

А. И. Иванов-Цыганов

# ЭЛЕКТРО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РЭС

Издание четвертое,  
переработанное и дополненное

Допущено Государственным комитетом СССР  
по народному образованию  
в качестве учебника для студентов  
радиотехнических специальностей вузов



Москва «Высшая школа» 1991

ББК 32.84  
И 20  
УДК 621.396.6

Рецензент — кафедра радиоприборов Московского института радиотехники, электроники и автоматики зав. кафедрой — проф. Н. Д. Куртев.

**Иванов-Цыганов А. И.**

**И20** Электропреобразовательные устройства РЭС: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1991. — 272 с.: ил.  
ISBN 5-06-001896-2

В книге рассматриваются принципы работы и основные технические характеристики трансформаторов и электрических машин постоянного и переменного тока, источники вторичного электропитания РЭС, а также их функциональные узлы.

В 4-м издании (3-е — в 1984 г.) добавлены разделы, относящиеся к широкополосным и импульсным трансформаторам, одноктактным преобразователям, преобразователям с высокочастотными резонансными инверторами и др.

2302020000 (4309000000) — 102  
И — 001(01) — 91 160 — 91

ББК 32.84  
6Ф2.12

*Учебное издание*

**Иванов-Цыганов Анатолий Иванович**

### **ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РЭС**

Заведующий редакцией В. И. Трефилов. Редактор Е. М. Романчук. Младшие редакторы С. А. Пацева, И. С. Скирдова. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Обложка художника В. В. Гарбузова. Технический редактор Г. А. Фетисова. Корректор Г. И. Кострикова.

ИБ 8947

Изд. № ЭР—531. Сдано в набор 20.04.90. Подп. в печать 30.11.90. Формат 60×88<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бум. офс. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 16,66 усл. печ. л. 16,66 усл. кр.-отт. 18,37 уч.-изд. л. Тираж 22 000 экз. Зак. № 274. Цена 1 р.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 4 Государственного комитета СССР по печати. 129041, Москва, Б. Переяславская ул., 46.

ISBN 5-06-001896-2

© А. И. Иванов-Цыганов, 1991,  
с изменениями

### **ПРЕДИСЛОВИЕ**

Неотъемлемым элементом любого радиотехнического устройства является источник электропитания. Поэтому от разработчиков радиоэлектронных средств различного назначения требуются более глубокие знания в области таких преобразователей электрической энергии, какими являются источники вторичного электропитания и генераторы квазигармонических колебаний, а также умение использовать свои знания в практической деятельности.

При подготовке четвертого издания автор стремился это учесть: освещены новые направления в развитии источников вторичного электропитания радиоэлектронных средств, больше внимания уделено микроэлектронным устройствам и применению БИС.

В связи с переименованием курса в новых учебных планах по специальности «Радиотехника» изменено и название книги. Программой курса «Электропреобразовательные устройства РЭС», пришедшего на смену курсу «Электротехнические устройства», предусматривается изучение источников вторичного электропитания, их функциональных звеньев, некоторых электромагнитных устройств. По этой причине основная часть материала третьего издания учебника «Электротехнические устройства» вошла в данную книгу, но в обновленном виде. Включены новые разделы, относящиеся к одноктактным преобразователям, генераторам квазигармонических колебаний, широкополосным и импульсным трансформаторам.

Автор выражает признательность коллективу кафедры радиоприборов Московского института радиотехники, электроники и автоматики (зав. кафедрой — проф. Н. Д. Куртев) за ряд ценных советов при подготовке рукописи.

Отзывы и пожелания по книге можно направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

Курс «Электропреобразовательные устройства РЭС» является одной из первых инженерных дисциплин специальности «Радиотехника», обеспечивающей подготовку радионинженера в области силовых радиоэлектронных устройств, входящих в комплекс радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения.

Особенностью курса является то, что радионинженеру независимо от его узкой специализации приходится не только выбирать, но и проектировать силовые устройства РЭС, такие, как стабилизирующие источники вторичного электропитания (ИВЭП) и их функциональные звенья (стабилизаторы напряжения и тока, преобразователи напряжения и т. д.).

Изучение этих общих для РЭС различного вида устройств, которые не связаны с формированием, усилением и обработкой колебаний радиочастоты, а служат для обеспечения работоспособности функциональных звеньев системы, решающих радиотехнические задачи, и составляет содержание курса «Электропреобразовательные устройства РЭС».

Круг электрических преобразователей, используемых в радиоэлектронике, достаточно широк. Так, электрический выпрямитель применяется для преобразования энергии переменного электрического тока, потребляемой от сети, в энергию постоянного электрического тока, требующуюся для питания РЭС. Преобразователи энергии постоянного электрического тока в энергию переменного тока называют *инверторами*. Устройства, питающиеся от сети постоянного тока и создающие на своем выходе также постоянный ток, но с другим напряжением, называют *преобразователями напряжения (конвертерами)*. На переменном токе аналогичную задачу решают с помощью трансформаторов.

Когда необходимо поддержание постоянства выходного напряжения (тока), применяют *стабилизаторы* напряжения (тока). Используют как стабилизаторы постоянного напряжения (тока), так и стабилизаторы переменного напряжения (тока).

Преобразователями электрической энергии в механическую являются *электрические двигатели*, которые в радиотехнике позволяют осуществить перемещение антенн, а также настройку узлов РЭС и др. Обратное преобразование механической энергии в электрическую происходит в *электрических генераторах*, которые в некоторых радиоэлектронных системах являются первичными источниками электрической энергии для электропитания входящих в данную систему средств.

Характеристики электропреобразовательных устройств отражаются на характеристиках самих РЭС. Прежде всего это относится к массогабаритным показателям (часто ИВЭП составляют до 60 % массы и объема аппаратуры), а также к надежности функционирования. Неисправности или неправильная работа источника приводят к полному отказу в работе РЭС. Именно по этим причинам проектирование источников вторичного электропитания проводят радионинженеры.

Важными являются также и вопросы электромагнитной совместимости электропреобразовательных устройств с РЭС как той системы, в которой они используются, так и с РЭС других систем, работающих одновременно с первой.

Целью настоящего курса является ознакомление студентов с принципами построения эффективных преобразовательных устройств и методами проектирования их основных узлов с учетом конкретных требований к РЭС.

## ГЛАВА I

### ТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ

#### § 1.1. Основные сведения

Трансформаторы и дроссели, представляющие собой катушки с магнитопроводом, широко применяют в радиоустройствах для преобразования переменных и пульсирующих токов. Среди других радиодеталей они выделяются своими габаритами и массой. Поэтому при стремлении уменьшить габариты и массу радиоустройства необходимо в первую очередь подумать о снижении этих показателей у трансформаторов и дросселей, для чего требуется тщательное проектирование или подбор этих элементов исходя из конкретных условий их работы.

Из-за нелинейности кривой намагничивания магнитопровода индуктивное сопротивление катушки зависит от значения и формы переменного напряжения, а также от постоянного тока подмагничивания, проходящего по обмоткам.

Расчет трансформаторов и дросселей проводят на основе двух физических законов. Первый из них — это закон электромагнитной индукции, по которому ЭДС, возникающую в катушке, определяют как производную от потокоцепления  $\Psi$  по времени:

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} = - \omega \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1.1)$$

где  $\omega$  — число витков обмотки;  $\Phi$  — магнитный поток в сердечнике.

Вторым является закон полного тока, по которому вектор напряженности магнитного поля  $\mathbf{H}$  определяют как функцию полного тока  $\Sigma i$ :

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \Sigma i, \quad (1.2)$$

где  $l$  — замкнутый контур интегрирования;  $d\mathbf{l}$  — вектор элемента длины этого контура;  $\Sigma i$  — полный ток, проходящий через площадь, ограниченную контуром  $l$ .

Связь между напряженностью магнитного поля и магнитным потоком в магнитопроводе определяется магнитными свойствами материала магнитопровода, которые представляют семейством кривых, называемых *петлями гистерезиса*. Они отражают нелинейную зависимость магнитной индукции  $B$  от напряженности магнитного поля  $H$  при циклическом перемагничивании. Каждая из кривых семейства рис. 1.1 соответствует определенной амплитуде магнитной индукции  $B_m$ . Предельная петля гистерезиса получается при амплитуде  $B_m$ , вызывающей полное насыщение магнитопровода.

Для каждой из амплитуд  $B_m$  конфигурация петель гистерезиса зависит от скорости перемагничивания, т. е. от формы напряжения сети  $e_c$  и его частоты  $f$ . Поэтому при расчетах следует пользоваться характеристикой материала магнитопровода, снятой для условий, совпадающих или близких к имеющимся в рассчитываемой электрической цепи.

Вид семейства кривых на рис. 1.1, а характерен для электротехнических сталей. Материалы типа пермаллоя имеют петлю гистерезиса, близкую к прямоугольной (рис. 1.1, б).

Основное применение в цепях переменного тока нашли магнитные материалы с узкой петлей гистерезиса. В связи с этим в приближенных расчетах часто пользуются не самой петлей гистерезиса, а основной кривой намагничивания — линией, соединяющей вершины всех частных петель гистерезиса (рис. 1.1, а).

Рассчитаем ток в катушке с кольцевым замкнутым магнитопроводом (рис. 1.2), имеющей число витков  $w$ , к которой подключено напряжение  $e_c$ , изменяющееся с периодом  $T$ . На основе закона электромагнитной индукции определяем магнитный поток в магнитопроводе. Предположим, что поток магнитной индукции распределен по сечению магнитопровода равномерно и магнитная проницаемость материала магнитопровода настолько велика, что весь магнитный поток сосредоточен в самом сердечнике. В этом случае выражение для ЭДС, возбуждаемой в обмотке и рассчитываемой по формуле (1.1), может быть записано несколько иначе:

$$e = - \omega \frac{d\Phi}{dt} = - \omega S \frac{dB}{dt}, \quad (1.3)$$

где  $S$  — площадь сечения магнитопровода.  $B$  — магнитная индукция.

Приложенное к катушке напряжение и наведенная в ней ЭДС уравновешиваются падением напряжения на активном сопротивлении обмотки:

$$e_c + e = ir. \quad (1.4)$$

При большой добротности катушки наведенная ЭДС много больше падения напряжения  $ir$ , что позволяет записать

$$e_c \approx \omega S \frac{dB}{dt}. \quad (1.5)$$

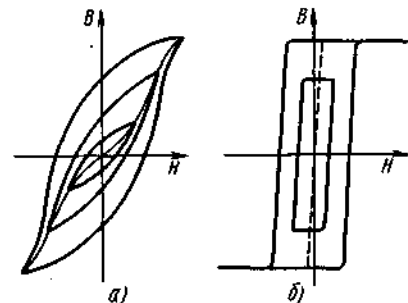


Рис. 1.1

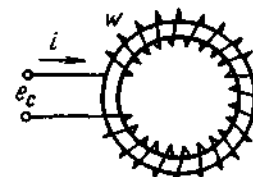


Рис. 1.2

В течение той части периода, когда напряжение  $e_c$  положительно, индукция возрастает. При отрицательных значениях напряжения  $e_c$  индукция падает.

Для наиболее употребительных форм переменных напряжений, имеющих отрицательные и положительные полуволны одинаковой амплитуды, изменение индукции в течение отрицательного полупериода происходит от  $B_m$  до  $-B_m$ , а в течение положительной полуволны — от  $-B_m$  до  $B_m$  (рис. 1.3). За полупериод индукция меняется на удвоенную амплитуду. Поэтому на основании формулы (1.5) запишем

$$\int_0^{T/2} e_c dt = \omega S \int_{-B_m}^{B_m} dB = 2\omega S B_m. \quad (1.6)$$

Интеграл, стоящий в левой части полученного равенства, определяет среднее за полупериод значение напряжения сети  $E_{cp}$ , умноженное на значение полупериода, так как, по определению,

$$E_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e_c dt. \quad (1.7)$$

Следовательно,

$$E_{cp} = 4\omega S B_m / T. \quad (1.8)$$

Более удобным в энергетических расчетах является не среднее, а действующее значение напряжения

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e_c^2 dt}. \quad (1.9)$$

Связь между действующим и средним значениями переменного напряжения определяется коэффициентом формы кривой  $k_\phi$ , причем

$$k_\phi = E / E_{cp}. \quad (1.10)$$

Заменяя в (1.8) среднее напряжение на действующее, получим ту форму записи закона электромагнитной индукции, которая удобна для расчета катушек с магнитопроводом:

$$E = 4k_\phi f \omega S B_m. \quad (1.11)$$

Этот закон позволяет найти амплитуду изменения индукции  $B_m$  и, следовательно, ту петлю гистерезиса или тот участок кривой намагничивания, по которому перемещается рабочая точка. В это выражение для получения напряжения в вольтах следует подставлять индукцию в теслах, а площадь сечения — в квадратных метрах.

Для напряжения прямоугольной формы коэффициент формы кривой равен единице. Для гармонического напряжения с амплитудой  $E_m$ , следуя

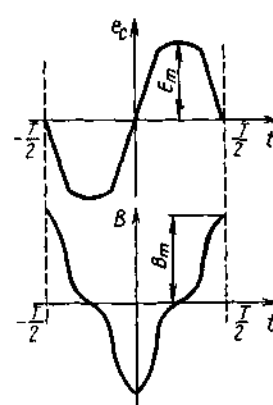


Рис. 1.3

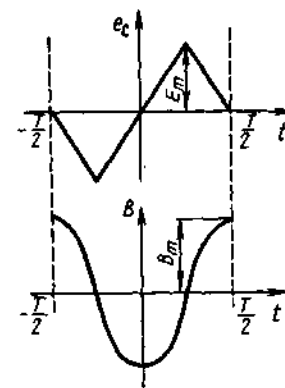


Рис. 1.4

определению, получим

$$k_\phi = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t}}{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi E_m \sin \omega t d\omega t} = \frac{E_m / \sqrt{2}}{E_m / \pi} = 1,11. \quad (1.12)$$

Для напряжения пилообразной формы (рис. 1.4) аналогичные вычисления позволяют получить  $k_\phi = 1,16$ . График изменения индукции в течение периода состоит из двух отрезков парабол.

Если амплитуда  $E_m$  мала и рабочий участок кривой намагничивания линейен, то напряженность магнитного поля повторяет во времени закон изменения индукции:

$$H(t) = B(t) / \mu, \quad (1.13)$$

где  $\mu = dB/dH$  — дифференциальная магнитная проницаемость.

По найденному значению  $H(t)$  легко определить и ток, проходящий по катушке. Выберем контур интегрирования для (1.2), совпадающий со средней линией магнитопровода и имеющий длину  $l_{cp}$ . Напряженность магнитного поля в каждой точке этого контура одинакова по модулю и направлена по касательной к окружности. Поэтому при интегрировании получим

$$H(t) l_{cp} = i(t) \omega. \quad (1.14)$$

Ток

$$i(t) = B(t) l_{cp} / (\mu \omega) \quad (1.15)$$

повторяет по форме кривые  $H(t)$  и  $B(t)$ .

Для напряжения прямоугольной формы индукция во времени (рис. 1.5)

нарастает и спадает пилообразно с амплитудой

$$B_m = E / (4fSw). \quad (1.16)$$

По рабочему участку кривой намагничивания  $B = f(H)$ , который для данного значения  $B_m$  принят линейным, находим  $H$  как функцию времени. Ток в обмотке, возбуждающий индукцию  $B(t)$ , также имеет пилообразную форму и амплитуду:

$$I_m = B_m l_{cp} / (\mu \omega) = E l_{cp} / (4\mu f S \omega^2). \quad (1.17)$$

При гармоническом напряжении  $e_c(t)$  изменение индукции получается тоже гармоническим, но отстает по фазе на угол  $\pi/2$ . Ток катушки, совпадающий по фазе с индукцией, будет чисто индуктивным с амплитудой

$$I_m = B_m l_{cp} / (\mu \omega) = E l_{cp} / (4\mu k_{\phi} f S \omega^2). \quad (1.18)$$

Вместе с тем на основании закона Ома для амплитуды гармонического тока имеем

$$I_m = E_m / (\omega L) = \sqrt{2} E / (\omega L), \quad (1.19)$$

где  $L$  — индуктивность катушки с магнитопроводом.

Сравнив (1.18) и (1.19), получим формулу для подсчета индуктивности кольцевой катушки:

$$L = \mu \omega^2 S / l_{cp}. \quad (1.20)$$

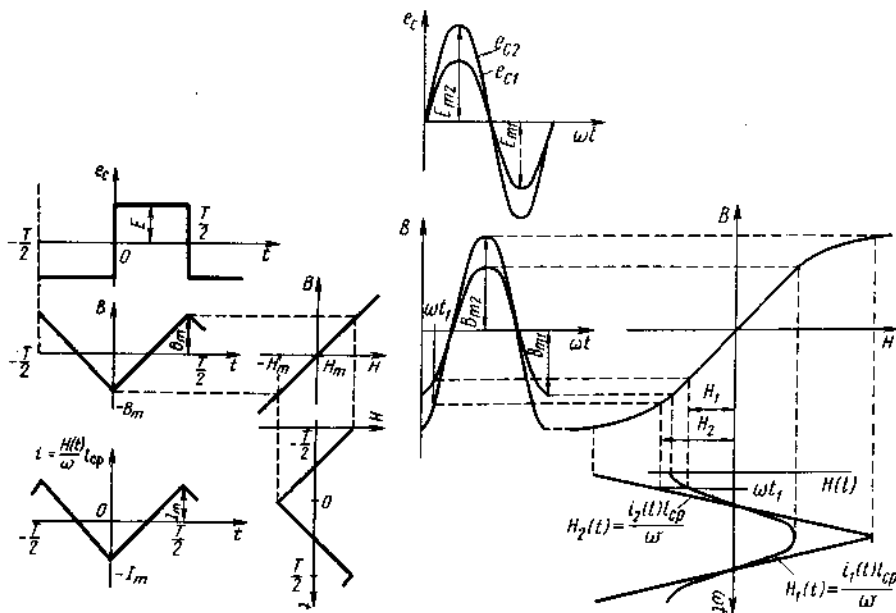


Рис. 1.5

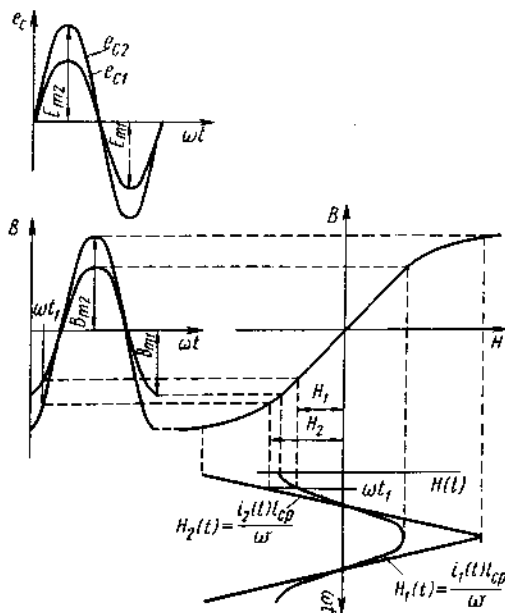


Рис. 1.6

В тех случаях, когда амплитуда индукции  $B_m$  значительна, рабочий участок кривой намагничивания уже нельзя считать линейным. Определение формы тока в этом случае усложняется.

Исходным для расчетов является график кривой намагничивания. Поэтому форму кривой тока удобно находить графически с помощью построений, показанных на рис. 1.6 для синусоидального напряжения  $e_c(t)$ .

Двум значениям амплитуды напряжения сети  $E_{m1}$  и  $E_{m2}$  соответствуют амплитуды изменения индукции  $B_{m1}$  и  $B_{m2}$ .

Определив по кривой намагничивания напряженность магнитного поля для угла  $\omega t_1$ , получим ординаты  $H_1$  и  $H_2$ . Аналогичные построения для других значений  $\omega t$  позволяют найти графики изменения  $H_1(t)$  и  $H_2(t)$ , которые в масштабе, определяемом  $l_{cp}$  и  $\omega$ , характеризуют токи  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$ , проходящие по обмотке катушки при напряжениях  $e_{c1}$  и  $e_{c2}$ .

При напряжении  $e_{c2}$  изменения индукции происходят от  $-B_{m2}$  до  $B_{m2}$ , что выводит рабочую точку на нелинейные участки кривой намагничивания, соответствующие насыщению магнитопровода. Ток  $i_2(t)$  получается несинусоидальным. В нем явно выражены третья и другие нечетные гармоники.

Под индуктивностью катушки в этом случае следует понимать отношение амплитуды напряжения  $E_{m2}$  к амплитуде первой гармоники тока  $I_{m1}$ , умноженной на частоту:

$$L = E_{m2} / (\omega I_{m1}). \quad (1.21)$$

Часто для определения индуктивности катушек, магнитопроводы которых насыщаются, пользуются формулой, аналогичной по записи (1.20); магнитную проницаемость в ней определяют как некую среднюю за период, т. е. исходя из соотношений (1.21). Найденная таким образом магнитная проницаемость  $\mu_{cp}$  оказывается зависящей от амплитуды приложенного к катушке напряжения, а характер ее изменения — монотонно падающим (рис. 1.7).

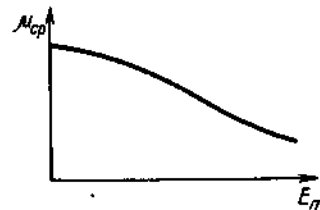


Рис. 1.7

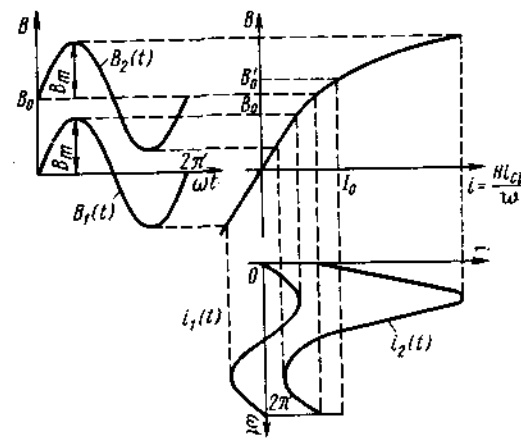


Рис. 1.8

Более сложные процессы возникают в катушке с магнитопроводом при одновременном ее намагничивании постоянным и переменным токами. Постоянное подмагничивание сдвигает рабочую область на более пологий участок кривой намагничивания, которому соответствует меньшее значение  $\mu_{\text{ср}}$  и который асимметричен. Поэтому при дополнительном подмагничивании катушки постоянным током ее эквивалентная индуктивность для переменного тока уменьшается, а в токе, потребляемом катушкой, возникают дополнительные как нечетные, так и четные гармоники. Изложенное иллюстрируется рис. 1.8 для случая, когда катушка находится под гармоническим напряжением  $e_c(t)$  как при постоянном подмагничивании током  $I_0$ , так и без него. Без подмагничивания напряжение  $e_c(t)$  вызывает в магнитопроводе магнитный поток с амплитудой индукции  $B_m$  и ток в обмотке  $i_1(t)$ . Подмагничивание постоянным током  $I_0$  приводит к появлению постоянного магнитного потока с индукцией  $B_0$ .

Возникающая в катушке ЭДС уравнивает приложенное к ней переменное напряжение  $e_c$ . Следовательно, при подмагничивании амплитуда переменной части индукции по-прежнему равна  $B_m$ , а сама индукция меняется по закону, изображенному кривой  $B_2(t)$ . Этой кривой соответствует ток  $i_2(t)$ , который имеет первую гармонику по амплитуде, большую, чем у тока  $i_1(t)$ .

Таким образом, постоянное подмагничивание уменьшает индуктивность катушки с магнитопроводом и тем самым снижает среднюю магнитную проницаемость. Следует обратить внимание и на другую сторону рассматриваемого явления. Намагничивающее действие постоянного тока уменьшается, когда к катушке приложено переменное напряжение. Так, ток  $I_0$  в отсутствие переменного напряжения создал бы в магнитопроводе магнитный поток с индукцией  $B_0$  (рис. 1.8). Когда приложено переменное напряжение, постоянная составляющая магнитной индукции оказывается равной уже  $B_0$ , т. е. становится меньше. Этот эффект магнитного детектирования необходимо учитывать при расчете магнитных цепей, находящихся под одновременным воздействием постоянных и переменных магнитодвижущих сил.

Общим итогом рассмотренного взаимодействия постоянного и переменного магнитных потоков в магнитопроводе с нелинейной кривой намагничивания является то, что средняя магнитная проницаемость уменьшается при постоянном подмагничивании, а постоянный магнитный поток — под действием переменного напряжения, приложенного к катушке.

## § 1.2. Потери в магнитопроводе

Переменный магнитный поток, проходя по магнитопроводу, разогревает его. Связано это с активными потерями, которые возникают при перемагничивании магнитопровода. Потери в магнитопроводе возникают из-за гистерезиса и вихревых токов. Найденные ранее формы токов соответствовали основной кривой намагничивания.

У определенного с учетом гистерезиса тока  $i(t)$  (рис. 1.9) нулевые значения сдвинуты в сторону опережения по сравнению с током, вычислен-

ным по основной кривой намагничивания. Это означает, что первая гармоника тока запаздывает относительно напряжения уже не на  $90^\circ$ , а на меньший угол. Следовательно, в токе  $i(t)$  содержится активная составляющая и забираемая ею от источника активная мощность покрывает потери на гистерезис.

Подсчитаем среднюю за период мощность потерь на гистерезис:

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^T i e_c dt. \quad (1.22)$$

Так как  $e_c(t)$  определяется соотношением (1.5), а ток  $i(t)$  — соотношением (1.14), то, согласно (1.22),

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^T H(t) l_{\text{ср}} S \frac{dB}{dt} dt = \frac{Sl_{\text{ср}}}{T} \oint H(t) dB. \quad (1.23)$$

Записанный интеграл является контурным, так как зависимость  $B = f(H)$  задается петлей гистерезиса  $l_r$ .

Операции дифференцирования и интегрирования по времени исключают друг друга, что позволяет упростить выражение для потерь на гистерезис:

$$P_r = \frac{V}{T} \oint_{l_r} H dB = VS_r / T, \quad (1.24)$$

где  $V$  — объем перемагничиваемого магнитопровода;  $S_r$  — площадь, ограниченная петлей гистерезиса. Обычно полученную формулу записывают несколько иначе:

$$P_r = fGS_r / \gamma, \quad (1.25)$$

где  $G$  — масса магнитопровода;  $\gamma$  — удельная масса материала магнитопровода.

Связано это с тем, что для тел сложной формы массу определять значительно проще, чем объем. Таким образом, потери на гистерезис пропорциональны частоте, массе перемагничиваемого магнитопровода и площади, ограниченной петлей гистерезиса, которая в свою очередь зависит от амплитуды магнитной индукции.

Эту мощность обычно приписывают некоторой чисто гармонической активной составляющей тока катушки  $i_r(t)$ ; ее действующее значение подсчитывают по соотношению

$$I_r = P_r / E_c, \quad (1.26)$$

где  $E_c$  — действующее значение напряжения сети.

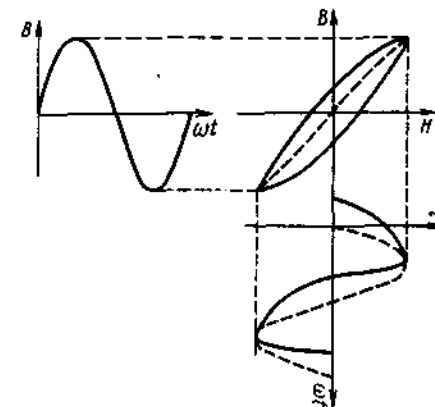


Рис. 1.9

Такие ферромагнитные материалы, как сталь и ее сплавы, обладают заметной электропроводностью. Поэтому переменный магнитный поток, проходя по стальному магнитопроводу, возбуждает в нем вторичные вихревые токи. Эти токи разогревают магнитопровод, т. е. вызывают активные потери, а также создают свое вторичное магнитное поле.

Результат сложения первичного и вторичного магнитных полей всегда таков, что суммарный магнитный поток вытесняется к краям сплошного магнитопровода. Этот эффект увеличивает магнитное сопротивление магнитопровода, что оценивают уменьшением средней по его сечению магнитной проницаемости.

Чтобы избежать нежелательных последствий возникновения вихревых токов, магнитопроводы выполняют наборными из тонких пластин, изоли-

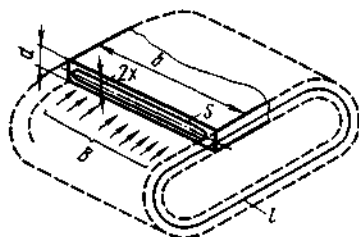


Рис. 1.10

рованных электрически друг от друга, или навивают из тонкой ленты, покрытой с одной стороны изолирующей пленкой.

Определим потери мощности в одном кольцевом витке витого магнитопровода. Лист имеет толщину  $d$  и ширину  $b$  (рис. 1.10). Выделим в сечении листа контур  $s$ , имеющий толщину  $dx$  и расположенный на расстоянии  $x$  от продольной оси. Если лист, образующий виток, очень тонкий ( $b \gg d$ ), то индукция распределена по его сечению равномерно. Для этого случая действующее значение ЭДС, наведенной в этом контуре магнитным потоком,

$$E_x = 4k_\phi f 2bx B_m, \quad (1.27)$$

где  $2bx$  — примерное значение площади, охватываемой контуром  $s$ .

Сопротивление рассматриваемого контура электрическому току по закону Ома прямо пропорционально его длине, примерно равной  $2b$ , и обратно пропорционально сечению самого контура  $l dx$ :

$$r_x = \rho 2b / (l dx), \quad (1.28)$$

где  $l$  — длина витка;  $\rho$  — удельное сопротивление материала листа.

Элементарные потери в рассматриваемом контуре

$$dP_s = E^2 / r_x = [16k_\phi^2 f^2 b^2 4x^2 B_m^2 / (2b\rho)] l dx. \quad (1.29)$$

Суммарные потери мощности в витке, вызванные вихревыми токами, получим как результат суммирования элементарных потерь по всем контурам  $s$ , покрывающим сечение листа. Для этого необходимо проинтегриро-

вать (1.29) на интервале изменения от 0 до  $d/2$ :

$$P_{s1} = \int_0^{d/2} dP_s = (32k_\phi^2 b f^2 B_m^2 l) \rho \int_0^{d/2} x^2 dx = 4k_\phi^2 f^2 B_m^2 V_l d^2 / (3\rho), \quad (1.30)$$

где  $V_l = bld$  — объем части листа, образующий один виток.

Потери на вихревые токи пропорциональны квадрату частоты, объему листа, образующего виток, и квадрату толщины листа. По этой причине магнитопроводы высокочастотных катушек выполняют из очень тонких листов или из магнитных материалов, имеющих большое сопротивление электрическому току.

Наименьшие потери на вихревые токи имеют материалы типа ферритов, образованные спеканием порошков ферромагнитных материалов. Потери, вызванные вихревыми токами в магнитопровode, есть сумма потерь во всех составляющих его витках:

$$P_s = 4k_\phi^2 f^2 B_m^2 G d^2 / (3\rho\gamma), \quad (1.31)$$

где  $G/\gamma$  — объем, занимаемый ферромагнитным материалом в сердечнике.

Из-за потерь на вихревые токи в потребляемом катушкой токе появляется активная составляющая тока с действующим значением.

$$I_a = P_s / E_c. \quad (1.32)$$

В справочниках обычно приводят суммарные потери, вызванные как гистерезисом (потери от перемагничивания), так и вихревыми токами (динамические потери). Эти потери в 1 кг магнитного материала  $P_{уд}$  (удельные потери) в зависимости от амплитуды магнитной индукции  $B_m$  изображаются графиком (рис. 1.11) для данной частоты тока сети  $f$  и данной толщины листового материала  $d$ .

Подсчет всех активных потерь мощности в магнитопровode  $P_s$  производят умножением удельных потерь на массу магнитопровода:

$$P_s = P_c + P_s = P_{уд} G. \quad (1.33)$$

### § 1.3. Векторная диаграмма и схема замещения катушки с ферромагнитным магнитопроводом

Рассмотренная ранее идеализированная модель катушки позволяет определить лишь основной магнитный поток в магнитопровode по известной ЭДС, наводимой в катушке, и ток в обмотках, необходимый для ее возбуждения. Основной магнитный поток сцепляется со всеми витками обмотки магнитопровода.

Однако реальные катушки имеют ряд особенностей, которые необходимо учитывать при проектировании. Эти особенности в цепях с гармоническими напряжениями удобнее всего пояснить с помощью векторной диаграммы или эквивалентной схемы замещения катушки.

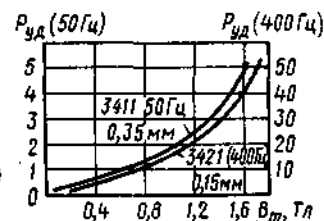


Рис. 1.11



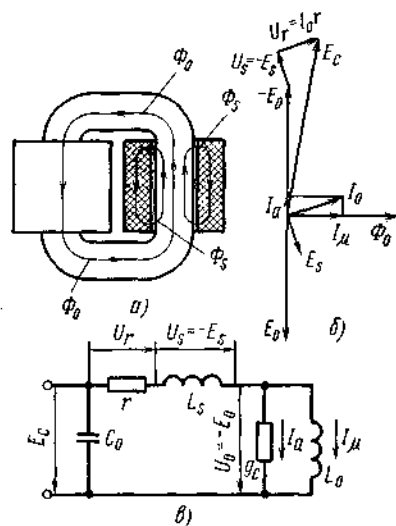


Рис. 1.12

чивается в магнитопроводе и сцепляется с витками его обмоток. Часть магнитного потока проходит по толще катушки и по воздуху (рис. 1.12, а). Эту часть магнитного потока  $\Phi_s$  в отличие от основного магнитного потока  $\Phi_0$  называют *поток рассеяния*.

Подводимое к катушке напряжение сети  $E_e$  и возбуждаемые магнитными потоками  $\Phi_0$  и  $\Phi_s$  ЭДС  $e_0 = -\omega \frac{d\Phi_0}{dt}$  и  $e_s = -\omega \frac{d\Phi_s}{dt}$  уравниваются падением напряжения на активном сопротивлении катушки  $u_r = i(t)$ :

$$\dot{E}_e = -(\dot{E}_0 + \dot{E}_s) + \dot{U}_r, \quad (1.34)$$

где  $\dot{E}_e$  — действующее значение напряжения сети;  $\dot{E}_0$ ,  $\dot{E}_s$  — действующие значения ЭДС  $e_0$  и  $e_s$ .

На векторной диаграмме (рис. 1.12, б) каждая ЭДС и падение напряжения  $\dot{U}_r$  представлены векторами. Поток рассеяния  $\Phi_s$  создается током  $I_0$ , и, следовательно, вектор  $-\dot{E}_s$  ортогонален вектору  $I_0$ . Напряжение  $\dot{U}_r$  определяется вектором, совпадающим по направлению с вектором  $I_0$ .

Если вместо ЭДС  $\dot{E}_0$  и  $\dot{E}_s$  ввести падения напряжения  $\dot{U}_0 = -\dot{E}_0$  и  $\dot{U}_s = -\dot{E}_s$  и все падения напряжения приписать некоторым элементам цепи, то получим схему замещения катушки с магнитопроводом (рис. 1.12, в). Индуктивность катушки  $L_0$  пропускает через себя ток намагничивания  $I_m$ , и на ней создается падение напряжения, равное  $\dot{U}_0$ . Параллельно этой индуктивности включена проводимость  $g_e$ , определяющая активные потери в магнитопроводе (потери на перемагничивание и вихревые токи). Последовательно с этой цепочкой включены активное сопротивление обмоток  $r$  и индуктивность рассеяния  $L_s$ . Последний элемент схемы замещения — это не учитываемая ранее распределенная емкость обмотки  $C_0$ , оказываю-

щая заметное влияние лишь при относительно высоких (несколько килогерц) частотах напряжения сети.

Расчет элементов схемы замещения может быть произведен следующим образом.

1. Индуктивность  $L_0$  определяют по формуле (1.20), выведенной для кольцевой катушки. Нелинейность катушки учитывают тем, что магнитную проницаемость считают зависящей от амплитуды  $E_m$ ; она имеет значение  $\mu_{cr}$ . При высокой магнитной проницаемости магнитопровода изменения его конфигурации (при неизменной  $l_{cp}$ ) мало сказываются на магнитном потоке. По этой причине формулой (1.20) пользуются для расчета катушек с любой конфигурацией магнитопровода. Из-за того что магнитопровод набирают из тонких изолированных листов, сечение его получается больше, чем сечение имеющейся в нем стали или другого ферромагнитного материала. Учитывают эту особенность с помощью коэффициента  $k_c$ , определяющего заполнение магнитопровода сталью или другим ферромагнитным материалом:

$$k_c = S/S_c, \quad (1.35)$$

где  $S$  — площадь стали;  $S_c$  — площадь сечения магнитопровода.

Таким образом,

$$L_0 = \mu_{cr} \omega^2 k_c S_c / l_{cp}, \quad (1.36)$$

где  $\mu_{cr} = \mu_{ср} \mu_0$  — средняя магнитная проницаемость материала;  $\mu_{ср}$  — относительная магнитная проницаемость;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  В·с/(А·м) — магнитная постоянная.

