке  $K_{П,ВХ} = K_{П,ВХ} / q = 1,56 / 23 = 0,067\%$ , что меньше заданного.

19. Расчет нагрузочной характеристики выпрямителя.

Задаемся значениями тока в нагрузке  $I_0 = 0; 20; 40; 60; 80; 100; 110\%$  от  $I_0 \text{ ном} = 50 \text{ мА}$  и по (18,8) находим коэффициент  $\gamma_0$ . По рис. 18,4 находим значения  $\cos \theta / \sqrt{2}$  в зависимости от  $\gamma_0$  и  $\varphi$ . По 18,9 проводим расчет нагрузочной характеристики. Результаты расчета сведены в табл. 18.1.

Таблица 18.1

$I_0$ , мА	$\gamma_0$ при $\varphi = 6,8^\circ$	$\cos \theta / \sqrt{2}$	$U_0$ , В	$I_0$ , мА	$\gamma_0$ при $\varphi = 6,8^\circ$	$\cos \theta / \sqrt{2}$	$U_0$ , В
0	0	1,41	160	40	0,049	1,07	121
10	0,0122	1,30	147	50	0,061	1,02	115
20	0,0244	1,20	136	55	0,067	0,97	110
30	0,0366	1,14	129	—	—	—	—

Схема и нагрузочная характеристика выпрямителя приведены на рис. 18.5. Из нагрузочной характеристики определяем: напряжение холостого хода  $U_{0,х} = 160 \text{ В}$  при  $I_0 = 0$ ; ток короткого за-

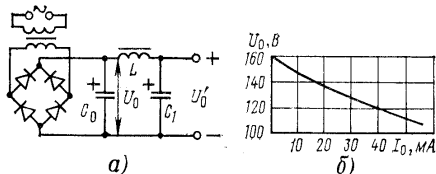


Рис. 18.5. Принципиальная схема выпрямителя (а) и его нагрузочная характеристика к примеру расчета (б)

мыкания  $I_{0 \text{ к.в}} = \frac{mU_{2m}}{R_B} = \frac{2 \cdot 160}{270,6} = 1,16 \text{ А}$ ; максимальное отклонение выпрямленного напряжения  $\Delta U_0 = U_0 \times - U_{0 \text{ ном}} = 160 - 115 = 45 \text{ В}$ ; внутреннее динамическое сопротивление выпрямителя  $R_{ГВ} = \frac{\Delta U_0 / \Delta I_0}{0,05} = 900 \text{ Ом}$ .

20. КПД выпрямителя  $\eta = P_{0 \text{ ном}} / P_{0б}$ ,

где

$$P_{0 \text{ ном}} = P_0 = 5 \text{ Вт}, \text{ а } P_{0б} = P_0 + P_{ПВ} + P_{ТР} + P_{Ф}.$$

$$P_{ПВ} = I_0 2U_{ПВ} = 2I_{0в} 2U_{ПВ} = 2 \cdot 0,025 \cdot 2 \cdot 1 = 0,1 \text{ Вт};$$

$$P_{ТР} = I_{ТТР} (1 - \eta_{ТР}) = 8,8 (1 - 0,8) = 1,76 \text{ Вт};$$

$$R_{Ф} = U_{ДР} I_0 = 15 \cdot 0,05 = 0,75 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{5}{5 + 0,1 + 0,176 + 0,75} = 0,655, \text{ или } 65,5 \%.$$

## 18.2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Методику расчета выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку, рассмотрим на конкретном примере — расчете выпрямителя анодного питания промежуточных каскадов телеграфного передатчика. Расчетные соотношения для основных схем выпрямления приведены в табл. П. 5.

*Пример.* Исходные данные:  $U_0^* = 600 \text{ В}$ ;  $I_0 = 2 \text{ А}$ ;  $K_{н. \text{вых}} = 0,15\%$ ;  $U_1 = 220 \text{ В}$ ;  $f = 50 \text{ Гц}$ .

*Расчет.*

1. Мощность нагрузки выпрямителя  $P_{0 \text{ ном}} = U_0^* I_0 = 600 \cdot 2 = 1200 \text{ Вт}$ .

2. Падение напряжения на дросселе фильтра (табл. П. 2)  $U_{ДР} = 0,04 U_0^* = 0,04 \cdot 600 = 24 \text{ В}$ .

3. Напряжение на входе фильтра  $U_0 = U_0^* + U_{ДР} = 600 + 24 = 624 \text{ В}$ .

4. Выбираем трехфазную мостовую схему выпрямления на полупроводниковых вентилях и соединяем обмоток трансформатора звезда-звезда. Для выбора типа вентилей определяем по табл. П. 5:  $I_{0в} = I_0/3 = 2/3 = 0,667 \text{ А}$ ;  $I_{мв} = I_0 = 2 \text{ А}$ ;  $U_{обрв} = 1,05 U_0 \times$

Выпрямленное напряжение в режиме холостого хода ориентировочно примем  $U_{0х} = 1,1 U_0$ ;

$$U_{обрм} = 1,05 \cdot 1,1 U_0 = 1,05 \cdot 1,1 \cdot 625 = 720 \text{ В}.$$

Выбираем диоды типа Д247Б по диа в каждом плече схемы, включенные последовательно. Основные параметры диодов:  $U_{обр. \text{диод}} = 500 \text{ В}$ ;  $I_{мв} = 5 \text{ А}$ ;  $U_{П0} = 1 \text{ В}$ .

5. Активное сопротивление трансформатора

$$r_{ТР} = K_r \frac{U_0}{I_0} \frac{1}{\sqrt{S/B_m}} \sqrt{\frac{S/B_m}{U_0 I_0}}.$$

Для трехфазной мостовой схемы можно считать  $P_{ТР} \approx P_{0 \text{ ном}} = 1200 \text{ Вт}$ ;  $S = 3$ ; из табл. П. 3 для стали Э-340  $B_m = 1,3 \text{ Тл}$ ; из табл. П. 5  $K_r = 2,5$ ;  $K_L = 10^{-3}$ ;

$$r_{ТР} = 2,5 \frac{624}{2 \cdot 50 \cdot 1,3} \sqrt{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,3}{624 \cdot 2}} = 3,78 \text{ Ом}.$$

6. Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_s = K_L S \frac{U_0}{I_0} \frac{1}{\sqrt{S/B_m}} \frac{1}{\sqrt{\frac{S/B_m}{U_0 I_0}}} = 10^{-3} \cdot 3 \frac{624}{2 \cdot 50 \cdot 1,3} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,3}{624 \cdot 2}}} = 0,023 \text{ Гн}.$$

7. Из пп. 14, 15, 16 табл. П. 5:

$$\Delta U_r = 2 I_0 r_{ТР} = 2 \cdot 2 \cdot 3,78 = 15 \text{ В}; \Delta U_x = 6 I_0 j L_s = 6 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 0,023 = 14 \text{ В}.$$

$$\Delta U_0 = I_0 2U_{ПВ} = 2 \cdot 2 U_{ПВ} = 2 \cdot 2 \cdot 1 = 4 \text{ В}.$$

8. Выпрямленное напряжение в режиме холостого хода выпрямителя

$$U_{0х} = U_0 + \Delta U_r + \Delta U_x + \Delta U_0 = 624 + 15 + 14 + 4 = 657 \text{ В}.$$

9. Уточняем величину обратного напряжения на вентиле с учетом того, что в каждом плече схемы включены два диода:

$$U_{обрв} = 1,05 \frac{U_{0х}}{2} = 1,05 \frac{657}{2} = 345 \text{ В} < U_{обр. \text{диод}} = 500 \text{ В}.$$

Обратное напряжение на оба диода  $U_{обр. \text{сх}} = 2 U_{обр. \text{в}} = 2 \cdot 345 = 690 \text{ В}$ .

10. Действующее значение ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора

$$U_{2х} = 0,43 U_{0х} = 0,43 \cdot 657 = 282 \text{ В}.$$

11. Из пп. 2, 3, 4 табл. П. 5:

$$I_0 = 0,815 I_0 = 0,815 \cdot 2 = 1,63 \text{ А}; I_1 = 0,815 I_0 K_{ТР};$$

$$K_{ТР} = U_{2х} / U_0 = 282 / 220 = 1,28; I_1 = 0,815 \cdot 2 \cdot 1,28 = 2,1 \text{ А};$$

$$P_{ТТР} = 1,05 I_0 U_{0х} = 1,05 \cdot 2 \cdot 657 = 1380 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

12. Нагрузочная характеристика выпрямителя строится по двум точкам:  $U = U_{\text{вх}} = 657$  В при  $I_0 = 0$  и  $I_0 = I_{0 \text{ ном}}$  при  $U_{\text{ном}} = U'_0 = 600$  В. Она представляет собой прямую линию. По нагрузочной характеристике находим внутреннее динамическое сопротивление выпрямителя:

$$R_{\text{в}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_{0\text{х}} - U_{0 \text{ ном}}}{I_{0 \text{ ном}}} = \frac{657 - 600}{2} \approx 29 \text{ Ом}$$

13. Минимально допустимое значение индуктивности дросселя фильтра

$$L_{\text{др min}} = \frac{2U'_0}{(m^2 - 1) m I_0 \pi f} = \frac{2 \cdot 600}{(6^2 - 1) 6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,018 \text{ Гн}$$

14. Коэффициент сглаживания фильтра

$$q = K_{\text{п.вх}}/K_{\text{п.вых}}; K_{\text{п.вх}} = 5,7\% \text{ (для схем выпрямления при } m=6);$$

$$q = 5,7/0,15 = 38.$$

15. Величина емкости конденсаторов фильтра

$$C = \frac{10(q+1)}{m^2 L_{\text{др}} m \pi n} = \frac{10(38+1)}{6^2 \cdot 0,018} = 600 \text{ мкФ.}$$

Выбираем шесть конденсаторов типа КБГ-П, включенных параллельно, с параметрами  $U_{\text{раб}} = 2$  кВ,  $C_{\text{ном}} = 10$  мкФ. Общая емкость конденсаторов фильтра  $C = 60$  мкФ. Поскольку емкость конденсаторов фильтра выбрана в 10 раз меньше расчетной, то нужно увеличить в 10 раз индуктивность дросселя. Такое решение позволяет уменьшить габариты фильтра, так как уменьшение габаритов за счет сокращения числа конденсаторов типа КБГ-П с 60 до 6 более значительно сокращает габариты фильтра, чем увеличение габаритов за счет изменения индуктивности с 0,018 до 0,18 Гн. Кроме того, уменьшение числа элементов в схеме упрощает процесс сборки изделия, понижает стоимость сборочных работ и повышает надежность устройства.

16. Переменное напряжение на входе фильтра

$$U_{-m \text{ вх}} = K_{\text{п.вх}} U_{0\text{х}} = 0,057 \cdot 657 = 37 \text{ В.}$$

Таким образом, дроссель должен иметь параметры:  $L = 0,18$  Гн;  $I_0 = 2$  А. Так как унифицированных дросселей на указанные параметры нет, необходимо провести конструктивный расчет дросселя. При этом уточняют падение напряжения на дросселе:

$$U_{\text{др}} = I_0 R_{\text{др}},$$

где  $R_{\text{др}}$  — сопротивление дросселя постоянному току.

17. Перенапряжения на конденсаторах фильтра при включении выпрямителя определяются по (10.38):

$$U_{C \text{ max}} = U'_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U_0} \right).$$

Предварительно находят коэффициент затухания и собственную частоту фильтра

$$\alpha = \frac{1}{2L} \left( \frac{L}{R_{\text{нС}}} + R_{\text{в}} \right); R_{\text{н}} = \frac{U'_0}{I_0} = \frac{600}{2} = 300 \text{ Ом;}$$

$$R_{\text{в}} = 29 \text{ Ом; } \alpha = \frac{1}{2 \cdot 0,18} \left( \frac{0,18}{300 \cdot 60 \cdot 10} + 29 \right) = 109;$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0,18 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}} = 304,0 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Находим отношение  $\alpha/\omega_0 = 109/304,0 = 0,35$  и по рис. 10.8 (кривая 1) определяем:

$$\frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U_0} = 0,45; U_{C \text{ max}} = U'_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U'_0} \right) =$$

$$= 600(1 + 0,45) = 970 \text{ В.}$$

18. Определение перенапряжений на конденсаторе фильтра при резком изменении тока нагрузки. Наиболее неблагоприятный случай — при сбросе нагрузки:

$$I_0 = 0; \alpha = \frac{1}{2L} R_{\text{в}} = \frac{1}{2 \cdot 0,18} \cdot 29 = 80; \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{80}{304,0} = 0,26.$$

По рис. 10.8 находим величину  $\sigma = 0,74$  (кривая 2). Максимальная величина напряжения на конденсаторе

$$U'_{C \text{ max}} = U'_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U_0} \right),$$

где

$$\frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U'_0} = \frac{\sigma}{R_{\text{н}} \sqrt{\frac{C}{L}}} = \frac{\sigma \rho}{R_{\text{н}}}; \rho = \sqrt{L/C} = \sqrt{\frac{0,18}{60 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$= 54,7 \text{ Ом; } \frac{\Delta U_{C \text{ max}}}{U'_0} = \frac{0,74 \cdot 54,7}{300} = 0,122;$$

$$U_{C \text{ max}} = 600(1 + 0,122) = 683 \text{ В; } U_{\text{раб}} > U_{C \text{ max}}.$$

19. Величина сопротивления резистора, шунтирующего вентиль, определяется из (17.12):

$$R_{\text{ш}} = \frac{\alpha_1 U_{0\text{бр вх}}}{I_{0\text{бр N}}} = \frac{(0,2 - 0,5) \cdot 690}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = (23 \div 80) \text{ кОм.}$$

Из табл. П.5 определяем мощность, рассеиваемую на резисторе:

$$P_r = \frac{9}{4} \frac{U_{\text{вх}}^2}{N^2 R_{\text{ш}}} = \frac{9 \cdot 282}{4 \cdot 2^2 \cdot 60 \cdot 10^3} = 0,376 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,5 — 60 кОм. Схема выпрямителя приведена на рис. 18.6.