2. Проводимость потерь в магнитопроводе  $g_e$  находят по рассчитанному току потерь  $I_a$  и ЭДС  $E_0$ , которая примерно равна приложенному к катушке напряжению  $E_e$ :

$$g_e = I_a / E_e. \quad (1.37)$$

3. При определении активного сопротивления обмоток  $r$  длину провода подсчитывают приближенно, умножая число витков в катушке на длину ее среднего витка:

$$r = \rho_m l_{cp} n / S_{пр}, \quad (1.38)$$

где  $\rho_m$  — удельное сопротивление материала провода при рабочей температуре;  $l_{cp}$  — длина среднего витка катушки;  $S_{пр}$  — площадь сечения провода.

4. Индуктивность рассеяния  $L_s$  на практике рассчитывают не по точным, а по приближенным полуэмпирическим формулам, так как первые требуют знания ряда коэффициентов, зависящих от формы катушки и применяемых материалов. Формула для расчета индуктивности рассеяния приведена в § 1.5.

5. Распределенную емкость обмотки  $C_0$  по тем же причинам, что и индуктивность рассеяния, подсчитывают обычно по полуэмпирическим формулам, например

$$C_0 = 0,12 \cdot 10^{-4} \epsilon_r l_{cp} l_n (n-1) / (dn^2), \quad (1.39)$$

где  $\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость изоляции провода;  $l_m$  — длина намотки, м;  $n$  — число слоев намотки;  $d$  — расстояние между двумя соседними слоями меди, мм;  $C_0$  — в мкФ.

#### § 1.4. Расчет катушек с неоднородным магнитопроводом

Постоянное подмагничивание смещает рабочую точку на пологий участок кривой намагничивания, тем самым уменьшая среднее значение магнитной проницаемости. Чтобы избежать резкого снижения индуктивности катушки из-за уменьшения  $\mu_{ср}$ , магнитопровод катушек, работающих со значительным постоянным подмагничиванием, выполняют с немагнитным воздушным зазором. Магнитопровод с зазором оказывается неоднородным. Часть его выполнена из магнитного материала, а часть является зазором.

Зазор создает сопротивление магнитному потоку, тем самым уменьшая постоянную составляющую индукции  $B_0$ , вызванную подмагничиванием. Снижение индукции смещает рабочую точку на крутой участок кривой намагничивания магнитного материала, где дифференциальная магнитная проницаемость (наклон касательной к кривой намагничивания) выше. Вследствие этого магнитное сопротивление становится меньше и общее сопротивление магнитопровода и зазора также уменьшается.

Изложенное проиллюстрируем рис. 1.13, а, б. Зависимость магнитной индукции  $B$  в магнитопроводе от напряженности магнитного поля в нем  $H_m$  (кривая намагничивания магнитопровода) представлена ломаной линией  $B=f(H_m)$  (рис. 1.13, а). При достижении индукцией значений, больших  $B_s$ , ее рост замедляется, т. е. наступает насыщение магнитопровода. Индукция в немагнитном зазоре растет линейно с увеличением напряженности магнитного поля в зазоре  $H_z$ . Поэтому зависимость  $B=f(H_z)$  является прямой линией.

При намагничивании магнитопровода с зазором необходимо создать напряженность магнитного поля, равную сумме  $H_m + H_z$ . Кривая намагни-

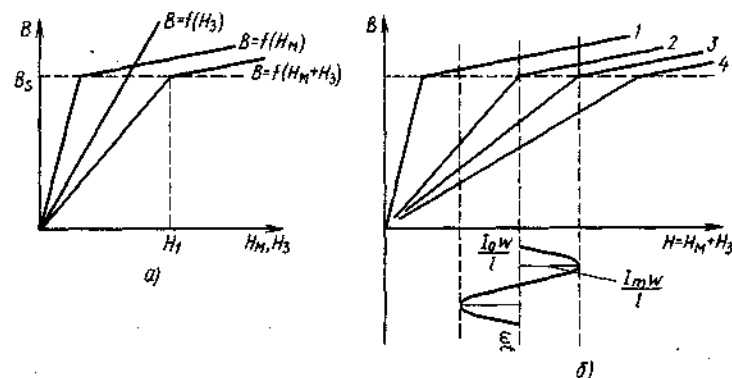


Рис. 1.13

чивания магнитопровода с зазором  $B=f(H_m+H_z)$  имеет более пологий начальный участок, что соответствует снижению магнитной проницаемости из-за наличия зазора.

Однако вместе с этим начальный участок такой кривой более протяжен, чем кривой намагничивания одного магнитопровода. Поэтому изменения магнитодвижущей силы (МДС) в пределах от  $-H_1$  и до  $H_1$  не приводят к насыщению магнитопровода.

Если МДС, как показано на рис. 1.13, б, меняется в пределах от  $(I_0 - I_m)\omega/l$  до  $(I_0 + I_m)\omega/l$ , где  $I_0$  — постоянный ток подмагничивания;  $I_m$  — амплитуда переменной составляющей тока, то магнитопровод без зазора (линия 1) работает в режиме насыщения и его средняя магнитная проницаемость мала. При некотором зазоре  $l_{z1}$  рабочий участок находится на изломе кривой намагничивания (линия 2) и средняя магнитная проницаемость оказывается небольшой. При оптимальном зазоре, длина которого больше  $l_{z1}$  (линия 3), рабочий участок полностью расположен на крутом участке кривой намагничивания. Если же длина зазора больше оптимальной, то рабочий участок кривой намагничивания магнитопровода с зазором (линия 4) имеет меньшую крутизну и значение его средней магнитной проницаемости оказывается меньше значения, соответствующего оптимальному зазору.

При проектировании катушки с неоднородным магнитопроводом определяют число витков и оптимальный зазор. После этого находят среднюю магнитную проницаемость магнитопровода с зазором.

#### § 1.5. Трансформаторы

Трансформатором называют устройство, представляющее собой магнитопровод с нанесенными на него несколькими обмотками. Трансформаторы широко используют для преобразования напряжения переменного тока и для согласования источников энергии с потребителями.

По конструктивному исполнению трансформаторы бывают броневыми (рис. 1.14, а, б), стержневыми (рис. 1.14, в) и кольцевыми (рис. 1.14, г). У первых магнитопровод Ш-образный и намотка выполнена на одной катушке. У вторых магнитопровод П-образный и две катушки. У третьих маг-

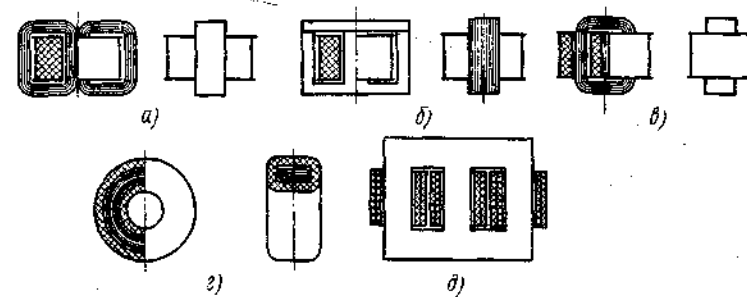


Рис. 1.14

нитопровод кольцевой. Различаются эти конструкции в основном условиями охлаждения магнитопровода и катушки. В броневом трансформаторе поверхность магнитопровода, с которой отдается теплота в окружающую среду, больше, чем у стержневого и кольцевого трансформаторов того же размера. Но у стержневого и кольцевого трансформаторов больше открытая поверхность катушек. Так как в катушках трансформатора заложено много изолирующих материалов с относительно плохой теплопроводностью, то при прочих равных условиях стержневая конструкция обеспечивает лучшие условия охлаждения. Однако броневой трансформатор несколько дешевле в изготовлении. Наборные магнитопроводы трансформаторов (рис. 1.14, б, д) собирают, вкладывая в готовую катушку лист за листом.

Витые магнитопроводы выполняют разрезными (рис. 1.14, а, в) или кольцевыми (рис. 1.14, г). Первые вкладывают в готовую катушку и затем скрепляют. На кольцевые магнитопроводы обмотку наносят с помощью челнока.

Магнитопровод трехфазного трансформатора состоит из трех фазных стержней, на которых размещают катушки с обмотками, и двух шин, замыкающих магнитный поток и называемых *ярмом* (рис. 1.14, д). Обмотку трансформатора, которая подключена к источнику электрической энергии, называют *первичной*, а обмотки, подключенные к потребителям, — *вторичными*.

Дифференциальные уравнения, позволяющие определить токи первичной и вторичной обмоток двухобмоточного трансформатора (рис. 1.15, а), могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned} e_c - w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} - w_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt} &= i_1 r_1; \\ -w_2 \frac{d\Phi_0}{dt} - w_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt} &= i_2 r_2 + i_2 R_2 + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt, \end{aligned} \quad (1.40)$$

где члены  $-w_1 \frac{d\Phi_0}{dt}$ ,  $-w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}$  определяют ЭДС, наводимые основным магнитным потоком  $\Phi_0$  в первичной и вторичной обмотках, а члены  $-w_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt}$ ,  $-w_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt}$  — ЭДС, наводимые в соответствующих обмотках потоками рассеяния  $\Phi_{s1}$  и  $\Phi_{s2}$ ;  $i_1 r_1$  и  $i_2 r_2$  — падения напряжения на активных сопротивлениях проводов первичной и вторичной обмоток. Два последних члена в правой части второго уравнения (1.40) характеризуют падение напряжения на нагрузке  $Z_2$ , которая для конкретности представлена последовательным соединением активного сопротивления  $R_2$  и емкости  $C_2$ .

При записи этих уравнений пришлось ввести новое неизвестное — основной магнитный поток. Для того чтобы система (1.40) стала полной, необходимо третье уравнение. В качестве такого уравнения удобно записать условия намагничивания магнитопровода трансформатора. Суммарная намагничивающая сила двух обмоток создает поток  $\Phi_0$  и, следовательно, должна быть равна намагничивающей силе, создаваемой током намагничивания  $I_0$  и током, покрывающим потери в магнитопроводе  $I_a$ , т. е. то-

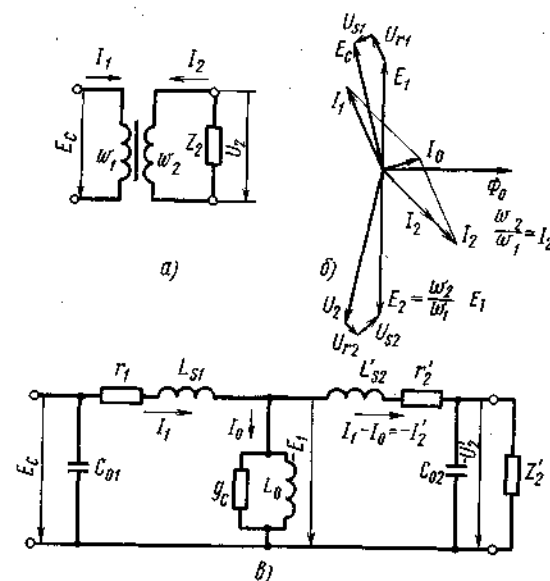


Рис. 1.15

ком  $I_0$ . Амплитуду и фазу тока  $I_0$  определяют при известном  $\Phi_0$  по кривой намагничивания и кривой потерь, так же как делалось для катушки магнитопровода. В результате получают

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1. \quad (1.41)$$

При токе  $i_2 = 0$  ток  $i_1 = i_0$  и поэтому его называют *током холостого хода*.

Для гармонических токов и напряжений можно ввести комплексные амплитуды и систему, состоящую из уравнений (1.40) — (1.41), записать в виде алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{E}_c - j\omega w_1 \Phi_0 - j\omega w_1 \Phi_{s1} &= I_1 r_1; \\ -j\omega w_2 \Phi_0 - j\omega w_2 \Phi_{s2} &= I_2 r_2 + I_2 R_2 + I_2 / (j\omega C_2); \\ I_1 w_1 + I_2 w_2 &= I_0 w_1. \end{aligned} \quad (1.42)$$

Обычно ЭДС, индуцируемые потоками рассеяния  $\Phi_{s1}$  и  $\Phi_{s2}$ , представляют как падения напряжения на индуктивностях рассеяния, т. е. переносят соответствующие члены в правые части и записывают в виде  $j\omega L_{s1} I_1 = -j\omega L_{s1} \dot{\Phi}_{s1}$ .

Аналогично представляют и ЭДС, наводимую основным магнитным потоком в первичной обмотке. С учетом этих изменений система (1.42) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}_c &= \dot{E}_1 + j\omega L_{s1} I_1 + r_1 I_1; \\ -(\omega_2 / \omega) \dot{E}_1 &= j\omega L_{s2} I_2 + I_2 r_2 + R_2 I_2 + I_2 / (j\omega C_2); \\ I_1 w_1 + I_2 w_2 &= I_0 w_1. \end{aligned} \quad (1.43)$$

Решения данной системы уравнений определяют в явном виде токи  $I_1$  и  $I_2$  и напряжение  $\dot{E}_1$ , затрачиваемое на преодоление ЭДС, наводимой основным магнитным потоком в первичной обмотке. Так, для тока  $I_1$  решение получают в виде

$$I_1 = (\dot{E}_c + I_0 Z_2 m^2) / (Z_1 + Z_2 m^2), \quad (1.44)$$

где  $m = \omega_1 / \omega_2$  — величина, обратная коэффициенту трансформации;  $Z_1 = j\omega L_s + r_1$  — собственное сопротивление первичной обмотки;  $Z_2 = 1 / (j\omega C_2 + R_2 + j\omega L_{s2} + r_2)$  — полное сопротивление вторичной цепи.

Если выделить из тока  $I_1$  ту часть, которая трансформируется во вторичную обмотку (назовем ее рабочим током первичной обмотки  $I_{1p}$ ), то, следуя определению, запишем

$$I_{1p} = I_1 - I_0; \quad (1.45)$$

$$I_{1p} = \dot{E}'_c / (Z_1 + m^2 Z_2), \quad (1.46)$$

где  $\dot{E}'_c = \dot{E}_c - I_0 Z_1$  — ЭДС, меньшая ЭДС сети из-за падения напряжения, создаваемого током холостого хода  $I_0$  на собственном сопротивлении первичной обмотки  $Z_1$ .

Выражение для тока  $I_{1p}$  можно истолковать так: ток, трансформируемый из первичной цепи во вторичную, является результатом действия ЭДС  $\dot{E}'_c$  в цепи, содержащей два сопротивления, одно из которых есть собственное сопротивление первичной обмотки, а второе — пересчитанное в первичную цепь полное сопротивление вторичной цепи.

Ток вторичной цепи

$$I_2 = -m \dot{E}'_c / (Z_1 + m^2 Z_2) = -m I_{1p}, \quad (1.47)$$

т. е. является трансформированным током  $I_{1p}$ .

Помножив числитель и знаменатель правой части (1.47) на  $n^2 = \omega_2^2 / \omega_1^2$ , получим несколько иное выражение

$$I_2 = -n \dot{E}'_c / (n^2 Z_1 + Z_2), \quad (1.48)$$

допускающее иную трактовку. Трансформированная во вторичную обмотку ЭДС  $\dot{E}'_c$ , деленная на сумму полного сопротивления вторичной цепи и трансформированного во вторичную цепь сопротивления первичной обмотки, дает ток вторичной обмотки. Согласно (1.43),

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_c m^2 Z_2 / (Z_1 + m^2 Z_2). \quad (1.49)$$

Напряжение  $\dot{E}_1$  есть падение напряжения на трансформированном в первичную цепь полном сопротивлении вторичной цепи.

Представив каждый из членов уравнений системы (1.43) вектором, построим векторную диаграмму трансформатора (рис. 1.15, б).

Многоугольник, образованный векторами  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_c$ ,  $U_{r1} = r_1 I_1$  и  $\dot{U}_{s1} = j\omega L_{s1} I_1$ , соответствует первому уравнению системы. Многоугольник, состоящий из векторов  $-\dot{E}_2$ ,  $\dot{U}_2 = I_2 [R_2 + 1/(j\omega C)]$ ,  $U_{r2} = r_2 I_2$  и  $\dot{U}_{s2} = j\omega L_{s2} I_2$ , соответствует второму уравнению, а параллелограмм, построенный из векторов  $I_2 n$ ,  $I_1$  и  $I_0$ , — третьему уравнению системы.

Все многоугольники замкнуты, что отражает выполнение равенств, составляющих содержание системы (1.43).

Можно промоделировать систему уравнений (1.43) и с помощью эквивалентной схемы. Для этого каждому из членов уравнений системы следует приписать эквивалентный элемент цепи (рис. 1.15, в). В данном случае эквивалентная схема приведена к первичной цепи трансформатора. В ней  $L'_{s2} = m^2 L_{s2}$ ,  $r'_2 = m^2 r_2$ ,  $Z'_2 = m^2 Z_2$ ,  $\dot{U}'_2 = m \dot{U}_2$ ,  $I'_2 = n I_2$ .

Правило приведения трансформированных токов и сопротивлений вытекает из соотношений (1.47) и (1.48). Чтобы привести эквивалентную схему ко вторичной цепи, необходимо пересчитать сопротивления  $r_1$ ,  $j\omega L_{s1}$ ,  $j\omega L_0$ , проводимость  $g_c$ , ЭДС сети  $\dot{E}_c$  и токи  $I_1$  и  $I_0$ , используя полученные ранее соотношения.

На основе (1.47) и (1.48) для пересчитанных во вторичную цепь элементов первичной цепи получим:  $r'_1 = n^2 r_1$ ,  $L'_{s1} = n^2 L_{s1}$ ,  $L'_0 = n^2 L_0$ ,  $g'_c = m^2 g_c$ ,  $\dot{E}'_c = \dot{E}_c n$  и  $I'_1 = I_1 m$ .

Общую индуктивность рассеяния трансформатора, приведенную к его первичной обмотке  $L_{s\text{тр}} = L_{s1} + L'_{s2}$ , при расчетах подсчитывают по приближенной, но довольно простой формуле

$$L_{s\text{тр}} = \mu_0 \frac{l_{\text{ср}}}{h_n} \omega_1^2 [\alpha_{12} + (\alpha_1 + \alpha_2)/3], \quad (1.50)$$

где  $\mu_0$  — магнитная постоянная;  $l_{\text{ср}}$  — средняя длина витков намотки;  $h_n$  — высота намотки (катушки);  $\alpha_{12}$  — толщина зазора между первичной и вторичной обмотками;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  — толщины первичной и вторичной обмоток.

Линейные размеры в (1.50) можно подставлять в миллиметрах, тогда индуктивность будет выражена в миллигенри.

Помимо названных ранее элементов в эквивалентную схему рис. 1.15, в включены и не учитывавшиеся ранее распределенные емкости первичной и вторичной обмоток  $C_{01}$  и  $C_{02}$ . Обычно собственное сопротивление первичной обмотки и ток холостого хода трансформатора малы. Напряжение  $E_1$  оказывается практически равным ЭДС сети:

$$E_c \approx E_1 = 4k_\phi k_c \omega_1 f S_c B_m, \quad (1.51)$$

а ЭДС, наводимые во вторичных обмотках многообмоточного трансформатора, пропорциональны числам витков этих обмоток:

$$\begin{aligned} E_2 &\approx 4k_\phi k_c \omega_2 f S_c B_m, \\ E_3 &\approx 4k_\phi k_c \omega_3 f S_c B_m. \end{aligned} \quad (1.52)$$

Сформулированные правила приведения позволяют с помощью обычных методов теории цепей определить токи и напряжения на нагрузках. Так, сложную цепь с трансформатором (рис. 1.16, а) пересчитывают в более простую (рис. 1.16, б) с одними лишь гальваническими связями.

В этой более простой цепи трансформатор представлен проводимостью  $g_c$  и индуктивностью  $L_0$ , которые потребляют от источника  $E_c$  ток холостого хода  $I_0$ . Что же касается индуктивностей рассеяния и активных сопротивлений обмоток, то они могут быть включены в соответствующие сопротивления  $Z_i$ . Аналогично учитывают и распределенные емкости каждой обмотки.

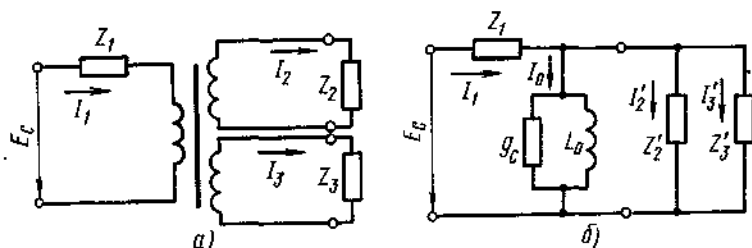


Рис. 1.16

Так обычно и определяют токи в нагрузках многообмоточных трансформаторов.

При проектировании трансформатора исходной является формула его мощности, которая связывает габариты с проходящей через него полной мощностью. Габариты трансформатора определяются потерями в нем, так как он должен иметь поверхность, достаточную для передачи в окружающую среду выделяющейся в нем теплоты при допустимом перегреве. И активный, и реактивный токи выделяют на сопротивлениях трансформатора активную мощность и вызывают его разогрев. Это заставляет учитывать полную мощность (как активную, так и реактивную), передаваемую трансформатором в нагрузку.

Полная мощность ( $B \cdot A$ ), подводимая к первичной обмотке трансформатора без учета потерь в нем,

$$VA_1 = E_1 I_1 = 4k_\phi k_c f \omega_1 S_c B_m I_1. \quad (1.53)$$

Полная мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку (опять без учета потерь), есть сумма полных мощностей всех вторичных обмоток:

$$VA_2 = \sum_{i=2}^k E_i I_i = 4k_\phi k_c f S_c B_m \sum_{i=2}^k \omega_i I_i. \quad (1.54)$$

Габаритная мощность трансформатора определяется как полусумма габаритных мощностей его первичной и вторичной обмоток:

$$VA_{\text{тр}} = 0,5(VA_1 + VA_2) = 2k_\phi k_c f S_c B_m \sum_{i=1}^k \omega_i I_i. \quad (1.55)$$

Плотность тока  $J$  во всех обмотках трансформатора выбирают примерно одинаковой. Поэтому

$$I_i = S_{\text{пр}i} J, \quad (1.56)$$

где  $S_{\text{пр}i}$  — площадь сечения провода  $i$ -й обмотки.

Подстановка последнего соотношения в (1.55) сводит имеющуюся в правой части сумму к площади меди всех обмоток, расположенных в одном окне, поэтому

$$VA_{\text{тр}} = 2k_\phi k_c f S_c B_m S_m J, \quad (1.57)$$

где  $S_m$  — площадь сечения всей меди.

В окно, имеющее площадь  $S_0$ , можно заложить провода общей площадью  $S_m$ , заметно меньшей  $S_0$ . Коэффициент заполнения окна медью

$$\sigma = S_m / S_0 \quad (1.58)$$

зависит от толщины изоляции провода и межслоевых прокладок; он колеблется в пределах 0,15—0,4.

С учетом этого коэффициента запишем формулу для мощности в окончательном виде:

$$VA_{\text{тр}} = 2k_\phi k_c f S_c S_0 B_m J \sigma. \quad (1.59)$$

Потери мощности в магнитопроводе и обмотках трансформатора не позволяют выбрать большими амплитуду индукции  $B_m$  и плотность тока  $J$ , что и ограничивает мощность, передаваемую в нагрузку трансформатором с заданными размерами.

Габаритная мощность трансформатора пропорциональна произведению площади его окна на площадь сечения магнитопровода. Это свидетельствует о том, что при увеличении линейного размера трансформатора в  $m$  раз его габаритная мощность возрастает в  $m^2$  раз, а масса и объем — только в  $m^3$  раз. Поэтому удельные массовые и объемные показатели трансформаторов улучшаются с увеличением его габаритной мощности. Именно по этой причине отдают предпочтение одному многообмоточному трансформатору перед несколькими двухобмоточными.

Зависимость габаритной мощности от частоты показывает, что при повышении частоты тока сети общая масса трансформаторов, питающих нагрузку заданной мощности, снижается. Этот фактор всегда учитывают при выборе частоты автономного источника переменного напряжения. Его частоту берут как можно выше. Следует лишь отметить, что с ростом частоты возрастают потери в магнитопроводе и поэтому приходится снижать амплитуду магнитной индукции  $B_m$ , что несколько уменьшает эффект, даваемый повышением частоты.

При выборе частоты переменного тока автономной сети, содержащей трансформаторы, необходимо учитывать и дискретность ряда нормализованных магнитопроводов. Из-за непостоянного шага этой дискретизации может оказаться, что несколько трансформаторов меньшей мощности имеют массу, меньшую массы одного трансформатора на ту же суммарную мощность. Кроме того, частоту тока сети с трансформаторами меньшей мощности можно выбрать заметно большей, чем при одном мощном трансформаторе. Это иногда увеличивает преимущества применения нескольких трансформаторов вместо одного, особенно при частоте сети 10—100 кГц.

Формула (1.59) позволяет спроектировать на одну габаритную мощность трансформаторы с различными сечениями окна и магнитопровода. В трансформатор с большим окном и тонким магнитопроводом нужно заложить относительно много меди, а в трансформатор с малым окном и большим сердечником — относительно много стали. Наиболее удачными получаются трансформаторы с примерно равными площадями магнито-

провода и окна. Среди других, обладающих той же габаритной мощностью, они имеют более высокий КПД.

В заключение следует сказать о КПД трансформатора. Потери мощности в нем происходят как в магнитопроводе, так и в обмотках. Однако первые не зависят от тока нагрузки, а вторые пропорциональны квадрату этого тока:

$$P_{\text{акт}} = P_a + I_2^2 r_{\text{тр}}, \quad (1.60)$$

где  $P_a$  — потери мощности в магнитопроводе;  $r_{\text{тр}} = r_2 + n^2 r_1$  — сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к его вторичной цепи.

КПД трансформатора есть отношение активной мощности, отдаваемой вторичной обмоткой в нагрузку, к активной мощности, подводимой к первичной обмотке:

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi}{U_2 I_2 \cos \varphi + P_a + I_2^2 r_{\text{тр}}}. \quad (1.61)$$

При  $I_2$ , равном как нулю, так и бесконечности,  $\eta = 0$ , а при  $I_2 = I_{20}$  —  $\eta = \text{max}$ . Поделив выражение (1.61) на  $I_2$  и приравняв нулю производную от знаменателя, получим условие максимума КПД:

$$-P_a / I_{20}^2 + r_{\text{тр}} = 0, \quad (1.62)$$

откуда

$$P_a = I_{20}^2 r_{\text{тр}}. \quad (1.63)$$

Таким образом, при равенстве потерь в магнитопроводе и в обмотках КПД трансформатора достигает максимума. Этот максимум не явно выражен, поэтому не всегда целесообразно стремиться выполнить это условие. Это обстоятельство и определяет часто выбор магнитопровода и обмоток трансформатора.

## § 1.6. Расчет трансформатора

При расчете трансформатора по заданной габаритной мощности выбирают нормализованный магнитопровод, определяют тип провода и число витков в каждой из обмоток. Обмотки размещают в окне магнитопровода трансформатора и проверяют тепловой режим. Если тепловой режим получился удовлетворительным, то конструируют катушку и кожух трансформатора. Последовательность расчетов проиллюстрируем на примере.

Рассчитаем силовой трансформатор, работающий в сети с  $E = 220$  В при  $f = 50$  Гц (гармоническое напряжение) и создающий на вторичной обмотке ЭДС  $E_2 = 37,5$  В. Ток вторичной обмотки  $I_2 = 1,35$  А.

1. Выберем тип магнитопровода трансформатора и режим его работы. Пусть магнитопровод — Ш-образный витой, выполненный из стали с толщиной листов 0,35 мм. Мощность, отдаваемая в нагрузку, мала:  $VA_2 = 37,5 \cdot 1,35 = 50,5$  В·А, поэтому амплитуда магнитной индукции  $B_m = 1,3$  Тл. Такой индукции соответствуют удельные потери мощности в стали  $P_{\gamma 2} = 3$  Вт/кг (см. рис. 1.11) и удельная намагничивающая мощность  $Q_{\gamma 2} = 30$  В·А/кг. Плотность тока  $J = 2,7$  А/мм<sup>2</sup>, коэффициенты заполнения окна медью  $\sigma = 0,3$  и магнитопровода сталью  $k = 0,9$ .

2. Рабочий ток в первичной обмотке трансформатора  $I_{p1} = I_2 E_2 / E_1 = 1,35 \cdot 37,5 / 220 = 0,23$  А.

3. Согласно (1.59), произведение площади окна на площадь сечения магнитопровода трансформатора

$$\begin{aligned} S_c S_o &= \frac{VA \cdot 10^2}{2fk_p k_c \sigma J B_m} = \\ &= \frac{50,5 \cdot 10^2}{2 \cdot 50 \cdot 1,11 \cdot 0,9 \cdot 0,3 \cdot 2,7 \cdot 1,3} = \\ &= 48,5 \text{ см}^4. \end{aligned}$$

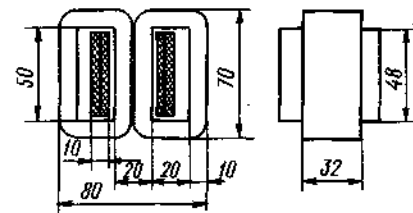


Рис. 1.17

4. Выберем типовой броневого магнитопровод с произведением  $S_c S_o > 48,5$  см<sup>4</sup>. Ближайшие значения к рассчитанному имеет магнитопровод ШЛ20 × 32, у которого  $S_c S_o = 61$  см<sup>4</sup> (рис. 1.17). Этот магнитопровод имеет массу 735 г, сечение стали его среднего стержня равно 5,7 см<sup>2</sup>.

5. Потери мощности в стали магнитопровода трансформатора  $P_{\gamma} = P_{\gamma 2} G = 3 \cdot 735 = 2,2$  Вт.

6. Реактивная мощность, идущая на намагничивание магнитопровода:

$$Q = Q_{\gamma 2} G = 30 \cdot 0,735 = 22 \text{ В·А}.$$

7. Активная составляющая тока холостого хода

$$I_o = P_{\gamma} / E_1 = 2,2 / 220 = 0,01 \text{ А}.$$

8. Ток намагничивания

$$I_{\mu} = Q / E_1 = 22 / 220 = 0,1 \text{ А}.$$

9. Ток в первичной обмотке

$$I_1 = \sqrt{(I_o + I_{\mu})^2 + I_2^2} = \sqrt{0,24^2 + 0,1^2} = 0,27 \text{ А}.$$

10. Площади сечения проводов обмоток:

$$S_{\text{пр}1} = I_1 / J = 0,27 / 2,7 = 0,1 \text{ мм}^2; S_{\text{пр}2} = I_2 / J = 1,35 / 2,7 = 0,5 \text{ мм}^2.$$

11. Для первичной обмотки выбираем провод ПЭЛ с  $S_{\text{пр}1} = 0,113$  мм<sup>2</sup> и  $d_{\text{н}1} = 0,42$  мм. Для вторичной обмотки выбираем провод с  $S_{\text{пр}2} = 0,541$  мм<sup>2</sup>;  $d_{\text{н}2} = 0,89$  мм.

12. Определим число витков в обмотках трансформатора. Чтобы амплитуда магнитной индукции оказалась равной 1,3 Тл, число витков в первичной обмотке должно быть в соответствии с (1.11)  $w_1 = E_1 \cdot 10^4 / (4k_p k_c J S_c B_m) = 220 \cdot 10^4 / (4 \cdot 1,11 \cdot 0,9 \cdot 50 \cdot 5,7 \cdot 1,3) = 1350$ . Во вторичной обмотке  $w = 228$ .

13. Проверим, уместится ли данная обмотка в окне магнитопровода. Положим толщину одного слоя первичной обмотки с изоляционной прокладкой равной 0,45 мм, вторичной — 0,9 мм. Тогда, разместив в одном слое по длине катушки 110 витков первичной и 51 виток вторичной обмотки, найдем толщины этих обмоток:

$$\alpha_1 = w_1 \cdot 0,45 / w_{\text{вс}1} = 1350 \cdot 0,45 / 110 = 5,5 \text{ мм};$$

$$\alpha_2 = w_2 \cdot 0,9 / w_{\text{вс}2} = 228 \cdot 0,9 / 51 = 4,25 \text{ мм}.$$

Общая толщина катушки  $\alpha_1 + \alpha_2$  получилась меньше ширины окна. Следовательно, катушка свободно разместится в окне магнитопровода.

14. По эскизному чертежу катушки (рис. 1.17) определим длину среднего витка обмотки  $l_{\text{м ср}}$ . Для первичной обмотки  $l_{\text{м ср}} = 0,127$  м, для вторичной (намотана поверх первичной)  $l_{\text{м ср}} = 0,157$  м.

15. Сопротивление провода первичной обмотки  $r_1 = \rho l_{\text{м ср}} w_1 / S_{\text{пр}1} = 1,72 \cdot 10^{-2} \times 0,127 \cdot 1350 / 0,113 = 25,4$  Ом.

Сопротивление провода для вторичной обмотки  $r_2 = 1,2$  Ом.

Сопротивление трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке,

$$r_{\text{тр}} = n^2 r_1 + r_2 = (37,5 / 220) \cdot 25,4 + 1,2 = 2 \text{ Ом}.$$

16. Потери мощности на сопротивлениях обмоток

$$P_{\Sigma} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = 0,24^2 \cdot 25,4 + 1,35^2 \cdot 1,2 = 3,5 \text{ Вт.}$$

17. Проверим тепловой режим трансформатора. Перегрев магнитопровода относительно окружающей среды для открытого трансформатора

$$\Delta T_c = 750 P_{\Sigma} / S_{\text{охл.н}} = 750 \cdot 2,2 / 148 = 11,2^\circ \text{C},$$

где  $S_{\text{охл.н}}$  — площадь открытой поверхности магнитопровода, определенная по эскизу трансформатора (рис. 1.17),  $\text{см}^2$ .

Перегрев катушки

$$\Delta T_k = 1000 P_{\Sigma} / S_{\text{охл.к}} = 1000 \cdot 3,6 / 110 = 33^\circ \text{C}.$$

Тепловой режим получился ненапряженным, что явилось следствием выбора малых амплитуд магнитной индукции и плотности тока в обмотках трансформатора.

18. Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке, согласно (1.50),

$$L_{\Sigma 10} = \mu_0 \frac{l_{\text{ср}2}}{h_n} \omega_2^2 \left( \alpha_{12} + \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{3} \right) = \\ = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{156,5}{48} \left( 1 + \frac{5,5 + 4,25}{3} \right) \cdot 242^2 = 1,04 \text{ мГн,}$$

где  $\alpha_{12} = 1 \text{ мм}$  — толщина прокладки между обмотками;  $h_n$  — высота катушки.

## ГЛАВА 2

### ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

#### § 2.1. Широкополосные трансформаторы

В тех случаях, когда необходимо согласовать в широкой полосе частот источник колебаний с его нагрузкой, применяют трансформатор, называемый *согласующим*. Оценить полосу частот, в которой происходит удовлетворительная передача мощности от источника в нагрузку, можно по эквивалентной схеме рис. 2.1, а, где источник представлен элементами  $E_c$ ,  $R_c$ , а нагрузка — элементом  $R'_H$ , приведенным к первичной обмотке.

Поскольку влияние элементов эквивалентной схемы проявляется по-разному в зависимости от частоты колебаний источника  $E_c$ , то возможно отдельное рассмотрение упрощенных моделей на низких (рис. 2.1, б), средних (рис. 2.1, в) и верхних (рис. 2.1, г) частотах.

В области средних частот можно пренебречь влиянием индуктивности рассеяния трансформатора  $L_s$ , собственной емкости  $C_0$  и сопротивлением потерь мощности в магнитопроводе трансформатора  $1/g_a$ . Тогда коэффициент передачи

$$K_{\text{ср}} = R'_H / (R_c + r_1 + r'_2 + R'_H). \quad (2.1)$$

Чтобы коэффициент передачи был близок к единице, необходимы малое сопротивление источника  $R_c$  и малые потери мощности в сопротивлениях обмоток  $r_1$  и  $r'_2$ .

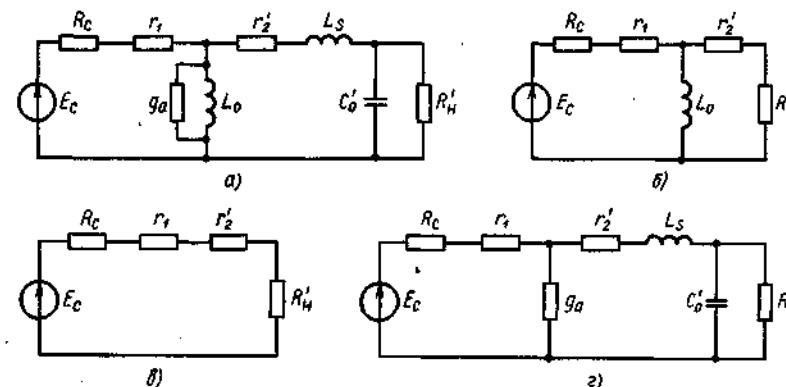


Рис. 2.1

Если не удастся сделать малым сопротивление источника, то для передачи наибольшей мощности в нагрузку прибегают к согласованию нагрузки и выходного сопротивления источника. В согласованном режиме пересчитанное в первичную обмотку сопротивление нагрузки равно сопротивлению источника  $R_c$ . При этом коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{R'_H / R_c}. \quad (2.2)$$

В таком режиме от источника к нагрузке передается максимально возможная мощность.