### 20. КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{P_{\text{в.ном}}}{P_{\text{об}}}$$

где

$$P_{\text{об}} = P_{\text{ном}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{ф}} + P_{\text{р}}; \quad P_{\text{р}} = I_0 2NR_1 = I_0 4U_{\text{др}};$$

$$P_{\text{тр}} = P_{\text{тип}}(1 - \eta_{\text{тр}}); \quad P_{\text{ф}} = I_0 U_{\text{др}}; \quad P_{\text{ном}} = 1200 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{р}} = 2 \cdot 4 \cdot 1 = 8 \text{ Вт}; \quad P_{\text{тр}} = 1380(1 - 0,97) = 41,3 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{ф}} = 2 \cdot 24 = 48 \text{ Вт}; \quad \eta = \frac{1200}{1200 + 8 + 41,3 + 48} = 0,925, \text{ или } 92,5 \%$$

### 18.3. РАСЧЕТ УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ТРИИСТОРАХ

Структурная схема управляемого выпрямителя приведена на рис. 4.1, б, а его регуляционная характеристика  $U_{\text{оэ}}/U_0 = f(\alpha)$  при двухполупериодном выпрямлении — на рис. 9.12, б (кривая 2).

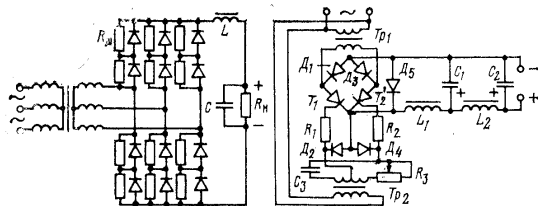


Рис. 18.6.

Рис. 18.7.

Рис. 18.6. Принципиальная схема выпрямителя с индуктивной нагрузкой к примеру расчета

Рис. 18.7. Принципиальная схема управляемого выпрямителя к примеру расчета

В управляемом выпрямителе создаются значительные пульсации напряжения, для уменьшения которых обычно применяют мюггенный сглаживающий фильтр. Коэффициент пульсаций на входе фильтра зависит от угла регулирования  $\alpha$ :

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{2}{m^2 K^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 K^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (18.21)$$

где  $K = 1$  для первой гармоники частоты пульсаций.

Для уменьшения коэффициента пульсаций можно применить коммутрующие диоды. Расчетные соотношения для различных схем выпрямления при индуктивной нагрузке приведены в табл. П.6.

Пример. Исходные данные:

1. Пределы регулирования выпрямленного напряжения  $U_{\text{в}} = 70 \div 100 \text{ В}$ .

2. Сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}} = 100 \text{ Ом} = \text{const}$ . При регулировании ток нагрузки изменяется от  $I_{\text{н,max}} = U_{\text{в,max}}/R_{\text{н}} = 100 : 100 = 1 \text{ А}$  до  $I_{\text{н,min}} = 70 : 100 = 0,7 \text{ А}$ .

3. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке  $K_{\text{п,вх}} = 0,25\%$ .

4. Напряжение сети 220 В частоты 50 Гц.

Решение.

1. Для сравнительно небольшой мощности  $P_{\text{н,max}} = U_{\text{в}} I_{\text{н}} = 100 \cdot 1 = 100 \text{ Вт}$  выбираем однофазную мостовую схему выпрямления с Г-образным LC-фильтром (рис. 18.7).

2. Основные параметры выпрямителя при максимальном выходном напряжении  $U_{\text{в}} = 100 \text{ В}$ , т. е. при  $\alpha = 0$  определяем по табл. П.2 и П.5:

$$U_{\text{хр}} = 0,1U_{\text{в}} = 0,1 \cdot 100 = 10 \text{ В при } P_{\text{в}} = 100 \text{ Вт};$$

$$U_0 = U_{\text{в}} + U_{\text{др}} = 100 + 10 = 110 \text{ В}; \quad U_3 = 1,11U_0 = 1,11 \cdot 110 = 122 \text{ В};$$

$$I_2 = 0,707I_0 = 0,707 \cdot 1 = 0,707 \text{ А}; \quad K_{\text{тр}} = U_3/U_{\text{г}} = 122 : 220 = 0,555;$$

$$I_1 = I_0 K_{\text{тр}} = 1 \cdot 0,555 = 0,555 \text{ А}; \quad P_{\text{тип}} = 1,11U_0 I_0 = 1,11 \cdot 110 \cdot 1 = 122 \text{ Вт};$$

$$I_{\text{об}} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ А}; \quad I_{\text{мн}} = I_0 = 1 \text{ А};$$

$$U_{\text{об.в}} = 1,57U_0 = 1,57 \cdot 110 = 173 \text{ В}; \quad K_{\text{п,вх}} = 0,67 (67 \%).$$

3. Определение основных параметров выпрямителя при минимальном выходном напряжении, т. е. при  $\alpha = \alpha_{\text{max}}$ :

$$\cos \alpha_{\text{max}} = \frac{U_{\text{в}}'}{U_0} = \frac{70}{100} = 0,7; \quad \alpha_{\text{max}} = 46^\circ; \quad \operatorname{tg} \alpha = 1,02;$$

$$\sin \alpha = 0,52.$$

По табл. П.6 находим

$$U_{\text{в.}\alpha} = U_{\text{в}} \cos \alpha = 100 \cdot 0,7 = 70 \text{ В};$$

$$I_{\text{оэ}} = I_0 \cos \alpha = 1 \cdot 0,7 = 0,7 \text{ А};$$

$$U_2 = 1,11U_0 = 1,11 \cdot 110 = 122 \text{ В};$$

$$U_{\text{об.рм}} = \sqrt{2} U_2 \sin \alpha = 1,41 \cdot 122 \cdot 0,52 = 90 \text{ В};$$

$$I_{\text{об.в}} = 0,5I_0 \frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ} = 0,5 \cdot 1 \frac{180^\circ - 46^\circ}{180^\circ} = 0,372 \text{ А};$$

$$I_{\text{об.н}} = 0,5I_0 \frac{180^\circ + \alpha}{180^\circ} = 0,5 \cdot 1 \frac{180^\circ + 46^\circ}{180^\circ} = 0,626 \text{ А};$$

$$I_2 = I_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}} = 1 \sqrt{1 - \frac{46^\circ}{180}} = 0,86 \text{ А};$$

$$I_1 = I_0 K_{\text{тр}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}} = 1 \cdot 0,555 \sqrt{1 - \frac{46^\circ}{180}} = 0,447 \text{ А};$$

$$I_B = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}} = \frac{1}{1,41} \sqrt{1 - \frac{46^\circ}{180^\circ}} = 0,606 \text{ А};$$

$$K_{п.вх} = \frac{2}{m^2 K^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 K^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} = \frac{2}{2^2 - 1} \times$$

$$\times \sqrt{1 + 2^2 \cdot 1,02^2} = 1,51 \text{ (151 \%)}.$$

4. Выбор типа вентиля. В мостовой схеме для упрощения управления выбраны два вентиля неуправляемых и два тристора. Выбираем вентили по максимальному обратному напряжению  $U_{обр.м} = 173 \text{ В}$  и максимальному значению выпрямленного тока  $I_{0в} = 0,5 \text{ А}$  и  $I_{0нн} = 0,626 \text{ А}$ .

Выбираем диоды типа Д242Б ( $U_{обр.дон} = 200 \text{ В}$ ;  $I_0 = 2 \text{ А}$ ).  
Выбираем тристоры типа КУ201Ж ( $U_{обр.дон} = 200 \text{ В}$ ;  $I_0 = 2 \text{ А}$ ;  $I_{удр.мах} = 0,2 \text{ А}$ ).

5. Определение коэффициента сглаживания:

$$q = K_{п.вх} / K_{п.вых} = 1,51 : 0,002 = 755.$$

Принимаем двухзвенный фильтр с коэффициентом сглаживания одного звена:

$$q' = \sqrt{q} = \sqrt{755} = 27,5.$$

6. Определение элементов каждого звена фильтра:

$$L_1 C_1 = \frac{10(q+1)}{m^2} = \frac{10(27,5+1)}{2^2} = 71 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ}.$$

Амплитуда переменного напряжения на конденсаторе первого звена  $C_1$ :

$$U_{\sim m} = K_{пс1} U_0;$$

$$K_{пс1} = \frac{K_{п.вх}}{q'} = \frac{1,51}{27,5} = 0,055 \text{ (5,5 \%)};$$

$$U_{\sim m} = 0,055 \cdot 110 = 6,1 \text{ В}.$$

Выбираем конденсатор типа К50-12 емкостью  $C_1 = C_1 = 50 \text{ мкФ}$ ,  $U_{раб} = 250 \text{ В}$ :

$$U_{\sim \text{конд}} = 6 \%; \quad U_{раб} = 0,06 \cdot 250 = 15,2 \text{ В} > 6,1 \text{ В}.$$

Индуктивность дросселя

$$L_1 = L_2 = \frac{L_1 C_1}{C_1} = \frac{71}{50} = 1,42 \text{ Гн}.$$

7. Проверка условия отсутствия резонансных явлений в фильтре [выражение (10.15)]  $\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} < \frac{1}{2} \omega m$ ;  $\omega = 314$ ;  $m = 2$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1,42 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}} = 119 < 314.$$

По (10.38) проводится проверка фильтра на перенапряжения. После расчета дросселя уточняется падение напряжения  $U_{др}$ . Расчет силового трансформатора  $Tr_1$  проводится на максимальные значения токов  $I_2$  и  $I_1$ .

8. Расчет элементов цепи управления.

Расчет цепи управления сводится к определению элементов фазосдвигающей цепи RC или LC (или расчету магнитного усилителя), выбору диодов  $D_3$ ,  $D_4$  и расчету трансформатора  $Tr_2$ .

Из построений на рис. 9.3, б имеем:

$$\varphi = \frac{\alpha}{2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{U_C}{U_R} = \frac{1}{\omega C_3 R_3}; \quad R_3 = \frac{1}{\omega C_3 \operatorname{tg} \varphi} \quad (18.22)$$

Конденсатор  $C_3$  выбирается емкостью в десятки — сотни микрофарад при частоте сети 50 Гц. Выбираем два конденсатора типа К52-3 по 80 мкФ, включенные параллельно с рабочим напряжением  $U_{раб} = 90 \text{ В}$ ;  $U_{\sim \text{доп}} = 35\%$ ;  $U_{раб} = 0,35 \cdot 90 = 31,5 \text{ В}$ .

Для построения регулировочной характеристики задаются углом  $\alpha^0 = 10, 20, 30$  и т. д.; из (18.22) находят величину  $R_3$  и по табл. П.6 значение  $U_{0\alpha}$ . Результаты расчетов сведены в табл. 18.2.

Таблица 18.2

$\alpha^\circ$	10	20	30	40	46
$R_3 = 1/\omega C_3 \operatorname{tg} \varphi$ , Ом	220	113	74	55	47
$U'_{0\alpha} = U'_0 \cos \alpha$ , В	98,5	94	86,6	76,6	70

Тристоры КУ201Ж выбираем с запасом по току более чем вдвое, поэтому максимальное значение управляющего тока необходимо уменьшить до величин  $I_{упр.ампл} = 0,09 \text{ А}$ .

9. Выбираем резистор  $R_3 \approx 270 \text{ Ом}$  типа СП5-2ТА на 2 Вт. Мощность, рассеиваемая резистором:

$$P_r = \frac{1}{2} I_{упр.ампл}^2 R_{3\text{мах}} = \frac{1}{2} \cdot 0,09^2 \cdot 270 = 1,1 \text{ Вт}.$$

Выбираем ограничительные резисторы  $R_1 = R_2 = 11 \text{ Ом}$  типа МЛТ-0,125:

$$P_r = \frac{1}{2} I_{упр.ампл}^2 R_1 = \frac{1}{2} \cdot 0,09^2 \cdot 11 = 0,045 \text{ Вт}.$$

Амплитуда переменного напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора  $Tr_2$ :

$$U_{\sim m} = I_{упр.ампл} (R_1 + R_{3\text{мах}}) = 0,09 (11 + 270) = 25 \text{ В} < U_{\sim \text{дон}} = 31,5 \text{ В}.$$

Выбор диодов  $D_3$ ,  $D_4$  производится по току  $I_{упр.ампл}$  и напряжению  $U_{\sim m}$ . Выбираем диоды типа Д202 ( $U_{обр} = 100 \text{ В}$ ;  $I_{0в} = 0,4 \text{ А}$ ), у которых  $R_1 \approx U_{упр.ампл} / I_{упр.ампл} = 1 : 0,09 = 11 \text{ Ом}$ . Уточняем амплитуду переменного напряжения:

$$U_{\sim m} = I_{упр.ампл} (R_1 + R_{3\text{мах}} + R_1) = 0,09 (11 + 270 + 11) = 26,2 \text{ В}.$$

Затем проводится конструктивный расчет трансформатора  $T_p$ , для данных:

$$I_2 = \frac{I_{\text{упр. мин}}}{\sqrt{2}} = \frac{0,09}{\sqrt{2}} = 0,064 \text{ А;}$$

$$U_2 = \frac{2U'_m}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 26}{\sqrt{2}} = 36,8 \text{ В; } U_1 = 220 \text{ В;}$$

$$K_{\text{ТР}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{36,8}{220} = 0,167; I'_1 = I_2 K_{\text{ТР}} = 0,064 \cdot 0,167 = 0,011 \text{ А.}$$

В случае применения фазосдвигающей цепи  $LR_3$  задаются величиной  $L$  дросселя и находят пределы изменения величины резистора  $R_3$  из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_1}{U_R} = \frac{\omega L}{R_3}; R_3 = \frac{\omega L}{\operatorname{tg} \varphi}. \quad (18.23)$$

Если необходимы более широкие пределы регулирования напряжения, то помимо переменного резистора используют дроссель насыщения. Если регулирующим элементом служит магнитный усилитель, то проводится выбор его магнитопровода и расчет его обмоток.