Если установкой дополнительных приборов можно снизить выходное сопротивление источника, то согласование не обязательно, что облегчает получение малых значений нижней граничной частоты полосы передачи трансформатора.

Коэффициент передачи на низкой частоте снижается из-за влияния индуктивности намагничивания трансформатора  $L_0$ :

$$K_n(j\omega) \cong \frac{\omega L_0 e^{-i\varphi_n}}{\sqrt{R_c^2 + \omega^2 L_0^2}} = \frac{\omega \tau_n e^{-i\varphi_n}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_n)^2}}, \quad (2.3)$$

где  $\tau_n \approx L_0 / R_c$  — постоянная времени трансформатора в области нижних частот.

Для получения значений  $|K_n(j\omega)|$ , близких к единице, требуется увеличивать эту постоянную времени, что достигается как увеличением индуктивности  $L_0$ , так и уменьшением сопротивления источника  $R_c$ .

В области верхних частот можно пренебречь индуктивностью  $L_0$ , но учесть индуктивность рассеяния  $L_s$ , собственную емкость  $C_0$  и проводимость потерь мощности в магнитопроводе  $g_a$ . Последнее обстоятельство связано с тем, что с ростом частоты потери в магнитопроводе растут, несмотря на уменьшение амплитуды магнитной индукции. При расчете по модели

рис. 2.1,  $\varepsilon$  коэффициент передачи в области верхних частот

$$K_s(j\omega) = \frac{1}{RG + 1} \cdot \frac{e^{j\omega\tau_c}}{\sqrt{[1 - \omega^2\tau_c\tau_L/(RG)]^2 + \omega^2(\tau_L + \tau_c)^2}}, \quad (2.4)$$

где  $R = R_c + r_1 + r_2$ ;  $G = g_s + 1/R_0$ ;  $\tau_L = L_s G$  — постоянная времени, связанная с индуктивностью рассеяния;  $\tau_c = RC_0$  — постоянная времени, связанная с собственной емкостью.

В зависимости от конкретных значений  $\tau_L$  и  $\tau_c$  на верхних частотах возможен как подъем частотной характеристики, так и ее спад (рис. 2.2). Подбирая конструкцию трансформатора (его обмоток и магнитопровода), добиваются необходимой полосы частот, в которой  $|K(j\omega)|$  равномерен.

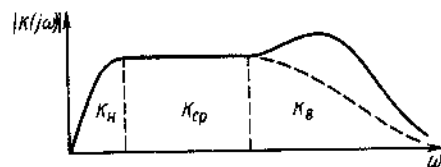


Рис. 2.2

Наибольшие трудности возникают с обеспечением высокой верхней граничной частоты. Она определяется проводимостью  $g_s$ , учитывающей потери мощности в магнитопроводе, индуктивностью рассеяния  $L_s$  и собственной емкостью обмоток  $C_0$ .

Чтобы проводимость потерь в магнитопроводе не шунтировала индуктивность трансформатора и нагрузку, необходимо выполнение условий  $g_s < 1/(\omega L_0) < 1/R_0$ . В противном случае основная часть энергии источника будет тратиться на разогрев магнитопровода.

Снижение активных потерь мощности в магнитопроводе достигается выбором магнитного материала и толщины ленты, если он витой. В широкополосных трансформаторах находят применение магнитопроводы из пермаллоев, аморфного железа и ферритов. Наименьшими потерями мощности на частотах 100 кГц и выше обладают ферриты. Они и оказываются наиболее предпочтительными в радиодиапазоне.

Что касается собственной емкости обмоток и индуктивности рассеяния, то меры, предпринимаемые для их снижения, должны носить комплексный характер. Связано это с тем, что некоторые конструктивные меры уменьшения  $L_s$  приводят к росту  $C_0$ , и наоборот. Для оценки влияния тех или иных конструктивных мер следует воспользоваться более сложными моделями, учитывающими собственную емкость обмоток полнее (рис. 2.3).

Емкость  $C_0$  есть некий эквивалент энергии, запасенной в распределенных емкостях между внутренним слоем обмотки и магнитопроводом  $C_{11} - C_{14}$  и витками и слоями обмотки  $C_{21} - C_{24}$ , пересчитанных на первичную обмотку. При несекционированной двухслойной обмотке (рис. 2.3, а) и линейном распределении потенциала вдоль обмотки (рис. 2.3, б) каждый элемент распределенной емкости между обмоткой и магнитопроводом увеличивает собственную емкость, зависящую как от напряжения  $U_x$ , так и от

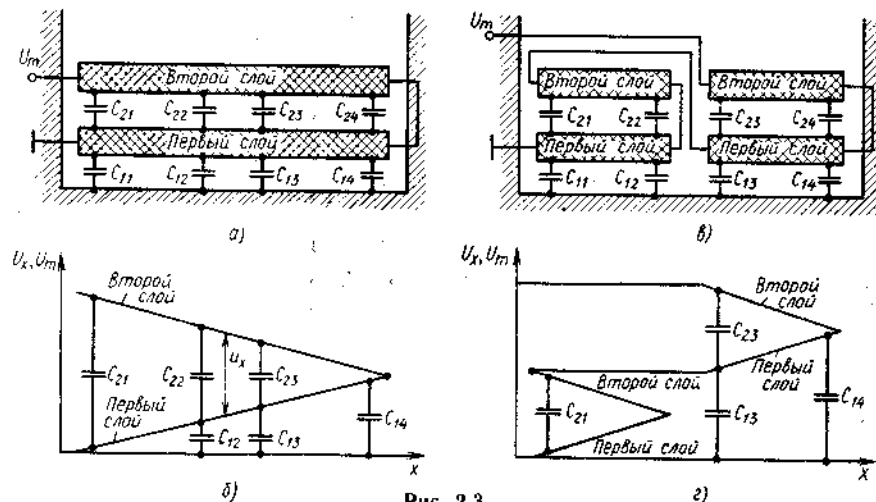


Рис. 2.3

коэффициента пересчета на всю обмотку. Наибольшее влияние на собственную емкость оказывает емкость  $C_{14}$ , находящаяся под наибольшей разностью потенциалов, равной  $U_m/2$ , а на межвитковые емкости — емкость  $C_{21}$ .

При выполнении двухслойной обмотки из двух секций (рис. 2.3, в) каждая из емкостей  $C_{11} - C_{14}$ , хотя и остается такой же, как и ранее, но потенциал, до которого заряжаются емкости  $C_{13} - C_{14}$ , становится больше (рис. 2.3, г). Это повышает их вклад в общую емкость  $C_0$ . Вместе с тем емкости  $C_{13}$  и  $C_{14}$  оказываются подсоединенными к большему числу витков первичной обмотки, чем при односекционной обмотке. Последнее обстоятельство снижает их вклад в  $C_0$ .

Межвитковые емкости  $C_{21}, C_{24}$  в секционированной обмотке оказываются под потенциалом заметно меньшим, чем в несекционированной обмотке; их вклад в эквивалентную собственную емкость  $C_0$  существенно снижается. Как показывают расчеты по усложненным моделям, секционирование многослойной обмотки снижает межвитковые емкости пропорционально квадрату числа секций и увеличивает емкости внутреннего слоя обмотки на магнитопровод.

Вместе с тем секционирование обмоток приводит к снижению индуктивности рассеяния трансформатора при некоторых вариантах его конструктивного исполнения. Наименьшее значение индуктивности рассеяния достигается при тороидальной конструкции трансформатора с обмотками, расположенными по всей поверхности тора одна над другой.

## § 2.2. Импульсные трансформаторы

Особенностью импульсных трансформаторов является то, что колебания, передаваемые ими от источника в нагрузку, являются однополярными импульсами, в результате чего магнитопровод такого трансформатора ра-



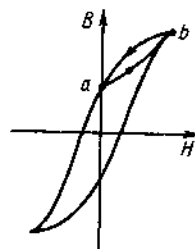


Рис. 2.4

ботает с постоянным подмагничиванием. Рабочая точка перемещается не по симметричной петле гистерезиса, а по частной (кривая  $ab$  на рис. 2.4).

Для передачи импульсов с широким спектром с малыми искажениями требуются малые индуктивности рассеяния  $L_s$ , емкости трансформатора  $C_0$  и значительная индуктивность намагничивания  $L_0$ .

В установившемся режиме при подаче на первичную обмотку трансформатора колебания  $e(t)$  в виде прямоугольных импульсов (рис. 2.5 а, б) во вторичной обмотке получаем импульсы напряжения с отрицательными выбросами, которые возникают из-за рассеяния энергии, накопленной в магнитопроводе во время действия импульса  $e(t)$  (рис. 2.5, в). Поскольку после окончания действия импульса цепь первичной обмотки оказывается разомкнутой, ток намагничивания проходит по вторичной обмотке, из-за чего и создается послеимпульс.

Магнитная индукция  $B(t)$  линейно нарастает на интервале  $0-\tau$  и спадает со скоростью, определяемой индуктивностью  $L_0$  и нагрузкой  $R_n$  после окончания импульса (рис. 2.5, г). Ток первичной обмотки имеет трапецеидальную форму, так как содержит в себе не только ток, трансформируемый в нагрузку, но и ток намагничивания магнитопровода (рис. 2.5, д).

Для того чтобы определить стационарную петлю частного цикла перемагничивания, рассмотрим процесс установления магнитного состояния магнитопровода при возбуждающей ЭДС в виде прямоугольных импульсов амплитудой  $U_m$ , длительностью  $\tau$  и периодом повторения  $T$  (рис. 2.6, а).

Будем считать, что к началу процесса магнитопровод размагничен, т. е. рабочая точка, отражающая его состояние, находится в начале координат (рис. 2.6, г). При появлении первого импульса рабочая точка смещается по кривой первоначального намагничивания и к концу импульса достигает положения, соответствующего индукции  $B_{m1}$ , причем

$$B_{m1} = \frac{1}{w_1 S} \int_0^{\tau} u(t) dt = \frac{U_m \tau}{w_1 S}. \quad (2.5)$$

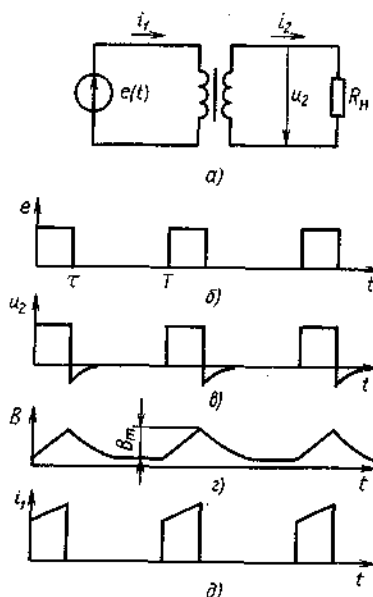


Рис. 2.5

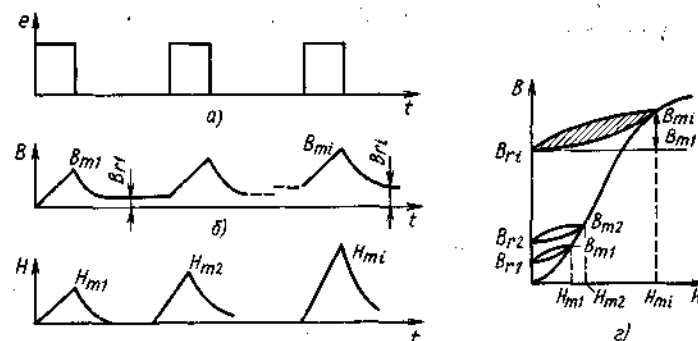


Рис. 2.6

После окончания действия импульса рабочая точка смещается по частной петле гистерезиса в точку с индукцией  $B_{r1}$ . Второй импульс вызывает перемещение рабочей точки вверх до индукции  $B_{m2}$ , причем прирост индукции  $B_{m2} - B_{r1}$ , согласно (2.5), оказывается равным  $B_{m1}$  (рис. 2.6, б). При дальнейшем перемагничивании каждый из импульсов смещает рабочую точку вверх на  $B_{m1}$ ; установившемуся циклу соответствует частная петля гистерезиса, у которой

$$B_{m1} - B_{r1} = B_{m1}. \quad (2.6)$$

Изменения напряженности магнитного поля имеют вид треугольных импульсов с нарастающей амплитудой. Стационарному процессу соответствует амплитуда  $H_{mi}$  (рис. 2.6, в).

Средняя за время действия импульса магнитная проницаемость

$$\mu_{cp} = \frac{B_{m1} - B_{r1}}{H_{mi}} = \frac{B_{m1}}{H_{mi}} \quad (2.7)$$

определяет индуктивность намагничивания трансформатора  $L_0$ .

Из проведенного рассмотрения следует, что для магнитопроводов импульсных трансформаторов выгодно иметь малое значение  $B_r$  и большое значение  $B_m$ . В качестве магнитопроводов в импульсных трансформаторах используют тонкие ленты трансформаторных сталей и пермаллоев (витые магнитопроводы), а также ферриты с непрямоугольной петлей гистерезиса.

Полная эквивалентная схема трансформаторной цепи, обеспечивающей передачу импульса от источника ( $E_n$ ,  $R_n$  и  $C_n$ ) к нагрузке ( $R'_n$ ,  $C'_n$ ), приведена на рис. 2.7. Искажения формы прямоугольных импульсов, возникающие при

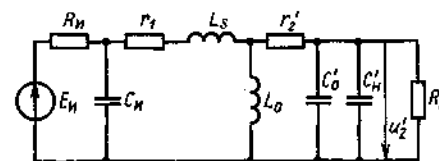


Рис. 2.7

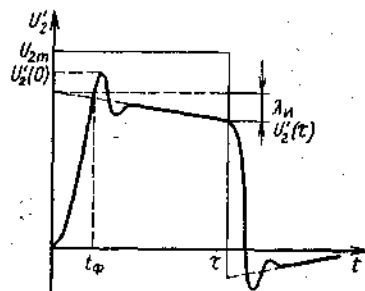


Рис. 2.8

относительный скол вершины при малой его величине можно с помощью простого соотношения

$$\frac{u'_2(\tau)}{u'_2(0)} = \lambda_u = \tau / \tau_u \quad (2.9)$$

Длительность фронтов выходного импульса

$$t_\phi \approx (1,2 + 2\xi^2) \sqrt{KL_S C}, \quad (2.10)$$

где  $\xi = 0,5(d_1 + d_2)$  — параметр трансформаторной цепи;  $K_{cp} = R'_u(R_u + R'_u)$  — коэффициент передачи в области средних частот;  $d_1 = \sqrt{L_S/C}/R_u$  — затухание, связанное с нагрузкой;  $d_2 = \frac{R_u + r_1 + r_2}{\sqrt{L_S/C}}$  — затухание, связанное

с источником;  $C' = C_u + C'_n + C'_n$  — полная емкость трансформаторной цепи.

Параметр цепи  $\xi$  полностью определяет и амплитуду выбросов, возникающих на переднем и заднем фронтах:

$$\lambda_u = \frac{U'_{2m}}{U'_2(0)} = e^{\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (2.11)$$

Приведенные соотношения связывают искажения импульса с параметрами трансформатора. Получить малые искажения возможно лишь при тщательном проектировании трансформатора.

### § 2.3. Сверхширокополосные трансформаторы

Паразитные параметры трансформаторов обычной конструкции (индуктивность рассеяния, межвитковая емкость) не позволяют получить значения верхней граничной частоты выше единиц мегагерц. Поэтому в линиях передачи при полосах пропускания несколько десятков или сотен мегагерц необходимо переходить на другие варианты конструктивного исполнения трансформаторов. Одним из таких вариантов является трансформатор типа «длинной линии» (ТДЛ). Такой трансформатор выполняется на тороидальном магнитопроводе из высокочастотного феррита. На этот магнитопровод

намотаны одна или несколько линий передачи, каждая из которых выполнена в виде двух туго свитых проводов (рис. 2.9, а).

Выполнение обмотки в виде двухпроводной линии делает ТДЛ промежуточным элементом между системами с сосредоточенными и распределенными параметрами.

Если подсоединить источник сигнала ( $E_u, R_u$ ) ко входу линии (точки 1 и 1' на рис. 2.9, б), а нагрузку — к ее выходу (точки 2 и 2'), то моделью цепи передачи для противофазных токов, создаваемых источником  $E_u$  в проводах 1, 2 и 1', 2', будет двухпроводная симметричная линия (рис. 2.9, б). На электромагнитное поле этой симметричной линии магнитопровод существенно не влияет, так как оно в основном сосредоточено в пространстве между свитыми проводниками 1, 2 и 1', 2'.

Чтобы обеспечить равномерную передачу энергии от источника  $E_u$  к нагрузке в широкой полосе частот, необходимо согласовать источник с линией передачи и линию передачи с нагрузкой. Эти условия заключаются в выполнении равенств

$$R_u = \rho; \rho = R_n, \quad (2.12)$$

где  $\rho$  — характеристическое (волновое) сопротивление свитой двухпроводной линии.

Для синфазных входных токов провода 1, 2 и 1', 2' оказываются эквивалентными, т. е. включенными как бы параллельно; моделью цепи передачи будет несимметричная однопроводная линия, навитая на магнитопровод, выполненный из материала с большой относительной магнитной проницаемостью.

Навивка на магнитопровод значительно увеличивает эквивалентную длину несимметричной линии. При этом образуются две индуктивности  $L$ , включенные между входом и выходом линии. Последнее обстоятельство позволяет соединять любой из проводов линии на ее выходе с корпусом. Если на входе линии с корпусом соединен провод 2, то, соединив с корпусом выход провода 2', получим обычную линию передачи, в которой полярность входного и выходного сигналов одинакова. Подключив к корпусу выход 1', получим линию, поворачивающую фазу выходного сигнала на  $180^\circ$ . В этом случае утечка тока через индуктивность линии нарушает работу только на низкочастотном участке частотного диапазона.

Можно и последовательно соединить вход и выход одной и той же линии. Именно при таком соединении линия и становится трансформатором.

Рассмотрим схему, в которой вход и выход линии включены последовательно, т. е. точки 1' и 2 соединены коротким проводом (рис. 2.10). Согласование на входе такой цепи достигается при  $R_u = 2\rho$ , а на выходе —  $R_n = \rho/2$ . Благодаря такому включению ТДЛ достигается трансформация напряже-

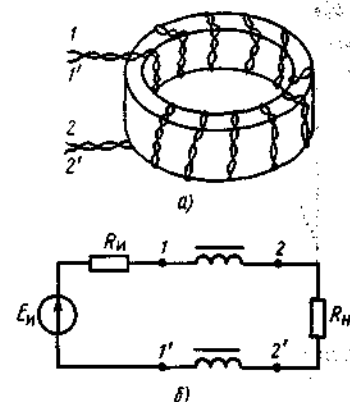


Рис. 2.9

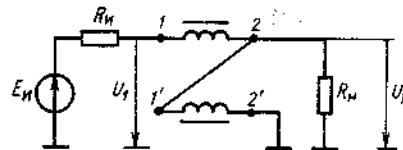


Рис. 2.10

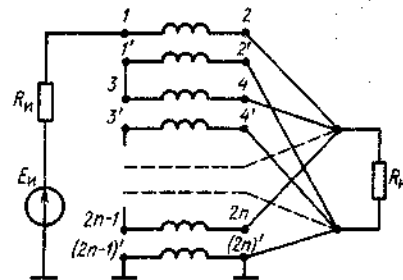


Рис. 2.11

ния  $U_n = U_1/2$  и обеспечивается согласование источника с выходным сопротивлением  $R_n$  и нагрузки с сопротивлением  $R_n = R_n/4$  в широкой полосе частот вплоть до нескольких сотен мегагерц.

Нижняя граничная частота зависит от активного сопротивления источника и индуктивного сопротивления обмотки на низкой частоте. В схеме рис. 2.9, б при соединении точек 1 и 2 с корпусом ослабление выходной мощности в два раза по сравнению с номинальной получается на частоте

$$f_n = R_n / (4\pi L). \quad (2.13)$$

Для получения в ТДЛ коэффициента трансформации, меньшего 1/2, на магнитопроводе размещают несколько свитых обмоток, каждая из которых образует самостоятельный ТДЛ. Соединив все обмотки (входы линий) на входе последовательно, а на выходе параллельно (рис. 2.11), получим коэффициент трансформации напряжения  $n = U_n/U_1 = 1/N$ , где  $N$  — число линий. В данном случае для согласования необходимо выполнение условий  $R_n = N\rho$ ;  $R_n = \rho/N$ .

Трансформаторы типа ТДЛ используют и для сложения в одной нагрузке мощностей нескольких генераторов радиочастоты. Для этого применяют как трансформаторные схемы, так и схемы мостового типа. Последние имеют развязку между входами, что позволяет каждому из генераторов работать независимо.

При трансформаторной схеме два источника подключены к началу ( $E_1$ ) и к концу ( $E_2$ ) двух первичных подобмоток трансформатора, а нагрузка — к их средней точке (рис. 2.12). Ко вторичной обмотке подключен балластный резистор  $R_6$ . Положив коэффициент трансформации  $w_2/w_1 = 1$ , получим уравнения для определения токов источников  $I_1$  и  $I_2$ :

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 R_n + U_6 + U_n; \\ E_2 &= I_2 R_n - U_6 + U_n. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Поскольку нас интересуют не сами токи источников, а их сумма, позволяющая найти напряжение на нагрузке  $U_n = (I_1 + I_2)R_n$ , и их разность, позволяющая вычислить  $U_6 = (I_1 - I_2)R_6$ , то, сложив два выражения (2.14), получим уравнение для расчета суммы токов, а вычтя второе уравнение из

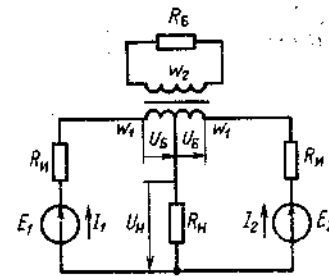


Рис. 2.12

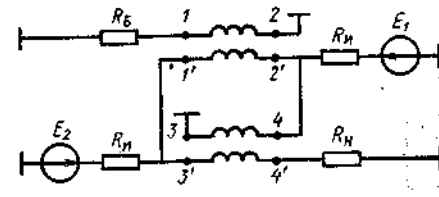


Рис. 2.13

первого, определим соотношение для определения их разности:

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 &= (E_1 + E_2) / (R_n + 2R_n); \\ I_1 - I_2 &= (E_1 - E_2) / (R_n + 2R_6). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Таким образом, напряжение на нагрузке

$$U_n = (E_1 + E_2)R_n / (R_n + 2R_n), \quad (2.16)$$

а на балластном резисторе

$$U_6 = (E_1 - E_2)R_6 / (R_n + 2R_6). \quad (2.17)$$

На нагрузке выделяется мощность, пропорциональная сумме ЭДС двух источников, а на балластном резисторе — мощность, пропорциональная их разности. При одинаковых источниках  $E_1$  и  $E_2$  вся их мощность идет в нагрузку. На балластном резисторе выделяется мощность только при неидентичных источниках  $E_1$  и  $E_2$  (рис. 2.13).

В схеме рис. 2.13 источник  $E_1$  подключен ко входу одной из линий, образующих ТДЛ, а источник  $E_2$  — ко входу другой. На нагрузке при синфазных источниках  $E_1$  и  $E_2$  выделяется напряжение, пропорциональное сумме амплитуд  $E_1 + E_2$  и инвертированное по фазе. Напряжение на балластном резисторе пропорционально разности амплитуд  $E_1 - E_2$  и инвертировано по фазе относительно входного. Для согласования необходимо выбрать  $R_n = \rho$ ,  $R_6 = \rho/2$ .

В схемах мостового типа используют как две, так и четыре двухпроводные линии, навитые на один магнитопровод.

## ГЛАВА 3

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

## § 3.1. Устройство машин постоянного тока

На статоре 5 машины постоянного тока (рис. 3.1, а) размещаются постоянные электромагниты: основной полюс возбуждения 4 и дополнительный полюс 7. Полюсы возбуждения создают основной продольный магнитный поток, а дополнительные полюсы — поперечный магнитный поток для улучшения условий коммутации и уменьшения искрения под щетками.

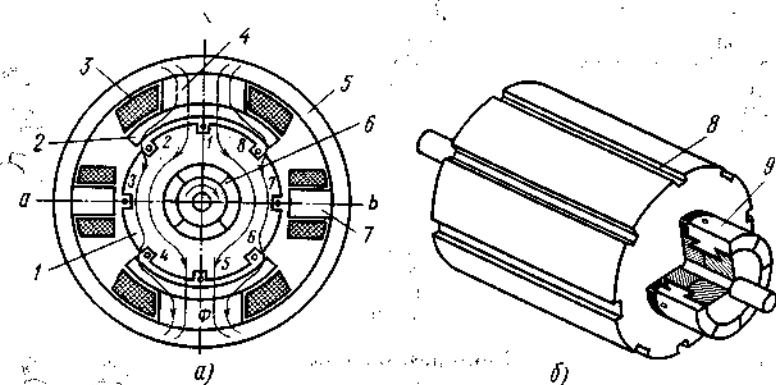


Рис. 3.1

На вращающемся якоре 1 в пазах 8 размещены обмотки, каждая секция которых подключена к двум пластинам 9 коллектора 6 (рис. 3.1, б). Медные пластины коллектора, разделенные изоляционными прокладками, собраны так, что образуют цилиндр, по внешней поверхности которого скользят токосъемные угольные щетки. Коллектор закрепляется неподвижно на оси якоря и вращается вместе с ним. Якорь машины постоянного тока набирают из тонких дисков, наштампованных из электротехнической стали, так как, вращаясь в магнитном поле, он подвергается перемагничиванию с частотой, определяемой частотой его вращения. Статор машины отливают из стали.

В силу принципа обратимости одна и та же машина может работать как генератор и как двигатель.

При работе в генераторном режиме якорь машины раскручивается каким-либо двигателем, в его обмотках возбуждается ЭДС, создающая постоянный ток в нагрузке, подключаемой к щеткам. Ток в обмотках возбуждения 3 создается либо ЭДС, возбуждаемой в обмотках якоря, либо от постороннего источника. В двигательном режиме обмотки возбуждения и якоря подключаются к сети постоянного тока; якорь вращается, с его вала передается на нагрузку механическая мощность. Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, проходит по полюсам машины, через якорь и замыкается в ее ядре.

При вращении якоря против часовой стрелки в активных проводниках, уложенных в его пазы и перемещающихся вместе с якорем в магнитном поле, наводится ЭДС. Эта ЭДС в проводниках 1, 2 и 8, находящихся под верхним полюсным наконечником (2 на рис. 3.1, а), направлена из плоскости рисунка, а в проводниках 4, 5 и 6, занимающих положение в данный момент около нижнего полюсного наконечника, — за плоскость рисунка. В проводниках 3 и 7, расположенных на геометрической нейтрали, ЭДС не наводится, так как они перемещаются вдоль магнитного поля.

Чтобы подвести возбуждаемые в активных проводниках ЭДС к нагрузке (машина работает как генератор), необходимо соблюсти следующие условия:

1) вращение якоря, приводящее к смене места, занимаемого каждым из проводников, должно оставлять неизменной конфигурацию их соединения. Поэтому обмотка должна обладать центральной симметрией, т. е. быть замкнутой (неразрывной);

2) соединение проводников в замкнутую обмотку должно приводить к суммированию ЭДС, наводимых в каждом из них, и исключать возможность появления короткозамкнутых витков.

При этом обмотка якоря должна в любой момент времени образовывать две параллельные цепочки генераторов, эквивалентных каждому из ее активных проводников (рис. 3.2). При вращении ротора активные проводники переходят от нижнего полюсного наконечника к верхнему, в соответствии с этим эквивалентные им генераторы меняют свою полярность. Поэтому точки а и б, к которым подсоединяются

щетки, должны находиться на геометрической нейтрали. Коллекторные пластины, касающиеся щеток, должны быть соединены с активными проводниками, находящимися на горизонтальной оси между полюсами. Схема соединения провод, соединяющий с коллектором тыльный конец активного проводника, требуется пропустить через специальный канал внутри якоря.

Распространение получили барабанные обмотки якоря, обладающие малой длиной пассивных соединительных проводников и большой прочностью. При барабанной обмотке соединительные проводники укладывают только по внешним торцовым поверхностям якоря. Последовательно соединяют два активных проводника, находящихся под разноименными полюсами. Чтобы обмотка получилась непрерывной и состоящей из одинаковых секций, в каждый паз необходимо укладывать по крайней мере два активных проводника.

Рассмотрим схему барабанной обмотки для приведенной на рис. 3.1 двухполюсной машины с восемью пазами на якоре и двумя активными проводниками (наружным и внутренним) в каждом пазу (см. рис. 3.1, а). Обращенный вперед (к коллектору) конец наружного активного проводника (НАП), расположенного в первом пазу, соединяют с аналогичным концом внутреннего активного проводника (ВАП), расположенного в шестом пазу у противоположного полюса. Этот же соединительный провод (лобовое соединение — ЛС<sub>1</sub>) используют и для вывода на коллектор. Его припаявают к пластине коллектора 1. Продолжающий обмотку якоря провод, проходящий по тыльной торцовой поверхности ротора, соединяет активные проводники, расположенные по диаметру. Тыльный провод, называемый также лобовым соединением (ЛС<sub>2</sub>), связывает конец нижнего активного проводника, находящегося в шестом пазу, с концом верхнего активного провода второго паза. Это соединение условно показано на рис. 3.3, а внешней дугой.

Соединим со второй пластиной коллектора наружный активный проводник второго паза и внутренний активный проводник седьмого паза. Следующий тыльный провод соединит внутренний активный проводник седьмого паза с наружным активным проводником третьего паза и т. д. Тыльный соединительный провод протянут от внутреннего активного проводника пятого паза к наружному первого паза. Такая обмотка называется петлевой (параллельной). В многополюсных машинах

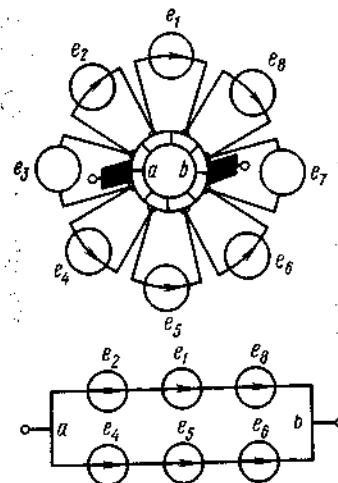


Рис. 3.2

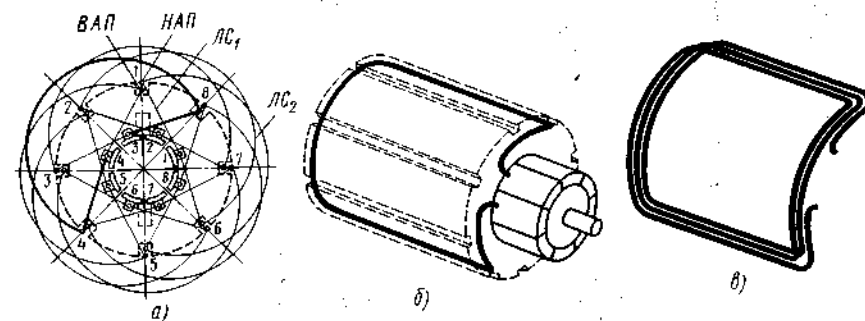


Рис. 3.3

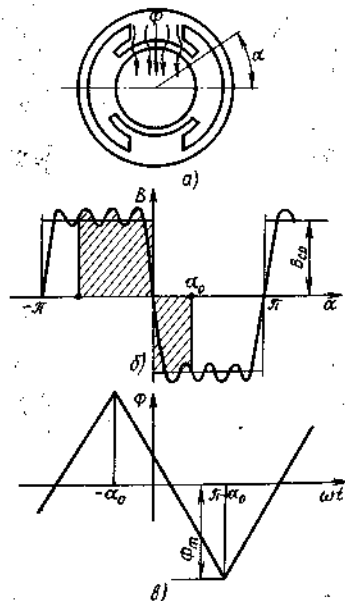


Рис. 3.4

ми линиями) должны быть включены так, чтобы замыкать пластины коллектора 3 и 2, а также 6 и 7, которые подсоединены к секциям, уложенным в пазы 3 и 7 ротора. В этих секциях при положении якоря, как указано на рис. 3.1, ЭДС не наводится. Обмотка (рис. 3.4) образует две параллельные ветви. В каждой ветви восемь эквивалентных генераторов. Но ЭДС  $e_{3в}$ ,  $e_{3н}$ ,  $e_{7в}$  и  $e_{7н}$  активных проводников, находящихся в третьем и седьмом пазу, равны нулю.

ЭДС, развиваемую в якоре, и момент на валу, необходимый для его вращения, определяют следующим образом. Вдоль окружности якоря индукция потока возбуждения распределяется неравномерно (рис. 3.5, а). Связано это с формой полюсных наконечников и наличием пазов якоря. Однако можно приблизительно считать распределение индукции равномерным с некоторым значением  $B_{cp}$  (рис. 3.5, б) и направление индукции в зазоре между полюсным наконечником и якоре радиальным, т. е. нормальным к активным проводникам каждой секции.

Найдем сначала магнитный поток, пронизывающий одну из секций обмотки якоря, как функцию угла поворота ротора  $\omega t$ . Секция, выделенная на рис. 3.3, в, вращаясь вместе с якоре против часовой стрелки, перемещается от верхнего полюса к нижнему. Начальное положение ее активных сторон показано на рис. 3.5, б точками. Эта секция смещена относительно начала отсчета на угол  $\alpha = \alpha_0$  и, как и все остальные, охватывает половину окружности ротора, ее шаг по этой окружности в углах равен  $\pi$ . При выбранном равномерном распределении индукции магнитный поток полюсов возбуждения

$$\Phi_m = B_{cp} l D l / 2, \quad (3.1)$$

где  $D$  — диаметр якоря;  $l$  — длина активных проводников.

Вращению ротора соответствует передвижение активных сторон катушки (на рис. 3.5, б вдоль оси  $\alpha$  вправо). Магнитный поток, пронизывающий витки рассматриваемой секции, определяется площадью, заштрихованной на рис. 3.5, б. Он меняется от  $\Phi_m$  (при  $\omega t = -\alpha_0$ ) до  $-\Phi_m$  (при  $\omega t = \pi - \alpha_0$ ). При изменении  $\omega t$  от  $\pi - \alpha_0$  до  $2\pi - \alpha_0$  магнитный поток нарастает от  $-\Phi_m$  до  $\Phi_m$  (рис. 3.5, в). Изменение магнитного потока происходит по линейному закону. Наводимая в секции ЭДС в те-

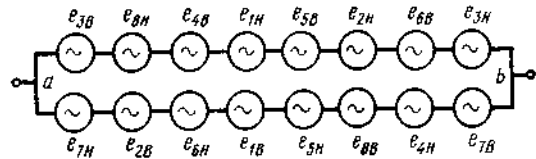


Рис. 3.5

применяют и волновые обмотки, в которых порядком укладки активных проводников несколько иной.

Активные проводники построенной обмотки со своими лобовыми соединениями образуют одно-витковые секции. Одна из секций, уложенная в четвертый и восьмой пазы, выделена на рис. 3.3, б. Каждая из секций — отдельная деталь обмотки.

Одно-витковые секции встречаются редко, только в низковольтных машинах. Чаще применяют много-витковые секции (рис. 3.3, в). Укладкой намотанных по шаблону секций в пазы и подпайкой их к коллектору завершают сборку якоря.

Если положение якоря относительно полюсов возбуждения, изображенное на рис. 3.1 и 3.3, одинаково, то щетки (показанные штриховыми линиями) должны быть включены так, чтобы замыкать пластины коллектора 3 и 2,

чение каждой половины периода постоянна и меняет свой знак при смене полу-периода.

Амплитуда ЭДС

$$E_c = - \omega \frac{d\Phi}{dt} = 4\omega\Phi_m/T = 4\Phi_m\omega n/60, \quad (3.2)$$

где  $T=60/n$  — период вращения якоря;  $n$  — число оборотов, совершаемое якоре в минуту (частота вращения).

В каждой из параллельных ветвей обмотки якоря одна из секций дает нулевое напряжение, так как ее активные стороны находятся под одним полюсом. Поэтому ЭДС, возникающая на щетках машины,

$$E = E_c(N/2 - 1) = (4\Phi_m\omega n/60)(N/2 - 1), \quad (3.3)$$

где  $N$  — число пазов на роторе, равное как числу секций, так и числу пластин коллектора;  $N/2$  — число секций, входящих в одну параллельную ветвь.

ЭДС, наводимая в обмотке ротора, прямо пропорциональна магнитному потоку полюсов возбуждения и частоте вращения  $n$ .

Механический момент, создаваемый силами электромагнитного взаимодействия, пропорционален механической силе, действующей на активные стороны секций обмотки, и диаметру якоря. По определению магнитной индукции, сила, действующая на проводник с током  $I$ , находящийся в магнитном поле,

$$F = lBI. \quad (3.4)$$

В воздушном зазоре машины индукция направлена по радиусу и, следовательно, нормальна к активным сторонам секций обмотки якоря. Поэтому сила, действующая на одну сторону секции, пропорциональна произведению  $B_{cp}Il_a$ , а механический момент, возникающий на валу машины,

$$M = \Phi_m I_a c_a, \quad (3.5)$$

где  $c_a$  — коэффициент, зависящий от способа соединения секций обмотки, числа витков в секции и числа пар полюсов.

Данный механический момент определяет лишь силы электромагнитного взаимодействия вихревых токов в якоре с полем возбуждения.