Максимальный КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{P_{\text{ном}}}{U_1(I_1 + I'_1)}; \eta = \frac{100}{220(0,555 + 0,011)} = 0,805.$$

#### 18.4. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ

При расчете параметрических стабилизаторов исходными данными обычно являются:

1. Номинальная величина выходного напряжения и нестабильность этого напряжения (или величина коэффициента стабилизации), т. е.

$$U_{\text{вых.н}}, \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.н}}} = \rho_{\text{вых}} \text{ или } K_{\text{ст}}.$$

Если выходное напряжение регулируется, то указываются пределы регулирования  $U_{\text{вых max}}$  и  $U_{\text{вых min}}$ .

2. Относительное изменение входного напряжения стабилизатора (выходного напряжения выпрямителя), что является фактически нестабильностью напряжения сети:

$$\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} = \rho_{\text{вх}}; K_{\text{ст}} = \frac{\rho_{\text{вх}}}{\rho_{\text{вых}}}.$$

Обычно нестабильность напряжения сети составляет  $0,1(\rho_{\text{вх}} = \pm 10\%)$ .

3. Номинальная величина тока нагрузки  $I_n$ .

4. Амплитуда пульсаций напряжения на выходе и входе стабилизатора или соответственно коэффициенты пульсаций  $K_{\text{н.вых}}$ ,  $K_{\text{н.вх}}$ .

5. Интервал изменения температур окружающей среды  $\Delta T = T_{\text{max}} - T_{\text{min}}$ .

6. Температурная нестабильность выходного напряжения в заданном интервале температур или температурный коэффициент напряжения ( $\Gamma_{\text{КН}}$ ) стабилизатора.

7. Выходное сопротивление стабилизатора.

Кроме того, должно быть указано назначение источника питания. В результате расчета стабилизатора необходимо определить данные для последующего расчета выпрямителя: ток и напряжение на входе стабилизатора и коэффициент пульсаций.

Формулы для расчета параметрических стабилизаторов на опорных диодах (однокаскадного и двухкаскадного) без термокомпенсирующих элементов приведены в табл. 18.3.

Таблица 18.3

№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула	
		однокаскадный стабилизатор	двукаскадный стабилизатор
1	Падение напряжения на гасящем резисторе	$U_r = (0,5+3) \times U_{\text{вых.н}}$	$U_{r2} = n U_1 U_{\text{вых}} \times (0,3+1) (n+1) \times U_1 U_{\text{вых.н}}$
2	Среднее значение тока стабилизатора	$I_{\text{ст}} = (0,5+2) I_n$	$I'_{\text{ст}1} = (0,5+2) I_n$ $I'_{\text{ст}2} = (0,5+1,5) I_{\text{вх}1}$
3	Входной ток стабилизатора	$I_{\text{вх}} = I_n + I_{\text{ст}}$	$I_{\text{вх}1} = I_n + I'_{\text{ст}1}$ $I_{\text{вх}2} = I_{\text{вх}1} + I'_{\text{ст}2}$
4	Сопротивление гасящего резистора	$R_{r1} = \frac{U_{r1}}{I_{\text{вх}}}$	$R_{r1} = \frac{U_{r1}}{I_{\text{вх}1}}$ ; $R_{r2} = \frac{U_{r2}}{I_{\text{вх}2}}$
5	Входное напряжение стабилизатора	$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых.н}} + U_r$	$U_1 U_{\text{вх}} = (n+1) U_1 U_{\text{вых}} + U_2 U_{\text{вх}} = U_{r1} + U_{r2} + U_1 U_{\text{вых.н}}$
6	Тепловое динамическое сопротивление стабилизатора	$R_{\text{динг}} = U_{\text{ст}} R_r \gamma_{\text{ст}}$	$R_{\text{динг}} = U_{\text{ст}} R_r \gamma_{\text{ст}}$
7	Общее динамическое сопротивление стабилизатора	$R_{\text{дин.об}} = R_{\text{дин}} + R_{\text{динг}}$	$R_1 \text{ дин. об} = R_{\text{дин}} + R_{\text{динг}}$ $R_2 \text{ дин. об} = n R_{\text{дин}} + n R_{\text{динг}}$
8	Коэффициент стабилизации	$K_{\text{ст}} = \frac{R_r}{R_{\text{дин.об}}} \times \frac{U_{\text{вых.н}}}{U_{\text{вх}}}$	$K_{\text{ст}} = \frac{R_{r1} R_{r2}}{R_1 \text{ дин. об}} \times \frac{U_1 U_{\text{вых.н}}}{R_2 \text{ дин. об} U_2 U_{\text{вх}}}$



№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула	
		однокаскадный стабилизатор	двукаскадный стабилизатор
9	Несглабильность выходного напряжения	$\rho_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вх}}}{K_{\text{ст}}}$	$\rho_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вх}}}{K_{\text{ст}}}$
10	Температурная нестабильность выходного напряжения	$\rho_{\text{выхТ}} = \alpha_{\text{ст}} \Delta T$	$\rho_{1 \text{ выхТ}} = \alpha_{\text{ст}} \Delta T;$ $\rho_{2 \text{ выхТ}} = \alpha_{\text{ст}} \Delta T$ $\rho_{\text{об. выхТ}} = \rho_{1 \text{ выхТ}} + \rho_{2 \text{ выхТ}}$
11	Коэффициент сглаживания пульсаций стабилизатором	$q = \frac{R_1}{R_{\text{дшт}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	$q_1 = \frac{R_{Г1}}{R_{1 \text{ дшт}}} \frac{U_{1 \text{ вых. п.}}}{U_{1 \text{ вх}}};$ $q_2 = \frac{R_{Г2}}{R_{2 \text{ дшт}}} \frac{U_{2 \text{ вых. п.}}}{U_{2 \text{ вх}}};$ $q = q_1 q_2; U_{2 \text{ вых}} = U_{1 \text{ вх}}$
12	Выходное сопротивление стабилизатора	$R_{\text{вых}} = R_{\text{дшт. об}}$	$R_{\text{вых}} = R_{1 \text{ дшт. об}}$
13	КПД стабилизатора	$\eta = \frac{I_{\text{н}} U_{\text{вых. п.}}}{I_{\text{вх}} U_{\text{вх}}}$	$\eta = \frac{I_{\text{н}} U_{1 \text{ вых. п.}}}{I_{\text{вх} 2} U_{2 \text{ вх}}}$
	Условия применения таблицы	$R_{\text{дшт. об}} \ll R_{Г1};$ $R_{\text{вых}} \ll R_{Г2}$	$R_{1 \text{ дшт. об}} \ll R_{Г1};$ $R_{2 \text{ дшт. об}} \ll R_{Г2};$ $R_{\text{вых}} \ll R_{Г1}$

Обозначения в таблице соответствуют обозначениям на рис. 18.9.

При выборе типа стабилизаторов, близких по значениям  $U_{\text{ст}}$ , следует предпочитать стабилизатор с меньшим  $R_{\text{дшт}}$ , что увеличивает коэффициент стабилизации. Если требуется обеспечить минимальную температурную нестабильность  $\rho_{\text{выхТ}}$ , то выбирают стабилизаторы с минимальным ТКН. При ТКН, близком к нулю, коэффициенты  $K_{\text{ст}}$  и  $q$  при расчете мало отличаются.

При расчете величины  $K_{\text{ст}}$  стабилизаторов с положительным ТКН (большинство стабилизаторов с  $U_{\text{ст}} > 6,5$  В имеет положительный ТКН) к динамическому сопротивлению стабилизатора  $R_{\text{дшт}}$  нужно добавить тепловую составляющую сопротивления и тогда  $R_{\text{дшт об}} = R_{\text{дшт}} + R_{\text{дштТ}}$ , отсюда

$$R_{\text{дштТ}} = U_{\text{ст}} R_{\text{Т}} \gamma_{\text{Т}}. \quad (18.24)$$

$R_{\text{дштТ}}$  — в омах;  $R_{\text{Т}} = 0,15^\circ \text{C}/\text{МВТ}$  — тепловое сопротивление стабилизаторов, практически одинаковое для всех стабилизаторов;  $\gamma_{\text{ст}}$  — абсолютное значение ТКН,  $\text{МВТ}^\circ \text{C}$ ;

$$\gamma_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} \alpha_{\text{ст}}. \quad (18.25)$$

$\alpha_{\text{ст}}$  — относительное значение ТКН, приводится в ТУ на стабилизатор.

Для термокомпенсации стабилизаторов с положительным ТКН последовательно с ними включаются и в прямом направлении аналогичные стабилизаторы для обычных диодов, имеющие отрицательный ТКН. При этом динамическое сопротивление увеличивается на величину  $R_{Г1}$  — величину внутреннего сопротивления термокомпенсирующих элементов (находится по рис. 18.8, а).

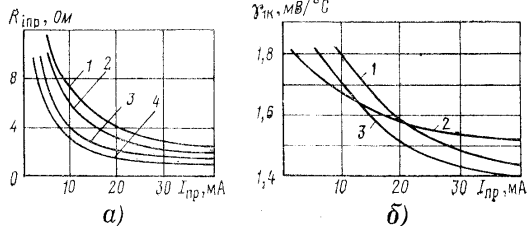


Рис. 18.8. Зависимость динамического сопротивления диодов и стабилизаторов (а) и абсолютного ТКН от прямого тока (б)  
1 — Д7А—Д7Ж; 2 — Д202—Д05; 3 — Д310; 4 — Д814А—Д81Д

Условие термокомпенсации записывается:

$$\gamma_{\text{ст.к}} = \gamma_{\text{ст.вх}} + N \gamma_{\text{ст.к}} < \gamma_{\text{ст}}, \quad (18.26)$$

где  $\gamma_{\text{ст.вх}}$  — максимальный расчетный ТКН;  $N$  — число компенсирующих диодов;  $\gamma_{\text{ст.к}}$  — ТКН компенсирующего диода (находится из рис. 18.8, б);  $\gamma_{\text{ст}}$  — заданный ТКН.

Пример. Рассчитать стабилизатор для питания измерительной схемы. Исходные данные:

1. Выходное напряжение регулируется от 0 до 6 В.
2. Ток нагрузки  $I_{\text{н}} = 0,5$  мА при максимальном выходном напряжении.
3. Нестабильность выходного напряжения  $\rho_{\text{вых}} \leq 0,1\%$ .
4. Нестабильность напряжения сети  $\rho_{\text{вх}} = \pm 10\%$ .
5. Коэффициент пульсаций в нагрузке  $K_{\text{н.вх}} \leq 0,05\%$ .
6. Рабочий интервал температур  $\Delta T = T_{\text{max}} - T_{\text{min}} = +30^\circ - +15^\circ \text{C} = 15^\circ \text{C}$ .
7. Температурная нестабильность выходного напряжения  $\rho_{\text{выхТ}} \leq 0,5\%$ .

Расчет.

Параллельно стабилизатору (рис. 18.9, а) включаем потенциометр  $R_{\text{п}}$  и задаем ток  $I_{\text{н}} \gg I_{\text{н}}^{\text{н}}$ ,  $I_{\text{н}} = 10 I_{\text{н}}^{\text{н}} = 10 \cdot 0,5 = 5$  мА,

Таким образом, нагрузкой стабилизатора будет потенциометр, а номинальным выходным напряжением — напряжение стабилизации выбранного стабилитрона.

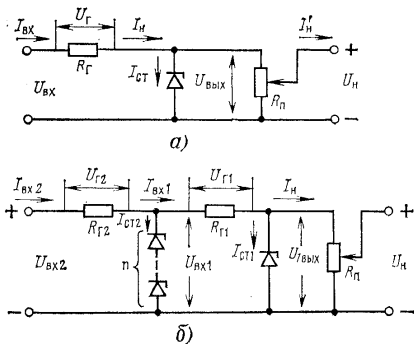


Рис. 18.9. Принципиальная схема однокаскадного параметрического стабилизатора на опорных диодах (а) и двухкаскадного (б) к примеру расчета

Выбираем стабилитрон КС170А, у которого  $U_{ст.н} = 7$  В;  $I_{ст. min} = 3$  мА;  $I_{ст. max} = 20$  мА;  $R_{дип} = 18$  Ом при  $I_{ст} = 10$  мА;  $\Delta U_{ст} = 5\%$ ;  $U_{ст.н} = 0,05 \cdot 7 = 0,35$  В;  $\alpha_{ст} = 1 \cdot 10^{-2} \% / ^\circ C \left( \frac{мВ}{^\circ C} \right)$ ;  $U_{ст. min} = U_{ст.н} - \Delta U_{ст} = 7 - 0,35 = 6,65$  В  $> U_{вых max} = 6$  В.

Величина сопротивления потенциометра

$$R_H = \frac{U_{ст. min}}{I_H} = \frac{6,65}{5 \cdot 10^{-3}} = 1,34 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Находим мощность, рассеиваемую в потенциометре:

$$P_r = (I_H)^2 R_H = (0,005)^2 \cdot 1,3 \cdot 10^3 = 0,03 \text{ Вт.}$$

Выбираем переменный резистор типа СПО — 0,15 Вт — 1,3 кОм. Далее проводим расчет согласно табл. 18.3.