Если машина работает как генератор, то приводящий ее во вращение якорь двигателя должен раскрутить машину до частоты вращения  $n$ , при которой ЭДС, развиваемая в обмотке якоря, превышает напряжение сети  $U$  на падение напряжения на обмотке якоря и щеточных контактах, т. е.

$$E = U + I_a r_a. \quad (3.6)$$

При этом двигатель должен развивать момент, больший определенного по (3.5), так как он преодолевает и моменты сил трения, и моменты, создаваемые силами взаимодействия вихревых токов в якоре с полем возбуждения.

Если машина работает как двигатель, то из-за потерь (механических и электрических) в нагрузку передается момент, меньший определяемого (3.5).

При подключении двигателя к сети его якорь приходит во вращение и при установившейся частоте вращения ЭДС, развиваемая в обмотке якоря, оказывается меньше напряжения сети на падение напряжения на сопротивлении обмотки и щеточных контактах:

$$U = E + I_a r_a. \quad (3.7)$$

С увеличением нагрузки на двигатель ток якоря растет и ЭДС, наводимая в обмотке якоря, уменьшается, так как напряжение сети постоянно. Согласно (3.3), при этом снижается частота вращения якоря  $n$ . Таким образом, с ростом нагрузки на валу двигатель снижает свои обороты. Падающая зависимость частоты вращения от момента на валу необходима для устойчивой работы системы двигатель—нагрузка. В соответствии с (3.5) такая зависимость получается при постоянном потоке возбуждения или при потоке, возрастающем с ростом  $I_a$ .

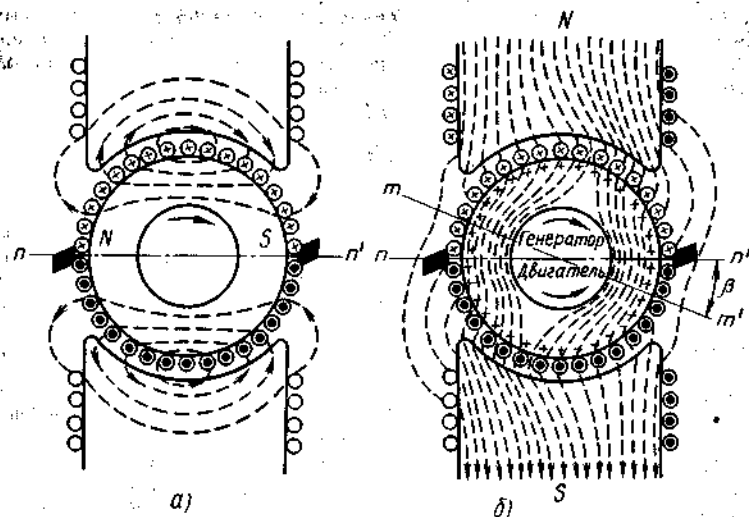


Рис. 3.6

В данном случае не учитывается вторичное магнитное поле, возбуждаемое в машине токами, проходящими по обмотке якоря (реакция якоря). Это вторичное поле отрицательно сказывается на показателях машины — уменьшается ЭДС, наводимая в обмотках якоря, возникает искрение под щетками.

Вторичное магнитное поле направлено вдоль геометрической нейтрали и замыкается через ярмо и полюсные наконечники (рис. 3.6, а). Результирующее поле машины (рис. 3.6, б) из-за реакции якоря оказывается искаженным. В генераторе поле смещается по направлению вращения якоря, а в двигателе — навстречу ему. Щетки машины из-за реакции якоря оказываются сдвинутыми с электрической нейтрали; в некоторых активных проводниках обмотки якоря развиваются ЭДС, встречные остальным. Поэтому то и снижается результирующая ЭДС обмотки якоря и под щетками возникает искрение.

Для уменьшения вторичного магнитного поля машины предусматривают дополнительные полюсы возбуждения. Создаваемый ими магнитный поток направлен встречно вторичному потоку, компенсируя его.

Основной магнитный поток машины создается током, проходящим по обмоткам ее основных полюсов. Этот ток может быть получен как от отдельного источника постоянного напряжения, так и от ЭДС, наводимой в ядре машины. В первом случае машина имеет независимое возбуждение (рис. 3.7, а), а во втором — в зависимости от способа подсоединения обмотки к якорю либо параллельное (рис. 3.7, б),

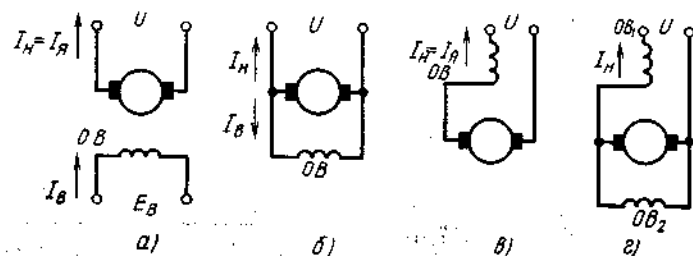


Рис. 3.7

либо последовательное (рис. 3.7, в). Применяются и машины со смешанным возбуждением (рис. 3.7, г), у которых одна обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря, а другая — параллельна ей. Схема включения обмоток возбуждения определяет характеристики машины постоянного тока.

### § 3.2. Характеристики генераторов постоянного тока

Внешняя характеристика генератора постоянного тока определяет зависимость напряжения, снимаемого с его щеток, от тока нагрузки якоря при постоянной частоте вращения якоря. Вид внешней характеристики зависит от способа возбуждения машины. У генератора с независимым возбуждением (его магнитный поток может создаваться и постоянным магнитом) внешняя характеристика полого (рис. 3.8). Напряжение на ее выходе отличается от индуцируемой в ядре ЭДС лишь падением напряжения, создаваемого током якоря  $I_a$  на относительно малом сопротивлении его обмотки  $r_a$  и сопротивлении щеточных контактов  $r_{щ}$ . В формулах (3.6) и (3.7) принято, что  $r_a = r_a + r_{щ}$ .

Если бы ЭДС, индуцируемая в ядре, не зависела от тока якоря, то внешняя характеристика генератора с независимым возбуждением была бы линейной. Однако из-за реакции якоря с ростом тока якоря наводимая в его обмотке ЭДС уменьшается. Из-за этого внешняя характеристика генератора с независимым возбуждением нелинейная и ее наклон всегда больше определяемого значением  $r_a$ .

Внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением на начальном участке (рис. 3.9) спадает с ростом тока якоря несколько быстрее, чем у генератора с независимым возбуждением. Связано это с тем, что поток возбуждения такого генератора зависит от тока возбуждения, пропорционального напряжению на щетках  $U$ , несколько меньшему, чем ЭДС  $E$ :

$$I_b = U/r_b = (E - I_a r_a)/r_b, \quad (3.8)$$

где  $r_b$  — активное сопротивление обмотки возбуждения;  $I_a = I_b + I_n$  — ток якоря генератора.

Особенностью генератора с параллельным возбуждением является относительно небольшой ток установившегося короткого замыкания. С уменьшением сопротивления нагрузки ток якоря сначала растет, напряжение на щетках падает, что приводит к уменьшению тока возбуждения и ЭДС якоря.

Такие генераторы получили наибольшее распространение, так как они имеют достаточно пологую внешнюю характеристику и не требуют дополнительного источника для возбуждения.

В генераторе с последовательным возбуждением внешняя характеристика имеет колоколообразную форму (рис. 3.10), так как при холостом ходе ее поток возбуждения равен нулю.

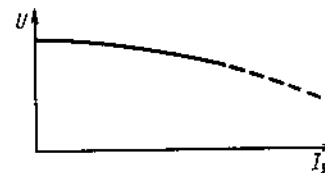


Рис. 3.8

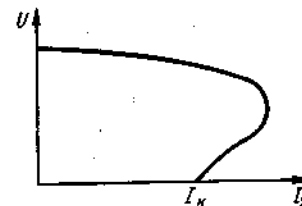


Рис. 3.9

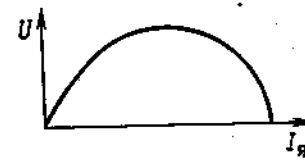


Рис. 3.10

ния мал ( $I_a = I_m = 0$ ), а при больших токах нагрузки вся ЭДС гасится на сопротивлении обмотки возбуждения. Такая внешняя характеристика неудобна для питания обычных потребителей, и поэтому генератор с последовательным возбуждением практически не применяются.

У генератора со смешанным возбуждением последовательная обмотка может быть включена так, что общий магнитный поток возбуждения будет увеличиваться с ростом тока якоря. Увеличение потока приводит к росту ЭДС якоря, и напряжение, снимаемое со щеток такого генератора, может даже расти при увеличении тока нагрузки.

Генератор с независимым возбуждением создаваемым постоянным магнитом, используют как тахогенератор, т. е. машину, создающую напряжение, прямо пропорциональное частоте вращения.

### § 3.3. Основные характеристики двигателей постоянного тока

Для практического применения двигателя основной является его механическая характеристика, которая определяет зависимость частоты вращения якоря от развиваемого им момента на валу.

У двигателя с независимым возбуждением магнитный поток не зависит от тока якоря. Если бы у такого двигателя сопротивления обмотки якоря и щеточных контактов  $r_a$  стали равны нулю, то ЭДС, наводимая в обмотке якоря, в соответствии с (3.7) оказалась бы равной напряжению сети. Из-за этого двигатель, согласно (3.3), при любой нагрузке имел бы одну и ту же частоту вращения и его механическая характеристика была бы горизонтальной (сплошная линия на рис. 3.11, а).

При отличных от нуля значениях сопротивления якоря  $r_a$  ЭДС  $E$  с ростом тока якоря, а следовательно, и момента на валу несколько уменьшается. Из-за этого механическая характеристика такого двигателя представляет собой ниспадающую линию, т. е. имеет небольшой отрицательный наклон (линия 1 на рис. 3.11, а). Вместе с тем реакция якоря вызывает снижение ЭДС, наводимой в якорь, при росте

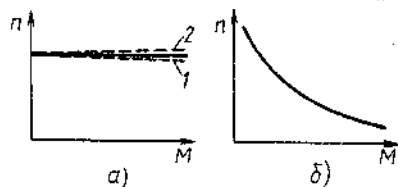


Рис. 3.11

тока якоря и пропорционального ему момента на валу. Поэтому частота вращения якоря такой машины должна расти с увеличением момента нагрузки (линия 2 на рис. 3.11, а). В реальной машине действуют оба названных фактора и ее механическая характеристика может иметь как небольшой отрицательный, так и небольшой положительный угол наклона.

Механическая характеристика двигателя с параллельным возбуждением в основном повторяет характеристику двигателя с независимым возбуждением, так как ток в его обмотке возбуждения постоянен, поскольку определяется постоянным напряжением сети и сопротивлением обмотки возбуждения.

Механическая характеристика двигателя с последовательным возбуждением (рис. 3.11, б) более «мягкая», т. е. частота вращения его якоря резко снижается при возрастании момента на валу (механической нагрузки). Связано это с тем, что при большой нагрузке ток якоря  $I_a$  велик и значительная часть напряжения, подведенного к двигателю на сопротивление обмотки возбуждения, ЭДС, наводимая в обмотке якоря, должна уравновешивать разность  $U = I_a r_a$ , а для этого в соответствии с (3.3) требуется небольшая частота вращения якоря, так как требуемая ЭДС невелика, а магнитный поток, определяемый током  $I_a$ , велик.

Вместе с тем при отсутствии нагрузки (момент и ток якоря малы) частота вращения может оказаться очень большой.

У двигателей со смешанным возбуждением механические характеристики являются промежуточными между характеристиками двигателей с последовательным и параллельным возбуждением.

### § 3.4. Основные области применения машин постоянного тока

В первичных источниках питания бортовых радиоустройств часто применяют генератор постоянного тока с параллельным возбуждением. Он хорошо работает в паре с аккумуляторной батареей.

Аккумуляторная батарея делает нагрузку генератора более равномерной. При малых нагрузках батарея подзаряжается и тем самым нагружает генератор, а при больших подключается параллельно генератору и разгружает его.

Двигатели постоянного тока применяют и для приведения в действие различных механизмов в системах автоматики, обеспечивающих работу радиоустройств. Используют их и в аналоговых вычислительных устройствах.

Широкий диапазон изменения частоты вращения двигателя с последовательным возбуждением хорошо используется в установках электрической тяги.

Серьезным недостатком машин постоянного тока является значительный уровень радиопомех. Искрение под щетками, возникающее при переходе их с одной пластины коллектора на другую, и ряд других явлений приводят к появлению в сети интенсивных высокочастотных составляющих напряжения с широким спектром. Эти составляющие напряжения и создают помехи радиоприему. Для уменьшения уровня помех каждую машину постоянного тока включают в сеть через довольно сложный фильтр.

Двигатели постоянного тока небольшой мощности могут работать и от сети переменного напряжения промышленной частоты, обеспечивая при этом меньший момент на валу. Такая универсальность двигателя постоянного тока связана с тем, что при одновременном изменении направления тока возбуждения и тока якоря не меняется направление вращения последнего. Такие двигатели широко применяют в бытовых электроприборах.

## ГЛАВА 4

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### § 4.1. Устройство машин переменного тока

Основными частями машины переменного тока являются *статор* и *ротор*. Их, как и магнитопровод трансформатора, набирают из тонких изолированных листов электротехнической стали.

Набор магнитопровода статора 1 осуществляют из колец, а магнитопровод ротора 4 — из дисков (рис. 4.1, а, б). В пазы, имеющиеся как на статоре 2, так и на роторе 3, укладывают обмотки. Подшипниковые шты 5 фиксируют вал 6, с которым вращается ротор. Устройство генераторов и двигателей переменного тока в основном одинаково.

В соответствии с принципом обратимости одна и та же машина может работать и как генератор, и как двигатель.

Работа многофазных машин переменного тока основана на использовании вращающегося магнитного поля. В синхронных генераторах такое поле создается ротором, являющимся либо постоянным магнитом, либо электромагнитом.

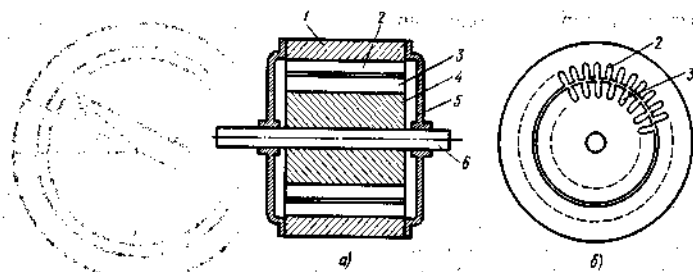


Рис. 4.1.

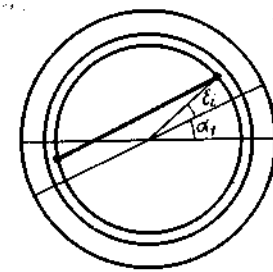


Рис. 4.3

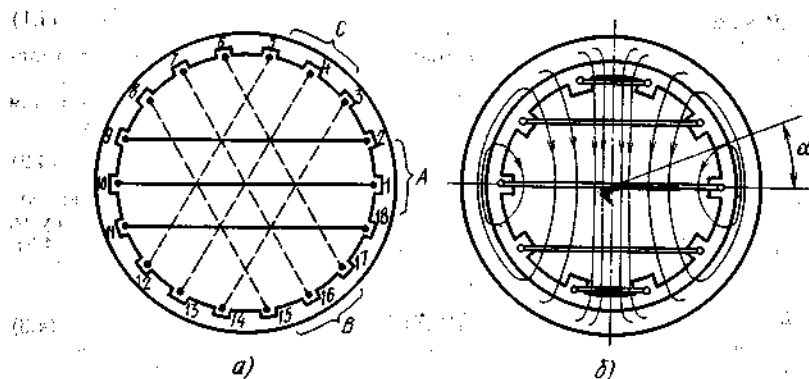


Рис. 4.2

Рассмотрим получение многофазных переменных токов на примере трехфазного синхронного генератора (рис. 4.2). Обмотка приведенного на рис. 4.2, а неявнополюсного статора состоит из трех самостоятельных групп (фаз) А, В и С. Эти группы расположены на статоре под углом  $120^\circ$  друг к другу.

Ротор машины с неявными полюсами (рис. 4.2, б) представляет собой электромагнит со специальной формой полюсных наконечников. Питание на него подается от источника постоянного тока через коллектор, состоящий из двух неразрезных колец.

При вращении ротора в активных проводниках обмоток статора, уложенных в пазы, наводятся ЭДС. Лобовые соединения обмоток статора выполняются так, чтобы индуцируемые в каждом из витков катушек ЭДС складывались. Для этого витки должны охватывать ротор. Так, в группе обмоток А, состоящей из трех катушек, активные стороны витков первой катушки уложены в пазы 18 и 11, активные стороны второй катушки, расположенной по диаметру, — в пазы 1 и 10, а активные стороны третьей катушки — в пазы 2 и 9. Эти три катушки соединяют последовательно. В группах В и С укладка и соединения катушек аналогичны.

Конструкция статора машины имеет центральную симметрию. Во всех трех группах обмоток при вращении ротора наводятся одинаковые как по форме, так и по значению ЭДС. Отличаются они лишь фазами. Поэтому группы обмоток А, В и С называют фазами генератора.

Частота ЭДС каждой из фаз определяется частотой вращения ротора и числом пар магнитных полюсов на нем. При двухполюсном роторе, изображенном на рис. 4.2, период наводимых в обмотках статора ЭДС равен времени, затрачиваемому ротором на один оборот. При двух парах полюсов на роторе (крестообразный ротор) частота ЭДС в два раза больше и т. д.

По виткам обмотки ротора проходит постоянный ток, вызываемый внешней постоянной ЭДС, подводимой к обмотке ротора через щетки и коллектор. Магнитное поле, создаваемое током обмотки ротора в воздушном зазоре между ротором и статором, неравномерно. Большая плотность линий магнитной индукции, показанных тонкими линиями на рис. 4.2, б, соответствует углам  $\alpha = \pm \pi/2$ ; углам  $\alpha = 0$  и  $\pi$  соответствует индукция, равная нулю.

Если распределение индукции В магнитного поля, создаваемого ротором, вдоль окружности внутреннего цилиндра статора, по которой расположены активные проводники обмоток, гармоническое, то при исходном вертикальном положении ротора

$$B(\alpha) = B_m \sin \alpha,$$

где угол  $\alpha$ , определяющий координаты точек окружности, отсчитывают от горизонтальной оси (рис. 4.2).

При вращении ротора против часовой стрелки с угловой скоростью  $\omega$  индукция в каждой из точек, лежащих на окружности, меняется во времени по закону

$$B(\alpha, \omega t) = B_m \sin(\alpha - \omega t). \quad (4.2)$$

Магнитный поток, пронизывающий витки  $i$ -й катушки, расположенной под углом  $\alpha_i$  к горизонтальной оси и смещенной относительно диаметра так, что радиусы, проведенные к ее активным проводникам, образуют с диаметром углы  $\varepsilon_i$  (рис. 4.3),

$$\Phi_i = l r \int_{\alpha_i + \varepsilon_i}^{\pi + \alpha_i - \varepsilon_i} B(\alpha, \omega t) d\alpha = \Phi_m \cos \varepsilon_i \cos(\alpha_i - \omega t), \quad (4.3)$$

где  $l$  — активная длина проводников обмотки;  $r$  — радиус внутреннего цилиндра статора;  $\Phi_m = \int_0^\pi l B(\alpha) r d\alpha$  — магнитный поток ротора.

Наводимая ЭДС в  $i$ -й катушке, число витков которой  $\omega$ ,

$$e_i = - \omega \frac{d\Phi_i}{dt} = \omega \Phi_m \cos \varepsilon_i \sin(\omega t - \alpha_i). \quad (4.4)$$

В фазе обмотки статора индуцируется гармоническая ЭДС с частотой  $\omega$ , фазовым сдвигом  $\alpha_i$  и амплитудой, равной сумме амплитуд ЭДС в каждой из составляющих ее катушек:

$$e_i = \omega \Phi_m \left( \sum_{j=1}^N \cos \varepsilon_{ij} \right) \sin(\omega t - \alpha_i), \quad (4.5)$$

где  $N$  — число катушек, входящих в одну группу, образующую обмотку фазы. Записав это выражение в виде

$$e_i = E_m \sin(\omega t - \alpha_i), \quad (4.6)$$

получим

$$E_m = \omega \Phi_m N k_0, \quad (4.7)$$

где для удобства записи сумма, имевшаяся в (4.5), заменена произведением числа катушек на коэффициент  $k_0$ , называемый коэффициентом обмотки.



Действующее значение этой гармонической ЭДС в соответствии с последним выражением

$$E = E_m / \sqrt{2} = (2\pi / \sqrt{2}) \omega N k_0 \Phi_m = 4\omega N k_0 k_f \Phi_m, \quad (4.8)$$

где  $k_f = 1,11$  — коэффициент формы кривой гармонического напряжения.

Сравнив полученное выражение с (1.11), отметим совпадение результатов, так как оба выражения определяют ЭДС, наводимую в катушке изменяющимся по гармоническому закону магнитным потоком. В трансформаторе изменение магнитного потока вызывается переменным напряжением сети, а в обмотках статора машины — вращением ротора. Важно отметить, что фаза ЭДС, получаемой в группе катушек, определяется углом  $\alpha$ , т. е. расположением обмоток на статоре.

В рассматриваемом генераторе группы катушек расположены под углом  $120^\circ$  друг к другу и поэтому в них создадутся ЭДС, отличающиеся по фазе на  $120^\circ$  (рис. 4.4):

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ e_C &= E_m \sin(\omega t - 240^\circ). \end{aligned} \quad (4.9)$$

Эти ЭДС и создают токи в нагрузке генератора.

Перейдем к двигателям переменного тока. Если пропустить по обмоткам статора машины трехфазные токи

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin \omega t; \\ i_B &= I_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ i_C &= I_m \sin(\omega t - 240^\circ). \end{aligned} \quad (4.10)$$

то на основе принципа обратимости в воздушном зазоре машины получим такой же магнитный поток, как и создаваемый вращающимся ротором в генераторе, т. е. магнитный поток, постоянный по амплитуде и вращающийся со скоростью  $\omega$ . Чтобы убедиться в этом, подсчитаем проекции суммарного магнитного потока, создаваемого обмотками всех трех фаз статора, на вертикальную и горизонтальную оси. Магнитный поток каждой из фаз пульсирует во времени с угловой скоростью  $\omega$ , причем эти пульсации в отсутствие насыщения стали машины происходят по гармоническому закону, определяемому током соответствующей фазы.

Таким образом, магнитные потоки, пульсирующие вдоль осей, смещенных относительно друг друга в пространстве на  $120^\circ$  (рис. 4.5), имеют вид

$$\begin{aligned} \Phi_A &= -\Phi_m \sin \omega t; \\ \Phi_B &= -\Phi_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ \Phi_C &= -\Phi_m \sin(\omega t - 240^\circ). \end{aligned} \quad (4.11)$$

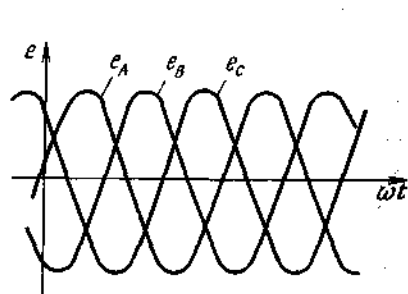


Рис. 4.4

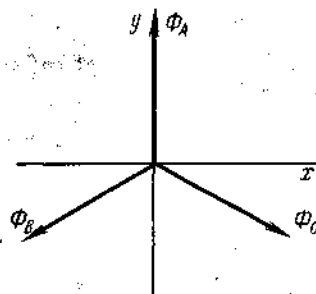


Рис. 4.5

Проекция вектора суммарного поля на вертикальную ось

$$\Phi_y = +\Phi_A - (\Phi_B + \Phi_C) \sin 30^\circ = -1,5\Phi_m \sin \omega t. \quad (4.12)$$

Проекция вектора суммарного поля на горизонтальную ось

$$\Phi_x = -\Phi_B \cos 30^\circ + \Phi_C \cos 30^\circ = 1,5\Phi_m \cos \omega t. \quad (4.13)$$

Эти две составляющие определяют вектор с амплитудой  $1,5\Phi_m$ , вращающийся с угловой скоростью  $\omega$  против часовой стрелки. При  $\omega t = 0$  вектор суммарного поля направлен влево по оси  $x$ .

Поместив в пространство между полюсами статора закрепленный на вращающейся оси электромагнит, получим синхронный двигатель. В этом случае электромагнит, ориентируясь по полю статора, вращается с угловой скоростью  $\omega$  и с его вала можно снимать некоторую механическую энергию. При частоте тока сети 50 Гц ротор трехфазного синхронного двигателя вращается с частотой 3000 об/мин.

## § 4.2. Трехфазные асинхронные машины

Если источник, возбуждающий ток в обмотке электромагнита ротора рассмотренной в § 4.1 машины, отключить и замкнуть эту обмотку накоротко, то получим асинхронный двигатель. Появление вращающего момента в асинхронном двигателе можно объяснить следующим образом: воздействующий на обмотку ротора суммарный вращающийся магнитный поток всех трех полюсов (первичный) наводит в ее витках гармоническую ЭДС, действующее значение которой в соответствии с (4.8)

$$E_2 = 4\omega_p k_{f2} 1,5\Phi_m. \quad (4.14)$$

Частота наводимой в роторе ЭДС зависит от частоты вращения ротора. При неподвижном роторе круговая частота  $\omega_2$  равна частоте вращения магнитного поля  $\omega$ . Если же ротор вращается с частотой  $\omega_p$ , то

$$2\pi f_2 = \omega \mp \omega_p, \quad (4.15)$$

где знак минус соответствует вращению ротора вслед за вектором первичного магнитного поля, а знак плюс — вращению в противоположном направлении.

Переменный ток  $i_2$ , вызываемый ЭДС  $E_2$  в обмотке ротора, создает вторичный магнитный поток, пульсирующий во времени и направленный по нормали к плоскости витков обмотки ротора. Частота пульсаций этого магнитного потока, связанного геометрически с ротором, равна  $f_2$ . Пульсирующий магнитный поток можно представить как сумму двух вращающихся в разные стороны магнитных потоков:  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  (рис. 4.6). Вектор магнитного потока  $\Phi_1$  вращается относительно витков обмотки ротора с частотой  $\omega_2 = \omega - \omega_p$  против часовой стрелки, а вектор  $\Phi_2$  — с той же частотой, но по часовой стрелке.

Магнитный поток, определяемый вектором  $\Phi_1$ , взаимодействует с неподвижным относительно него первичным магнитным потоком, имеющим амплитуду  $1,5\Phi_m$ , так

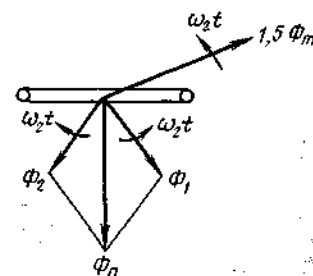


Рис. 4.6

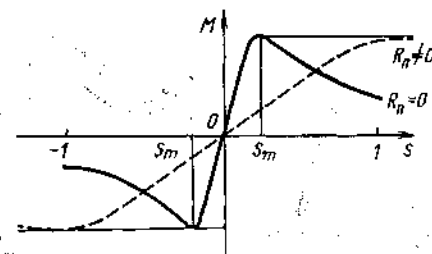


Рис. 4.7

же как и постоянный магнитный поток ротора рассмотренного ранее синхронного двигателя. В результате их взаимодействия создается момент, заставляющий ротор асинхронного двигателя вращаться вслед за первичным магнитным полем. Магнитный поток, определяемый вектором  $\Phi_2$ , вращается относительно первичного магнитного потока, создаваемого обмотками статора, с частотой  $2\omega_2$ , не создавая постоянного вращающего момента.

Следует отметить, что при синхронной частоте вращения ротора  $\omega_p = \omega$  частота и, следовательно, амплитуда ЭДС, наводимой в обмотке ротора, становятся равными нулю. Ток в обмотке ротора и развиваемый им вращающий момент также оказываются равными нулю. Поэтому частота вращения ротора в асинхронном двигателе всегда меньше частоты вращения магнитного поля, создаваемого обмотками статора. Отставание ротора от магнитного поля оценивают с помощью величины  $s$ , называемой *скольжением*, причем

$$s = (\omega - \omega_p) / \omega. \quad (4.16)$$

Асинхронные машины чаще всего применяют как двигатели. Зависимость вращающего момента, развиваемого асинхронным двигателем, от скольжения определяется изменением амплитуды составляющей вторичного потока ротора  $\Phi_1$ . При малых скольжениях момент пропорционален самому скольжению, как и ЭДС, наводимая в обмотках ротора. С увеличением скольжения возрастает частота тока в обмотке ротора  $\omega_2 = \omega - \omega_p = s\omega$  и начинает сказываться индуктивное сопротивление роторных обмоток. Из-за этого амплитуда тока ротора уменьшается и вместе с ней спадают как амплитуда магнитного потока  $\Phi_1$ , так и вращающий момент.

Поэтому, достигнув максимума при некотором скольжении  $s_m$ , вращающий момент снижается и при  $s=1$  (остановленный ротор) может оказаться значительно меньше максимального (рис. 4.7).

При отрицательных скольжениях фаза тока ротора меняется на противоположную и вращающий момент становится отрицательным, т. е. тормозящим. Поэтому получить частоту вращения ротора, большую частоты вращения первичного магнитного потока, можно лишь в генераторном режиме, когда ротор машины раскручивается первичным двигателем.

Пусковой момент ( $s=1$ ), меньший максимального ( $s=s_m$ ), характерен для асинхронных двигателей и может вызвать затруднения при запуске двигателя. Однако то обстоятельство, что значение  $s_m$  зависит от соотношения активного и индуктивного сопротивлений обмотки ротора, а значение  $M_{\max}$  от сопротивления обмотки ротора не зависит, позволяет производить запуск двигателя с помощью пусковых реостатов  $R_n$  (рис. 4.8).

После того как двигатель раскрутится, сопротивление резисторов  $R_n$  уменьшается, частота вращения двигателя увеличивается и при  $R_n=0$  достигает установившегося значения. В хорошей машине сопротивление обмоток ротора  $r_r$  мало, поэтому она работает с малым скольжением ( $s < 0.05$ ).

В тех случаях, когда от асинхронного двигателя не требуется большого пускового момента (при запуске он отключается муфтой от нагрузки), пусковые резисторы не нужны. Такие двигатели выполняют с замкнутыми накоротко обмотками

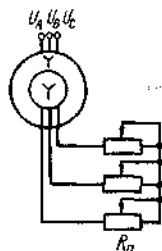


Рис. 4.8

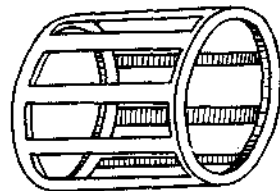


Рис. 4.9

ротора, которые удобно выполнять в виде беличьего колеса (рис. 4.9). Активные проводники обмоток замкнуты боковыми кольцами накоротко.

Двигатели с короткозамкнутым ротором конструктивно просты и получили наиболее широкое распространение.

### § 4.3. Однофазные асинхронные двигатели

К асинхронному двигателю не обязательно подводить многофазное напряжение питания. Он может вращаться, когда ток возбуждения проходит только по одной из фаз статорных обмоток. Мощность, которую он при этом развивает, меньше номинальной. Объясняется это тем, что пульсирующий магнитный поток, создаваемый одной фазой обмотки статора, можно представить как результат действия двух вращающихся в разные стороны магнитных потоков, каждый из которых может создавать вращающий момент на валу двигателя.

На рис. 4.10, а изображены одна статорная обмотка и короткозамкнутый ротор. Магнитный поток, вызванный током источника  $e_c = E_m \cos \omega t$  и представленный двумя вращающимися векторами  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , наводит токи в активных проводниках обмотки ротора (рис. 4.10, б). Векторы  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  вращаются в разные стороны с частотой  $\omega$ . Поэтому при неподвижном роторе вращающиеся моменты, являющиеся результатом взаимодействия токов ротора и потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , уравновешивают друг друга. Если же раскрутить ротор против часовой стрелки, то токи, наведенные в нем потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , уже не будут равны. Ток, созданный потоком  $\Phi_1$ , будет больше, так как он имеет меньшую частоту (ротор вращается вслед за вектором  $\Phi_1$ ) и, следовательно, индуктивное сопротивление обмотки ротора для него меньше.

Ток, наведенный потоком  $\Phi_2$ , уменьшается, так как ротор вращается навстречу этому потоку. Появившийся разностный момент раскручивает ротор до вращения, близкого к синхронному. При такой частоте частота тока, наводимого потоком  $\Phi_2$ , близка к  $2\omega$ , индуктивное сопротивление, оказываемое ему обмоткой ротора, большое и угол сдвига этого тока относительно ЭДС  $\psi$  близок к  $90^\circ$ . В данном случае тормозящий момент, создаваемый током, наведенным от потока  $\Phi_2$ , будет очень мал. Если раскрутить двигатель по часовой стрелке, то момент будет вырабатываться из-за взаимодействия с потоком  $\Phi_2$ .

Таким образом, у однофазного асинхронного двигателя пусковой момент равен нулю; после начальной раскрутки он работает с небольшим скольжением и развивает заметный вращающий момент. Изложенное иллюстрируется рис. 4.11, на котором представлены зависимости скольжения от моментов  $M_1$  и  $M_2$ , создаваемых потоками  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ .

При неподвижном роторе скольжение по отношению к обоим потокам  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  равно единице. При достижении синхронной частоты и вращении против часовой стрелки скольжение по отношению к потоку  $\Phi_1$  —  $s_1$  станет равным нулю, а скольжение по отношению к потоку  $\Phi_2$  —  $s_2$  — двум. При вращении по часовой стрелке увеличивается  $s_1$  и уменьшается  $s_2$ . Кривая результирующего момента  $M_c = M_1 + M_2$  на валу двигателя проходит через нуль при  $s = s_1 = s_2 = 1$ , что свидетельствует об отсутствии пускового момента у такого двигателя.

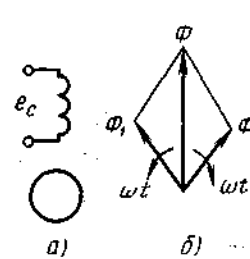


Рис. 4.10

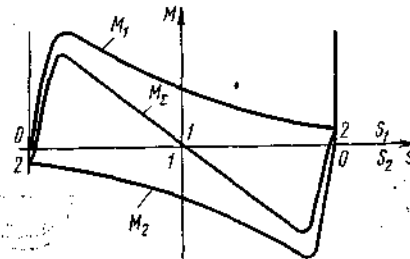


Рис. 4.11

Чтобы однофазный двигатель самостоятельно запускался и имел лучшие характеристики, применяют дополнительную обмотку возбуждения, смещенную пространственно относительно основной (рис. 4.12). Ток дополнительной обмотки отли-

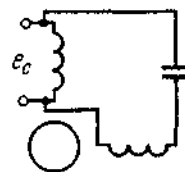


Рис. 4.12

чается по фазе от тока основной обмотки, ибо в цепь первой включен конденсатор  $C$ . Магнитное поле, создаваемое этими обмотками, также получается вращающимся, но не круговым, как в симметричной системе, а эллиптическим. Конец вектора  $\Phi_m$  описывает в пространстве эллипс. Но этого достаточно для создания двигателем некоторого пускового момента. Такие двигатели называют *конденсаторными*.

#### § 4.4. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы

В устройствах автоматического управления нашли широкое применение асинхронные исполнительные двигатели, отличительными особенностями которых являются возможность управления частотой вращения ротора и малая инерционность. Лучшими характеристиками управления и небольшой инерцией обладают асинхронные двигатели с немагнитным полым ротором (рис. 4.13, а: 1 — ротор, 2 — обмотка статора; 3 — внешний статор; 4 — внутренний статор; 5 — выходной вал). Такой двигатель имеет две смещенные в пространстве друг относительно друга на  $90^\circ$  обмотки статора и короткозамкнутый ротор, представляющий собой легкий металлический полый цилиндр.

Одну из обмоток статора называют *обмоткой возбуждения*, а другую — *обмоткой управления*. К этим обмоткам подводят напряжения, отличающиеся сдвигом по фазе на  $90^\circ$ . При одинаковых намагничивающих силах обмоток в магнитопроводе машины возбуждается вращающееся круговое магнитное поле, точно такое же, как и в трехфазной машине. При изменении намагничивающей силы, создаваемой обмоткой управления, поле возбуждения машины становится эллиптическим. Ротор в эллиптическом поле вращается со скоростью, тем больше отличающейся от синхронной, чем меньше размер малой полуоси эллипса.

При токе в обмотке управления, равном нулю, эллипс вытягивается в линию и поле становится пульсирующим. Чтобы двигатель не имел «самохода», т. е. останавливался при нулевом токе в обмотке управления, даже имея некоторую начальную частоту, зависимость моментов, развиваемых двумя составляющими пульсирующего магнитного поля от скольжения, должна отличаться от зависимости, характерной для однофазного двигателя и приведенной на рис. 4.11.

Добиться остановки двигателя в отсутствие сигнала управления можно выбрав большим активное сопротивление его ротора. При этом максимальный момент достигается при скольжении  $s_m = 2 \div 4$ . В этом случае зависимость результирующего момента от скольжения (рис. 4.13, б) приобретает наклон, противоположный тому, который получается у однофазного асинхронного двигателя (см. рис. 4.11); этот момент оказывается тормозящим для любого направления вращения ротора.