- $U_r = 3U_{вых.н} = 3 \cdot 7 = 21$  В.
- $I_{ст} = 2I_H = 2 \cdot 5 = 10$  А.
- $I_{вх} = I_{ст} + I_H = 10 + 5 = 15$  А.

$$4. R_r = U_r / I_{вх} = \frac{21}{15 \cdot 10^{-3}} = 1400 \text{ Ом.}$$

$$5. U_{вх} = U_{вых.н} + U_r = 7 + 21 = 28 \text{ В.}$$

$$6. R_{дип} T = U_{ст.н} R_r \gamma_{ст};$$

$$\gamma_{ст} = U_{ст} \alpha_{ст} = 7000 \cdot 10^{-2} \cdot 0,01 = 0,7 \text{ (мВ/}^\circ C\text{);}$$

$$R_{дип} T = 7 \cdot 0,15 \cdot 0,7 = 0,735 \text{ Ом.}$$

$$7. R_{дип.об} = R_{дип} + R_{дип} T = 18 + 0,735 = 18,735 \text{ Ом.}$$

$$8. K_{ст} = \frac{R_r}{R_{дип.об}} \frac{U_{вых.н}}{U_{вх}} = \frac{1400 \cdot 7}{18,735 \cdot 28} = 18,7.$$

$$9. \rho_{вых} = \frac{\rho_{вх}}{K_{ст}} = \frac{10}{18,7} = 0,535 \%.$$

что больше заданного значения (0,1%).

Применяем схему двухкаскадного стабилизатора (рис. 18.9, б) с тремя стабилитронами КС170А во втором каскаде. При  $I_{ст} > 3I_{ст. min}$   $R_{дип}$  стабилитронов почти линейно уменьшается с ростом тока, поэтому при  $I_{ст} = 15$  мА  $R_{дип} = R_{дип.н} \frac{I_{ст.н}}{I_{ст}} = 18 \frac{10}{15} = 12$  Ом.

В двухкаскадном стабилизаторе общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных каскадов, поэтому для получения заданного  $K_{ст} = \rho_{вх} / \rho_{вых} = 10/0,1 = 100$  и при  $K_{ст} = 18,7$  для одного каскада второй должен иметь  $K_{ст} \approx 6$ . Другими словами, сопротивление гасящего резистора  $R_{г2}$  должно быть примерно в 3 раза меньше сопротивления резистора первого каскада  $R_{г1}$ .

Проводим расчет схемы согласно табл. 18.3 (для двухкаскадного стабилизатора).

Первый каскад

$$1. U_{r1} = nU_{1вых.н} = 3 \cdot 7 = 21 \text{ В}$$

$$2. I_{ст1} = 2I_H = 2 \cdot 5 = 10 \text{ мА}$$

$$3. I_{вх1} = I_H + I_{ст} = 5 + 10 = 15 \text{ мА}$$

$$4. R_{r1} = U_{r1} / I_{вх1} = 21 / 15 \cdot 10^{-3} = 1400 \text{ Ом}$$

Второй каскад

$$U_{r2} = 0,5(n+1)U_{1вых.н} = 0,5(3+1)7 = 11 \text{ В}$$

$$I_{ст2} = I_{вх1} = 15 \text{ мА}$$

$$I_{вх2} = I_{вх1} + I_{ст2} = 15 + 15 = 30 \text{ мА}$$

$$R_{г2} = U_{r2} / I_{вх2} = 11 / 30 \cdot 10^{-3} = 466 \text{ Ом}$$

Выбираем тип резисторов:  $P_{r,г1} = (I_{вх1})^2 R_{г1} = (15 \cdot 10^{-3})^2 \times 1400 = 0,315$  Вт. Резистор  $R_{г1}$  типа МЛТ — 0,5 Вт — 1,4 кОм,  $P_{r,г2} = (I_{вх2})^2 R_{г2} = (30 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 460 = 0,413$  Вт. Резистор  $R_{г2}$  типа МЛТ — 0,5 Вт — 460 Ом.

$$\begin{aligned}
 5. U_{1\text{вх}} &= U_{1\text{вх}, \text{н}} + U_{\text{сг}} = 7 + 21 = 28 \text{ В.} & U_{2\text{вх}} &= U_{1\text{вх}, \text{н}} + U_{\text{сг}} + U_{\text{с2}} = 7 + 21 + 4 = 42 \text{ В} \\
 6. R_{\text{дшт}} &= U_{\text{сг}} R_{\text{г}} \gamma_{\text{сг}} = 0,735 \text{ Ом} & R_{\text{дшт}} &= U_{\text{сг}} R_{\text{г}} \gamma_{\text{сг}} = 0,735 \text{ Ом} \\
 7. R_{1\text{дин. об}} &= R_{\text{дин}} + R_{\text{дин. об}} = 18 + 0,735 = 18,735 \text{ Ом} & R_{2\text{дин. об}} &= nR_{\text{дин}} + nR_{\text{дин}} = 3 \cdot 12 + 3 \cdot 0,735 = 38,2 \text{ Ом} \\
 & & &
 \end{aligned}$$

$$8. K_{\text{сг}} = \frac{R_{\text{сг}} R_{12}}{R_{1\text{дин. об}} R_{2\text{дин. об}}} \frac{U_{1\text{вх}, \text{н}}}{U_{2\text{вх}}} = \frac{1400 \cdot 460 \cdot 7}{18,735 \cdot 38,2 \cdot 42} = 150.$$

$$9. \rho_{\text{вх}} = \frac{\rho_{\text{вх}}}{K_{\text{сг}}} = \frac{10}{150} = 0,07 \%,$$

что меньше заданного значения.

Если полученная величина  $\rho_{\text{вх}}$  значительно меньше заданной, то следует уменьшить  $U_{\text{вх}}$  (т. е. уменьшить величину  $R_{11}$ ,  $R_{\text{сг}}$ ).

$$10. \rho_{1\text{вх}, \text{н}} = z_{\text{сг}} \Delta T = 1 \cdot 10^{-2} \cdot 15 = 0,15 \%; \quad \rho_{2\text{вх}, \text{н}} = 1 \cdot 10^{-2} \cdot 15 = 0,15 \%; \quad \rho_{\text{об вх}, \text{н}} = \rho_{1\text{вх}, \text{н}} + \rho_{2\text{вх}, \text{н}} = 0,15 + 0,15 = 0,3 \%$$

что меньше заданного значения (0,5%). Если во втором каскаде применены стабилизаторы другого типа, значения  $\rho_{2\text{вх}, \text{н}}$  и  $\rho_{1\text{вх}, \text{н}}$  различны.

$$11. q_1 = \frac{R_{11}}{R_{1\text{дин. об}}} \frac{U_{1\text{вх}, \text{н}}}{U_{1\text{вх}}} = \frac{1400}{18} \frac{7}{28} = 19,5;$$

$$q_2 = \frac{R_{12}}{R_{2\text{дин. об}}} \frac{U_{2\text{вх}}}{U_{2\text{вх}, \text{н}}} = \frac{460}{36} \frac{28}{42} = 8,5; \quad q = q_1 q_2 = 19,5 \cdot 8,5 = 166.$$

Коэффициент пульсаций из входе стабилизатора

$$K_{\text{п. вх}} = K_{\text{п. вх}} q = 0,05 \cdot 166 = 8,3 \%$$

При таком коэффициенте пульсаций в качестве сглаживающего фильтра достаточно поставить конденсатор соответствующей емкости.

$$12. R_{\text{вх}} = R_{1\text{дин. об}} + R_{\text{дин}} + R_{\text{дин}} = 18 + 0,735 = 18,735 \text{ Ом.}$$

$$13. \eta = \frac{I_{\text{н}} U_{\text{вх}, \text{н}}}{I_{\text{вх}} U_{2\text{вх}}} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 7}{30 \cdot 10^{-3} \cdot 42} = 0,277.$$

## 18.5. РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО СТАБИЛИЗАТОРА КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА

Компенсационные стабилизаторы с последовательным включением регулирующего транзистора и с усилителями постоянного тока (УПТ) обеспечивают весьма высокий коэффициент стабилизации (сотни, тысячи). В этих стабилизаторах упрощаются вопросы защиты, так как функции элементов схемы защиты выполняются элементами стабилизатора (см. гл. 10).

Исходными данными для расчета стабилизаторов являются данные, аналогичные указанным в § 18.4. Результаты расчета являются исходными данными для расчета выпрямителя. Для компенсационных стабилизаторов задаются пределы изменения тока нагрузки. В результате расчета необходимо определить режимы работы транзисторов, стабилизаторов, найти номиналы элементов схемы и уточнить ее построение. Вначале проводится расчет регулирующего транзистора, а затем схемы сравнения и УПТ. Для увеличения коэффициента стабилизации и снижения выходного сопротивления стабилизатора необходим большой коэффициент усиления транзистора, что достигается использованием составного транзистора в ка-

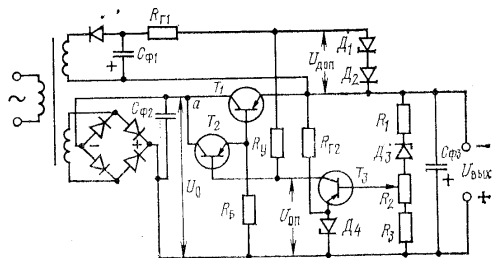


Рис. 18.10. Принципиальная схема транзисторного стабилизатора напряжения к примеру расчета

честве регулирующего. Количество транзисторов, входящих в составной, определяется из условия, чтобы ток базы  $n$ -го транзистора был не более 0,5 мА:

$$I_{\text{бн}} = \frac{I_{12\text{ макс}}}{h_{21, \text{ мин}}^1 h_{21, \text{ мин}}^2 \dots h_{21, \text{ мин}}^n} \leq 0,5 \text{ мА}, \quad (18.27)$$

где  $I_{12\text{ макс}}$  — максимальный ток основного регулирующего транзистора, через который протекает ток нагрузки;  $h_{21, \text{ мин}}^1$ ,  $h_{21, \text{ мин}}^2$ , ...,  $h_{21, \text{ мин}}^n$  — минимальные коэффициенты усиления тока базы транзисторов, входящих в составной.

При параллельном соединении транзисторов в цепи эмиттеров следует включать резисторы для выравнивания токов. Величины сопротивлений этих резисторов находят, задаваясь падением напряжения на них  $0,5 \div 1,5$  В. Включение нескольких УПТ приводит к существенному улучшению показателей стабилизатора. При большом коэффициенте стабилизации маломощные усилители в транзисторах в УПТ целесообразно заменять микроскопией — операционным усилителем, имеющим коэффициент усиления сотни—тысячи единиц.

Расчет проводится для стабилизатора, упрощенная схема которого представлена на рис. 11.12. Составная часть на основе расчета принципиальная схема стабилизатора приведена на рис. 18.10.

**Расчет регулирующего транзистора.** При расчете регулирующего транзистора используются:  $U_{\text{вых max}}$  — соответственно максимальное и минимальное выходные напряжения стабилизатора;  $U_{\text{кэ min}}$  — минимальное остаточное напряжение между коллектором и эмиттером в линейном режиме (до перехода транзистора в область насыщения);  $K_{\text{н. вых}}$  — коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора.

При определении амплитуды пульсаций на входе стабилизатора требуемый коэффициент сглаживания  $q$  должен быть не более заданного коэффициента стабилизации  $K_{\text{ст}}$  (фактически для данной схемы  $q = K_{\text{ст}}$ ). Значение  $U_{\text{кэ min}}$  для германиевых транзисторов принимается равным  $1,5 \div 2,5$  В, для кремниевых —  $4 \div 8$  В (более точно эта величина определяется по выходным характеристикам транзистора).

Если расчетная мощность, рассеиваемая на корпусе регулирующего транзистора, превышает допустимую, то используется теплоотвод, площадь которого определяется:

$$S_{\text{T}} \geq \frac{P_{\text{к max}}}{K_{\text{T}}(T_{\text{п max}} + T_{\text{с max}} + P_{\text{к max}} R_{\text{Тп}})}, \quad (18.28)$$

где  $P_{\text{к max}}$  — мощность, рассеиваемая на транзисторе, Вт;  $K_{\text{T}}$  — коэффициент теплоотдачи, зависящий от количества и высоты ребер, степени черноты теплоотвода и т. д. Для черного ребристого алюминиевого теплоотвода  $K_{\text{T}} \approx 0,8 \cdot 10^{-3}$  Вт/°С · см<sup>2</sup>;  $T_{\text{п max}}$  — максимальная рабочая температура перехода (в градусах Цельсия);  $T_{\text{с max}}$  — максимальная температура окружающей среды;  $R_{\text{Тп}}$  — тепловое сопротивление переход — корпус транзистора. Расчетные формулы приведены в табл. 18.4.

Таблица 18.4

№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула
1	Максимальный ток регулирующего транзистора	$I_{\text{к max}} = I_{\text{п max}} + I_{\text{доп}};$ $I_{\text{доп}} = (0,01 \div 0,1) I_{\text{п max}}$
2	Амплитуда пульсаций на входе стабилизатора	$U_{\sim \text{вх}} = (0,05 \div 0,1) (K_{\text{вых max}} + K_{\text{н. э min}})$
3	Минимальное напряжение на входе стабилизатора	$U_{0 \text{ min}} = U_{\text{вых max}} + U_{\text{кэ min}} + U_{\sim \text{вх}}$
4	Номинальное напряжение на входе стабилизатора	$U_{\text{он}} = \frac{U_{0 \text{ min}}}{1 - \rho_{\text{вх}}}$
5	Требуемый коэффициент сглаживания	$\rho = \frac{K_{\text{н. вых}}}{K_{\text{п. вых}}}; K_{\text{п. вых}} = \frac{U_{\sim \text{вх}}}{U_{\text{он}}};$ $K_{\text{п. max}} = \frac{U_{\sim \text{вх max}}}{U_{\text{вх. н}}}$

№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула
6	Максимальное напряжение на входе стабилизатора	$U_{\text{к max}} = U_{\text{он}} (1 + \rho_{\text{вх}})$
7	Величина внутреннего динамического сопротивления выпрямителя	$R_{\text{в}} = (0,05 \div 0,15) \frac{U_{\text{он}}}{I_{\text{к max}}}$
8	Максимально возможное напряжение на входе стабилизатора (при минимальном токе нагрузки)	$U_{0 \text{ max max}} = U_{0 \text{ max}} + (I_{\text{п max}} - I_{\text{п min}}) R_{\text{в}}$
9	Максимальное напряжение между коллектором и эмиттером	$U_{\text{кэ max}} = U_{0 \text{ max max}} - U_{\text{вых min}}$
10	Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе	$P_{\text{к max}} = U_{\text{кэ max}} I_{\text{к max}}$
11	Площадь теплоотвода для транзистора	$S_{\text{T}} \geq \frac{P_{\text{к max}}}{K_{\text{T}}(T_{\text{п max}} + T_{\text{с max}} + P_{\text{к max}} R_{\text{Тп}})}$
12	Максимальный ток эмиттера регулирующего транзистора	$I_{\text{э max}} = I_{\text{к max}} + \frac{I_{\text{к max}}}{h_{21\beta \text{ min}}}$
13	Максимальный ток базы регулирующего транзистора	$I_{\text{б max}} \approx \frac{I_{\text{э max}}}{h_{21\beta \text{ min}}}$
14	Количество транзисторов, входящих в составной регулирующий, находится из выражения	$I_{\text{б н}} \approx \frac{I_{\text{э max}}}{h'_{21\beta \text{ min}} h'_{21\beta \text{ н}} \dots h'_{21\beta \text{ н}} N} \leq 0,5 \text{ мА}$
15	Величина сопротивления резистора автоматического регулирования регулирующего транзистора	$I_{\text{Rб}} \approx (1 \div 1,5) I_{\text{б. обр}};$ $R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{I_{\text{Rб}}}$

При выборе транзисторов, образующих составной, ток коллектора второго транзистора  $I_{k2 \max}$  определяется по выражению, аналогичному выражению 1 табл. 18.4. При этом  $I_{k1 \max}$  — ток базы основного регулирующего транзистора. Можно брать  $I_{k2 \max} \approx \approx 1, I_{k1 \max}$ , так как у большинства транзисторов  $h_{213 \min} > 10$ . Мощность, рассеиваемая на корпусе транзистора, определяется выражением, аналогичным 10 табл. 18.4.

Величина свертывания резисторов автосмещения определяется по выражению 15, в котором  $I_{k, \text{обн}}$  — тепловой ток коллектора транзистора, в цепь базы которого включен резистор.

Пример. Рассчитать стабилизатор для питания устройства на микросхемах. Исходные данные:

- $U_{\text{вх. н}} = 12,5 \text{ В}$ ;  $U_{\text{вых. max}} = 13 \text{ В}$ ;  
 $U_{\text{вых. min}} = 12 \text{ В}$ .
- $I_{\text{н. max}} = 1 \text{ А}$ ;  $I_{\text{н. min}} = 0,5 \text{ А}$ .
- $\rho'_{\text{вх}} = 0,0005$ ;  $\rho_{\text{вх}} = 0,1$ ;  $K_{\text{ст}} = \frac{\rho_{\text{вх}}}{\rho_{\text{вых}}} = \frac{0,1}{0,0005} = 200$ .
- Пульсации на выходе

$$U_{\text{н. вх}} = 5 \text{ мВ}; K_{\text{н. вх}} = U_{\text{н. вх}} / U_{\text{вх. н}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{12,5} \cdot 100\% = 4 \cdot 10^{-3} \%$$

- $T_{\text{max}} = +35^\circ\text{C}$ ;  $T_{\text{min}} = +15^\circ\text{C}$ ;  $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ .  
Расчет регулирующего транзистора (по пунктам табл. 18.4):

$$1. I_{k \max} = I_{k \max} + I_{\text{доп}}; I_{\text{доп}} = (0,91 \div 0,1) I_{\text{н. max}} = 0,04 \cdot 1 = 0,04 \text{ А}; I_{k \max} = 1 \div 0,04 = 1,04 \text{ А}.$$

Выбираем транзистор П210Б с параметрами:

$$U_{k, \text{э max}} = 65 \text{ В}; I_{\text{н max}} = 12 \text{ А}; \beta_{\text{min}} = 40 \text{ при } I_{k1} = 1 \text{ А}; I_{k, \text{обн}} = 15 \text{ мА}; P_{k, \text{доп}} = 1,5 \text{ Вт без теплоотвода}; R_{T, k} = 1^\circ\text{C}/\text{Вт}; T_{k, \text{max}} = 80^\circ\text{C}.$$

$$2. U_{\text{н. вх}} = (0,05 \div 0,1) (U_{\text{вых. max}} + U_{k, \text{э min}}) \text{ для транзистора П210Б } U_{k, \text{э min}} = 3 \text{ В}; U_{\text{н. вх}} = 0,07 (13 + 3) = 1,12 \text{ В}.$$

$$3. U_{\text{с min}} = U_{\text{вых. max}} + U_{k, \text{э min}} + U_{\text{н. вх}} = 13 + 3 + 1,12 = 17,12 \text{ В}.$$

$$4. U_{\text{цн}} = U_{\text{с min}} (1/1 - \rho_{\text{вх}}) = 17,12 \cdot (1 - 0,1) = 15,41 \text{ В}.$$

$$5. q = K_{\text{н. вх}} / K_{\text{н. вх}}; K_{\text{н. вх}} = U_{\text{н. вх}} / U_{\text{цн}} = 1,12 / 19 = 0,059 (5,9 \%);$$

$$q = \frac{5,9}{4 \cdot 10^{-2}} = 148 < K_{\text{ст}} = 200.$$

$$6. U_{\text{о max}} = U_{\text{цн}} (1 + \rho_{\text{вх}}) = 19 (1 + 0,1) = 20,9 \text{ В}.$$

$$7. R_{T, k} = (0,05 \div 0,15) U_{\text{цн}} / I_{k \max} = 0,1 \cdot \frac{19}{1,04} = 1,82 \text{ Ом}.$$

$$8. U_{k, \text{э max}} = U_{\text{о max}} + (I_{k \max} - I_{\text{н min}}) R_{T, k} = 20,9 + (1 - 0,5) \cdot 1,82 = 21,81 \text{ В}.$$

$$9. U_{k, \text{э min}} = U_{\text{о max}} - U_{\text{вых. min}} = 21,81 - 12 = 9,81 \text{ В}.$$

$$10. P_{k, \text{max}} = U_{k, \text{э max}} I_{k, \text{max}} = 9,81 \cdot 1,04 = 10,2 \text{ Вт} > P_{k, \text{доп}} = 1,5 \text{ Вт}.$$

$$11. S_T = \frac{P_{k, \text{max}}}{K_{\text{T}} (I_{k, \text{max}} - I_{c, \text{max}} - P_{k, \text{max}} R_{T, k})} = \frac{10,2}{0,8 \cdot 10^{-3} (80 - 35 + 10,2 \cdot 1)} = 365 \text{ см}^2$$

$$12. I_{\text{э. max}} = I_{k, \text{max}} + \frac{I_{k, \text{max}}}{h_{213 \text{ min}}} = 1,04 + \frac{1,04}{40} = 1,065 \text{ А}.$$

$$13. I_{\text{б max}} = \frac{I_{\text{э max}}}{h_{213 \text{ min}}} = \frac{1,065}{40} = 0,028 \text{ А}.$$

$$14. I_{\text{бн}} = \frac{I_{\text{э max}}}{h_{213 \text{ min}}^2 \cdot h_{213 \text{ min}}^2 \cdot \dots \cdot h_{213 \text{ min}}^2} < 0,5 \text{ мА}.$$

Выбираем второй транзистор по величине тока:

$$I_{k2} \geq 1,1 I_{\text{б max}} = 1,1 \cdot 0,028 = 0,031 \text{ А}.$$

По данной величине тока выбираем транзистор П601БН с параметрами:

$$U_{k, \text{э max}} = 30 \text{ В}; I_{k \max} = 0,5 \text{ А}; P_{k, \text{доп}} = 0,5 \text{ Вт}; h_{213 \text{ min}} = 80$$

$$\text{при } I_{k1} = 0,5 \text{ А}; I_{\text{б2}} = \frac{I_{k \max}}{h_{213 \text{ min}}^2 \cdot h_{213 \text{ min}}^2} = \frac{1,04}{40 \cdot 80} = 0,34 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,34 \text{ мА} < 0,5 \text{ мА}.$$

$$15. I_{R_5} = (1 \div 1,5) I_{k, \text{обн}} = 1,20 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,018 \text{ А};$$

$$R_5 = \frac{U_{\text{кэ min}}}{I_{R_5}} = \frac{12}{0,018} = 670 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе:

$$P_r = I_{R_5}^2 R_5 = (0,018)^2 \cdot 670 = 0,254 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,5 Вт — 670 Ом.

16. Мощность, рассеиваемая на транзисторе П601БН:

$$P_{k, \text{э max}} = U_{k, \text{э max}} I_{k, \text{max}} = 9,81 \cdot 0,028 = 0,276 \text{ В} < P_{k, \text{доп}} = 1,5 \text{ Вт}.$$

Таким образом, в составной транзистор входит один транзистор типа П210Б, имеющий теплоотвод, и один транзистор типа П601БН без теплоотвода.

Расчет схемы сравнения и УПТ. Резистивный делитель  $R_1 - R_2$  и параметрический стабилизатор  $D_1 - R_{T2}$  (см. рис. 18.10) образуют схему сравнения. Усилитель постоянного тока обычно питают от схемы сравнения. Усилитель представляющего собой параметрического источника  $U_{\text{доп}}$ , представляющего собой параметрический стабилизатор на опорных диодах  $D_2, D_3$ . При питании УПТ от входного напряжения  $U_0$ , когда резистор  $R_2$  подключен к точке а, снижается стабильность выходного напряжения.

Если расчетный ТКН ( $\gamma_{\text{ст макс}}$ ) стабилизатора больше заданного  $\gamma_{\text{ст}}$ , то в цепь делителя  $R_1$ — $R_2$  для термостабилизации включают стабилитроны в прямом направлении или обычные диоды  $D_5$ . Для приведенной схемы

$$\gamma_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вых.н}} | \gamma_{\text{оп.ст}} + \gamma_{\text{б.у}} \min(\max) |}{U_{\text{оп.ст макс}}}, \quad (18.29)$$

где  $\gamma_{\text{оп.ст}}$  — ТКН опорного стабилитрона;  $\gamma_{\text{б.у макс}}$ ,  $\gamma_{\text{б.у мин}}$  — соответственно максимальный и минимальный ТКН перехода база—эмиттер транзистора УПТ. Выраженные в скобках в (18.29) соответствует отрицательному ТКН опорного диода  $D_5$ . Для германиевых маломощных транзисторов  $\gamma_{\text{б.у}} = -(1.9 \pm 2.5)$  мВ/°С, т. е.  $\gamma_{\text{б.у мин}} = -1.9$  мВ/°С, а  $\gamma_{\text{б.у макс}} = -2.5$  мВ/°С.

Условие термокомпенсации:

$$\gamma_{\text{ст.к}} = \gamma_{\text{ст макс}} + N \gamma_{\text{ТКН}} < \gamma_{\text{ст}}, \quad (18.30)$$

где  $N$  — число термокомпенсирующих диодов;  $\gamma_{\text{ТКН}}$  — ТКН термокомпенсирующего элемента (находится по рис. 18.8, б).  
Расчетные соотношения для приведенной на рис. 18.10 схемы сведены в табл. 18.5.

В заключение проводится расчет коэффициента стабилизации и фактических пульсаций на выходе стабилизатора, а также выходного сопротивления стабилизации. Общий коэффициент стабилизации зависит от коэффициентов стабилизации дополнительного источника  $K_{\text{ст.доп}}$  и основного источника  $K_{\text{ст.осн}}$ :

$$\frac{1}{K_{\text{ст}}} = \frac{1}{K_{\text{ст.осн}}} + \frac{1}{K_{\text{ст.доп}}}; \quad (18.31)$$

$$K_{\text{ст.осн}} = \frac{K_{\text{б.е}} R_{\text{к.е}} U_{\text{вых.н}}}{R_{\text{вх.у}} A U_{\text{оп}}};$$

$$K_{\text{ст.доп}} = \frac{R_{\text{Г1}}}{R_{\text{доп.дин}}} \frac{K_{\text{б.е}} R_{\text{у}}}{R_{\text{вх.у}} A} \frac{U_{\text{вых.н}}}{U_{\text{вх.доп}}}, \quad (18.32)$$

где  $K_{\text{б.е}}$ ,  $R_{\text{Г1}}$ ,  $R_{\text{у}}$ ,  $U_{\text{вх.доп}}$  определяются по табл. 18.5, а  $U_{\text{оп}}$  определено ранее по табл. 18.4;  $R_{\text{доп.дин}}$  — динамическое сопротивление стабилизатора дополнительного источника;  $R_{\text{к.е}}$  — эквивалентное сопротивление коллекторного перехода составного транзистора:

$$\frac{1}{R_{\text{к.е}}} = \frac{1}{R_{\text{Г1}}} + \frac{1}{R_{\text{Г2}}} + \frac{1}{R_{\text{Г3}}} + \dots, \quad (18.33)$$

где  $R_{\text{Г1}} = R_{\text{Г1}} h_{21\beta}^{\prime\prime} h_{21\beta}^{\prime\prime\prime}$ ;  $R_{\text{Г2}} = R_{\text{Г2}} h_{21\beta}^{\prime\prime}$ ;  $R_{\text{Г3}} = R_{\text{Г3}}$ ;  
 $R_{\text{ВХ1}}$ ,  $R_{\text{ВХ2}}$ ,  $R_{\text{ВХ3}}$

— соответственно эквивалентное сопротивление первого (самого мощного), второго и третьего транзисторов составного транзистора.