При подаче небольшого сигнала управления магнитное поле в двигателе превращается из пульсирующего во вращающееся эллиптическое. Такому полю соответствуют два вектора, вращающихся в разные стороны и имеющих различные амплитуды.

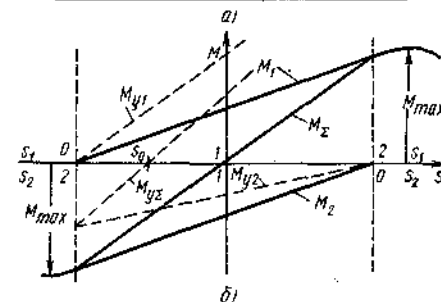
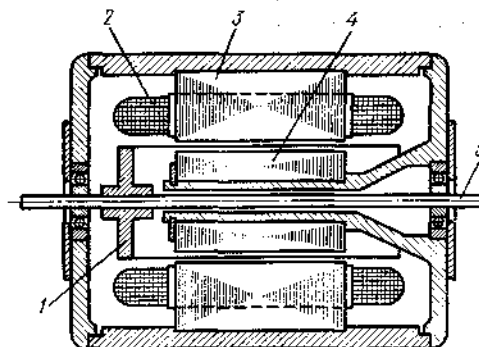


Рис. 4.13

Максимальный момент  $M_{\max}$  пропорционален амплитуде соответствующего вращающегося вектора. Если в результате подачи сигнала управления увеличится амплитуда вектора  $\Phi_1$  и уменьшится амплитуда вектора  $\Phi_2$ , то возрастет момент  $M_1$  и снизится момент  $M_2$ . Эти моменты станут равными  $M_{y1}$  и  $M_{y2}$  (рис. 4.13, б). Суммарный вращающий момент при таком сигнале управления  $M_{y\Sigma} = 0$ , если в двигателе установится частота вращения, соответствующая некоторому скольжению  $s_1 = s_0 < 1$ .

При частоте вращения ротора, меньшей  $(1-s_0)\omega_1$ , развиваемый двигателем момент положителен, т. е. ротор вращается с ускорением, а при частоте, большей  $(1-s_0)\omega_1$ , момент тормозящий, что замедляет вращение двигателя. При увеличении сигнала управления вращающееся магнитное поле из эллиптического превращается в круговое и скольжение  $s_0$ , соответствующее установившейся частоте вращения, т. е. суммарному моменту, равному нулю, снижается, стремясь к нулю.

Изменение фазы тока обмотки управления на  $180^\circ$  приводит к смене направления вращения магнитного поля на противоположное. В соответствии с этим и ротор изменяет свое направление вращения. Характеристика управления исполнительного асинхронного двигателя, т. е. зависимость частоты ротора от амплитуды управляющего напряжения (рис. 4.14), имеет значительный линейный участок.

Двигатели с полым ротором выпускают на мощности от десятых долей до нескольких сотен ватт. Частоты их вращения достигают 30 000 об/мин. Из-за относительно больших активных сопротивлений ротора и обмоток статора инерционность такого двигателя мала и определяется в основном моментом инерции его ротора.

Если амплитуда напряжения, подводимого к обмотке управления, не выходит за пределы линейного участка характеристики, то двигатель является хорошим интегратором. Показания счетчика оборотов, подсоединенного к оси двигателя, пропорциональны интегралу по времени от амплитуды напряжения управления.

Однако более точное интегрирование и меньшую постоянную времени имеет интегратор с тахогенератором. По своему устройству асинхронный тахогенератор

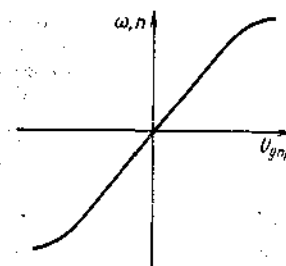


Рис. 4.14



Рис. 4.15

аналогичен исполнительному асинхронному двигателю с полым ротором. Его обмотку возбуждения (рис. 4.15) подключают к сети переменного напряжения, имеющего частоту  $\omega$ , а со второй обмотки статора снимают напряжение той же частоты, но отличающееся по фазе на  $90^\circ$  и по амплитуде пропорциональное частоте вращения ротора.

Создаваемый обмоткой возбуждения пульсирующий магнитный поток при остановленном роторе не наводит никакой ЭДС в выходной обмотке статора. Две вращающиеся в разные стороны составляющие этого потока наводят в выходной обмотке равные и противоположно направленные ЭДС.

При вращении ротора, являющегося короткозамкнутой обмоткой, возбуждаемые в нем токи ослабляют одну из вращающихся составляющих магнитного поля и в выходной обмотке возникает некоторая ЭДС. Амплитуда ее пропорциональна частоте вращения ротора, а частота ЭДС определяется частотой вращения магнитного поля, т. е. равна частоте тока питающей сети:

$$U_r(\omega) = U_{mr}(\omega_p/\omega_0) \cos \omega t, \quad (4.17)$$

где  $U_{mr}$  — максимальная амплитуда, получаемая при работе тахогенератора на линейном участке своей характеристики;  $\omega_0$  — частота вращения ротора в этом максимальном режиме;  $\omega_p$  — текущее значение частоты вращения ротора.

Тахогенератор удается выполнить с более линейной и более стабильной зависимостью амплитуды снимаемой с него ЭДС от частоты вращения. Используется он для измерения частоты вращения машин, а в аналоговых вычислительных устройствах — как дифференцирующий элемент. Он создает электрический сигнал, пропорциональный частоте вращения, т. е. производной от угла поворота некоторой механической системы.

Рассмотрим в качестве примера использования двигателя и тахогенератора в аналоговых вычислительных машинах схему интегратора. Схема (рис. 4.16) содержит усилитель, исполнительный асинхронный двигатель с полым ротором и асинхронный тахогенератор. Обмотки возбуждения исполнительного двигателя и тахогенератора (ОВИД и ОВТГ) подключены к сети напряжением

$$u(t) = U_m \sin \omega t. \quad (4.18)$$

На вход интегратора подается напряжение сигнала

$$u_c(t) = U_{mc} \cos \omega t. \quad (4.19)$$

Задачей, которую решает схема, является получение на счетчике числа, являющегося определенным интегралом от амплитуды напряжения  $U_{mc}(t)$ , т. е. функции

$$f(t_1 - t_2) = k \int_{t_1}^{t_2} U_{mc}(t) dt. \quad (4.20)$$

Решается эта задача следующим образом. Напряжение сигнала, усиленное усилителем, подается на обмотку управления двигателя (ОУИД). Ротор двигателя (РД) начинает вращаться и приводит в действие счетчик (С), жестко соединенный с валом двигателя. Тахогенератор, ротор которого (РТГ) также соединен с валом двигателя, образует цепь обратной связи.

Напряжение  $u_d(t)$ , снимаемое с выходной обмотки тахогенератора, подается на вход усилителя навстречу напряжению сигнала  $u_c(t)$ . Обратная связь повышает точность и быстродействие такого интегратора.

Определим основные характеристики этой схемы. Напряжение, получаемое на входе усилителя, равно разности входного напряжения и напряжения тахогенератора. Оба они имеют одинаковую фазу и одинаковую частоту, рав-

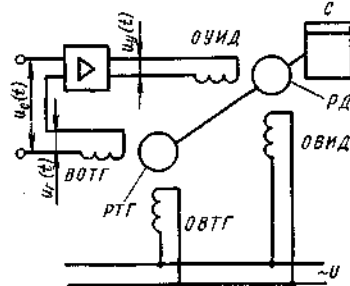


Рис. 4.16

ную частоте тока сети  $\omega$ . Напряжение на выходе усилителя

$$u_d(t) = U_m(t) \cos \omega t = k_y [U_{mc}(t) - U_{mr}(\omega_p(t)/\omega_0)] \cos \omega t, \quad (4.21)$$

где  $k_y$  — коэффициент усиления усилителя по напряжению.

Выходное напряжение усилителя подается на обмотку управления двигателя. В соответствии с его регулировочной характеристикой, имеющей наклон  $k_d = \omega_d/U_{md}$ , ротор двигателя вращается с частотой

$$\omega_d = k_d U_{md}(t) = k_d k_y [U_{mc}(t) - U_{mr}(\omega_p(t)/\omega_0)]. \quad (4.22)$$

Амплитуда напряжения, развиваемого тахогенератором, пропорциональна частоте вращения его ротора. Пусть роторы двигателя и тахогенератора соединены непосредственно друг с другом. Тогда  $\omega_p(t) = \omega_d(t)$ . Подставив это выражение в (4.22), получим уравнение, из которого легко определить частоту вращения роторов двигателя и тахогенератора:

$$\omega_d(t) = k_d k_y U_{mc}(t) / (1 + k_d k_y k_r), \quad (4.23)$$

где  $k_r = U_{mr}/\omega_0$  — наклон характеристики тахогенератора.

Счетчик, показывающий угол поворота, совершенный роторами на интервале времени от  $t_1$  до  $t_2$ , выдает показание

$$f(t_2 - t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \omega_d(t) dt = \left[ \frac{k_y k_d}{1 + k_y k_d k_r} \right] \int_{t_1}^{t_2} U_{mc}(t) dt. \quad (4.24)$$

Одно из преимуществ введения обратной связи заключается в том, что возрастает точность интегрирования. Под действием ряда причин усиление усилителя меняется. Так же меняется и наклон характеристики управления двигателя, так как он зависит от амплитуды напряжения сети и в общем случае от частоты вращения двигателя (нелинейность характеристики управления).

В схеме с обратной связью практически всегда можно выбрать  $k_y k_d k_r \gg 1$ . В этом случае выражение (4.24) упрощается и приобретает вид

$$f(t_2 - t_1) \approx \left( \frac{1}{k_r} \right) \int_{t_1}^{t_2} U_{mc}(t) dt. \quad (4.25)$$

В системе без обратной связи  $k_r = 0$  и показания счетчика будут следующими:

$$f(t_2 - t_1) = k_y k_d \int_{t_1}^{t_2} U_{mc}(t) dt. \quad (4.26)$$

Характеристику тахогенератора можно сделать более стабильной, чем характеристики двигателя и усилителя. Ее наклон ( $k_r$ ) практически не зависит от времени и напряжения сети, и интегрирование происходит с малой ошибкой, зависящей лишь от того, насколько больше произведение  $k_y k_d k_r$  единицы. Эта ошибка может быть сделана малой, если усиление усилителя  $k_y$  выбрать достаточно большим. В схеме без обратной связи изменения  $k_y$  и  $k_d$  полностью регистрируются счетчиком и переходят в ошибку.

Преимущество рассматриваемой схемы интегратора состоит в возможности интегрирования очень медленных изменений амплитуды сигнала и даже не изменяющегося во времени по амплитуде сигнала.

Быстродействие рассмотренного интегратора зависит от инерционности двигателя. Инерционность двигателя заключается в том, что при подаче скачком на его обмотку напряжения управления ротор приобретает соответствующую частоту не сразу, а с некоторой задержкой, определяемой разгоном или торможением. По сравнению с механической инерционностью суммарное запаздывание в установлении тока управления, тока ротора и магнитного потока оказывается малым и им можно пренебречь. В интеграторе с обратной связью благодаря большому петлевому уси-

нию постоянная времени, определяемая моментом инерции всех вращающихся частей интегратора, уменьшается в  $1+k_3k_2k_1$  раз. Интегратор получается более быстродействующим, чем установленный в нем двигатель.

Современные исполнительные двигатели имеют постоянную времени порядка долей секунды. Следует отметить, что, вводя сильную обратную связь  $[(1+k_3k_2k_1) \gg 1]$ , не всегда удается достичь сильного ускорения процессов установления в системе двигатель — тахогенератор. Причиной является влияние тех процессов, которые ранее при инерционном двигателе считались происходящими мгновенно. Введением обратной связи через тахогенератор часто пользуются для уменьшения постоянных времен асинхронных двигателей, стоящих в системах управления.

## ГЛАВА 5

### СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСТОЧНИКОВ СХЕМЫ ПИТАНИЯ РАДИОУСТРОЙСТВ

#### § 5.1. Схемы построения источников питания радиоустройств

Средства электропитания (электроснабжения) предназначены для обеспечения электроэнергией требуемого качества радиоустройств и комплексов радиоэлектронных устройств.

Если средства электропитания конструктивно выполнены в виде самостоятельного блока, то их называют *источниками электропитания*. Иногда средства электропитания и их отдельные функциональные узлы конструктивно совмещают с каким-либо блоком радиоэлектронного средства, т. е. не выделяют в отдельный конструктивно законченный элемент, а монтируют на платах общих с радиоустройством. И в том и в другом случае функциональные звенья средств электропитания одинаковы. Поэтому далее будем рассматривать источники питания, имея в виду, что их отдельные функциональные звенья могут быть конструктивно объединены и с другими блоками.

Представление о входящих в источник электропитания функциональных звеньях, их роли в процессе преобразования энергии и взаимодействии дает структурная схема рис. 5.1. Первым элементом этой схемы является первичный источник питания (ПИП). Первичный источник — это устрой-

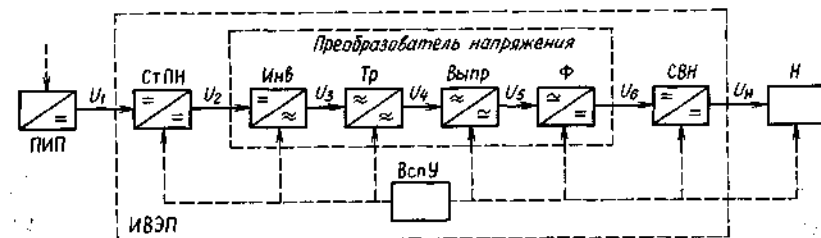


Рис. 5.1

ство, в котором вырабатывается электрическая энергия. Он является преобразователем одного из неэлектрических видов энергии (механической, тепловой, химической и др.) в электрическую. Поэтому к нему подводят энергию от какого-нибудь неэлектрического генератора (например, тепловую, механическую) либо он обладает запасом энергии (например, химической).

В качестве первичных источников широко применяют электромашинные генераторы, которые преобразуют в электрическую механическую энергию вращающихся масс. Используют и тепловые генераторы — устройства, непосредственно преобразующие тепловую энергию в электрическую.

Преобразователями химической энергии являются гальванические элементы и аккумуляторы. В атомных источниках электрической энергии используется энергия распада ядер. Перечисление различных типов первичных источников можно было бы продолжить, но названные типы таких источников дают достаточно полное представление о содержании введенного термина и их месте в структурной схеме.

Напряжение на выходе первичного источника во время его работы не остается постоянным. Оно зависит как от подводимой к источнику неэлектрической мощности, так и от потребляемой от источника нагрузкой электрической мощности.

В источниках постоянного тока во время эксплуатации может меняться значение выходного напряжения, а в источниках переменного тока — как амплитуда напряжения, так его форма и частота. Все эти изменения сказываются на работе последующих блоков источника питания, поэтому для получения хороших показателей от всего источника при больших колебаниях напряжения первичного источника часто в схему вводят стабилизатор первичного напряжения (СТПН на рис. 5.1).

Примерами подобных стабилизаторов являются стабилизаторы переменного напряжения на магнитных усилителях или входные стабилизаторы постоянного напряжения на транзисторах. Стабилизатор первичного напряжения уменьшает значение, а иногда и позволяет изменить форму напряжения первичного источника, тем самым облегчая работу всех последующих каскадов источника питания.

В инверторе (Инв) осуществляется преобразование постоянного электрического тока в переменный. В схеме рис. 5.1 подразумевается, что первичный источник является источником постоянного тока, т. е. считается, что система электропитания является системой постоянного тока.

Преобразование постоянного электрического тока в переменный преследует три цели: 1) применить трансформатор (Тр) для гальванической развязки выходных звеньев от первичного источника; 2) изменить до удобного значения напряжение, подаваемое на последующие звенья; 3) получить переменное напряжение повышенной частоты для успешной реализации возможности выполнения этого трансформатора с малыми габаритами и массой.

Выпрямитель (Выпр), являющийся последующим каскадом рассматриваемой структурной схемы, превращает переменное напряжение, полученное на выходе инвертора и повышенное или пониженное трансформато-

ром, вновь в постоянное. Выпрямитель не создает на своем выходе идеального постоянного напряжения. Помимо постоянной составляющей напряжения на его выходе присутствуют гармоники выпрямляемого переменного напряжения, называемые *пульсациями*. Для уменьшения пульсаций на выходе выпрямителя обычно включают сглаживающий фильтр (Ф).

Между фильтром и нагрузкой (Н) в современных источниках питания практически всегда включают стабилизатор выходного напряжения (СВН) или тока. Этот стабилизатор служит для поддержания постоянства напряжения на нагрузке или тока в ней при изменениях сопротивления нагрузки, напряжения первичного источника, условий эксплуатации источника питания и т. п. Определяя выходные характеристики всего источника питания, стабилизатор выходного напряжения является наиболее сложной и наиболее ответственной его частью.

Помимо названных в состав источника питания входит достаточно большое число других элементов и устройств, которые называют *вспомогательными* (Всп У). К ним относят специальные схемы и аппараты, служащие для включения, выключения и регулировки режима работы как всего источника питания, так и его отдельных каскадов, схемы защиты источника от возможных перегрузок и неправильных включений, устройства, программирующие работу источника, дополнительные источники питания для различных каскадов и т. д.

Часть элементов рассмотренной структурной схемы, полученная исключением первичного источника и нагрузки (она обведена большим штриховым прямоугольником на рис. 5.1), составляет *источник вторичного электропитания* (ИВЭП). Он является преобразователем электрической энергии, получаемой от первичного источника, обеспечивая ряд ее характеристик и качества (номинал напряжения, род электрического тока, стабильность и др.), необходимые для питания нагрузки (радиоэлектронного устройства).

Малый штриховой прямоугольник на рис. 5.1 выделяет из вторичного источника часть, которую называют *преобразователем* (конвертером). Преобразователь, получая электрическую энергию от источника постоянного тока с одним напряжением, отдает ее в нагрузку под другим напряжением.

Не каждый источник питания строится по приведенной структурной схеме. В ряде случаев отдельные звенья могут и исключаться. Связь между звеньями может быть и не такой, как показано на рис. 5.1. Например, в простейших вторичных источниках питания может не быть стабилизатора, преобразователя, а иногда и выпрямителя с фильтром.

В том случае, когда система электроснабжения работает на переменном токе, первым элементом источника питания может быть выпрямитель.

Следует иметь в виду, что рассматриваемая структурная схема представляет как бы один канал источника питания, обеспечивающий только один из номиналов выходного напряжения. Современные источники являются многоканальными, так как обеспечивают электропитание по нескольким (иногда и более десяти) каналам с различными номиналами напряжения и тока, их пульсациями и стабильностями.

Ряд функциональных звеньев в многоканальных источниках могут быть общими. Разветвление каналов производят как после первичного источника, так и после инвертора, выпрямителя и т. д. Отдельные каналы одного источника питания могут содержать различное число звеньев в зависимости от требований, предъявляемых к стабильности выходного напряжения, пульсациям, скорости переходных процессов и т. д.

Во многих радиосистемах применяют не один, а несколько первичных источников разного типа, обеспечивающих энергоснабжение в различных условиях работы. Переключение первичных источников, постановку части их на подзаряд или в резерв осуществляют специальные вспомогательные устройства. В этом случае ветвление структурной схемы происходит в направлении, противоположном тому, которое было в многоканальном источнике. Слияние каналов, идущих от разных первичных источников, можно выполнять в различных точках рассмотренной структурной схемы.

С целью повышения КПД источника и его конструктивного упрощения стремятся применить такие функциональные звенья, которые позволяют выполнить не одну, а ряд задач. Например, применив регулируемый инвертор и управляя его выходным напряжением так, чтобы на выходе выпрямителя создавалось стабильное напряжение, можно получить заданное качество выходного напряжения источника и без выходного стабилизатора.

С аналогичной целью можно использовать и регулируемый выпрямитель. Известны примеры такого построения стабилизирующих источников, когда стабилизатором первичного напряжения управляют сигналом, полученным с выхода источника. Тогда, включив после стабилизатора нерегулируемый преобразователь, получают стабилизирующий источник с гальва-

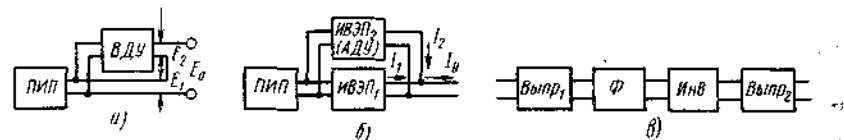


Рис. 5.2

нической развязкой. Такие источники называют *стабилизирующими с регулированием на входе*; при наличии первичного источника переменного тока источники называют *стабилизирующими с регулированием по переменному току*.

Примером несколько иной компоновки структурной схемы источника вторичного электропитания является схема с «вольтодобавкой» (рис. 5.2, а). Вторичный источник (ВИП), построенный по рассмотренной ранее схеме, формирует только часть выходного напряжения. Полное выходное напряжение  $E_0$  является суммой напряжений первичного источника  $E_1$  и вторичного вольтодобавочного устройства (ВДУ) —  $E_2$ . Регулируя вольтодобавочное напряжение, можно получить выходное напряжение  $E_0$  нужного значения и с необходимой стабильностью.

Преимуществом подобной схемы является то, что ВИП—ВДУ преоб-

разует не всю мощность, забираемую нагрузкой от первичного источника, а только часть, поэтому получается конструктивно проще.

Если нагрузка такова, что ей свойственно время от времени забирать от первичного источника аномально большие по сравнению со средним значением токи, то удобно выполнить ИВЭП по схеме рис. 5.2, б, содержащей помимо основного (ИВЭП<sub>1</sub>), дополнительный источник (ИВЭП<sub>2</sub>), который можно назвать «ампердобавочным» устройством (АДУ). Кратковременность режима перегрузок аномальными токами позволяет выполнить ИВЭП<sub>2</sub> конструктивно простым.

В приведенных схемах как основные блоки, так и вольт- и ампердобавочные формируются из каскадов, включенных в ИВЭП, показанный на рис. 5.1, что и придает ей общий характер. Конкретный набор каскадов и способы их соединения определяются как характером первичных источников, так и требованиями к значениям и качеству выходных напряжений и тока.

Инверторы и выпрямители, входящие в преобразователь, обладают малыми габаритами, высокими надежностью и КПД, поэтому стали применять во вторичных источниках, работающих от промышленной сети переменного тока (рис. 5.2, в). Эти источники включают в себя бестрансформаторный выпрямитель сетевого напряжения (Выпр<sub>1</sub>), фильтр (Ф), инвертор (Инв) и выпрямитель выходного напряжения инвертора (Выпр<sub>2</sub>). Преимущество такого построения заключается в том, что трансформатор оказывается включенным в участок сети, колебания в котором создаются инвертором и имеют повышенную частоту (до 100 кГц).

В заключение вернемся еще раз к структурной схеме рис. 5.1 и познакомимся со схемами замещения нагрузки источника питания.

При энергетических расчетах в моделирующих схемах источников питания нагрузку, т. е. какое-либо радиоустройство, представляют активным сопротивлением, поглощающим ту же мощность. Таким образом, сопротивление нагрузки, заменяющее радиоустройство, потребляющее постоянный ток  $I_0$  при постоянном напряжении  $U_0$ ,

$$R_n = U_0 / I_0. \quad (5.1)$$

Нелинейность реальной нагрузки приводит к тому, что такая замена не является полной. При изменении напряжения питания постоянный ток, потребляемый нагрузкой, может меняться не так, как ток через сопротивление  $R_n$ . Если реальной нагрузке соответствует вольт-амперная характеристика (график зависимости среднего значения потребляемого тока от подводимого напряжения — кривая 1 на рис. 5.3), то при номинальном напряжении  $U_{0\text{ном}}$  изменению напряжения на  $\Delta U$  соответствует прирост потребляемого тока  $\Delta I_0$ , не равный приросту тока при линейной нагрузке  $R_n$  (прямая 2).

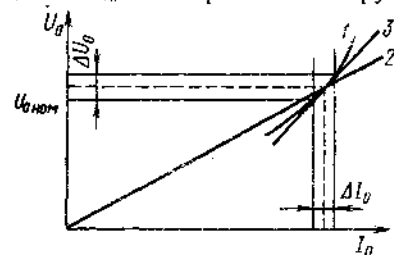


Рис. 5.3

Линейную схему замещения реаль-

ной нагрузки при небольших изменениях напряжения питания можно получить заменив участок кривой 1 касательной (прямая 3). Наклон этой касательной определит дифференциальное сопротивление нагрузки:

$$R_{in} = \Delta U_0 / \Delta I_0. \quad (5.2)$$

Таким образом, нагрузку с любым числом нелинейных элементов при расчете показателей источника питания будем заменять сопротивлением нагрузки постоянному току  $R_n$  (энергетические показатели) и сопротивлением нагрузки изменениям тока  $R_{in}$  (дифференциальные показатели источника).

В процессе работы радиоустройства потребляемый им ток колеблется. Быстрые колебания тока с частотой, равной или большей частоты выпрямленного переменного напряжения, не сказываются на источнике питания, так как сглаживаются накопительными элементами его фильтра и в первую очередь конденсатором с большой емкостью, подключенным параллельно с нагрузкой к выходным зажимам.

## § 5.2. Характеристики источника питания и его отдельных каскадов

Основной характеристикой любого источника питания, как и каждого его каскада, является внешняя характеристика, представляющая собой зависимость выходного напряжения от выходного тока (рис. 5.4, а, б).

Семейство кривых на рис. 5.4, а характерно для первичных источников питания. В данном случае приведены внешние характеристики солнечной батареи. Основная кривая 1 выражает зависимость напряжения от тока нагрузки при нормальных условиях освещения и температуре. Кривая 2 характеризует ту же зависимость, но при более интенсивном освещении, а кривая 3 — эту зависимость при нормальных условиях освещения, но при более низкой температуре работы. Учет остальных факторов, влияющих на работу солнечной батареи, еще более расширяет семейство внешних характеристик.

Аналогичные зависимости можно получить и для других типов первичных источников питания. Их выходное напряжение зависит от подводимой к ним энергии, тока нагрузки и характеристик окружающей среды.

Внешняя характеристика стабилизатора выходного напряжения (рис. 5.4, б) при высоком качестве стабилизатора сливается на рабочем участке АВ в одну линию.

Для оценки стабильности выходного напряжения или тока стабилизатора используют коэффициенты неустойчивости, причем их определяют для каждого из параметров, вызывающих изменение выходной величины.

Неустойчивость напряжения, вызванная изменением температуры, качественно оценивает-

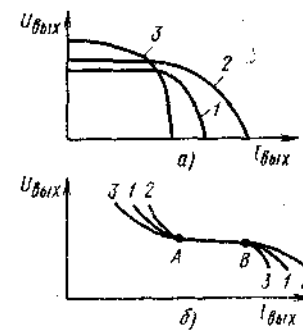


Рис. 5.4



ся температурным коэффициентом (В/град):

$$k_t = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t. \quad (5.3)$$

Изменения выходного напряжения выпрямителя и стабилизатора напряжения при колебаниях подводимого к ним напряжения  $E$  оценивают с помощью коэффициента неустойчивости по входному напряжению:

$$k_E = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta E. \quad (5.4)$$

Иногда пользуются не абсолютными коэффициентами неустойчивости, а относительными, представляющими собой отношение процентных изменений выходной величины и дестабилизирующего фактора.

Например, относительный коэффициент неустойчивости по входному напряжению

$$k_{E_{\text{отн}}} = \Delta U_{\text{вых}} E / (\Delta E U_{\text{вых}}). \quad (5.5)$$

Изменения выходного напряжения, вызываемые колебаниями тока нагрузки, для любого каскада или источника определяются выходным, или, как его еще называют, внутренним сопротивлением каскада и источника. При нелинейной внешней характеристике это сопротивление является дифференциальным и определяется в каждой рабочей точке как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его отклонению выходного тока, взятое с обратным знаком:

$$R_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}. \quad (5.6)$$

Знак минус введен в это выражение потому, что у источника с положительным выходным сопротивлением при росте тока нагрузки выходное напряжение уменьшается.

Выходное сопротивление является одним из важнейших параметров источника питания или его каскада, так как определяет зависимость напряжения на нагрузке от потребляемого ею тока. Если источник обладает линейной внешней характеристикой (рис. 5.5, а), то его моделирующая схема состоит из источника ЭДС холостого хода  $E_{\text{вых}}$  и внутреннего сопротивления  $R_{\text{вых}}$  (рис. 5.5, б). Ток нагрузки, напряжение на ней и мощность, отдаваемая в нагрузку источником, соответственно

$$I_0 = E_{\text{вых}} / (R_{\text{вых}} + R_n); \quad (5.7)$$

$$U_0 = E_{\text{вых}} - I_0 R_{\text{вых}} = E_{\text{вых}} R_n / (R_{\text{вых}} + R_n);$$

$$P_0 = E_{\text{вых}}^2 R_n / (R_n + R_{\text{вых}})^2.$$

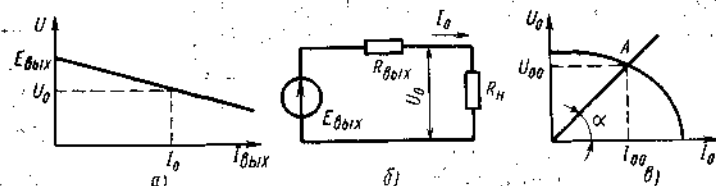


Рис. 5.5

Если внешняя характеристика источника нелинейна (рис. 5.5, в), то выходное сопротивление в каждой точке имеет различное значение. Нахождение отдаваемой источником мощности в этом случае удобно производить графически. Для этого необходимо решить совместно два уравнения. Нелинейное уравнение внешней характеристики

$$U_0 = f(I_0) \quad (5.8)$$

и уравнение, характеризующее вольт-амперную характеристику нагрузки,

$$U_0 = \varphi(I_0). \quad (5.9)$$

Если нагрузка является линейным сопротивлением, то ее характеристика имеет вид прямой линии с наклоном (угол  $\alpha$ ), определяемым сопротивлением  $R_n$ . Точка пересечения  $A$  характеристик (рис. 5.5, в) позволяет найти совместное решение двух уравнений, а, следовательно, и установившиеся выходное напряжение  $U_0$  и ток  $I_0$ . Мощность, отдаваемая источником, характеризуется площадью прямоугольника с вершиной, лежащей в точке  $A$ . Произведя несколько последовательных построений для разных значений  $R_n$ , можно найти как оптимальное для данного источника сопротивление нагрузки, так и максимальную мощность, отдаваемую источником. Максимальная мощность отдается в оптимальную нагрузку.

Зависимость выходного напряжения от тока источника приводит также к связи между несколькими радиоустройствами, подключенными к этому источнику, или каскадами одного радиоустройства. Эта связь через общий источник питания (общее  $R_{\text{вых}}$  источника) обуславливает взаимовлияние работы радиоустройств и его каскадов и может привести как к взаимным помехам, так и к отказу в работе.

В сложных установках, содержащих много каскадов, устранить взаимовлияние, вызванное связью через общий источник питания, достаточно трудно. Поэтому приходится применять стабилизаторы напряжения, имеющие очень малое выходное сопротивление, а в каскадах радиоустройства, чувствительных к такому влиянию или являющихся источниками неустойчивости, предусматривать фильтры-развязки, изолирующие их от общего источника питания.

Простейший фильтр получается при подсоединении параллельно выходным клеммам источника конденсатора  $C$  (рис. 5.6). Выходное сопротивление источника с таким фильтром зависит от частоты изменения тока нагрузки  $\omega_n$ ; для его переменных составляющих, имеющих частоту  $\omega_n > 1/(CR_{\text{вых}})$ , оно определяется лишь емкостным сопротивлением  $1/(\omega_n C)$  и, следовательно, может иметь малое значение при любом значении  $R_{\text{вых}}$ .

Связь между двумя устройствами  $Y_1$  и  $Y_2$  (их эквивалентные нагрузки  $R_{n1}$  и  $R_{n2}$ ) осуществляется

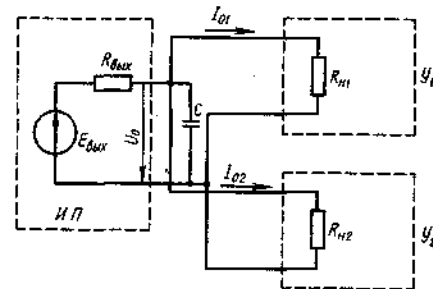


Рис. 5.6



емкостью конденсатора  $C$  и при существенных значениях  $\omega_n$  будет весьма слабой.

До сих пор рассматривались лишь стабилизаторы напряжения. Стабилизатор напряжения должен поддерживать постоянным напряжение на выходе при изменении тока нагрузки в заданных пределах. Следовательно, его выходное сопротивление должно быть как можно меньше, а выходная характеристика — почти горизонтальной.

Стабилизатор тока должен поддерживать постоянным ток через нагрузку при изменении напряжения на ней. Выходное сопротивление источника тока на рабочем участке должно быть как можно больше, вследствие чего рабочий участок его внешней характеристики получается почти вертикальным.

Это отличие стабилизатора напряжения от стабилизатора тока накладывает отпечаток и на показатели соответствующих схем. Для источника напряжения приводились коэффициенты неустойчивости, учитывающие изменение выходного напряжения, а для стабилизатора тока соответствующие коэффициенты необходимо подсчитывать как отношение изменений выходного тока к отклонениям дестабилизирующих факторов. Поскольку большинство радиоустройств требует для сохранения режима постоянных питающих напряжений, в схемах питания стабилизаторы напряжений встречаются гораздо чаще, чем стабилизаторы тока.

Самыми общими и наиболее часто встречающимися показателями качества источника питания являются его удельные массовые и объемные характеристики. Они позволяют сравнивать совершенно различные источники питания по массе и объему, приходящемуся на 1 Вт мощности, отдаваемой в нагрузку (удельные мощностные характеристики), или 1 Вт·ч энергии, выделяемой в нагрузку (удельные энергетические характеристики).

Особенно удобны эти характеристики для оценки первичных источников. При питании устройств, создающих пиковую нагрузку, более важны удельные мощностные объемная и массовая характеристики:

$$p_v = P_n / V; \quad (5.10)$$

$$p_G = P_n / G, \quad (5.11)$$

где  $P_n$  — мощность, отдаваемая в нагрузку, Вт;  $G$  — масса источника питания, кг;  $V$  — его объем,  $\text{дм}^3$ .

Если же источник должен работать на постоянную нагрузку в течение долгого времени, то для него более важны хорошие удельные энергетические объемная и массовая характеристики  $q_v$  и  $q_G$ :

$$q_v = Q_n / V; \quad (5.12)$$

$$q_G = Q_n / G, \quad (5.13)$$

где  $Q_n$  — энергия, отдаваемая в нагрузку за время работы.

Все удельные характеристики зависят от режима работы источника, запасов энергии, заложенных в него для обеспечения надежности, и внешних условий. Поэтому правильный выбор источника питания можно сделать лишь на основе анализа семейства кривых, определяющих его удельные

характеристики в зависимости от нагрузки, внешних условий и прочих причин, влияющих на работу источника.

Влияние нагрузки источника питания на его удельные характеристики удобно оценить по зависимости его энергетических показателей от мощностных. Примером такой зависимости являются графики рис. 5.7, а, б для никель-кадмиевого аккумулятора НК-10. Значительный наклон характеристик показывает, что

чем быстрее разряжается аккумулятор, тем меньшую энергию он отдает в нагрузку и тем большая ее часть теряется в самом источнике.

Построенные на рис. 5.7, а, б для разных температур окружающей среды характеристики показывают, что качественные показатели аккумулятора заметно ухудшаются при его охлаждении. К источникам питания радиоустройств предъявляются не только требования стабильности в работе, малых массы и габаритов, но и ряд других. Однако приведенные пояснения показывают, как подходить к оценке качеств источника питания и какие характеристики для этого необходимы.

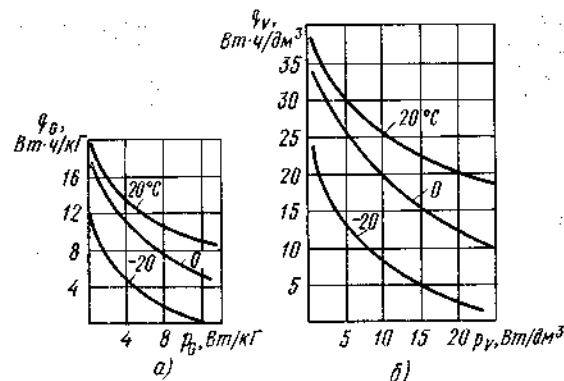


Рис. 5.7

## ГЛАВА 6

### ВЫПРЯМИТЕЛИ И ФИЛЬТРЫ

#### § 6.1. Схема электрического выпрямителя и его показатели

Электрический выпрямитель широко применяют как наиболее универсальный преобразователь переменного тока в постоянный.

Выпрямление в электрическом выпрямителе достигается вследствие включения в его состав электрического вентиля, который пропускает ток преимущественно в одном направлении (рис. 6.1, а).

При рассмотрении процессов выпрямления характеристику вентиля идеализируют, представляя ее (рис. 6.1, б) линейной ломаной кривой 1 (идеальный вентиль), 2 (идеализированный вентиль с потерями) или 3 (идеализированный вентиль с потерями и порогом выпрямления).