Мощные транзисторы типа П210 имеют сопротивление  $R_{\text{к}} = 2 \div 5$  кОм при токе  $I_{\text{к}} = 1$  А;  $R_{\text{к}} = 1 \div 2$  кОм при  $I_{\text{к}} = 2$  А и  $R_{\text{к}} = 0.5 \div 1$  кОм при  $I_{\text{к}} = 5$  А. Транзисторы средней мощности типа П403, П601, П603 имеют  $R_{\text{к}} = 50 \div 200$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.01$  А;  $R_{\text{к}} = 15 \div 50$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.05$  А и  $R_{\text{к}} = 10 \div 30$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.1$  А. Транзисторы малой мощности типа М120, М125, М126 имеют  $R_{\text{к}} = 700 \div 2000$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.001$  А;  $R_{\text{к}} = 200 \div 600$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.005$  А и  $R_{\text{к}} = 100 \div 300$  кОм при  $I_{\text{к}} = 0.01$  А.

№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула
1	Величина опорного напряжения	$U_{\text{оп}} \leq U_{\text{вых мин}} - (2 \div 3) \text{ В};$ $U_{\text{оп. ст мин}} \geq 5 I_{\text{б.н}}$
2	Величина тока коллектора транзистора	$I_{\text{к}} \geq U_{\text{вх макс}} - U_{\text{оп. ст мин}}$ $I_{\text{к}} \geq 5 I_{\text{б.н}}$
3	Ток базы транзистора УПТ	$I_{\text{б.у}} = \frac{I_{\text{к. у}}}{h_{21\beta. у} \min}$
4	Входное сопротивление транзистора УПТ	$R_{\text{вх. у}} \approx \frac{1}{(25 \div 35) I_{\text{к. у}}}$
5	Величина сопротивления резистора $R_{\text{Г2}}$	$R_{\text{Г2}} = \frac{U_{\text{вхх мин}} - U_{\text{оп. ст макс}}}{I_{\text{оп. ст мин}} + I_{\text{к. у}}}$
6	Максимальный ток через стабилитрон $D_5$	$I_{\text{оп. ст макс}} = \frac{U_{\text{вхх макс}} - U_{\text{ст мин}}}{R_{\text{Р}}} + I_{\text{к. у}} \leq I_{\text{оп. ст макс доп}}$
7	Сопротивление резистора в цепи коллектора УПТ	$R_{\text{Г}} = (3 \div 10) \text{ кОм}$
8	Выходное напряжение дополнительного источника	$U_{\text{доп}} = (I_{\text{к. у}} + I_{\text{бн}}) R_{\text{у}}$
9	Среднее значение тока стабилитрона дополнительного источника	$I_{\text{доп. ст}} = (1 \div 3) I_{\text{к. у}}$ $U_{\text{ст. н}} = U_{\text{доп}}$
10	Входной ток дополнительного стабилизатора	$I_{\text{вх}} = I_{\text{доп. ст}} + I_{\text{к.у}} + I_{\text{б н}}$
11	Входное напряжение дополнительного источника	$U_{\text{вх. доп}} = (1 \div 3) U_{\text{доп}}$
12	Сопротивление резистора $R_{\text{Г1}}$	$R_{\text{Г1}} = \frac{U_{\text{вх. доп}} - U_{\text{доп}}}{I_{\text{вх}}}$
13	Величина тока в резистивном делителе $R_1$ — $R_2$	$I_{\text{дел}} \gg I_{\text{б. у}}$

№ п/п	Наименование параметра	Расчетная формула
14	Сопротивление резистивного делителя	$R_{дел} = \frac{U_{вых\ min}}{I_{дел}}$
15	Коэффициент обратной связи делителя	$K_{0,с\ min} = \frac{U_{оп.\ сг\ min}}{U_{вых\ max}}$ ; $K_{0,с} = \frac{U_{оп.\ сг.\ и}}{U_{вых.\ и}}$ ; $K_{0,с\ max} = \frac{U_{оп.\ сг\ max}}{U_{вых\ min}}$
16	Величины сопротивлений резисторов делителя $R_1, R_3$	$R_1 \leq (1 - K_{0,с\ min}) R_3 \leq K_{0,с\ min} R_3$
17	Сопротивление переменного резистора $R_2$	$R_2 \geq R_{дел} - R_1 - R_3$
18	Температурный коэффициент стабилизатора	$\gamma_{max} = \frac{U_{вых.\ и} [U_{оп.\ сг} + \gamma_{0,с} U_{мин} (max)]}{U_{оп.\ сг\ min}}$
19	Условие термокомпенсации	$\gamma_{max} + N \gamma_{тн} \leq \gamma$
20	Максимальный КПД стабилизатора	$\eta = \frac{U_{вых\ max} I_{н\ max}}{U_{0,с\ max} I_{н\ max} + U_{вх.\ доп} I_{вх.\ доп}}$

При параллельном включении  $N$  транзисторов в качестве первого его эквивалентное сопротивление уменьшается в  $N$  раз. В (18.32) безоматный параметр  $A$  определяется выражением

$$A = 1 + \left[ R_{доп.\ дин} + R_{дел} (1 - K_{0,с}) \frac{K_{0,с}}{h_{21,у\ min}} \right] \frac{1}{R_{нх,у}}, \quad (18.34)$$

где  $R_{нх,у}$  — входное сопротивление усилительного транзистора, определяемое из табл. 18.5.

Если при расчете значение  $K_{ст}$  существенно превышает заданное, то следует снизить для уменьшения  $K_{ст.\ доп}$  величину  $U_{вх.\ доп}$  и уменьшить  $R_{вх.\ с}$  для снижения  $K_{ст.\ осн}$ . Для увеличения  $K_{ст}$  нужно провести обратную расчетную операцию.

Фактические пульсации переменного напряжения на выходе стабилизатора определяются:

$$K_{н,вых} = \frac{K_{н,вх}}{K_{ст}} \quad \text{и} \quad U_{н,вых} = K_{н,вых} U_{вх,н}$$

Выходное сопротивление стабилизатора находится из выражения

$$R_{вых} = \frac{R_{нх,у} A}{K_{0,с}} \left( \frac{R_{вх,с}}{R_y} + \frac{1}{h_{21,с}} + \frac{R_{вх}}{R_{н,с}} \right), \quad (18.35)$$

где  $h_{21,с} = h_{21,с\ min} \dots h_{21,с\ max}^{N_{э\ min}}$  — коэффициент усиления по току составного транзистора;  $R_{вх,с}$  — входное сопротивление составного транзистора:

$$R_{вх,с} = R_{вх1} + \frac{R_{вх2}}{h_{21,1}} + \frac{R_{вх3}}{h_{21,1} h_{21,2}} \quad (18.36)$$

и где  $R_{вх1}, R_{вх2}, R_{вх3}$  — соответственно входное сопротивление первого, второго и т. д. транзисторов, входящих в состав. Для мощных транзисторов типа П210  $R_{вх} \approx 0,2 \div 0,4$  Ом при  $I_{к} = 1$  А,  $R_{вх} \approx 0,15 \div 0,3$  Ом при  $I_{к} \approx 2$  А и  $R_{вх} \approx 0,1 \div 0,2$  Ом при  $I_{к} = 5$  А.

Для транзисторов типа 1Т403, 1П601 и т. д.  $R_{вх} \approx 2,5 \div 5$  Ом при  $I_{к} = 0,01$  А,  $R_{вх} \approx 1,5 \div 2,5$  Ом при  $I_{к} = 0,05$  А и  $R_{вх} \approx 1 \div 2$  Ом при  $I_{к} = 0,1$  А.

Для транзисторов типа МП200, МП25 и т. д.  $R_{вх} \approx 30 \div 50$  Ом при  $I_{к} = 0,001$  А,  $R_{вх} \approx 7 \div 13$  Ом при  $I_{к} = 0,005$  А и  $R_{вх} \approx 4 \div 7$  Ом при  $I_{к} = 0,01$  А. Остальные величины (18.35) находятся по табл. 18.4 и 18.5.

Приведенные в таблицах выражения являются общими для всех схем стабилизации, но при различных схемах сравнения расчет их элементов будет различен.

Согласно табл. 18.5 проводим расчет схем сравнения и УПТ.

1.  $U_{ос} \leq U_{вых\ min} - (2 \div 3)$  В = 12 — 2 = 10 В;

$I_{оп.\ сг\ min} \geq 5I_{ст}$ ;  $I_{оп.\ сг\ min} = 6 \cdot 0,34 = 2$  мА.

Выбираем стабилизатор типа Д810 с параметрами:

$U_{ст.\ и} = 10$  В;  $U_{ст.\ min} = 9$  В;  $U_{ст.\ max} = 10,5$  В;  $I_{ст.\ min} = 3$  мА;

$I_{ст.\ max\ доп} = 26$  мА;  $\alpha_{ст} = 0,058$  при  $T = -20 \dots +120^\circ\text{C}$ .

$R_{дин} = 12$  Ом при  $I_{ст} = 5$  мА.

2.  $I_{к\ у} > 5I_{ст}$ ;  $I_{к\ у} = 8 \cdot 0,34 \approx 3$  мА;

$U_{к} \geq U_{вых\ max} - U_{оп.\ min} = 13 - 9 = 4$  В.

Выбираем транзистор типа М120А с параметрами:

$U_{к.\ доп} = 20$  В;  $I_{к.\ max} = 20$  мА;  $P_{к.\ доп} = 0,15$  Вт;  $h_{21.\ min} = 50$ .

3.  $I_{б.\ у} = \frac{I_{к.\ у}}{h_{21.\ min}} = \frac{3}{50} = 0,06$  мА.

4.  $R_{вх.\ у} = \frac{1}{(25 \div 35) I_{к.\ у}} = \frac{1}{25 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 13,35$  Ом.

$$5. R_{г2} = \frac{U_{\text{вых max}} - U_{\text{ст min}}}{I_{\text{оп. ст min}} + I_{\text{кy}}} = \frac{12 - 10,5}{3 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ Ом};$$

$$P_r = (I_{\text{оп. ст min}} + I_{\text{кy}})^2 R_{г2} = (0,006)^2 \cdot 240 = 0,0086 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛП-0,125—240 Ом.

$$6. I_{\text{оп. ст max}} = \frac{U_{\text{вых max}} - U_{\text{ст min}}}{R_{г2}} + I_{\text{к. у max}} <$$

$< I_{\text{оп. ст max доп}};$

$$I_{\text{оп. ст max}} = \frac{13 - 9}{240} + 0,003 = 0,0196 \text{ А, или } 19,6 \text{ мА} <$$

$< I_{\text{оп. ст max доп}} = 26 \text{ мА.}$

$$7. R_y = (3 \div 10) \text{ кОм; берем } R_y = 4,3 \text{ кОм};$$

$$P_r = (I_{\text{к. у}} + I_{\text{бн}})^2 R_y = (3 \div 0,34)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 0,048 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,125—4,3 кОм.

$$8. U_{\text{доп}} = (U_{\text{к. у}} + I_{\text{бн}}) R_y = (3 + 0,34) \cdot 10^{-3} \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 15,1 \text{ В.}$$

$$9. I_{\text{доп. ст}} = (1 \div 3) I_{\text{к. у}} = 2,3 = 6 \text{ мА}; U_{\text{ст. н}} = U_{\text{доп}} = 15,1 \text{ В.}$$

Выбираем два стабилитрона типа КС175, включенные последовательно с параметрами:

$$U_{\text{ст. н}} = 7,5 \text{ В}; U_{\text{ст min}} = 7 \text{ В};$$

$$U_{\text{ст max}} = 8 \text{ В}; I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}; I_{\text{ст max}} = 18 \text{ мА};$$

$$R_{\text{дин}} = 16 \text{ Ом при } I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА.}$$

$$10. I_{\text{вх}} = I_{\text{доп. ст}} + I_{\text{к. у}} + I_{\text{б. н}} = 6 + 3 + 0,34 = 9,34 \text{ мА.}$$

$$11. U_{\text{вх. доп}} = (1 \div 3) U_{\text{доп}} = 1,2 \cdot 15 = 18 \text{ В.}$$

$$12. R_{г1} = \frac{U_{\text{вх. доп}} - U_{\text{доп}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{18 - 15}{9,34 \cdot 10^{-3}} = 320 \text{ Ом};$$

$$P_r = (I_{\text{вх}})^2 R_{г1} = (9,34 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 320 = 0,04 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,125—320 Ом.

$$13. I_{\text{дел}} \gg I_{\text{бу}}; I_{\text{дел}} = 30 \cdot 0,06 \approx 2 \text{ мА.}$$

$$14. R_{\text{дел}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{12}{2 \cdot 10^{-3}} = 6 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

$$15. K_{\text{о.с min}} = \frac{U_{\text{оп. ст min}}}{U_{\text{вых max}}} = \frac{9}{13} = 0,69;$$

$$K_{\text{о.с max}} = \frac{U_{\text{оп. ст max}}}{U_{\text{вых min}}} = \frac{10,5}{12} = 0,875;$$

$$K_{\text{о.с}} = \frac{U_{\text{оп. ст. н}}}{U_{\text{вых. н}}} = \frac{10}{12,5} = 0,8.$$

$$16. R_1 \leq (1 - K_{\text{о.с max}}) R_{\text{дел}} = (1 - 0,875) \cdot 6 \cdot 10^3 = 750 \text{ Ом};$$

$$P_r = (I_{\text{дел}})^2 R_1 = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 750 = 0,003 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,125—750 Ом.

$$R_3 \leq K_{\text{о.с min}} R_{\text{дел}} = 0,69 \cdot 6 \cdot 10^3 = 4,1 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$P_r = (I_{\text{дел}})^2 R_3 = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,1 \cdot 10^3 = 0,016 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа МЛТ-0,15—4 кОм.

$$17. R_2 \geq R_{\text{дел}} - R_1 - R_3 = 6 - 0,75 - 4 = 1,25 \text{ кОм};$$

$$P_r = (I_{\text{дел}})^2 R_2 = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,25 \cdot 10^3 = 0,004 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа СПО-0,15—1,3 кОм.