В качестве вентиля в настоящее время применяют в основном полупроводниковые диоды. Порог выпрямления кремниевых диодов лежит в пределах 0,4—0,8 В, а германиевых — 0,15—0,2 В. Для низковольтных выпрямителей (выпрямленное напряжение менее 10 В) порог выпрямления крем-

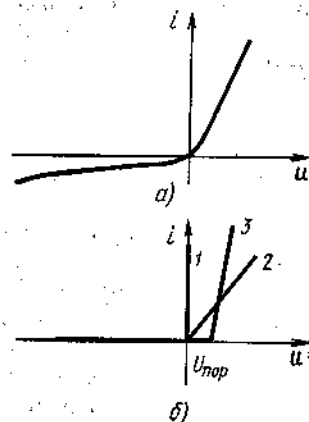


Рис. 6.1

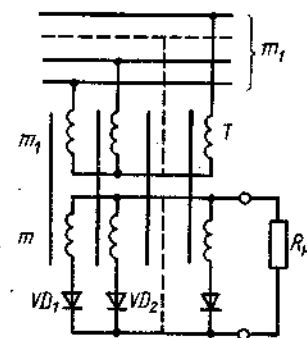


Рис. 6.2

ниевых вентилях составляет заметную часть выходного напряжения; его следует учитывать при расчетах, выбирая в качестве расчетной модель вентиля с порогом выпрямления. Для выпрямителей с выходным напряжением более 10 В можно проводить расчет и на основе модели вентиля без порога выпрямления.

Угол наклона спрямленной характеристики вентиля с потерями определяет внутреннее сопротивление вентиля  $r_{в}$ .

Значения сопротивлений  $r_{в}$ , применяемых в настоящее время вентилях, составляют от десятков (слаботочные диоды) до долей ом (сильноточные диоды).

Прямой ток вентиля ограничен его разогревом из-за потерь электрической мощности, пропорциональных падению напряжения на вентиле. При обратном напряжении вентиль пропускает хотя и малый, но отличный от нуля обратный ток. Этим током, как правило, пренебрегают.

Следует отметить, что малый обратный ток соответствует обратному напряжению, не превосходящему некоторого значения. За этим пределом обратный ток резко возрастает и вентиль пробивается. Это обстоятельство ограничивает значение обратного напряжения, которое может быть приложено к вентилю.

Схема простейшего электрического выпрямителя (рис. 6.2) содержит трансформатор, вентили и нагрузку.

Трансформатор необходим для преобразования напряжения сети в напряжение, удобное для дальнейшего выпрямления и гальванической развязки нагрузки выпрямителя от сети.

В общем случае трансформатор имеет  $m_1$  обмоток (фаз) в первичной цепи и  $m$  фаз во вторичной цепи.

В приведенной схеме как первичные, так и вторичные обмотки соединены звездой. В подавляющем большинстве схем вторичные обмотки именно так и соединяют. Что же касается первичных обмоток, то они могут соединяться и в многоугольник.

К концу каждой из вторичных обмоток подсоединен анод вентиля. Катоды всех вентилях подсоединены к сборной шине, которая и является одним (в данном случае положительным) выводом выпрямителя. Второй вывод выпрямителя (отрицательный) берут от средней точки звезды вторичных обмоток трансформатора. К этим выводам и подключают нагрузку выпрямителя.

Из-за нелинейности характеристик вентиля ток в каждой из вторичных обмоток может проходить только в одну сторону. Через нагрузку проходит суммарный ток всех фаз (вентилях) вторичной обмотки, имеющий значительную постоянную составляющую (выпрямленный ток).

Если изменить полярность включения всех вентилях на обратную, т. е. подсоединить их катодами к концам вторичных обмоток, а анодами к сборной шине, то выпрямленное напряжение изменит свою полярность.

Для уменьшения переменных составляющих в выходном напряжении между нагрузкой и выпрямителем включают фильтр, называемый *сглаживающим*. Необходимость в фильтре вызвана тем, что мгновенная мощность переменного тока пульсирует во времени, а мгновенная мощность постоянного тока неизменна. Следовательно, для получения на выходе постоянного тока в выпрямителе должен быть элемент, запасующий избыток (по отношению к среднему значению) мощности в те моменты, когда мощность переменного тока близка к максимуму, и отдающий этот запас в нагрузку в моменты, соответствующие минимуму мгновенной мощности переменного тока.

Накопление (запасание) мощности можно осуществить лишь в реактивных элементах (катушках индуктивности или конденсаторах), поэтому фильтр должен содержать в своем составе хотя бы один такой элемент.

Из двух схем выпрямителей, содержащих один накопительный элемент (рис. 6.3, а, б), практическое применение находит лишь схема с конденсатором.

У схемы с дросселем нельзя получить малое выходное сопротивление для переменных составляющих тока нагрузки. Связано это с тем, что ин-

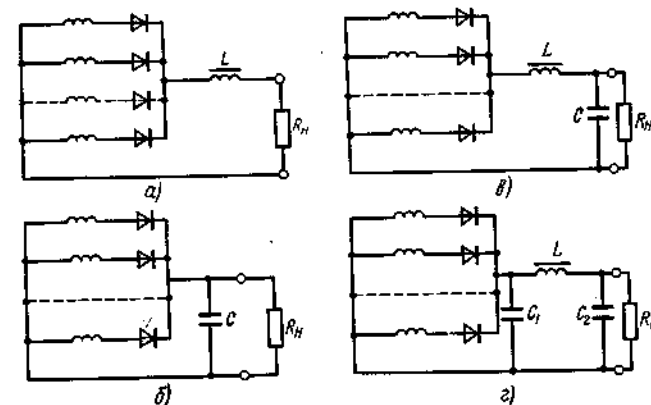


Рис. 6.3

дуктивность дросселя  $L$ , по которому проходит весь ток нагрузки, для хорошего сглаживания пульсаций должна быть значительной. А при большой индуктивности дросселя на нем возникают большие падения напряжения при изменениях тока нагрузки.

С целью получения малого выходного сопротивления фильтра для переменных составляющих тока нагрузки его схему усложняют, включая второй реактивный элемент — конденсатор  $C$  (рис. 6.3, в).

Аналогичный фильтр для дополнительного сглаживания пульсаций (дроссель  $L$  и конденсатор  $C$ ) можно подключать и к выпрямителю с емкостным накопителем (рис. 6.3, б).

Его схема для последнего случая показана на рис. 6.3, г.

Чем больше число фаз выпрямленного переменного напряжения, тем чаще и с меньшей амплитудой пульсирует мгновенная мощность переменного тока. Поэтому в многофазном выпрямителе снижается как запасаемая в реактивных элементах мощность, так и время, на которое она запасается, что приводит к уменьшению габаритов и массы накопительных элементов.

При увеличении частоты переменного напряжения сокращается время, на которое запасается энергия в фильтре, что позволяет опять-таки уменьшить размеры и массу фильтра.

При большом числе фаз выпрямляемого напряжения можно добиться достаточно качественного выпрямления и без фильтра.

Включение того или иного фильтра на выход выпрямителя существенно сказывается на процессах, происходящих в самой выпрямительной схеме (вентилей и трансформаторе). Это объясняется тем, что цепи постоянного и переменного токов в электрическом выпрямителе связаны через вентили. Поэтому включение реактивного элемента в цепь постоянного тока выпрямителя сказывается на значении и форме тока в обмотках трансформатора, т. е. в цепи переменного тока.

Характер процессов в выпрямителе задается тем реактивным элементом, который создает основное сопротивление переменной составляющей выпрямленного тока. Прочие реактивные элементы фильтра не меняют картины процесса, а сказываются лишь на некоторых его количественных характеристиках.

Именно поэтому практически одинаковы форма и значения токов в обмотках трансформатора у схем, приведенных на рис. 6.3, б, г, так как на конденсаторе  $C_1$  в последней схеме получается уже практически выпрямленное напряжение (его емкость большая) и дроссель  $L$  создает лишь несколько большее постоянство тока разряда конденсатора  $C_1$ . Поэтому конденсатор  $C_1$  относят к выпрямителю, а дроссель  $L$  и конденсатор  $C_2$  рассматривают как отдельные фильтрующие звенья.

Все схемы выпрямителей можно разбить на две группы, отличающиеся друг от друга характером реактивности первого элемента фильтра и, следовательно, формой токов в обмотках трансформатора. Эти группы следующие:

а) выпрямитель, нагрузка которого начинается с индуктивного элемента (рис. 6.3, в);

б) выпрямитель, нагрузка которого начинается с емкостного элемента (рис. 6.3, б, г).

Выпрямленное напряжение  $e_0$  — напряжение на выходных зажимах выпрямителя — содержит не только постоянную составляющую  $E_0$ , но и ряд гармоник выпрямляемого переменного напряжения (рис. 6.4), т. е. пульсирует. Коэффициентом пульсаций называют отношение пикового напряжения переменной составляющей выпрямленного напряжения  $E_m$  к его постоянной составляющей  $E_0$ :

$$k_n = E_m / E_0 = (e_{0\max} - e_{0\min}) / (2E_0). \quad (6.1)$$

Представив выпрямленное напряжение рядом Фурье, т. е. как сумму постоянной составляющей и ряда гармоник с амплитудами  $E_{mk}$ , можно оценить качество выпрямления по коэффициентам пульсаций для каждой из гармоник:

$$k_{nk} = E_{mk} / E_0. \quad (6.2)$$

Такая оценка удобна в том случае, когда в результате последующей фильтрации выпрямленного напряжения большая часть гармоник сильно ослабляется и на нагрузке оказываются отличными от нуля лишь напряжения одной или двух гармоник.

К преимуществам электрического выпрямителя относятся: универсальность принципа преобразования, заключающегося в том, что он пригоден для получения как высоких, так и малых напряжений и токов; значительный КПД преобразования; относительно небольшие габариты и масса; возможность выпрямления переменных токов повышенной частоты; отсутствие подвижных частей и, следовательно, быстроизнашивающихся и вибрирующих деталей, а также переключаемых контактов и связанных с переключением искрения и истирания контактов; малый уровень радиопомех; значительный срок службы и высокая надежность; отсутствие при работе шума, выделения газов и дыма; нечувствительность к условиям эксплуатации; относительно низкая стоимость.

Вместе с тем электрическому выпрямителю свойственны и недостатки: чувствительность к изменению значения и формы выпрямляемого напряжения; необходимость фильтрации выходного напряжения; относительная сложность защитных устройств.

Рассмотрение процессов в выпрямительных схемах, проводимое далее, имеет своей целью не всестороннее описание этих процессов, а только получение расчетных соотношений. Поэтому сначала нужно определить цель электрического расчета, а затем, следуя этой цели, строить расчетные формулы.

Выпрямитель в основном собирают из готовых изделий. Только трансформатор и дроссель фильтра не являются покупными узлами, входящими в выпрямитель, но и их выполняют на типовых сердечниках с использованием нормализованных обмоточных проводов.

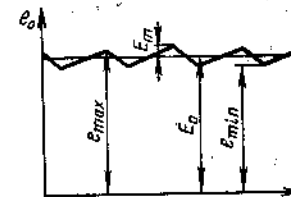


Рис. 6.4

При проектировании выпрямителя сначала выбирают готовые изделия (вентили, конденсаторы), а затем проверяют их режимы работы. Если электрический режим выбранных изделий удовлетворяет паспортным данным и запасы по предельным показателям приемлемы, то считают, что первый этап завершен успешно. После этого определяют исходные данные для расчета трансформаторов и дросселей и, проведя их расчет, уточняют показатели режима, полученные на первом этапе. В заключение рассчитывают показатели выпрямительного устройства.

Если же по каким-либо причинам электрические режимы, оцененные на первом этапе, оказываются неприемлемыми (перегрузка, большие запасы по предельным показателям), то подбирают другие изделия с более подходящими параметрами и снова проводят расчет выпрямителя.

Таким образом, расчетные формулы используются дважды: на первом этапе проектирования — выборе готовых изделий — как ориентировочные, а на втором этапе — расчете показателей — как проверочные. Ни в том, ни в другом случае не требуется высокой точности расчета. Сначала формулы используются для прикидки, а затем для оценки запасов по режимам. Поэтому в дальнейшем выводить будем только те формулы, которые определяют проверяемые показатели режимов. Они должны быть упрощенными, с точностью не ниже 10 %, что удовлетворяет целям проверки.

Режим электрических вентилях характеризуют средним прямым выпрямленным током, максимальными значениями прямого тока и обратного напряжения. Помимо этих величин для последующего теплового расчета необходимо определить и мощность, выделяющуюся в виде теплоты в вентиле, которая пропорциональна действующему значению тока, проходящему через вентиль.

Режим работы электрических конденсаторов характеризуют максимальным рабочим постоянным напряжением, которое должно быть (с определенным запасом) ниже пробивного, и значением переменной составляющей напряжения, которая должна быть меньше допустимой для данного типа конденсатора.

Для расчета трансформатора и дросселя необходимо знать напряжения на их обмотках, действующие значения токов в обмотках и постоянный ток подмагничивания.

## § 6.2. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента

Схема выпрямителя гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента, приведена на рис. 6.5. Показатели выпрямителя гармонического напряжения схемы зависят от индуктивности дросселя  $L$ , образующего вместе с конденсатором  $C$  сглаживающий фильтр. Если запас энергии в дросселе достаточен для того, чтобы подпитывать нагрузку током в течение интервала времени, во время которого мгновенная мощность в сети переменного тока будет меньше мощности, потребляемой нагрузкой, то ток в дросселе  $i_0$  (выпрямленный ток) непрерывен. При этом в выпрямителе всегда открыт какой-нибудь из вентилях.

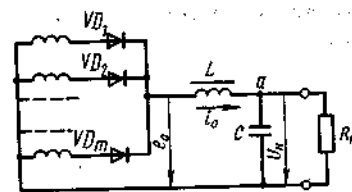


Рис. 6.5

В противном случае при малом запасе энергии в дросселе ток  $i_0$  получается разрывным, пульсирующим. В те моменты, когда он равен нулю, все вентили выпрямителя заперты, а поступление мощности в нагрузку происходит благодаря разрядке конденсатора  $C$ .

Запас энергии в дросселе пропорционален его индуктивности и квадрату выпрямленного тока. Поэтому при заданном токе нагрузки для обеспечения режима непрерывного тока индуктивность дросселя  $L$  должна превышать некоторое значение, называемое критическим.

Пусть в схеме рис. 6.5  $L \gg L_{кр}$ , тогда ток дросселя  $i_0$  в любой момент времени больше нуля. В цепи переменного тока (трансформатор и вентили) выпрямленный ток  $i_0$  может проходить как по одной, так и одновременно по нескольким вторичным обмоткам.

Если трансформатор и вентили идеальны, т. е. первый не имеет индуктивности рассеяния и активного сопротивления обмоток, а второй — внутреннего сопротивления и порога выпрямления, то ток  $i_0$  проходит только по одной из вторичных обмоток трансформатора.

Для доказательства этого положения обратимся к рис. 6.6, а, на котором изображены графики ЭДС

$$e_{21} = E_{2m} \cos \omega t, \dots, e_{2i} = E_{2m} \cos \left( \omega t - \frac{i-1}{m} \cdot 2\pi \right),$$

наводимые во всех фазах вторичной обмотки трансформатора, и рассмотрим состояние схемы в момент  $t=0$ . Этот момент характерен тем, что ЭДС  $e_{21}$  имеет максимальное значение, равное  $E_{2m}$ .

Предположим, что вентиль этой фазы открыт и часть выпрямленного тока  $i_0$  проходит через него. Падение напряжения на открытом идеальном вентиле равно нулю. Поэтому выпрямленное напряжение  $e_0 = E_{2m}$  (рис. 6.6, б). Оно существует на входе фильтра, т. е. на катодах всех вентилях, и больше ЭДС любой из фаз в этот момент времени. Следовательно, все вентили, кроме первого, в этот момент заперты и ток  $i_0$  проходит по первой фазе вторичной обмотки и через вентиль  $VD_1$  целиком (рис. 6.6, г).

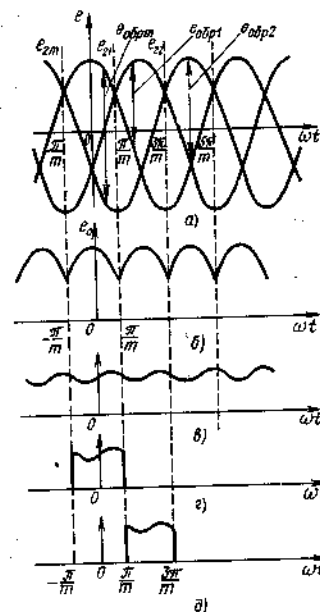


Рис. 6.6

Состояние схемы, при котором напряжение на катодах всех вентилях, кроме первого, больше напряжения на анодах, характерно не только для момента  $t=0$ , но и для всего интервала  $-\pi/m < t < \pi/m$ , на котором ЭДС  $e_{21}$  больше каждой из остальных (рис. 6.6, а).

На интервале  $\pi/m < t < 3\pi/m$  ЭДС второй фазы  $e_{22}$  становится больше каждой из остальных, вентиль  $VD_1$  закрывается, а вентиль  $VD_2$  открывается и выпрямленный ток проходит целиком по второй фазе (рис. 6.6, б). Затем включается вентиль третьей фазы, а вентиль второй фазы закрывается и т. д.

Таким образом, в выпрямителе с идеальными трансформатором и вентилями в любой момент времени открыта только та из фаз вторичной обмотки, ЭДС которой больше ЭДС каждой из остальных.

В течение одного периода выпрямленного напряжения  $T=2\pi/\omega$  по очереди срабатывают все  $m$  фаз вторичной обмотки. Следовательно, длительность работы каждой из фаз равна  $T/m$ .

Выпрямленное напряжение  $e_0$  по форме повторяет огибающую ЭДС всех фаз (рис. 6.6, б). Таким образом, для выпрямленного напряжения

$$e_0 = e_{2i}$$

при  $[(i-1)2\pi/m - \pi/m] < \omega t < [(i-1)2\pi/m + \pi/m]$ .

Период основной гармоники выпрямленного напряжения в  $m$  раз меньше периода выпрямляемого напряжения.

Каждый из вентилях выпрямителя в течение интервала времени, равного  $T/m$ , открыт и напряжение на нем равно нулю. В течение интервала  $(m-1)T/m$  вентиль закрыт создающимся в схеме отрицательным (обратным) напряжением.

Так как напряжение на вентиле  $i$ -й фазы

$$e_{vi} = e_{2i} - e_0, \quad (6.3)$$

то максимальным обратное напряжение на нем будет при отрицательных значениях ЭДС  $e_{2i}$  (рис. 6.6, а).

При четном числе фаз выпрямляемого напряжения минимум  $e_{2i}$  и максимум  $e_0$  совпадают во времени. Тогда пиковое значение обратного напряжения

$$E_{обр\ m} = |e_{2i\ max} + e_{0\ max}| = 2E_{2m} \quad (6.4)$$

При нечетном числе фаз минимум  $e_{2i}$  совпадает во времени с минимумом  $e_0$  и пиковое значение обратного напряжения будет меньше  $2E_{2m}$ . Так, для  $m=3$

$$E_{обр\ m} = \sqrt{3}E_{2m} \quad (6.5)$$

Выведем основные соотношения, характеризующие такой идеализированный выпрямитель. Прежде всего определим постоянную составляющую выпрямленного напряжения и коэффициент пульсаций. Так как выпрямленное напряжение имеет период  $T/m$  и внутри каждого периода меня-

ется по косинусоидальному закону, то, разложив его в ряд Фурье, получим

$$E_0 = [m/(2\pi)] \int_{-\pi/m}^{\pi/m} E_{2m} \cos \omega t d\omega t = E_{2m}(m/\pi) \sin(\pi/m) = E_2/B(m); \quad (6.6)$$

$$E_{mk} = (m/\pi) \int_{-\pi/m}^{\pi/m} E_{2m} \cos \omega t \cos k m \omega t d\omega t = 2E_{2m}(m/\pi) \sin(\pi/m)/(k^2 m^2 - 1), \quad (6.7)$$

где  $E_0$  — постоянная составляющая;  $E_{mk}$  — амплитуда  $k$ -й гармоники;  $E_2 = 0,707E_{2m}$  — действующее значение напряжения на обмотке трансформатора;  $B(m) = [\sqrt{2(m/\pi) \sin(\pi/m)}]^{-1}$  — коэффициент, зависящий только от  $m$  и определяющий использование обмоток трансформатора по напряжению (равен 1,11; 0,855 и 0,74 для  $m=2; 3$  и 6).

Согласно (6.7), коэффициент пульсаций  $k$ -й гармоники

$$k_{nk} = 2/(k^2 m^2 - 1). \quad (6.8)$$

Определить значение и форму выпрямленного тока  $i_0$  и напряжения на нагрузке  $u_n$  можно рассмотрев схемы рис. 6.7.

В схеме рис. 6.7, а нелинейная часть выпрямителя заменена источником напряжения известной формы и значения  $e_0$ . Ток в оставшейся линейной части выпрямителя, содержащей дроссель  $L$ , конденсатор  $C$  и нагрузку  $R_n$ , может быть найден с помощью известных методов анализа линейных цепей.

Точное определение тока дросселя в схеме рис. 6.7, а связано с громоздкими выкладками и дает неудобное для расчетов соотношение. Поэтому рассчитаем этот ток приближенно.

Емкость конденсатора  $C$ , стоящего в фильтре, выбирают настолько большой, что пульсации напряжения на нем не превышают долей процента. Поэтому вполне возможно заменить схему рис. 6.7, а схемой рис. 6.7, б, т. е. положить напряжение на нагрузке постоянным и равным  $E_0$ .

Напряжение, приложенное к дросселю  $L$  в последней схеме, равно разности выпрямленного напряжения  $e_0$  и его постоянной составляющей  $E_0$ .

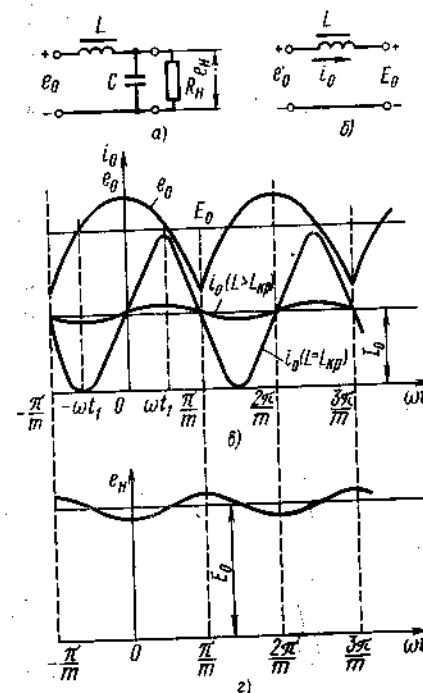


Рис. 6.7

Период выпрямленного напряжения  $e_0$  равен  $2\pi/m$ , а внутри каждого из периодов оно меняется по косинусоидальному закону (рис. 6.7, в).

Выбрав период, соответствующий работе первой фазы вторичной обмотки трансформатора, ограниченный углами  $-\pi/m$  и  $\pi/m$ , найдем выпрямленный ток  $i_0$  в упрощенной схеме, проинтегрировав падение напряжения на дросселе  $L$ :

$$\begin{aligned} i_0 &= [1/(\omega L)] \int (e_0 - E_0) d\omega t + c = \\ &= [1/(\omega L)] \int E_{2m} [\cos \omega t - (m/\pi) \sin(\pi/m)] d\omega t + c = \\ &= [E_{2m}/(\omega L)] [\sin \omega t - \omega t (m/\pi) \sin(\pi/m)] + I_0, \end{aligned} \quad (6.9)$$

где  $c$  — константа, равная постоянной составляющей выпрямленного тока  $I_0 = (E_{2m}/R_n) (m/\pi) \sin(\pi/m)$ .

Максимум и минимум ток достигает при углах  $\pm \omega t_1$ , соответствующих нулевым значениям напряжения  $e_0 - E_0$ , т. е. при

$$\omega t_1 = \arccos[(m/\pi) \sin(\pi/m)]. \quad (6.10)$$

Если индуктивность дросселя равна критической, то минимум тока  $i_0$  равен нулю (рис. 6.7, в), что позволяет определить условие для расчета  $L_{кр}$ :

$$\begin{aligned} [E_{2m}/(\omega L_{кр})] [\sin \omega t_1 - \omega t_1 (m/\pi) \sin(\pi/m)] + \\ + (E_{2m}/R_n) (m/\pi) \sin(\pi/m) = 0. \end{aligned} \quad (6.11)$$

Угол  $\omega t_1$  является функцией только числа фаз  $m$  и поэтому

$$\omega L_{кр} = x(m) R_n, \quad (6.12)$$

где  $x(m) = (\pi/m) \sin \omega t_1 / \sin(\pi/m) - \omega t_1$ .

Значения коэффициента  $x(m)$ , зависящего только от числа фаз, следующие: 0,332; 0,083 и 0,01 для  $m=2$ ; 3 и 6.

Пульсации напряжения на нагрузке найдем на основе закона изменения напряжения на конденсаторе  $C$ . При сделанных ранее оговорках напряжение на этом конденсаторе постоянно и через него проходят все переменные составляющие выпрямленного тока  $i_{0\sim} = i_0 - I_0$ .

При пульсирующем напряжении на нагрузке часть переменной составляющей выпрямленного тока ответвляется в нагрузку и поэтому ток, проходящий через конденсатор  $i_C$  меньше  $i_{0\sim}$ . Однако при небольших пульсациях ток  $i_C$  мало отличается от  $i_{0\sim}$ , поэтому

$$\begin{aligned} u_C &= \frac{1}{\omega C} \int (i_0 - I_0) d\omega t + c = \\ &= \frac{E_{2m}}{\omega^2 LC} \int \left( \sin \omega t - \omega t \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) d\omega t + c = \\ &= \frac{E_{2m}}{\omega^2 LC} \left( -\cos \omega t - \frac{\omega^2 t^2}{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) + c. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Максимальным и минимальным напряжение на конденсаторе становятся в моменты, которые соответствуют углам  $\omega t = \pm \pi/m$  (максимум) и  $\omega t = 0$  (минимум) (рис. 6.7, г), когда ток  $i_0 - I_0 = 0$ .

Коэффициент пульсаций выходного напряжения, согласно (6.13),

$$\begin{aligned} k_n &= \frac{\Delta U_C}{2E_0} = \frac{u_C(\pi/m) - u_C(0)}{2E_0} = \\ &= \frac{1}{\omega^2 LC} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m} \right) / 2 \left( \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) = \frac{\Delta(m)}{\omega^2 LC}. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Функция  $\Delta(m)$  для числа фаз  $m=2$ ; 3 и 6 соответственно равна 0,169; 0,0284 и 0,00162.

Представим выпрямленный ток, определяемый (6.9), рядом Фурье:

$$i_0 = I_0 + I_{m1} \sin m\omega t + I_{m2} \sin 2m\omega t + \dots, \quad (6.15)$$

где  $I_{mk} = \frac{E_{mk}}{k m \omega L} = \frac{2E_0}{k m \omega L (k^2 m^2 - 1)}$  — амплитуды гармоник, входящих в его переменную составляющую.

Легко заметить быстрое уменьшение амплитуд гармоник с ростом их номера. Так, для двухфазного выпрямителя амплитуда второй гармоники  $I_{m2}$  в 10 раз меньше амплитуды первой  $I_{m1}$ .

Поэтому часто в расчетах выпрямленный ток представляют не всем рядом (6.15), а только двумя его первыми членами:

$$i_0 \approx I_0 + I_{m1} \sin m\omega t, \quad (6.16)$$

причем  $I_{m1} \approx I_0 L_{кр} / L$ . При  $L \gg L_{кр}$  ток  $i_0$  практически постоянен.

Распределение тока  $i_0$  между фазами вторичной обмотки приводит, согласно изложенному (см. рис. 6.6, в), к прохождению его поочередно через каждый из вентиля и соответствующую обмотку. Следовательно, ток фазы вторичной обмотки трансформатора, совпадающий в рассматриваемой схеме с током вентиля, имеет вид импульса длительностью  $2\pi/m$  (см. рис. 6.6, г, д).

Действующее значение тока вентиля

$$\begin{aligned} I_s &= \sqrt{\left[ 1/(2\pi) \right] \int_{-\pi/m}^{\pi/m} i_0^2 d\omega t} = \sqrt{[I_0^2 + 0,5 I_0^2 (L_{кр}/L)^2] / m} = \\ &= \frac{I_0}{\sqrt{m}} \sqrt{1 + 0,5 (L_{кр}/L)^2}. \end{aligned} \quad (6.17)$$

При  $L \gg L_{кр}$

$$I_s = I_0 / \sqrt{m}. \quad (6.18)$$

Использование вторичной обмотки трансформатора и вентиля по току (в рассматриваемой схеме ток  $I_2 = I_s$  и  $m_2 = m$ ) определяется только числом фаз:

$$D(m) = m I_2 / I_0 = \sqrt{m}. \quad (6.19)$$

Подсчет габаритной мощности вторичных обмоток трансформатора для рассматриваемой схемы дает значение, также зависящее только от  $m$ :

$$VA_2 = m E_2 I_2 = \sqrt{m} B(m) P_0. \quad (6.20)$$

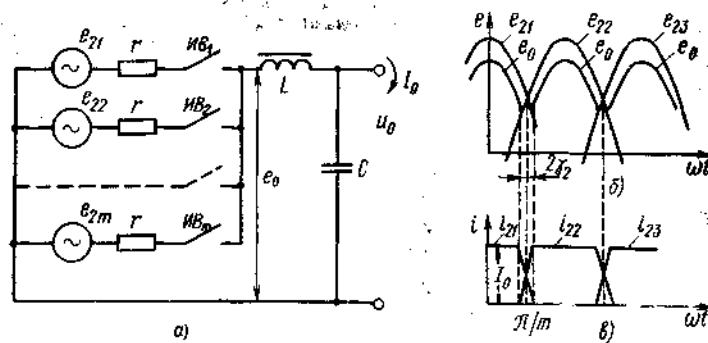


Рис. 6.8

Следует отметить, что однофазная схема при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента, дает очень плохие показатели и поэтому не применяется. Критическое значение индуктивности дросселя для этой схемы равно бесконечности, из-за чего нельзя получить непрерывный выпрямленный ток. Все формулы этого раздела верны только при  $m > 1$ .

Усложним модель выпрямителя. Учтем внутреннее сопротивление вентилей (взяв идеализированные вентили с потерями) и сопротивления обмоток трансформатора. Эквивалентная схема выпрямителя в этом случае примет вид, представленный на рис. 6.8, а, где в каждую фазу включены идеальный вентиль ИВ (ключ), сопротивление  $r$ , равное сумме сопротивления вентилей  $r_0$  и трансформатора  $r_{тр}$ , и ЭДС  $e_{2i}$ .

Идеальный вентиль открыт при напряжении  $e_{21}$  на аноде, большем напряжения  $e_0$  на его катоде, т. е. при  $e_{21} > e_0$ , и закрыт при  $e_{21} < e_0$ . В этой схеме процесс коммутации токов фаз, т. е. процесс перехода выпрямленного тока с одной из фаз на другую, не мгновенный, он продолжается в течение некоторого конечного промежутка времени. Для определения его длительности обратимся к рис. 6.8, б, на котором построены графики ЭДС  $e_{2i}$  и выпрямленного напряжения  $e_0$ . При  $t=0$ , когда вентиль первой фазы открыт, выпрямленное напряжение равно ЭДС первой фазы за вычетом падения напряжения на  $r$ , т. е.  $e_0 = e_{21} - i_0 r$ . Это напряжение больше ЭДС любой другой фазы, и поэтому все остальные вентили закрыты. Ток  $i_0$ , который при  $L \gg L_{кр}$  положим равным  $I_0$ , проходит через вентиль и вторичную обмотку первой фазы трансформатора.

В точке  $\omega t_1 = \pi/m - \gamma_r$  (рис. 6.8, б) кривая ЭДС  $e_{22}$  пересекает кривую выпрямленного напряжения  $e_0$ . Следовательно, при  $t > t_1$  открывается вентиль второй фазы ИВ<sub>2</sub> и по ее обмотке начинает проходить часть выпрямленного тока (рис. 6.28, в). Из-за падений напряжения на  $r$  ЭДС  $e_{21}$  и  $e_{22}$  оказываются одновременно большими  $e_0$ . Поэтому отпирание вентилей ИВ<sub>1</sub> и ИВ<sub>2</sub> не приводит в данном случае к запираанию вентилей ИВ<sub>1</sub>, в течение некоторого времени они работают параллельно. Вентиль ИВ<sub>1</sub> запирается в момент, соответствующий углу  $\pi/m + \gamma_r$ , когда ЭДС  $e_{21}$  становится меньше выпрямленного напряжения.

Угол перекрытия фаз  $\gamma_r$  пропорционален  $I_0 r / E_0$  и при  $r/R_n < 0,1$ , что

получается практически во всех реальных выпрямителях, не превышает нескольких градусов. Из-за этого зависимостью выпрямленного напряжения  $E_0$  от угла  $\gamma_r$  часто пренебрегают и при расчетах выпрямителей с сопротивлениями потерь в фазах учитывают только падение напряжения на этих сопротивлениях  $r$ . Следовательно, считают, что выпрямленное напряжение

$$E_0 = E_{0x} - I_0 r, \quad (6.21)$$

где  $E_{0x}$  — выпрямленная ЭДС, рассчитываемая по (6.6);  $r = r_0 + r_{тр}$  — сопротивление фазы, определяющее выходное сопротивление выпрямителя.

Таким образом, влияние сопротивления потерь в фазах выпрямителя сводится в основном к снижению выпрямленного напряжения, пропорциональному выпрямленному току  $I_0$ .

Часто в фазах выпрямителя преобладающими оказываются реактивные сопротивления, создаваемые индуктивностями рассеяния трансформатора  $L_s$ . Выбрав в качестве модели схему рис. 6.9, а, не содержащую активных сопротивлений, получим иную картину коммутационных процессов. Падение напряжения на  $L_s$ , приводящее к отличию значений выпрямленного напряжения и выпрямленной ЭДС, проявляется только при изменении токов фаз. Поэтому пока по фазной обмотке проходит ток  $I_0$  ( $L \gg L_{кр}$ ), выпрямленное напряжение, как и в идеальной схеме рис. 6.5, равно ЭДС  $e_{21}$ , т. е.

$$e_0 = e_{21}. \quad (6.22)$$

Такое положение сохраняется до момента времени, определяемого фазовым углом  $\omega t = (2i-1)\pi/m$  (рис. 6.9, б).

При  $\omega t = \pi/m$  в схеме без  $L_s$  ток  $i_{21}$  скачком спадает, а ток  $i_{22}$  скачком нарастает. В схеме с индуктивными элементами в цепях вторичных обмоток скачкообразные изменения токов невозможны. Поэтому при  $\omega t > \pi/m$  ток  $i_{21}$  плавно спадает, а ток  $i_{22}$  плавно нарастает (рис. 6.9, в, г). Таким образом, перекрытие первой и второй фаз трансформатора, вызванное индуктивностями рассеяния, начинается при угле  $\pi/m$  и продолжается до угла  $\pi/m + \gamma_L$ , когда ток  $i_{21}$  спадет до нуля, а ток  $i_{22}$  нарастет до  $I_0$ . Скорости роста и спада токов  $i_{21}$  и  $i_{22}$  равны, так как в сумме они дают общий выпрямленный ток  $i_0 = I_0$ . Аналогично затягивается рост и спад токов других фаз.

В течение интервала перекрытия фаз выпрямленное напряжение меньше ЭДС  $e_{22}$  на падение напряжения  $L_s di_{22}/dt$  и больше ЭДС  $e_{21}$  на  $L_s di_{21}/dt$ .

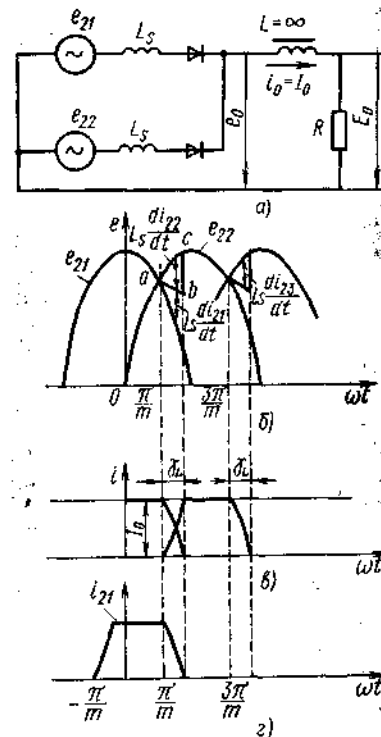


Рис. 6.9

Поскольку производные токов  $i_{21}$  и  $i_{22}$  равны между собой по абсолютному значению, выпрямленное напряжение определяется полусуммой ЭДС перекрывающихся фаз  $e_{21}$  и  $e_{22}$ , т. е.

$$e_0 = 0,5(e_{21} + e_{22}). \quad (6.23)$$

При  $\omega t > \pi/m + \gamma_L$  перекрытие фаз заканчивается. По второй фазе проходит весь ток  $I_0$ , который в рассматриваемой модели неизменен. Падение напряжения на индуктивности рассеяния этой фазы становится равным нулю, а выпрямленное напряжение — равным ЭДС  $e_{22}$ , значения которой оно достигает скачком (рис. 6.9, б).

Угол перекрытия, вызванного индуктивностью рассеяния трансформатора  $\gamma_L$ , тем больше, чем больше выпрямленный ток и индуктивность рассеяния:

$$1 - \cos \gamma_L = I_0 \omega L_S / [E_{2m} \sin(\pi/m)]. \quad (6.24)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения при перекрытии фаз уменьшается пропорционально площади криволинейного треугольника  $abc$  (рис. 6.9, б), которая [8] оказывается пропорциональной выпрямленному току:

$$S_{abc} = m \omega L_S I_0 / (2\pi). \quad (6.25)$$

Переменные составляющие выпрямленного напряжения увеличиваются из-за усложнения формы кривой тока вентиля, связанной с возникновением скачков и изломов.

При расчетах выпрямителей средней и малой мощности влияние перекрытия фаз учитывают только при нахождении выпрямленного напряжения. Это влияние сводится к появлению у выходного сопротивления члена, пропорционального индуктивности рассеяния трансформатора.

Учет порога выпрямления вентиля не вносит никаких дополнительных особенностей в процессы, происходящие в выпрямителе, помимо снижения постоянной составляющей выходного напряжения  $U_0$  на значение порога выпрямления  $E_{пор}$ .

Совместное влияние активных сопротивлений обмоток трансформатора и дросселя, индуктивности рассеяния, сопротивления потерь и порога выпрямления вентиля приводит к тому, что внешняя характеристика выпрямителя (выпрямленное напряжение) спадает круче, чем это возможно по выражению (6.22):

$$\begin{aligned} U_0 &= E_{0x} - I_0 R_{вых} = \\ &= E_{0x} - E_{пор} - I_0 (r_v + r_{тр} + m f L_S + r_{др}), \end{aligned} \quad (6.26)$$

где  $E_0 = E_2/B(m)$  — выпрямленная ЭДС;  $r_{тр}$  — сопротивление обмотки трансформатора;  $r_v$  — внутреннее сопротивление вентиля;  $m f L_S$  — часть выходного сопротивления, обусловленная индуктивностью рассеяния трансформатора;  $r_{др}$  — сопротивление обмотки дросселя.

Приведенное выражение определяет внешнюю характеристику лишь в том случае, когда индуктивность дросселя больше критической.

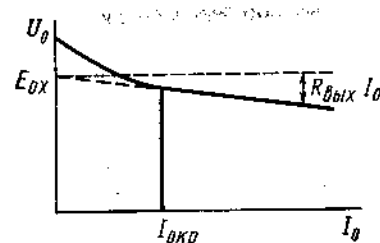


Рис. 6.10

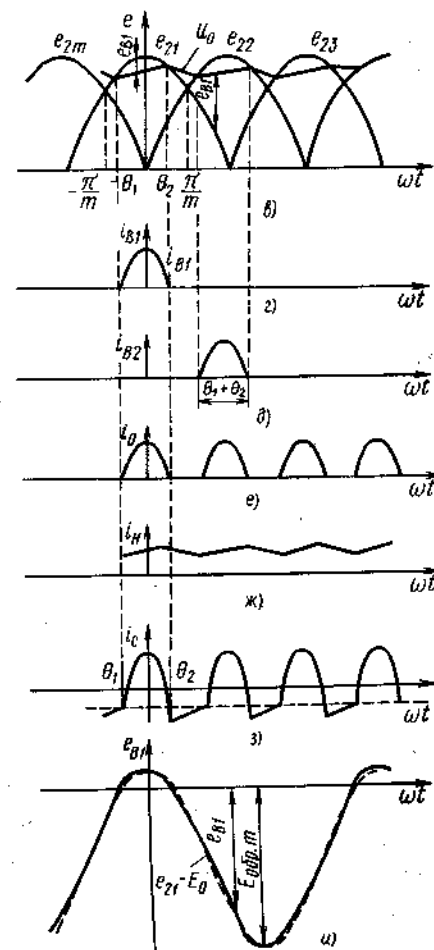
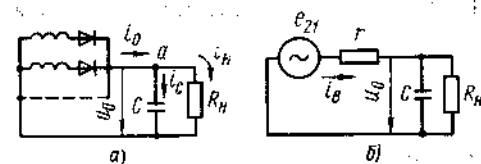


Рис. 6.11

При токах нагрузки, меньших некоторого значения, определяемого индуктивностью дросселя, правая часть (6.12) становится больше левой, т. е. ток дросселя будет прерывистым. Выпрямленное напряжение в таком режиме оказывается большим, чем это следует из (6.26), что и отмечено на рис. 6.10. Прямая, соответствующая уравнению (6.26), продолжена за область, где  $L < L_{кр}$  (штриховая линия).

### § 6.3. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с емкостного элемента

Чтобы конденсатор  $C$ , шунтирующий нагрузку выпрямителя (рис. 6.11, а), сглаживал пульсации выходного напряжения, его емкость должна быть настолько большой, чтобы при разрядке на нагрузочный резистор напряжение на конденсаторе спадало медленнее, чем

уменьшалась ЭДС заряжавшей его перед этим фазы. Поэтому в некоторый момент напряжение на конденсаторе окажется большим ЭДС любой из фаз вторичной обмотки трансформатора и все вентили будут закрытыми.

Длительность работы каждой из фаз будет меньше, чем  $2\pi/m$ . Это



характерно для выпрямителя, нагрузка которого начинается с емкостного элемента.

Возьмем в качестве модели вентиля идеализированный диод с потерями, а в трансформаторе учтем только сопротивления обмоток. Рассмотрим начнем с момента  $\omega t = -\pi/m$ . В этот момент (рис. 6.11, в) напряжение на конденсаторе больше ЭДС любой из фаз и все вентили закрыты. Разряжаясь, конденсатор создает на нагрузке экспоненциально спадающее напряжение.

При  $\omega t = -\theta_1$  спадающее напряжение на конденсаторе сравнивается с возрастающей ЭДС первой фазы  $e_{21}$ , вентиль этой фазы откроется и начнет пропускать ток. Ток вентиля частично идет на подзарядку конденсатора, а частично в нагрузку.

При зарядке конденсатора напряжение на нем растет и при угле  $\theta_2$  сравнивается с уменьшающейся ЭДС первой фазы. Вентиль закрывается и начинается разрядка конденсатора на нагрузку, которая продолжается до угла  $2\pi/m - \theta_1$ .

При угле  $2\pi/m - \theta_1$  открывается вентиль второй фазы, конденсатор вновь подзарядывается и т. д. За один период выпрямляемого напряжения поочередно срабатывают вентили всех фаз.

Определим ток вентиля, исходя из эквивалентной схемы открытой фазы (рис. 6.11, б). В данной схеме разность ЭДС фазы и выпрямленного напряжения  $u_0$  получается из-за падения напряжения на сопротивлении обмотки трансформатора и вентиле. Следовательно,

$$i_{v1} = (e_{21} - u_0)/r, \quad (6.27)$$

где  $r = r_a + r_{tr}$  — сумма сопротивлений трансформатора и вентиля. Таким образом, по форме ток вентиля совпадает с напряжением  $e_a$ , равным разности ЭДС фазы и выпрямленного напряжения  $u_0$  (рис. 6.11, в, г).

Импульс тока вентиля второй фазы совпадает по значению и форме с импульсом тока первой фазы, но запаздывает на угол  $2\pi/m$  (рис. 6.11, д).

Общий выпрямленный ток представляет собой сумму токов всех вентилях (рис. 6.11, е); подходя к точке а, он делится. Часть его  $i_n$  течет через нагрузку, а часть  $i_c$  — через конденсатор. Ток, проходящий в нагрузке, повторяет по форме выпрямленное напряжение (рис. 6.11, ж). Ток, проходящий через конденсатор, можно найти вычтя ток нагрузки из общего выпрямленного тока (рис. 6.11, з).

Напряжение на вентиле первой фазы  $e_{v1} = e_{21} - u_0$  меняется по сложному закону, близкому к косинусоидальному (рис. 6.11, и), оно положительно лишь в небольшой части периода ( $-\theta_1 < \omega t < \theta_2$ ). Отрицательное обратное напряжение достигает максимума при  $\omega t \approx \pi$ :

$$E_{обрм} = |u_0(\pi) + E_{2m}| = 2E_{2m}. \quad (6.28)$$

что значительно больше выпрямленного напряжения.

Увеличение сопротивления нагрузки приводит к уменьшению тока нагрузки и замедлению разрядки конденсатора. Поэтому ЭДС первой фазы становится равным выпрямленному напряжению несколько позже, т. е. угол  $\theta_1$  по абсолютному значению уменьшается (рис. 6.12, а). При за-

рядке конденсатора через большое сопротивление нагрузки ответвляется меньшая часть тока вентиля.

Следовательно, конденсатор зарядится быстрее, что вызовет уменьшение угла  $\theta_2$ . Таким образом, уменьшение тока нагрузки приводит к уменьшению углов отсечки тока (рис. 6.12, б), увеличению значения выпрямленного напряжения от  $u_{01}$  до  $u_{02}$  и сокращению его пульсаций. При токе нагрузки, равном нулю, конденсатор не разряжается и на нем создается постоянное напряжение  $U_{0max}$ , равное амплитуде ЭДС  $E_{2m}$ . Амплитуда обратного напряжения на вентиле получается при этом максимальной:

$$E_{обрм} = |U_{0max} + E_{2m}| = 2E_{2m}. \quad (6.29)$$

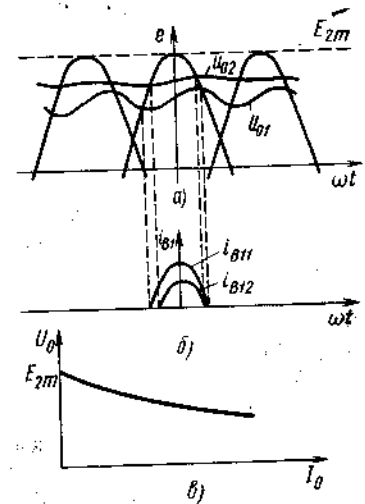


Рис. 6.12

Из рассмотренного можно сделать вывод, что внешняя характеристика выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента, есть ниспадающая кривая (рис. 6.12, а), а угол отсечки зависит от тока нагрузки.

Емкость конденсатора сказывается не только на пульсациях выпрямленного напряжения, но и на форме импульса тока вентиля. При очень большой емкости конденсатора выходное напряжение почти постоянно и импульс тока симметричен, так как углы отсечки  $\theta_1$  и  $\theta_2$  равны. При уменьшении емкости импульс немного искажается по форме и сдвигается в сторону опережения. Угол отсечки  $\theta_1$  становится больше угла  $\theta_2$ .

В итоге необходимо отметить следующее:

1) при нагрузке, начинающейся с конденсатора, выпрямитель работает с отсечкой тока. Импульсы тока вентилях имеют длительность, меньшую  $T/m$ ;

2) выпрямленное напряжение и ток нагрузки имеют пилообразную форму;

3) чем больше ток нагрузки, тем больше угол отсечки тока и тем меньше выпрямленное напряжение;

4) емкость конденсатора определяет как напряжение пульсаций, так и отклонение от косинусоидальной формы импульса тока.

С уменьшением сопротивления фазы  $r$  зарядный ток возрастает и напряжение на выходном конденсаторе нарастает круче, чем это показано на рис. 6.11, а. В бестрансформаторных выпрямителях сопротивление вентилях и проводов, подводящих энергию к выпрямителю, настолько мало, что напряжение на конденсаторе при его зарядке следует за ЭДС работающей фазы (рис. 6.13, а). При этом ток вентиля

$$i_v \approx C \frac{du_c}{dt} + I_0 = C \frac{de_{21}}{dt} + I_0 = -\omega C E_m \sin \omega t + I_0. \quad (6.30)$$

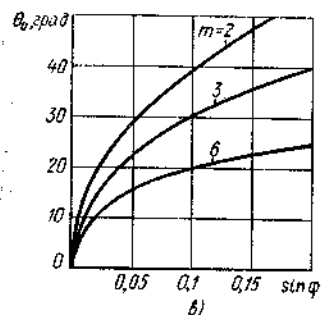
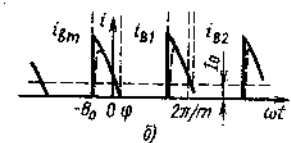
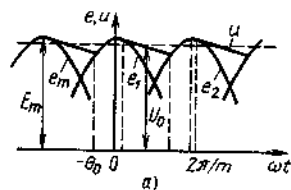


Рис. 6.13

где  $E_m$  — амплитуда фазного напряжения сети;  $I_0$  — ток нагрузки, принятый постоянным.

По сравнению со случаем, когда зарядный ток ограничивался сопротивлением зарядной цепи, импульс тока (рис. 6.13, б) становится асимметричным. Выходной конденсатор выпрямителя заряжается до напряжения  $E_m$  от каждой из фаз сети. Зарядка конденсатора током вентиля продолжается до угла  $\omega t = 0$  (первая фаза). При  $\omega t > 0$  ток вентиля становится меньше тока нагрузки и при  $\omega t = \varphi$  достигает нуля. Вентиль закрывается. Положив в (6.30)  $\omega t = \varphi$ , получим выражение для определения угла  $\varphi$ :

$$\sin \varphi = I_0 / (\omega C E_m). \quad (6.31)$$

При  $\omega t > \varphi$  напряжение на конденсаторе спадает линейно, так как ток нагрузки считают постоянным. Когда  $\omega t$  достигает значения  $2\pi/m - \theta_0$ , спадающее напряжение на конденсаторе сравнивается с возрастающей ЭДС второй фазы  $e_{22}$ , после чего начинается подзарядка конденсатора током второй фазы.

Таким образом, минимальное напряжение на выходном конденсаторе оказывается равным  $E_m \cos \theta_0$ . Углы  $\varphi$  и  $\theta_0$  связаны нелинейной зависимостью (рис. 6.13, в). Среднее значение выпрямленного напряжения мало отличается от

$$U_0 = E_m(1 + \cos \theta_0) / 2, \quad (6.32)$$

которое получилось бы при линейном нарастании  $u_c$  при зарядке конденсатора.

Важно отметить заметную зависимость выходного напряжения выпрямителя от емкости выходного конденсатора. При увеличении емкости  $C$  спадание напряжения из-за разрядки конденсатора замедляется и угол открывания вентиля  $\theta_0$  становится меньше. Таким образом, при расчете выпрямителя пользуются двумя расчетными моделями.

Первую расчетную модель применяют при расчетах трансформаторных выпрямителей, когда ток зарядки выходного конденсатора ограничивается активным и индуктивным сопротивлениями фазы трансформатора, а также сопротивлением вентиля.

Вторая модель хорошо отражает процессы в бестрансформаторном выпрямителе. В нее закладываются малые активное и индуктивное сопротивления фазы сети и малое падение напряжения на вентилях. Кремниевые полупроводниковые вентили, применяемые в современной радиоаппаратуре, пропускают значительные токи при напряжениях анод — катод лишь не-

многим более 1 В, что составляет менее 1 % напряжения сети переменного тока.

Поскольку характер процессов выпрямителей определяется не только сопротивлениями зарядной цепи, а и емкостью выходного конденсатора, т. е. постоянной времени зарядки, применимость первой или второй моделей зависит от соотношения сопротивлений фаз  $r$  нагрузки  $R$  и емкости выходного конденсатора  $C$ . Расчеты, проведенные по сложным моделям, позволяют заключить, что при

$$r/R > 10 / (m \omega C R)^2 \quad (6.33)$$

емкость выходного конденсатора уже мало влияет на выпрямленное напряжение. Следовательно, при выполнении неравенства (6.33) применима первая модель. При  $r/R < 4 / (m \omega C R)^2$  лучшие результаты получаются при использовании второй расчетной модели. В промежуточном случае ни одна из названных моделей не является адекватной. При этом либо изменяют емкость выходного конденсатора так, чтобы сделать модель адекватной, либо, не ожидая высокой точности расчета по полученным данным, выполняют макет и по результатам его испытаний уточняют требования к выбранным элементам выпрямителя.

Пояснить методику получения расчетных формул проще всего при анализе модели выпрямителя, приведенной на рис. 6.11, б. Здесь основным фактором, ограничивающим ток зарядки конденсатора, является активное сопротивление обмоток трансформатора и сопротивление вентиля  $r$ . Так как выпрямитель всегда характеризуется относительно небольшим напряжением пульсаций (его значение ограничивают допустимой реактивной мощностью выходного конденсатора фильтра на уровне 5—10 % от  $U_0$ ), то можно принять без больших погрешностей выходное выпрямленное напряжение постоянным, каким оно становится при бесконечно большой емкости выходного конденсатора  $C$ . При этом углы отсечки  $\theta_1$  и  $\theta_2$  становятся равными и импульс тока вентиля приобретает косинусоидальную форму:

$$i_{b1} = (E_{2m} \cos \omega t - U_0) / r \quad (6.34)$$

при  $-\theta < \omega t < \theta$  и  $i_{b1} = 0$  на остальной части периода.

Постоянный ток в нагрузке выпрямителя равен сумме постоянных составляющих токов всех вентилях:

$$I_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{b1}(\omega t) d\omega t. \quad (6.35)$$

При углах  $\omega t$ , равных  $\theta$  и  $-\theta$ , выпрямляемое переменное напряжение  $e_{21} = U_0$ , что позволяет записать

$$E_{2m} \cos \theta = U_0. \quad (6.36)$$

Произведя интегрирование (6.35), приходим к выражению

$$I_0 = \frac{m U_0}{\pi r} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\cos \theta}. \quad (6.37)$$

связывающему параметр режима работы выпрямителя  $\theta$  с выходным выпрямленным напряжением  $U_0$  и током нагрузки  $I_0$ . Обычно его записывают в несколько ином виде:

$$\frac{\pi r I_0}{m U_0} = \operatorname{tg} \theta - \theta = A(\theta). \quad (6.38)$$

В этом выражении правая часть является однозначной функцией угла отсечки  $\theta$ .

Соотношение (6.38) позволяет по выходным данным выпрямителя ( $I_0$ ,  $U_0$ ) и оценке сопротивления фазы  $r$  определить режим работы выпрямителя, т. е. угол отсечки  $\theta$ . Когда режим работы известен, все интересующие расчетчика зависимости находятся легко, так как полностью известна форма импульса тока одной из фаз выпрямителя (это усеченный косинусоидальный импульс).

Действующее значение ЭДС вторичной обмотки, согласно (6.36),

$$E_2 = E_{2m} / \sqrt{2} = U_0 / (\sqrt{2} \cos \theta) = U_0 B(\theta). \quad (6.39)$$

Действующее значение тока вентиля найдем по (6.34):

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{a1}^2 d\omega t} = (I_0/m) D(\theta), \quad (6.40)$$

где функция угла отсечки  $D(\theta)$  характеризует отношение действующего значения импульса тока вентиля к его постоянной составляющей.

Максимального значения ток вентиля достигает при  $\omega t = 0$ :

$$I_{am} = (E_{2m} - U_0) / r = (I_0/m) F(\theta), \quad (6.41)$$

где  $F(\theta)$  — функция, связывающая значения амплитуды импульса тока и его постоянной составляющей.

Единственная трудность возникает при расчете коэффициента пульсаций выпрямителя. Положив при определении тока вентилей  $u_0 = U_0$ , приняли пульсации выпрямителя равными нулю. Однако если пульсации выходного напряжения небольшие, то и отклонения формы тока вентиля от косинусоидальной также окажутся небольшими. В результате для расчета переменной составляющей тока всех вентилей, проходящей через выходной конденсатор выпрямителя и определяющей его пульсации, можно воспользоваться формулой (6.34), но уже не как точной, а как приближенной. Так как выходное напряжение выпрямителя, как правило, фильтруется сглаживающим фильтром, который сильно ослабляет высшие гармоники выходного напряжения, то достаточным для практики явится расчет коэффициента пульсаций по первой гармонике.

Таким образом, общий ток всех вентилей представляет собой совокупность импульсов тока, определяемых (6.34) и следующих друг за другом с интервалом  $2\pi/m$ . Амплитуда первой гармоники тока

$$I_{m1} = \frac{m}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{a1} \cos m\omega t d\omega t = \frac{U_0}{r} \frac{2}{\pi} \frac{\sin m\theta \cos \theta - m \sin \theta \cos m\theta}{(m^2 - 1) \cos \theta} \quad (6.42)$$

Амплитуда первой гармоники напряжения

$$U_{m1} = \frac{I_{m1}}{m\omega C} = \frac{U_0}{m\omega Cr} \frac{2}{\pi} \frac{\sin m\theta \cos \theta - m \sin \theta \cos m\theta}{(m^2 - 1) \cos \theta} \quad (6.43)$$

Коэффициент пульсаций по первой гармонике

$$k_{n1} = \frac{U_{m1}}{U_0} = \frac{1}{m\pi Cr} \frac{\sin m\theta \cos \theta - m \sin \theta \cos m\theta}{\pi (m^2 - 1) \cos \theta} = \frac{H(\theta)}{fCr}, \quad (6.44)$$

где  $H(\theta)$  — функция угла отсечки и числа фаз выпрямителя.

Данный метод расчета из-за приближения  $u_0 = U_0$  достаточно точен лишь при малых значениях коэффициента пульсаций ( $k_n < 0,1 \div 0,12$ ). Поэтому формула (6.44) определяет и применимость изложенного метода. Если при расчете окажется, что  $k_n > 0,12$ , то точность будет ниже требуемой ( $\sim 10\%$ ) и возникнет необходимость изменения расчетной модели.

Самым простым способом достижения требуемой точности расчета является увеличение емкости выходного конденсатора выпрямителя до значения, которое обеспечивает выполнение условия  $k_n \leq 0,1 \div 0,12$ . При этом вводят понятие минимальной емкости выходного конденсатора выпрямителя. При  $C = C_{\min}$  коэффициент пульсаций  $k_n = 0,1$ .

Недостатком использования формулы (6.44) является то, что о выполнении или нарушении условия малости пульсаций узнают только в конце расчета, когда определен угол отсечки  $\theta$  и найдена функция  $H(\theta)$ . Удобнее было бы такое соотношение, которое позволило бы определить емкость  $C_{\min}$  до начала расчета и вынести решение о возможности применения выходного конденсатора заданной емкости в выбранной схеме выпрямителя. Прийти к такому соотношению можно представив зависимость  $H(\theta)$  в приближенном виде. Так, для двухфазного выпрямителя  $H(\theta) \approx 10^5 / (R/r)$ . Подставив это приближение в (6.44), при  $k_n = 0,1$  получим

$$C_{\min} \approx 10^6 / (f r), \quad (6.45)$$

где  $C_{\min}$  — в мкФ.

Таким образом, данный метод расчета выпрямителя заключается в проверке условия (6.45) с последующим определением режима работы по выражению (6.38) и нахождения расчетных показателей по формулам (6.39), (6.40), (6.41) и (6.44). Зависимости коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $F$  и  $H$  от функции параметра режима  $A$ , а не угла отсечки  $\theta$  приведены на рис. 6.14, а—е. Данное обстоятельство позволяет избежать нахождения угла отсечки  $\theta$  при расчете.

Как было показано ранее, выбранная модель (рис. 6.11, б) достаточно проста, однако расчеты по полученным на ее основе формулам дают во многих случаях неплохую точность. Вместе с тем в выпрямителях на относительно высокие напряжения заметное влияние на выходные показатели оказывает индуктивность рассеяния трансформатора. При ее учете приходим к расчетной модели, приведенной на рис. 6.15, а. Импульс тока вентиля в такой модели заметно отличается по форме от косинусоидального (рис. 6.15, б) и имеет длительность, большую  $2\theta$ .

Проведя анализ подобный ранее изложенному, получим зависимости коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $F$  и  $H$  не только от угла  $\theta$ , но и от относительного реак-

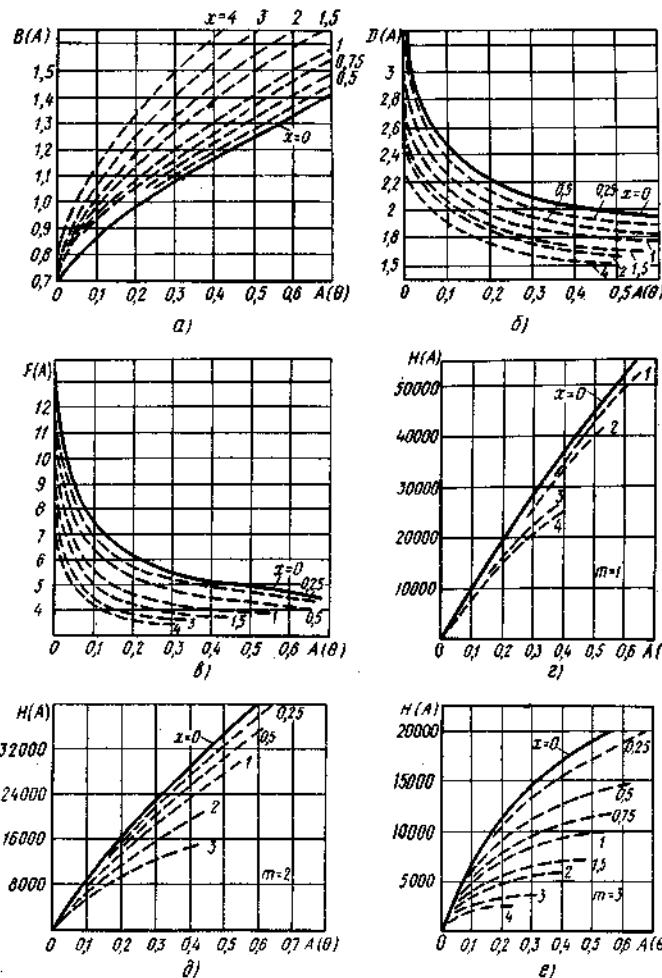


Рис. 6.14

тивного сопротивления фазы:

$$x = \omega L_s / r \quad (6.46)$$

Эти зависимости показаны штриховыми линиями на рис. 6.14. Найденные ранее выражения для коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $F$  и  $H$  соответствуют значению параметра  $x=0$ .

Для выпрямителя с бестрансформаторным входом необходимо выбрать иную расчетную модель, поскольку токи вентиля в нем не ограничены сопротивлениями фаз. Прямое падение напряжения на современных кремниевых силовых диодах редко превышает 1 В. Индуктивность и активное со-

противление сети переменного тока малы, вследствие чего и отсутствует их ограничивающее воздействие на ток.

При выводе расчетных формул будем исходить из соотношения (6.30), которое запишем при  $-\theta_0 < \omega t < \varphi$  и  $i_{b1} = 0$  на остальной части периода в виде

$$i_{b1} = I_0(1 - \sin \omega t / \sin \varphi), \quad (6.47)$$

где  $\varphi$  — угол, определяющий момент окончания импульса тока (см. рис. 6.13, в).

Определив из (6.47) постоянную составляющую токов всех фаз, получим соотношение, аналогичное (6.38), для выпрямителя с сопротивлениями в фазах. Это соотношение позволяет найти угол отсечки тока  $\theta_0$  при известном  $\varphi$ :

$$2\pi/m = \theta_0 + \varphi + (\cos \varphi - \cos \theta_0) / \sin \varphi. \quad (6.48)$$

Решение этого уравнения для  $m=2, 3$  и  $6$  представлено на рис. 6.13, в. Для углов  $\varphi < 0,02$  рад при расчете угла  $\theta_0$  можно воспользоваться приближением

$$\theta_0 \approx \sqrt{4\pi/m} \sin \varphi - \sin \varphi. \quad (6.49)$$

Зная углы  $\theta_0$  и  $\varphi$ , можно определить импульс тока вентиля. Тогда постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_0 = E_c \sqrt{2} (1 + \cos \theta_0) / 2 = E_c / B_0(\theta_0), \quad (6.50)$$

где  $B_0 = \sqrt{2} / (1 + \cos \theta_0)$  — коэффициент, записанный как функция угла  $\theta_0$ . Действующее значение тока вентиля

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\varphi} i_{b1}^2 d\omega t} = (I_0/m) D_0(\theta_0), \quad (6.51)$$

где  $D_0$  — функция угла  $\theta_0$  и  $m$ , аналогичная  $D(\theta)$ .

Своего максимального значения ток  $i_{b1}$  в нашей модели достигает скачком при  $\omega t = -\theta_0$ :

$$I_{bm} = I_0(1 + \sin \theta_0 / \sin \varphi) = (I_0/m) F_0(\theta_0, m), \quad (6.52)$$

где  $F_0 = m(1 + \sin \theta_0 / \sin \varphi)$ .

Так как  $u_{0\max} = E_m$ ,  $u_{0\min} = E_m \cos \theta_0$ , то полный коэффициент пульсаций

$$k_n = \frac{u_{0\max} - u_{0\min}}{u_{0\max} + u_{0\min}} = \frac{1 - \cos \theta_0}{1 + \cos \theta_0}. \quad (6.53)$$

Если представляет интерес не полный коэффициент пульсаций, а коэффициент пульсаций по первой гармонике, то, определив амплитуду этой

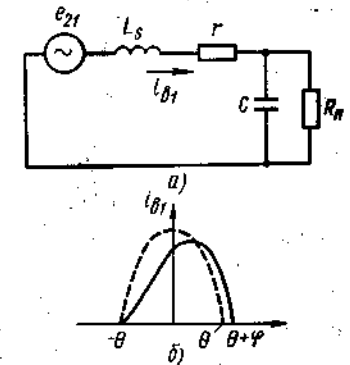


Рис. 6.15

гармоники выходного напряжения

$$U_{m1} = \frac{m}{2\pi} \left| \int_{-\theta_0}^{2\pi/m - \theta_0} u_0 e^{-jm\omega t} d\omega t \right| \approx$$

$$\approx 2E_m \frac{1 - \cos\theta_0}{2\theta - m\theta_0} \frac{\sin(m\theta_0/2)}{m\theta_0/2}, \quad (6.54)$$

найдем и его значение:

$$k_{m1} \approx 2 \frac{1 - \cos\theta_0}{1 + \cos\theta_0} \frac{1}{\pi - m\theta_0/2} \frac{\sin(m\theta_0/2)}{m\theta_0/2}. \quad (6.55)$$

Зависимость коэффициента пульсаций от емкости конденсатора фильтра не явная. Она характеризуется уменьшением угла отпирания вентиля  $\theta_0$  с ростом емкости конденсатора.

Полученные выражения удобны для расчета, так как в них определяемые величины  $U_0$ ,  $I_0$  и  $I_m$  находят через соответствующие заданные величины  $E_m$  и  $I_0$  и безразмерные коэффициенты, зависящие от режима работы выпрямителя и схемы выпрямления.

Зависимости коэффициентов  $D_0$ ,  $F_0$  от угла отпирания вентиля  $\theta_0$  даны на рис. 6.16, а—в. На рис. 6.16, г приведена зависимость коэффициента пульсаций на первой гармонике от угла  $\theta_0$ . При одинаковых углах отпирания вентиля большему числу фаз соответствует большее значение коэффициента пульсаций. Это является следствием того, что одинаковым значениям угла  $\theta_0$  в выпрямителе с большим числом фаз соответствует фильтровой конденсатор меньшей емкости.

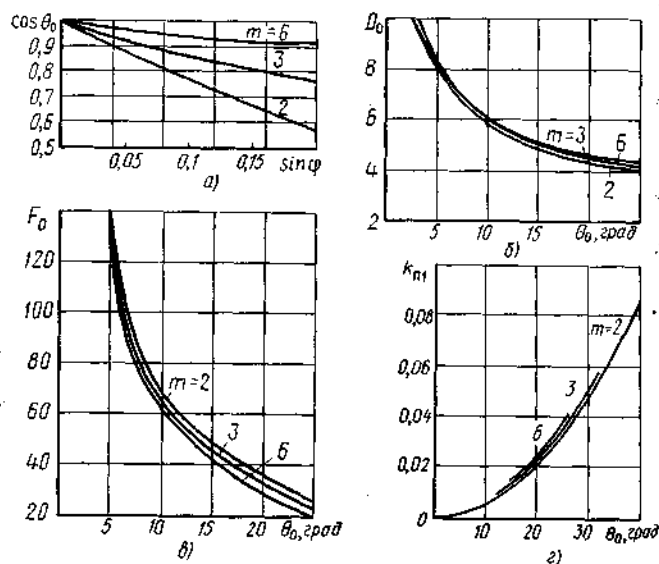


Рис. 6.16

Приведенные соотношения получены для модели вентиля без порога выпрямления. Они обеспечивают хорошую точность расчета при выпрямленном напряжении более 15—20 В. При меньших значениях выпрямленного напряжения следует учитывать порог выпрямления. ЭДС  $E_{пор}$  оказывается включенной согласно с выпрямленным напряжением (по полярности). Поэтому рассчитанное по (6.36) выходное напряжение в основной схеме выпрямления больше реального напряжения на конденсаторе  $C$  на  $E_{пор}$ .

Если считать напряжение

$$U_0 = U_{03} + E_{пор}, \quad (6.56)$$

которое получается на выходном конденсаторе, расчетным и равным для основной схемы выпрямления сумме ЭДС  $E_{пор}$  и заданного постоянного выходного напряжения  $U_{03}$ , то все расчетные формулы будут справедливы и для выпрямителя с выходным напряжением менее 5—7 В.

#### § 6.4. Определение токов в обмотках трансформатора выпрямительных схем. Вынужденное подмагничивание

При нахождении токов, проходящих в обмотках трансформатора, следует учитывать нелинейный характер нагрузки. Эта нелинейность нагрузки была учтена при определении тока, проходящего по вторичным обмоткам. Таким образом, на данном этапе следует по известным токам фаз вторичной обмотки трансформатора  $i_2$  вычислить токи фаз первичной обмотки  $i_1$ . При этом можно считать трансформатор линейным устройством, что позволит применить принцип наложения. Кроме того, не следует связывать получение расчетных формул с требованиями высокой точности, так как искомое значение служит лишь для определения сечения провода первичной обмотки и габаритной мощности трансформатора. Поэтому можно считать трансформатор идеальным, т. е. лишенным индуктивности рассеяния и активных сопротивлений проводов.

Таким образом, в данном случае можно исходить из простой схемы рис. 6.17, а. Принцип наложения позволяет представить ток  $i_1$  как сумму тока  $i_{1p}$ , вызываемого источником тока  $i_2$  (рис. 6.17, б), и тока  $i_{1x}$ , вызываемого ЭДС  $e_1$  (рис. 6.17, в), т. е.  $i_1 = i_{1p} + i_{1x}$ . При этом следует иметь в виду, что постоянная составляющая тока  $i_2$ , если она имеется, не создает

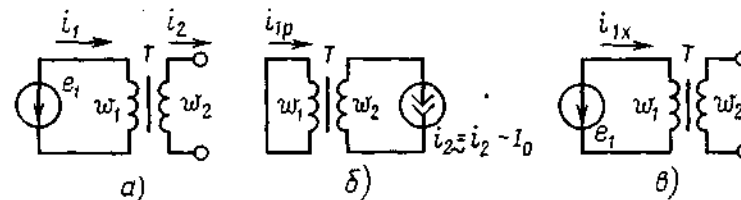


Рис. 6.17

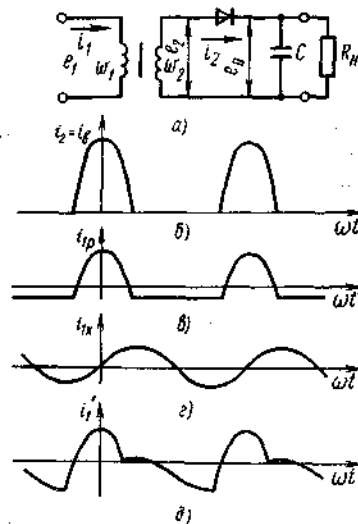


Рис. 6.18

Действующее значение тока данной схемы выпрямления, согласно определению, при  $n = \omega_2/\omega_1$

$$I_{1p} = n \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2 - I_0)^2 dt} = \frac{n}{\sqrt{T}} \sqrt{\int_0^T i_2^2 dt - 2I_0 \int_0^T i_2 dt + I_0^2 \int_0^T dt}. \quad (6.58)$$

Заменив во втором интеграле  $i_2$  на  $i_2~ + I_0$  и представив его как сумму двух подчиненных интегралов, для первого из них получим  $\int_0^T i_2~ dt = 0$ , как среднее за период от чисто переменного тока и  $I_0 T$  от второго. С учетом этого выражение (6.58) приобретает простой вид:

$$I_{1p} = n \sqrt{I_2^2 - I_0^2}. \quad (6.59)$$

Первые гармоники тока  $i_{1p}$  и  $i_{1x}$  сдвинуты относительно друг друга на угол  $\pi/2$ , поэтому действующее значение полного тока первичной обмотки

$$I_1 = \sqrt{I_{1p}^2 + I_{1x}^2}. \quad (6.60)$$

МДС, обусловленная постоянной составляющей тока вторичной обмотки, не компенсируется соответствующей МДС первичной обмотки и вызывает значительный постоянный магнитный поток в магнитопроводе трансформатора. Это явление называют *вынужденным намагничиванием трансформатора*. Оно приводит к завышению габаритной мощности трансформатора и поэтому является нежелательным.