$$18. \gamma_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых н}} \cdot I_{\text{оп. ст}} + \gamma_{\text{бу min}} (\text{max})}{U_{\text{оп. ст. min}}} \cdot U_{\text{оп. ст}} = U_{\text{ст}} \alpha_{\text{ст}}, \alpha_{\text{ст}} =$$

$$= 5,8 \cdot 10^{-2} \% / ^\circ\text{C} \text{ (мВ/}^\circ\text{C)}, \text{ или } 5,8 \cdot 10^{-4} \text{ — в относительных единицах.}$$

$$\gamma_{\text{оп. ст}} = 10 \cdot 10^3 \cdot 5,8 \cdot 10^{-4} = 5,8 \text{ мВ/}^\circ\text{C}; \gamma_{\text{бу min}} = -1,9 \text{ мВ/}^\circ\text{C};$$

$$\gamma_{\text{max}} = 12,5 (5,8 - 1,9) / 9 = 5,3 \text{ мВ/}^\circ\text{C.}$$

Выбираем в качестве термокомпенсирующего элемента стабилитрон Д810 с  $\gamma_{\text{к}} = -2 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$  при  $I_{\text{нр}} = I_{\text{дел}} = 2 \text{ мА.}$

$$19. \gamma_{\text{max к}} = \gamma_{\text{max}} + N \gamma_{\text{к}} = 5,3 - 1,2 \cdot 0 = 3,3 \text{ мВ/}^\circ\text{C},$$

что меньше заданного значения  $\gamma = 4 \text{ мВ/}^\circ\text{C.}$

$$20. \eta_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых max}} I_{\text{н max}}}{U_{\text{оп max}} I_{\text{к. max}} + U_{\text{вх доп}} I_{\text{вх доп}}} =$$

$$= \frac{13 \cdot 1}{21,81 \cdot 1,04 + 18 \cdot 3,34 \cdot 10^{-3}} = 0,567.$$

$$21. K_{\text{ст. осн}} = \frac{K_{\text{о.с}} R_{\text{к.с}}}{R_{\text{вх. у}} A} \frac{U_{\text{вых. н}}}{U_{\text{оп}}}; \frac{1}{R_{\text{к.с}}} = \frac{1}{R_{\text{к1}}} + \frac{1}{R_{\text{к2}}};$$

$$R_{\text{к1}} = R_{\text{к1}} h_{213}^2 = 3 \cdot 10^3 \cdot 80 = 24 \cdot 10^4 \text{ Ом}; R_{\text{к2}} = 30 \cdot 10^3 \text{ Ом (для транзистора П601Б1);}$$

$$\frac{1}{R_{\text{к.с}}} = \frac{1}{24 \cdot 10^4} + \frac{1}{3,0 \cdot 10^4}; R_{\text{к.с}} = 26,7 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$A = 1 + \left[ R_{\text{доп. дин}} + R_{\text{дел}} (1 - K_{\text{о.с}}) \frac{K_{\text{о.с}}}{h_{213 \text{ min}}} \right] \frac{1}{R_{\text{вх. у}}} =$$

$$= 1 + \left[ 12 + 6 \cdot 10^3 (1 - 0,8) \frac{0,8}{50} \right] \frac{1}{13,35} = 3,2;$$

$$K_{\text{ст. осн}} = \frac{0,8 \cdot 26,7 \cdot 10^3 \cdot 12,5}{13,35 \cdot 3,2 \cdot 19} = 326;$$



$$K_{\text{ст. доп}} = \frac{R_{\Gamma 1}}{R_{\text{доп. дин}}} \frac{K_{\text{в.с}} R_{\text{y}}}{R_{\text{вх. y}} A} \frac{U_{\text{вых. дн}}}{U_{\text{вх. доп}}} = \frac{320 \cdot 0,8 \cdot 4,3 \cdot 10^3 \cdot 12,5}{16 \cdot 1,3 \cdot 35 \cdot 3,2 \cdot 18} =$$

$$= \frac{1}{K_{\text{ст}}} = \frac{1}{K_{\text{ст. осн}}} + \frac{1}{K_{\text{ст. доп}}};$$

$$K_{\text{ст}} = \frac{K_{\text{ст. осн}} K_{\text{ст. доп}}}{K_{\text{ст. осн}} + K_{\text{ст. доп}}} = \frac{326 \cdot 1120}{326 + 1120} = 252 > 200.$$

22. Фактический коэффициент и амплитуда пульсаций на выходе стабилизатора:

$$K_{\text{н. вых}} = \frac{K_{\text{н. вх}}}{K_{\text{ст}}} = \frac{5,99\%}{252} = 0,0234\%;$$

$$U_{\sim \text{вых}} = K_{\text{н. вых}} U_{\text{ст}} \pm 0,000234 \cdot 12,5 = 3 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

23. Выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вх. y}} A}{K_{\text{в.с}}} \left[ \frac{R_{\text{вх.с}}}{R_{\text{y}}} + \frac{1}{h_{21\text{э.с}}} + \frac{R_{\Gamma 1}}{R_{\text{л.с}}} \right];$$

$$R_{\text{вх.с}} = R_{\text{вх1}} + \frac{R_{\text{вх2}}}{h_{21\text{э. мин}}};$$

$$R_{\text{вх1}} = 0,3 \text{ Ом (для транзистора П210 при } I_{\text{н}} = 1 \text{ А);}$$

$$R_{\text{вх}} = 20 \text{ м (для транзистора ПГ601БН при } I_{\text{н}} = 30 \text{ мА);}$$

$$R_{\text{вх.с}} = 0,3 + \frac{2}{40} = 0,35 \text{ Ом; } h_{21\text{э.с}} = h_{21\text{э. мин}}^* h_{21\text{э. мин}}^* = 40 \cdot 80 = 3200;$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{13,35 \cdot 3,2}{0,8} \left[ \frac{0,35}{4,3 \cdot 10^3} + \frac{1}{3200} + \frac{1,82}{26,7 \cdot 10^3} \right] = 0,0246 \text{ Ом.}$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица П1

Нагрузка	Коэффициент пульсации $K_{\text{п}}$ , %	
	Амплитудные (вольтовые) цепи	Сеточные (баточные) цепи
1. Выходные каскады: радиотелеграфных передатчиков радиотелефонных передатчиков радиовещательных и телевизионных передатчиков 2. Промежуточные каскады: радиотелеграфных передатчиков радиотелефонных передатчиков радиовещательных и телевизионных передатчиков 3. Задающие генераторы (возбудители) передатчиков 4. Мощные каскады усиления низкой частоты передатчиков и приемников (двухтактная схема) 5. Усилители низкой частоты (однотактная схема) 6. Каскады усиления высокой частоты радиоприемников 7. Цепи накала электронных ламп постоянным током: прямого накала косвенного накала 8. Цепи питания ускоряющих электродов электронно-лучевых трубок 9. Цепи питания микрофонов	0,5—3 0,05—0,1	0,05—0,3 0,01—0,05
	0,02—0,05	0,01—0,05
	0,15—0,5 0,02—0,1	0,05—0,2 0,01—0,1
	0,01—0,05	0,01—0,05
	0,001—0,01	0,001—0,01
	0,5—3	
	0,05—0,1	
	0,01—0,05	
	0,01—0,05 0,5—4	
0,01—0,1 0,0001—0,0001		

Таблица П2

$P_{\text{н}}$ , Вт	$U_{\text{ДР}} = I_{\text{н}} R_{\text{ДР}}$	
	$I_{\text{с}} = 50 \text{ Гн}$	$I_{\text{с}} = 100 \text{ Гн}$
До 10	0,2 — 0,15	0,08 — 0,065
10—30	0,15 — 0,12	0,065 — 0,05
30—100	0,12 — 0,09	0,05 — 0,035
100—300	0,09 — 0,06	0,035 — 0,025
300—1000	0,06 — 0,045	0,025 — 0,018
1000—3000	0,045 — 0,03	0,018 — 0,012
3000—10 000	0,03 — 0,02	0,012 — 0,009

Таблица П.3

Тип стали	Марка стали					
	Холоднокатаная	Э310 Э320 Э330	Э340 Э350 Э360	Э310 Э320 Э330	Э340 Э350 Э360	
Горячекатаная	Э41 Э42 Э43	— — —	Э44 Э45 Э46	— — —		
Толщина листа или ленты, мм	0,35—0,5	0,5—0,1	0,2—0,35	0,05—0,1		
$P_{тип}$ , В·А	Индукция $B_m$ , Тл				$\Psi_{гр}$	
До 10 20 40 70 100 200 400 700 1 000 2 000 4 000 7 000 10 000	50 Гц		400 Гц		50 Гц	400 Гц
	1,10 1,26 1,37 1,39 1,35 1,25 1,13 1,05 1,0 0,90 0,80 0,72 0,68	1,20 1,40 1,55 1,60 1,60 1,51 1,43 1,35 1,30 1,30 1,10 1,02 0,97	1,0 1,08 1,13 1,14 1,12 1,02 0,92 0,83 0,78 0,68 0,50 0,45	1,15 1,33 1,47 1,51 1,50 1,40 1,30 1,20 1,15 1,05 0,97 0,87 0,82	0,85 0,89 0,92 0,94 0,95 0,96 0,97 0,97 0,95 0,95 0,97 0,97 0,95	0,78 0,83 0,86 0,88 0,90 0,92 0,94 0,95 0,95 0,95 0,95 0,95 0,95

Таблица П.4

№ п/п	Параметр	Значение параметра в зависимости от схемы выпрямления				Схема удвоения (датыры)
		Одноконтурная	Двухконтурная с делением трансформатора	Опифоная	мостовая	
1	2	3	4	5	6	
1	Действующее значение напряжения вторичной обмотки $U_2$	$B U_0$	$2 B U_0$	$B U_0$	$0,5 B U_0$	
2	Действующее значение тока вторичной обмотки $I_2$	$D I_0$	$0,5 D I_0$	$0,707 D I_0$	$1,41 D I_0$	
3	Действующее значение первичной обмотки $I_1$	$I_0 K_{гр} \sqrt{D^2 - 1}$ $+ \sqrt{D^2 - 1} I_0 U_0$	$0,707 D I_0 K_{гр}$	$0,707 D I_0 K_{гр}$	$1,41 D I_0 K_{гр}$	
4	Тяговая мощность трансформатора $P_{тяг}$	Есть	Нет	$0,707 B D I_0 U_0$	$0,707 B D I_0 U_0$	
5	Полмагнитивание трансформатора	Есть	Нет	Нет	Нет	
6	Среднее значение тока вентилей $I_{св}$	$I_0$	$0,5 I_0$	$0,5 I_0$	$I_0$	
7	Действующее значение тока вентилей $I_B$	$D I_0$	$0,5 D I_0$	$0,5 D I_0$	$D I_0$	
8	Амплитудное значение тока вентилей $I_{мав}$	$F I_0$	$0,5 F I_0$	$0,5 F I_0$	$F I_0$	
9	Обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$	$2,82 B U_0$	$2,82 B U_0$	$1,41 B U_0$	$1,41 B U_0$	
10	Частота пульсации выпрямленного напряжения $f_n$	$f_c$	$2 f_c$	$2 f_c$	$2 f_c$	
11	Активное сопротивление фазы выпрямителя $R_n$	$R_i + r_{гр}$	$R_i + r_{гр}$	$2 R_i + r_{гр}$	$R_i + r_{гр}$	

1	2	3	4	5	6
13	Коэффициент пульсаций $K_{\Pi}$	$\frac{H}{R_B C}$	$\frac{H}{R_B C}$	$\frac{H}{R_B C}$	$\frac{H}{R_B C}$
14	Расчетный коэффициент $K_r$	2,3	4,7	3,5	0,9
15	Расчетный коэффициент $K_L$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$1,25 \cdot 10^{-3}$
16	Мощность, выделяемая на шунтирующем резисторе $R_{\text{ш}}$	$\frac{3U_{2x}^2}{\Lambda^2 R_{\text{ш}}}$	$\frac{3U_{2x}^2}{N^2 R_{\text{ш}}}$	$\frac{3}{4} \frac{U_{2x}^2}{\Lambda^2 R_{\text{ш}}}$	$\frac{3U_{2x}^2}{N^2 R_{\text{ш}}}$

$K_{\text{ТР}} = U_2 / U_1$ ; для двухполупериодной схемы со средней точкой трансформатора  $U_2$  — напряжение половины вторичной обмотки.

Таблица П.5

№ п/п	Параметр	Значения параметра в зависимости от схемы выпрямления				
		Двухполупериодная со средней точкой	Однофазная мостовая	Трехфазная $\lambda - \lambda$ $\Delta - \lambda$	Трехфазная мостовая	
					$\lambda - \lambda$ $\Delta - \lambda$	$Y - \Delta$ $\Delta - \Delta$
3	4	5	6	7		
1	Действующее значение напряжения вторичной обмотки $U_2$	$2,11 U_0$	$1,11 U_0$	$0,815 U_0$	$0,43 U_0$	$0,74 U_0$
2	Действующий ток вторичной обмотки $I_2$	$0,707 I_0$	$0,707 I_0$	$0,58 I_0$	$0,815 I_0$	$0,47 I_0$

Продолжение табл. П.5

№ п/п	Параметр	Значения параметра в зависимости от схемы выпрямления				
		Двухполупериодная со средней точкой	Однофазная мостовая	Трехфазная $\lambda - \lambda$ $\Delta - \lambda$	Трехфазная мостовая	
					$\lambda - \lambda$ $\Delta - \lambda$	$\lambda - \Delta$ $\Delta - \Delta$
3	4	5	6	7		
3	Действующий ток первичной обмотки $I_1$	$I_0 K_{\text{ТР}}$	$I_0 K_{\text{ТР}}$	$0,47 I_0 K_{\text{ТР}}$	$0,815 I_0 K_{\text{ТР}}$	$0,47 I_0 K_{\text{ТР}}$
4	Типовая мощность трансформатора $P_{\text{тип}}$	$1,34 I_0 U_0$	$1,11 I_0 U_0$	$1,35 I_0 U_0$	$1,05 I_0 U_0$	$1,05 I_0 U_0$
5	Подмагничивание трансформатора	Нет	Нет	Есть	Нет	Нет
6	Среднее значение тока вентиля $I_{0в}$	$0,5 I_0$	$0,5 I_0$	$0,33 I_0$	$0,33 I_0$	$0,33 I_0$
7	Действующее значение тока вентиля $I_{в}$	$0,707 I_0$	$0,707 I_0$	$0,58 I_0$	$0,58 I_0$	$0,58 I_0$
8	Амплитудное значение тока вентиля $I_{мв}$	$I_0$	$I_0$	$I_0$	$I_0$	$I_0$
9	Обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$	3,14	$1,57 U_0$	$2,09 U_0$	$1,05 U_0$	$1,05 U_0$
10	Число вентиля $N$	$\frac{2}{3}$	$\frac{4}{3}$	$\frac{3}{6}$	$\frac{6}{6}$	$\frac{6}{6}$
11	Частота пульсаций $f_{\Pi}$	$2 f_0$	$2 f_0$	$3 f_0$	$2 f_0$	$6 f_0$
12	Расчетный коэффициент $K_r$	$\frac{7}{5,2}$	$\frac{5,2}{6,4}$	$\frac{6,6}{3,3}$	$\frac{2,5}{10^{-3}}$	$\frac{7,6}{3 \cdot 10^{-3}}$
13	Расчетный коэффициент $K_L$	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
14	Падение напряжения на активном сопротивлении трансформатора $\Delta U_r$	$I_0 r_{\text{ТР}}$	$I_0 r_{\text{ТР}}$	$I_0 r_{\text{ТР}}$	$2 I_0 r_{\text{ТР}}$	$0,67 I_0 r_{\text{ТР}}$
15	Падение напряжения на реактивном сопротивлении трансформатора $\Delta U_x$	$2 I_0 f_0 L_s$	$2 I_0 f_0 L_s$	$3 I_0 f_0 L_s$	$6 I_0 f_0 L_s$	$4 I_0 f_0 L_s$

1	2	3	4	5	6	7
16	Падение напряжения на вентилях схемы $\Delta U_B$	$I_0 R_i$	$2I_0 R_i$	$I_0 R_i$	$2I_0 R_i$	$2I_0 R_i$
17	Коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{п.вх}$	0,67	0,67	0,25	0,057	0,057
18	Мощность $P_r$ , выделяемая на шунтирующем резисторе $R_{ш}$	$\frac{3U_{2x}^2}{N^2 R_{ш}}$	$\frac{3}{4} \frac{U_{2x}^2}{N^2 R_{ш}}$	$\frac{3U_{2x}^2}{N^2 R_{ш}}$	$\frac{9}{4} \frac{U_{2x}^2}{N^2 R_{ш}}$	$\frac{3}{4} \frac{U_{2x}^2}{N^2 R_{ш}}$

Таблица П.6

Параметр	Значения параметра в зависимости от схемы выпрямления					
	Двухполупериодная со средней точкой трансформатора		Однофазная мостовая		Трехфазная мостовая	
	без нулевого вентиля	с нулевым вентилем	с четырьмя УВ	с двумя УВ	с шестью УВ	с тремя УВ
1	2	3	4	5	6	7
Предельные углы регулирования $\alpha^\circ$	0—90°	0—180°	0—90°	0—90°	0—60° 60—180°	0—60° 60—180°
Постоянная составляющая напряжения $U_{0\alpha}$	$U'_0 \cos \alpha$	$U'_0 (1 + \cos \alpha)$	$U'_0 \cos \alpha$	$U'_0 \cos \alpha$	$U_0 \cos \alpha$ $U'_0 [1 + \cos (60^\circ + \alpha)]$	$U'_0 \frac{2 + \cos \alpha}{2}$

Постоянная составляющая тока $I_{0\alpha}$	$I_0 \cos \alpha$	$I_0 (1 + \cos \alpha)$	$I_0 \cos \alpha$	$I_0 \cos \alpha$	$I_0 \cos \alpha$ $I_0 [1 + \cos \alpha \times (60^\circ + \alpha)]$	$I_0 \frac{1 - \cos \alpha}{2}$
Обратное напряжение на вентиле $U_{обр.т}$	$\sqrt{2} U_2 \sin \alpha$	$2 \sqrt{2} U_2$	$\sqrt{2} U_2 \sin \alpha$	$\sqrt{2} U_2 \sin \alpha$	$1,05 U_i$	$1,05 U_i$
Среднее значение тока управляемого вентиля $I_{0.в.у}$	$I_0 \frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}$	$I_0 \frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}$	$0,5 I_0$	$0,5 I_0 \frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}$	$0,33 I_0$ $\frac{I_0}{180^\circ} (120^\circ - \alpha)$	$0,33 I_0$ $\frac{I_0}{360^\circ} (180^\circ - \alpha)$
Среднее значение тока неуправляемого вентиля $I_{0.в.н}$	—	—	—	$0,5 I_0 \frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}$	—	$I_0 \times \sqrt{\frac{2}{360^\circ} (\alpha - 60^\circ)}$
Действующее значение тока управляемого вентиля $I_B$	$I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}}$	$I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_0$	$\frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} I_0$ $I_0 \sqrt{\frac{2(120^\circ - \alpha)}{180^\circ}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} I_0$ $I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}}$
Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора $I_2$	$I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}}$	$I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{360^\circ}}$	$I_0$	$I_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}}$	$\frac{\sqrt{2}}{3} I_0$ $I_0 \sqrt{\frac{2(120^\circ - \alpha)}{180^\circ}}$	$\frac{\sqrt{2}}{3} I_0$ $I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}}$

Параметр	Значение параметра в зависимости от схемы выпрямления					
	Двухполупериодная со средней точкой трансформатора		Однофазная мостовая		Трехфазная мостовая	
	без нулевого вентилля	с нулевым вентилем	с четырьмя УВ	с двумя УВ	с шестью УВ	с тремя УВ
1	2	3	4	5	6	7
Действующее значение тока первичной обмотки $I_1$	$\sqrt{2} I_0 K_{\text{ТР}}$	$I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}} \times K_{\text{ТР}}$	$I_0 K_{\text{ТР}}$	$I_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}} \times K_{\text{ТР}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} I_0 \times$ $\times \sqrt{1 - \frac{\alpha}{180^\circ}} K_{\text{ТР}}$ $I_0 \sqrt{\frac{2(120^\circ - \alpha)}{180^\circ}} \times$ $\times K_{\text{ТР}}$	$\sqrt{\frac{5}{3}} I_0 K_{\text{ТР}}$ $I_0 \sqrt{\frac{180^\circ - \alpha}{180^\circ}} \times$ $\times K_{\text{ТР}}$
Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора	$1,11 U_0$		$1,11 U_0$		$0,43 U_0$ ( $\lambda - \lambda$ , $\Delta - \lambda$ ) $0,74 U_0$ ( $\lambda - \Delta$ , $\Delta - \Delta$ )	

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр

Предисловие . . . . .	3
-----------------------	---

## Раздел 1

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Глава 1. Электрические машины постоянного тока . . . . .	4
1.1. Общие положения . . . . .	4
1.2. Принцип действия и конструкция . . . . .	4
1.3. Реакция якоря . . . . .	7
1.4. Виды генераторов постоянного тока . . . . .	8
1.5. Характеристики генератора постоянного тока . . . . .	9
1.6. Генератор с параллельным возбуждением . . . . .	12
1.7. Генераторы с последовательным и смешанным возбуждением . . . . .	15
1.8. Двигатели постоянного тока . . . . .	15
Глава 2. Электрические машины переменного тока . . . . .	21
2.1. Общие положения . . . . .	21
2.2. Синхронный генератор . . . . .	21
2.3. Асинхронные двигатели . . . . .	21
Глава 3. Трансформаторы . . . . .	29
3.1. Общие положения . . . . .	29
3.2. Конструкция трансформаторов . . . . .	29
3.3. Принцип действия и основные параметры трансформатора . . . . .	32
3.4. Трехфазные трансформаторы . . . . .	38
3.5. Специальные виды трансформаторов . . . . .	40

## Раздел 2

### ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Глава 4. Структурные схемы источников вторичного электропитания . . . . .	43
4.1. Общие положения . . . . .	43
4.2. Нестабилизированные источники вторичного электропитания . . . . .	43
4.3. Источники вторичного электропитания со стабилизатором непрерывного действия . . . . .	45
4.4. Источники вторичного электропитания с импульсным стабилизатором . . . . .	48
4.5. Источники вторичного электропитания с преобразованием тока по частоте . . . . .	49

Глава 5. Электрические вентили	51
5.1. Электрические вентили и их параметры	51
5.2. Полупроводниковые неуправляемые вентили	53
5.3. Управляемые полупроводниковые вентили	55
5.4. Особенности эксплуатации полупроводниковых вентиляей	62
Глава 6. Выпрямители на неуправляемых вентилях с активной нагрузкой	65
6.1. Общие положения	65
6.2. Однофазная однополупериодная схема выпрямления	66
6.3. Двухфазная двухполупериодная схема выпрямления	71
6.4. Однофазная мостовая схема выпрямления	75
6.5. Трехфазная однополупериодная схема выпрямления	78
6.6. Трехфазная мостовая схема	80
6.7. Сравнительная оценка схем выпрямления	82
Глава 7. Выпрямители на неуправляемых вентилях с емкостной нагрузкой	86
7.1. Общие положения	85
7.2. Работа выпрямителей при заряде аккумуляторов	86
7.3. Работа выпрямителей на емкостную нагрузку	88
7.4. Схемы выпрямителей с умноженным напряжением	91
7.5. Импульсные выпрямители	95
Глава 8. Выпрямители на неуправляемых вентилях с индуктивной нагрузкой	97
8.1. Однофазные схемы выпрямления	97
8.2. Трехфазная схема выпрямления	99
8.3. Работа выпрямителя на нагрузку LCR	101
8.4. Влияние внутреннего сопротивления на работу выпрямителя	102
Глава 9. Регулирование выпрямленного напряжения	105
9.1. Общие положения	105
9.2. Регулирование напряжения на выходе выпрямителя	105
9.3. Регулирование напряжения на входе выпрямителя	103
9.4. Управляемые выпрямители на тиристорах	111
9.5. Фазорегуляторы	115
9.6. Управляемые выпрямители из транзисторов	117
Глава 10. Сглаживающие фильтры	122
10.1. Общие положения	122
10.2. Индуктивные и емкостные фильтры	123
10.3. Индуктивно-емкостные фильтры	127
10.4. Резистивно-емкостные фильтры	132
10.5. Сглаживающий фильтр при импульсной нагрузке	134
10.6. Резонансные фильтры	135
10.7. Переходные процессы в фильтрах	138
10.8. Электронные фильтры	141
Глава 11. Стабилизация напряжения и тока	144
11.1. Общие положения	144
11.2. Параметрические стабилизаторы на постоянном токе	146
11.3. Параметрические стабилизаторы на переменном токе	150

11.4. Компенсационные стабилизаторы постоянного тока	154
11.5. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения	158
11.6. Триггерные стабилизаторы	160

## Глава 12. Преобразователи постоянного тока

12.1. Общие положения	163
12.2. Принцип действия полупроводникового преобразователя	163
12.3. Двухтактный преобразователь напряжения	167
12.4. Полупроводниковые преобразователи с усилителями мощности	169
12.5. Триггерные преобразователи напряжения	170
12.6. Помехозащищенность преобразователя	171

### Раздел 3

#### ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА И НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Глава 13. Электрохимические источники тока	173
13.1. Первичные химические источники	173
13.2. Аккумуляторы	175
13.3. Щелочные проливные элементы	183
Глава 14. Непосредственные преобразователи энергии	184
14.1. Термоэлектрические генераторы	184
14.2. Солнечные батареи	185
14.3. Атомные батареи	186
14.4. Топливные элементы и магнетогидродинамические генераторы	188

### Раздел 4

#### ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ РАДИОПРЕДПРИЯТИЙ И ЗАЩИТА ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Глава 15. Электроснабжение радиоцентров	190
15.1. Структурная схема электроснабжения передающего радиоцентра	190
15.2. Оборудование электрических подстанций	193
15.3. Система управления, блокировки и сигнализации	194
15.4. Питание цепи накала мощных ламп	199
15.5. Электроснабжение приемных радиоцентров и радиовещательных узлов	201
15.6. Электроснабжение радиорелейной аппаратуры	203
15.7. Электроснабжение радиотрансляционных узлов	206
Глава 16. Устройства защиты полупроводниковых источников электропитания	207
16.1. Общие положения	207
16.2. Перегрузочные характеристики элементов источников электропитания	208
16.3. Защита стабилизированных источников электропитания	211
16.4. Защита преобразователей напряжения	215
16.5. Контроль выходных напряжений и сигнализация исправности ПИЭ	217

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО  
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

<b>Глава 17. Общий порядок проектирования</b>	<b>219</b>
17.1. Классификация и основные требования к источникам вторичного электропитания	219
17.2. Этапы проектирования и техническая документация	222
17.3. Выбор схемы выпрямления и типа вентиля	223
17.4. Выбор сглаживающего фильтра	228
17.5. Выбор способов регулирования и стабилизации напряжения	229
17.6. Выбор системы управления, блокировки и сигнализации	231
17.7. Выбор структурной и функциональной схем	232
17.8. Патентные исследования	235
17.9. Экономическая часть проекта	235
<b>Глава 18. Расчет источников вторичного электропитания</b>	<b>239</b>
18.1. Расчет выпрямителя с емкостной нагрузкой	239
18.2. Расчет выпрямителя с индуктивной нагрузкой	248
18.3. Расчет управляемого выпрямителя на тристорах	252
18.4. Расчет параметрического стабилизатора напряжения	256
18.5. Расчет транзисторного стабилизатора компенсационного типа	262
Список литературы	283