переменного магнитного поля и не трансформируется в первичную обмотку, т. е.

$$i_{1p} = (\omega_2/\omega_1) (i_2 - I_0) = (\omega_2/\omega_1) i_2~ \quad (6.57)$$

где  $I_0$  — постоянная составляющая;  $i_2~$  — переменная составляющая тока  $i_2$ .

Так, для однофазного выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента (рис. 6.18, а), ток во вторичной обмотке имеет форму усеченных косинусоидальных импульсов [ $r$  велико (рис. 6.18, б)]. Вычтя из него постоянную составляющую и умножив на  $n = \omega_2/\omega_1$ , получим ток  $i_{1p}$  (рис. 6.18, в). Ток холостого хода имеет индуктивный характер и в отсутствие насыщения трансформатора почти гармоническую форму (рис. 6.18, г). Сумма токов  $i_{1p}$  и  $i_{1x}$  (рис. 6.18, д) является хорошим приближением полным током первичной обмотки.

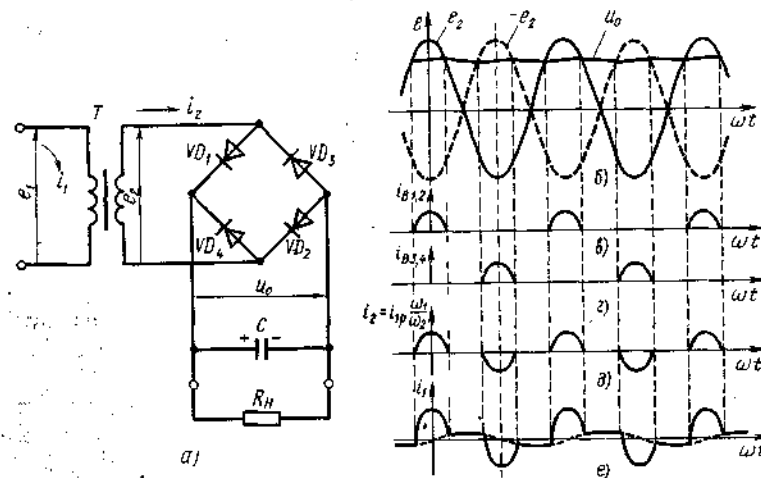


Рис. 6.19

В рассмотренной однофазной схеме выпрямителя постоянный поток вынужденного подмагничивания замыкается по магнитопроводу трансформатора, что может привести к его насыщению. Для уменьшения этого потока в магнитопроводе необходимо предусматривать воздушный зазор. Магнитопровод с воздушным зазором обладает меньшей эквивалентной магнитной проницаемостью, но поток вынужденного подмагничивания в нем тоже меньше. Такой трансформатор меньше по массе и габаритам, чем трансформатор без зазора.

Определим токи в обмотках трансформатора мостовой схемы рис. 6.19, а. Эта схема двухфазная, но построена на одной вторичной обмотке трансформатора. Подзарядка конденсатора при одной полярности напряжения происходит через вентили  $VD_1$  и  $VD_2$ , а при противоположной — через вентили  $VD_3$  и  $VD_4$ . Наложив на графики ЭДС  $e_2$  и противофазной ей ЭДС  $-e_2$  график выпрямленного напряжения  $u_0$  (рис. 6.19, б), определим моменты отпираания и запираания вентиля. Токи вентилей  $VD_1, VD_2$  (рис. 6.19, в) и  $VD_3$  и  $VD_4$  (рис. 6.19, г) проходят по вторичной обмотке в разные интервалы времени и в разных направлениях. За положительное направление на рис. 6.19, д принято направление прохождения токов  $i_{e1} = i_{e2}$ , т. е. снизу вверх.

Ток вторичной обмотки равен сумме токов двух групп вентилей и меняется по закону, изображенному на графике рис. 6.19, д.

Этот ток не содержит постоянной составляющей, и поэтому рабочий ток первичной обмотки  $i_{1p}$  имеет ту же форму, что и ток  $i_2$ , а по значению изменен в  $n$  раз, т. е.  $i_{1p} = n i_2$  и  $I_{1p} = n I_2$ .

Сложив ток  $i_{1p}$  с током холостого хода, получим полную форму для тока  $i_1$  (рис. 6.19, е). Вынужденное подмагничивание трансформатора в мостовой схеме не возникает, так как ни в токе вторичной, ни в токе первичной обмотки нет постоянных составляющих.



что получаются два самостоятельных выпрямителя, выходные напряжения которых, складываясь, создают повышенное постоянное напряжение.

Такое усложнение схемы приводит не только к увеличению постоянного выходного напряжения, но и к уменьшению его переменных составляющих из-за компенсации части гармоник. Компенсируются те гармоники, которые оказываются противофазными в выходных напряжениях каждого из составляющих схему выпрямителей. В лучших схемах компенсируются первые и остальные нечетные гармоники пульсаций каждого из выпрямителей, поэтому в них не только уменьшаются пульсации, но и повышается их частота, что облегчает последующую фильтрацию напряжения.

По изложенным причинам при определении числа фаз в выпрямительной схеме лучше всего исходить из распределения выпрямленного тока между вентилями, т. е. из доли постоянного тока нагрузки, приходящейся на один вентиль. При этом параллельное включение вентиля принимать во внимание не следует.

В основных схемах выпрямителей, рассмотренных ранее, постоянная составляющая тока вентиля была равна отношению тока нагрузки к числу фаз:

$$I_{0\phi} = I_0 / m. \quad (6.64)$$

По этому соотношению можно определять фазность выпрямителя в сложных схемах. В характеристике выпрямительной схемы нужно указывать число фаз, вентиля и вторичных обмоток трансформатора, а также частоту первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения. В основной схеме выпрямителя число фаз, вентиля и вторичных обмоток совпадает и равно  $m$ , а частота первой гармоники пульсаций в  $m$  раз больше частоты выпрямляемого переменного напряжения.

## § 6.6. Однофазные схемы выпрямителей

Основная однофазная схема характеризуется относительно плохими показателями выпрямления. В ней плохо используется трансформатор, получаются большие пульсации выпрямленного напряжения при их низкой основной частоте. Кроме того, однофазные, как и двухфазные, схемы создают несимметричную нагрузку на трехфазную сеть.

Однако простота однофазных схем в ряде случаев заставляет отдавать им предпочтение перед многофазными, особенно для получения высоких напряжений при малых токах нагрузки. Чаще применяют основную схему, схему удвоения и схемы умножения напряжения. Все они работают только на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента.

Формы и значения токов в обмотках трансформатора, напряжение на нагрузке основной однофазной схемы выпрямления были определены ранее. Остальные показатели этой схемы приведены в табл. 6.1 как функции расчетных параметров  $B(A, x)$  и  $D(A, x)$ . Оценочные соотношения для основной схемы получаются следующими:

$$\begin{aligned} E_2 &\approx U_0; I_2 \approx 2,5 I_0; I_m \approx 7 I_0; \\ E_{обрт} &\approx 2,65 U_0; VA_{тр} \approx 2,2 P_0. \end{aligned} \quad (6.65)$$

Таблица 6.1. Расчетные показатели выпрямительных схем, нагрузка которых начинается с емкостного элемента

Схема	Число фаз $m$	Число вентиля $m_\phi$	Число вторичных обмоток $m_2$	$\frac{E_{обрт} m}{U_0}$	$\alpha_E = E_2 / U_0$	$\alpha_1 / m_2 = I_2 / I_0$	$I_1 / I_2$	$m I_m / I_0$	$\alpha_{\phi} = \frac{VA_{тр}}{P_0}$	$I_0 / f$
Основная однофазная	1	1	1	2,65	$B(A, x)$	$D(A, x)$	$n\sqrt{1 - I_0^2 / I_2^2}$	$F(A, x)$	2,25	1
Удвоения	1	2	1	1,33	$0,5 B(A, h)$	$\sqrt{2} D(A, x)$	$n$	$F(A, x)$	1,66	2
Мостовая	2	4	1	1,33	$B(A, x)$	$D(A, x) / \sqrt{2}$	$n$	$F(A, x)$	1,66	2
Основная двухфазная	2	2	2	2,65	$B(A, x)$	$D(A, x) / 2$	$n\sqrt{2}$	$F(A, x)$	2	2
Трехфазная звезда — звезда	3	3	3	2,65	$B(A, x)$	$D(A, x) / 3$	$n\sqrt{2/3}$	$F(A, x)$	2,16	3
Ларионова звезда — звезда	3	6	3	1,42	$0,578 B(A, x)$	$D(A, x) / 3$	$n$	$0,5 F(A, x)$	1,36	6
Схема умножения в $p$ раз	1	$p$	1	$2,65/p$	$B(A, x)/p$	$p D(A, x) / \sqrt{2}$	$n$	$F(A, x)$	1,66	1

Примечание. Значение коэффициента  $A$  для всех схем равно  $\pi I_0 / m U_0$ , сопротивление  $r$  для схем удвоения и Ларионова равно  $2(r_p + r_c)$ , для мостовой —  $(r_p + 2r_c)$ , а для остальных схем —  $r_p + r_c$ .



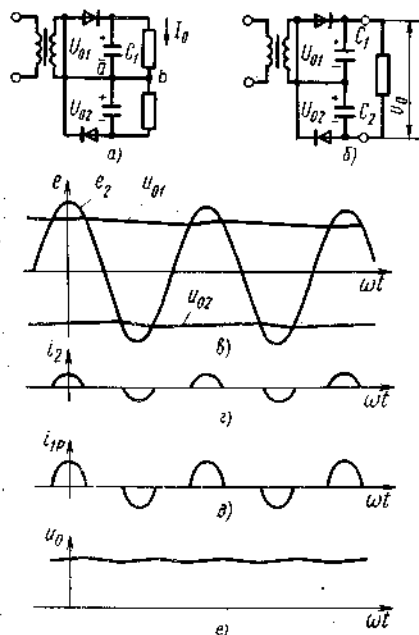


Рис. 6.21

Общее выходное напряжение, снимаемое с двух конденсаторов, равно их сумме:

$$U_0 = U_{01} + U_{02} = 2U_{01}.$$

Каждый из выпрямителей отдает в свою нагрузку ток  $I_0$ . Расчет коэффициента  $A$  проводят для каждого из входящих в схему простых выпрямителей:

$$A = \pi r I_0 / U_{01} = 2\pi r I_0 / U_0. \quad (6.66)$$

По проводу, соединяющему точки  $a$  и  $b$ , проходят два одинаковых постоянных тока, причем в разные стороны. Так как суммарный ток равен нулю, этот провод можно из схемы исключить, т. е. построить выпрямитель по схеме рис. 6.21, б.

Напряжения на каждом из конденсаторов  $u_{01}$  и  $u_{02}$  имеют пилообразную форму. Наложив графики напряжений  $u_{01}$  и  $u_{02}$  на кривую ЭДС вторичной обмотки (рис. 6.21, в), определим интервалы времени, в течение которых открыты вентили, и построим график тока во вторичной обмотке трансформатора. Этот ток равен сумме токов верхнего и нижнего вентилей (рис. 6.21, г). Ток вторичной обмотки не имеет постоянной составляющей, и, следовательно, в схеме удвоения трансформатор работает без подмагничивания и ток первичной обмотки (рис. 6.21, д) повторяет по форме ток первичной обмотки.

Выпрямленное напряжение равно сумме напряжений  $u_{01}$  и  $u_{02}$  (рис. 6.21, е). Помимо удвоения постоянной составляющей при сложении ком-

пенсируются первая и все остальные нечетные гармоники пульсаций. Таким образом, схема удвоения в отношении пульсаций ведет себя как двухфазная, хотя и состоит из двух однофазных схем.

Расчетные соотношения для схемы удвоения напряжения приведены в табл. 6.1. В данном случае

$$\begin{aligned} I_2 &\approx 3,5 I_0; I_m \approx 7 I_0; E_2 \approx 0,5 U_0; \\ E_{обрт} &\approx 1,4 U_0; VA_{cp} \approx 1,6 P_0. \end{aligned} \quad (6.67)$$

Таким образом, преимуществами схемы являются повышенное напряжение на выходе, хорошее использование трансформатора, малое обратное напряжение на вентиль. К недостаткам схемы следует отнести ее повышенное выходное сопротивление из-за последовательного соединения двух выпрямителей.

Другие схемы умножения представляют собой комбинацию ряда самостоятельных выпрямительных ячеек. Принцип их построения можно пояснить на примере схемы удвоения рис. 6.22, а, которая отличается от предыдущей тем, что вторичная обмотка трансформатора одним своим концом соединена с нагрузкой и может быть поэтому соединена с корпусом устройства. Однако пульсации на ее выходе имеют основную частоту, равную частоте сети.

Напряжение на вентиле  $VD_1$  (обратное напряжение), равное сумме напряжений на конденсаторе  $C_1$  и вторичной обмотке трансформатора (рис. 6.22, б, в), имеет пиковое значение, примерно равное  $2E_{2m}$ . Добавим еще одну выпрямительную ячейку (вентиль  $VD_2$ , конденсатор  $C_2$ ), получим при малом угле отсечки выпрямленное напряжение, почти равное удвоенной амплитуде.

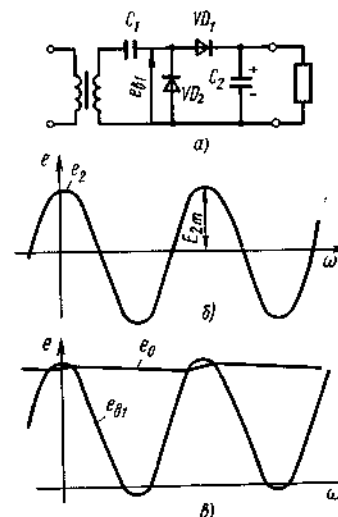


Рис. 6.22

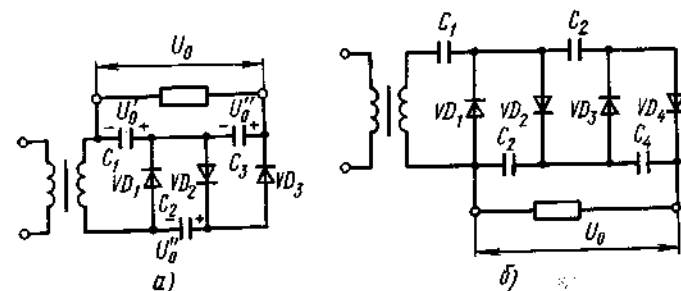


Рис. 6.23

литуде  $2E_{2m}$ . Таким образом, в этой схеме достигается удвоение напряжения.

Продолжив логически данный принцип, можно построить схемы утроения (рис. 6.23, а), учетверения (рис. 6.23, б) и большего умножения напряжения. В них на конденсаторах  $C_1$ , так же как и в схеме удвоения, получается выпрямленное напряжение, примерно равное амплитуде  $E_{2m}$ , а на конденсаторах  $C_2$  и всех последующих — примерно равное удвоенной амплитуде.

Число вентилях и конденсаторов в схемах умножения оказывается равным коэффициенту умножения. Опуская подробности вывода расчетных формул для схем умножения напряжения, приведем только формулу для расчета параметра  $A$ . Так, для схемы умножения в  $p$  раз сопротивление фазы выпрямителя находят по выражению

$$r = 0,5 pr_{rp} + r_b. \quad (6.68)$$

а параметр  $A$  — по соотношению

$$A(\theta) = \pi rp / R_n. \quad (6.69)$$

Остальные расчетные формулы даны в табл. 6.1.

Для расчета коэффициента пульсаций удобно пользоваться следующим выражением:

$$k_n = (p + 2)p / (16fR_nC), \quad (6.70)$$

где  $C$  — емкость каждого из конденсаторов схемы.

Основным преимуществом схем умножения является возможность получения очень высоких напряжений от сравнительно низковольтного источника и при сравнительно низковольтных вентилях. Однако из-за большого выходного сопротивления и низкого КПД применяют их лишь при малых токах.

## § 6.7. Двухфазные схемы выпрямителей

Двухфазные схемы выпрямителей по сравнению с однофазными позволяют получить более высокую частоту пульсаций при меньшем их значении. Поэтому хорошая фильтрация выпрямленного напряжения в них достигается проще. Этим и объясняется широкое применение двухфазных схем. Из них наиболее часто используются основная и мостовая схемы.

**Основная схема** (рис. 6.24, а, б) построена по принципу, изложенному в начале главы. Две фазы по вторичной обмотке трансформатора получают благодаря выводу ее средней точки. Иногда такой трансформатор называют дифференциальным. При работе на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента, выпрямленное напряжение имеет пилообразную форму, а токи фаз имеют вид почти косинусоидальных импульсов (рис. 6.24, в, д, ж).

Общий ток двух вторичных обмоток  $i_{2n} = i_{21} - i_{22}$  не содержит постоянной составляющей (рис. 6.24, и), поэтому ток первичной обмотки совпадает с ним по форме, а по амплитуде больше его в коэффициент трансформации раз (рис. 6.24, л), т. е.  $i_{1p} = n(i_{21} - i_{22})$ .

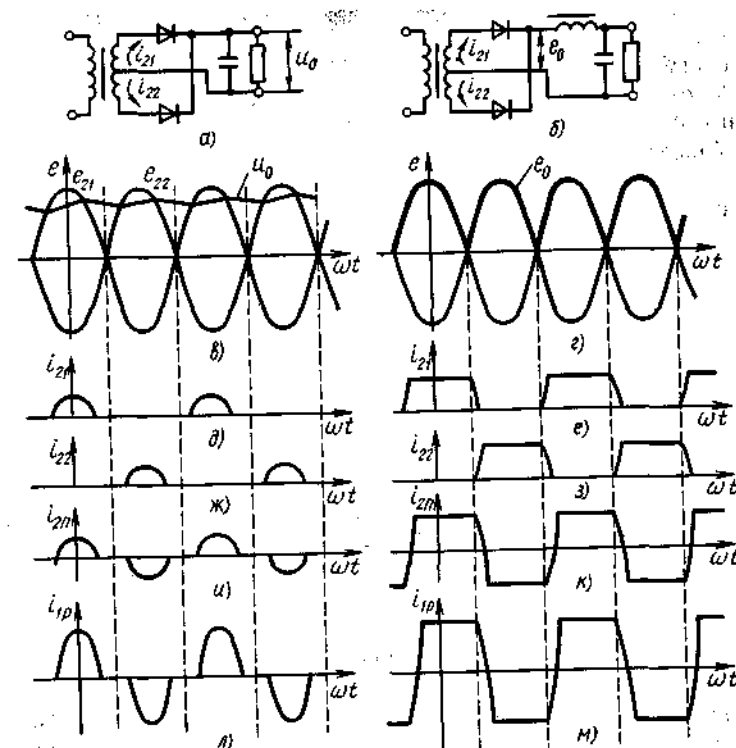


Рис. 6.24

Так как импульсы токов  $i_{21}$  и  $i_{22}$  во времени не перекрываются, то действующее значение тока первичной обмотки

$$I_{1p} = n\sqrt{2}I_b. \quad (6.71)$$

Габаритная мощность трансформатора для рассматриваемой схемы  $VA_{rp} = 0,5 [\sqrt{2}nI_bE_2/n + 2I_bE_2] = 1,7I_bE_2 \approx 2P_0$ .

Отсюда следует, что  $a_{rp} \approx 2$ . Использование трансформатора в двухфазной схеме лучше, чем в однофазной, но ненамного. Амплитуда обратного напряжения на вентиле, как и в однофазной схеме, равна удвоенной амплитуде  $E_{2m}$ .

При работе на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента, выпрямленное напряжение имеет форму огибающей положительных значений ЭДС фаз (рис. 6.24, з). Токи фаз по форме близки к прямоугольной (рис. 6.24, е, з). Общий ток вторичных обмоток  $i_{2n}$  имеет форму меандра (рис. 6.24, к), а ток первичной обмотки, повторяя его по форме, имеет значение, отличающееся в  $n$  раз (рис. 6.24, м).

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = n\sqrt{2}I_b \approx nI_0, \quad (6.73)$$

Таблица 6.2. Расчетные соотношения для выпрямительных схем,

Схема	Векторная диаграмма	Число фаз $m$	Число венти- лей $m_1$	Число вторич- ных об- моток $m_2$	$a_E =$ $E_2/E_1$
Основная двухфазная		2	2	2	1,11
Мостовая		2	4	1	1,11
Трехфазная звезда — звезда		3	3	3	0,855
Трехфазная треугольник — звезда		3	3	3	0,855
Трехфазная звезда — зигзаг		3	3	6	0,492
Трехфазная треугольник — зигзаг		3	3	6	0,492
Ларионова звезда — звезда		3	6	3	0,43
Ларионова треугольник — звезда		3	6	3	0,43
Ларионова звезда — тре- угольник		3	6	3	0,74
Основная шестифазная		6	6	6	0,74

Примечание. Везде  $n = E_2/E_1$

нагрузка которых начинается с индуктивного элемента

$\frac{E_{\text{ср } m}}{E_0}$	$D_m = \frac{mI_k}{I_0}$	$\frac{a_I}{m} = I_2/I_0$	$I_1/I_p$	$I_A/I_0$	$\frac{a_{rp}}{VA_{rp}/P_0} =$	$f_u/I$	$k_{\text{эл}}$
3,14	$\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$n$	$n$	1,34	2	0,666
1,57	$\sqrt{2}$	1	$n$	$n$	1,1	2	0,666
2,1	$\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,472n$	$0,472n$	1,35	3	0,25
2,1	$\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,472n$	$0,817n$	1,35	3	0,25
2,1	$\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,817n$	$0,817n$	1,46	3	0,25
2,1	$\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	0,817	1,413	1,46	3	0,25
1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,817	0,817	1,05	6	0,06
1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,817	1,413	1,05	6	0,06
1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,47	0,47	1,05	6	0,06
2,1	$\sqrt{6}$	$1/\sqrt{6}$	0,47	0,47	1,43	6	0,06

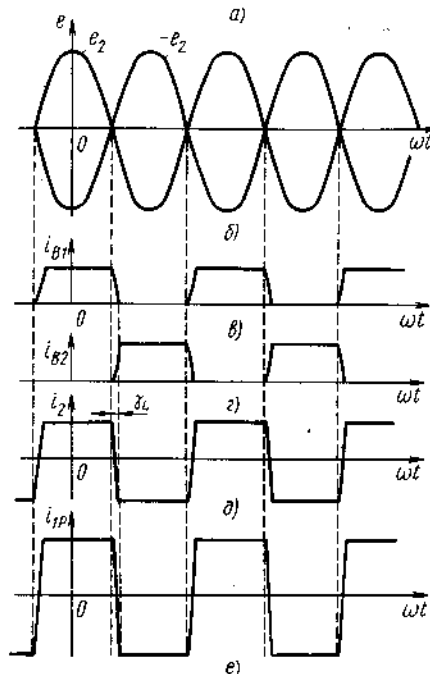
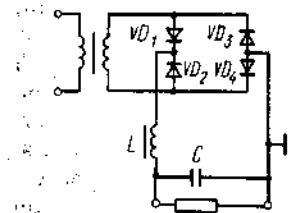


Рис. 6.25

Мостовая схема (рис. 6.25, а и 6.19, а) строится на одной вторичной обмотке трансформатора. Токи обмоток трансформатора при работе выпрямителя на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента, были определены ранее (см. § 6.3, 64). Необходимые расчетные соотношения даны в табл. 6.1. Поэтому ограничимся лишь перечислением преимуществ такой схемы. К ним можно отнести относительно малое обратное напряжение на вентиль, хорошее использование трансформатора, простоту конструкции двухобмоточного трансформатора и отсутствие вынужденного подмагничивания.

Недостатками мостовых схем являются снижение выпрямленного напряжения и увеличение выходного сопротивления из-за последовательного соединения вентиля, а также возникновение постоянного потенциала, равного половине выпрямленного, на вторичной обмотке трансформатора.

габаритная мощность трансформатора

$$VA_{\text{тр}} = 0,5(I_1 E_1 + 2I_2 E_2) = 1,2I_0 E_2 = 1,34P_0. \quad (6.74)$$

Тогда  $\alpha_{\text{тр}} = 1,34$ .

Использование трансформатора по мощности в схеме, работающей на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента, значительно лучше, чем в схеме с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента. Объясняется это тем, что индуктивный элемент, обладающий большим сопротивлением переменным составляющим тока, в процессе работы выпрямителя включает последовательно на определенную часть периода в цепь каждой фазы. Поэтому и переменные составляющие токов фазы относительно невелики.

Основной недостаток двухфазных схем состоит в необходимости симметрирования вторичных обмоток трансформатора. При асимметрии двухфазных схем в выпрямленном напряжении возникает пульсирующая пульсация с частотой выпрямляемой сети и двухфазная схема лишается своего основного преимущества — повышенной частоты пульсаций.

При работе на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента, выпрямленное напряжение и токи вентиля, как и в основной схеме, имеют форму, показанную на рис. 6.25, б—е. Расчетные соотношения для такой схемы приведены в табл. 6.2. Хорошее использование трансформатора ( $\alpha_{\text{тр}} = 1,11$ ) является существенным преимуществом рассматриваемой схемы.

Выпрямленный ток в мостовой схеме проходит через два вентиля, которые для него образуют последовательное соединение. Поэтому расчетное значение выходного напряжения для мостовой схемы больше, чем для основной:

$$U_0 = U_{0\text{н}} + 2E_{\text{пор}}. \quad (6.75)$$

Из-за этого возрастает и сопротивление фазы выпрямителя:  $r = r_{\text{тр}} + 2r_a$  по сравнению с  $r_{\text{тр}} + r_a$  у основной схемы. Рост сопротивления фазы приводит к увеличению угла отсечки и выходного сопротивления выпрямителя.

Порог выпрямления у кремниевых вентилях достигает 0,7 В. Для низковольтных выпрямителей такое увеличение расчетного напряжения существенно, поэтому при выпрямлении напряжений, меньших 5—7 В, часто применяют не мостовую, а основную схему. При повышенных напряжениях недостатки мостовой схемы не проявляются.

## § 6.8. Трехфазные схемы выпрямителей

Основные трехфазные схемы выпрямления имеют неплохие показатели (табл. 6.1 и 6.2). Однако они содержат относительно сложный трансформатор. Применяют такие схемы при средних и больших мощностях ( $P_0 > 1 \text{ кВт}$ ) и невысоких требованиях к пульсациям. При высоких требованиях к пульсациям более выгодными оказываются усложненные трехфазные схемы, например схема Ларионова.

Трехфазные схемы отличаются друг от друга способом соединения обмоток трансформатора. Существует два варианта основной схемы, в которых первичная обмотка соединена треугольником и звездой (рис. 6.26, а, б). В схемах выпрямителей, в которых вторичная обмотка соединена зигзагом (рис. 6.27), отсутствует вынужденное подмагничивание трансформатора. При значительных мощностях выгоднее работать на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента. Вместе с тем данные табл. 6.1 позволяют рассчитать и трехфазные схемы с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента.

Очень хорошие показатели имеет схема Ларионова (рис. 6.28, а), получающая широкое распространение.

Схема Ларионова строится на трехфазном трансформаторе и содержит шесть вентиля. Вентили 1, 2 и 3 образуют один трехфазный выпрямитель с выходным напряжением  $e_{01}$ , являющимся огибающей положительных значений ЭДС всех трех фаз (рис. 6.28, б). Вентили 4, 5 и 6 образуют второй трехфазный выпрямитель, построенный на тех же вторичных обмотках трансформатора и создающий выпрямленное напряжение  $e_{02}$ . Это напря-

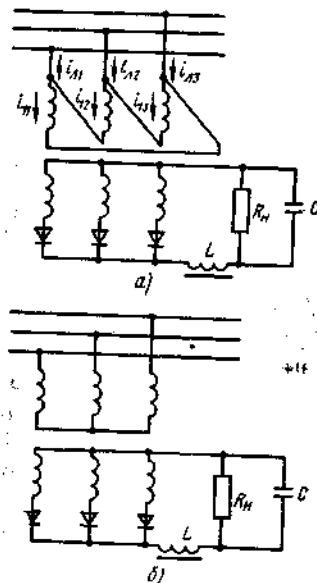


Рис. 6.26

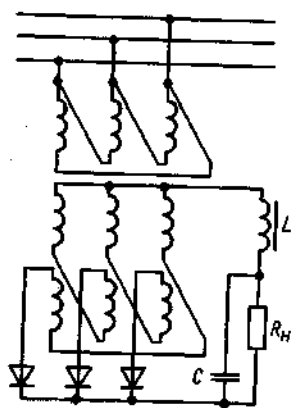


Рис. 6.27

жение является огибающей отрицательных значений ЭДС всех фаз, так как вторая группа вентилей подсоединена к обмоткам катодами, а не анодами.

Эти два выпрямителя имеют общую точку (среднюю точку вторичных обмоток) и, таким образом, соединены последовательно. Их общее выходное

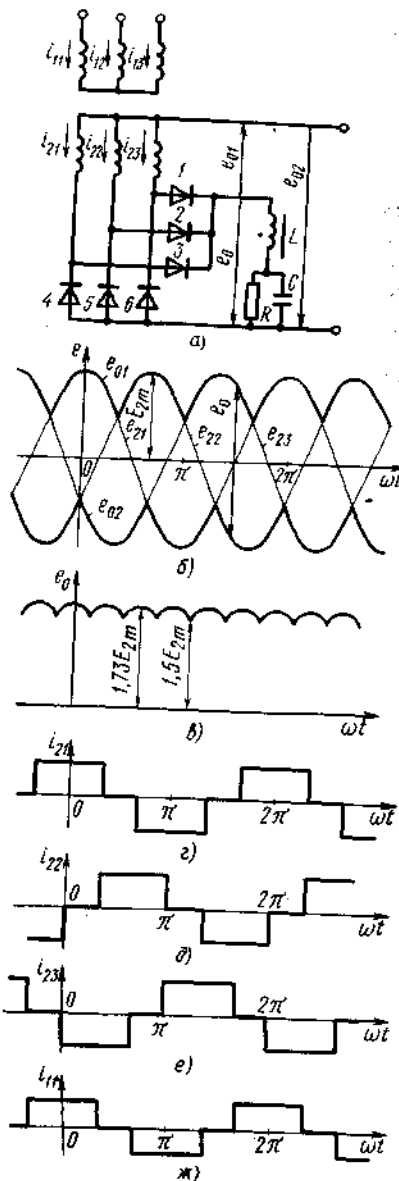


Рис. 6.28

напряжение

$$e_0 = e_{01} + e_{02}. \quad (6.76)$$

На выходе складываются только постоянные составляющие и четные гармоники пульсаций. Нечетные гармоники в двух выпрямителях получаются противофазными и при сложении компенсируются (рис. 6.28, в). Поэтому схема Ларионова имеет на выходе шестифазные пульсации.

В каждой фазной обмотке токи двух выпрямителей не перекрываются во времени, так как из-за различного подключения вентилей сдвинуты по фазе на угол, равный  $\pi$ .

Ток первой фазы вторичной обмотки равен сумме токов через вентили 1 и 6. Ток  $i_{a1}$  проходит в положительном направлении в ту часть периода, когда напряжение первой фазы наибольшее и положительное, т. е. в интервале углов от  $-\pi/3$  до  $\pi/3$  (перекрыванием фаз пренебрегаем). Ток  $i_{a6}$  проходит в противоположном направлении и в те моменты времени, когда напряжение на первой фазе отрицательно и имеет наибольшее значение по модулю, т. е. в интервале углов от  $2\pi/3$  до  $4\pi/3$  (рис. 6.28, г). Поэтому действующее значение тока фазы в  $\sqrt{2}$  раз больше действующего значения тока вентилей:

$$I_2 = \sqrt{2} I_a = I_0 \sqrt{2} / \sqrt{3}. \quad (6.77)$$

Графики токов остальных фаз, построенные по этому принципу, показаны на рис. 6.28, д, е. Ток вторичных обмоток не содержит постоянной составляющей, поэтому в схеме Ларионова нет вынужденного подмагничивания, а токи первичной обмотки повторяют по форме соответствующие им токи вторичной обмотки (рис. 6.28, ж).

Подсчет габаритной мощности трансформатора для схемы Ларионова позволяет получить

$$VA_{tr} = 3I_2 E_2 = 3 \cdot 0,815 I_0 \cdot 0,427 E_0 = 1,05 P_0, \quad (6.78)$$

что соответствует наилучшему значению из всех схем ( $\alpha_{tr} = 1,05$ ).

Так как в схеме Ларионова происходит удвоение напряжения, то обратное напряжение на вентиль получается относительно малым:

$$E_{обрт} = 1,05 E_0. \quad (6.79)$$

Последнее время выпрямители по схеме Ларионова широко используются в бестрансформаторном варианте (рис. 6.29, а), т. е. с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента. При этом процессы в схеме выпрямителя приобретают некоторые особенности. Вентили в ней открываются на время, соответствующее углу  $\theta_0 + \phi$ . Открываются одновременно вентили каких-либо двух фаз, что обеспечивает подзарядку конденсатора фильтра до амплитуды линейного напряжения  $u_{0max} = E_{ml} = \sqrt{3} E_{mf}$ . Из-за разрядки конденсатора на нагрузку постоянная составляющая выходного напряжения несколько меньше этого значения.

Если принять, что при  $\omega t = 0$  максимальным оказывается напряжение фазы А ( $u_A$  на рис. 6.29, б), то на интервале  $-\pi/3 < \omega t < 0$  наибольшим положительным будет напряжение, равное разности фазных напряжений фаз

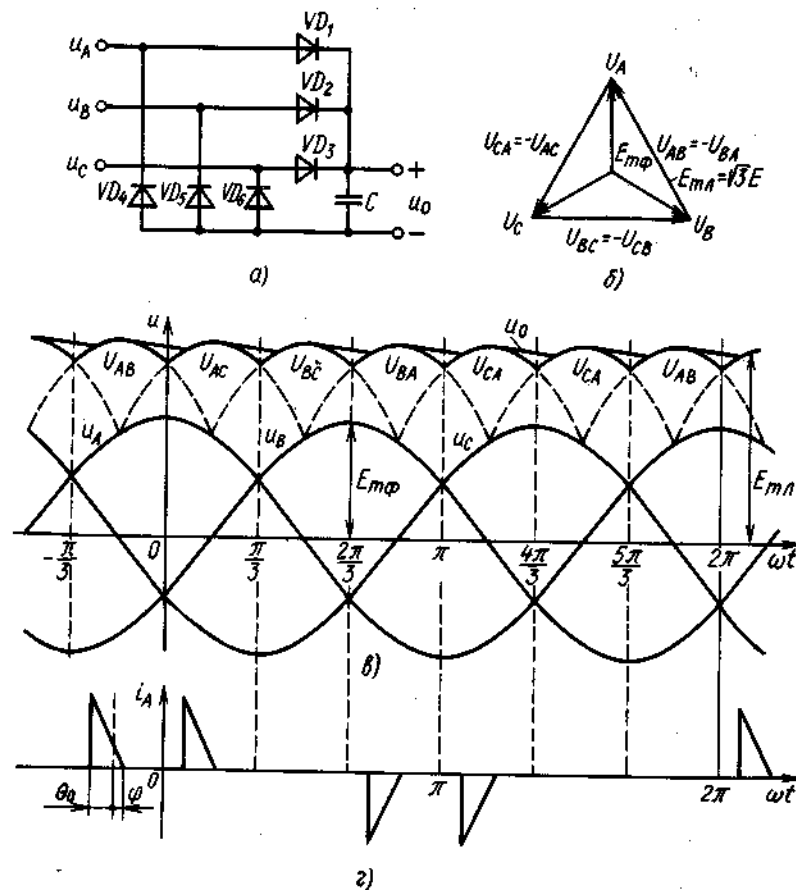


Рис. 6.29

А и В, т. е.  $u_A - u_B$ . Следовательно, в области  $\omega t \approx -\pi/6$  откроются вентили  $VD_1$  и  $VD_5$  и через них конденсатор зарядится до напряжения  $E_{тл}$ . Затем он будет разряжаться на нагрузку до угла  $\pi/6 - \theta_0$ . Импульс с зарядного тока пройдет по проводу фазы А в положительном направлении, а по проводу фазы В — в отрицательном. На интервале  $0 < \omega t < \pi/3$  наибольшее положительное значение приобретает разность напряжений фаз А и С ( $u_A - u_C$ ). При  $\omega t = \pi/6 - \theta_0$  откроются вентили  $VD_1$  и  $VD_6$  и зарядный импульс тока пройдет по фазам А и С (рис. 6.29, в). Дальнейшее чередование включений и выключений фаз ясно из обозначений на рисунке. Ток фазы А (рис. 6.29, г) состоит из двух положительных зарядных импульсов и двух отрицательных. Выпрямленное напряжение пульсирует с частотой, в 6 раз большей частоты сети выпрямляемого переменного тока.

Расчетные соотношения, полученные в § 6.3, справедливы и для схемы Ларионова, только действующее значение тока вентили оказывается в  $\sqrt{2}$

раз больше, чем получают из (6.51). Соответственно и ток фазы больше тока вентили в  $\sqrt{2}$  раз.

Шестифазные схемы выпрямителей по сравнению со схемой Ларионова имеют лишь одни недостатки. Поэтому их применяют в настоящее время довольно редко. Показатели основной шестифазной схемы звезда — звезда приведены для сравнения в табл. 6.2.

### § 6.9. Неуправляемые полупроводниковые вентили

Самое широкое распространение получили полупроводниковые диоды, которые имеют хорошие выпрямительные свойства. Их выпускают в различных конструктивных оформлениях. Помимо одиночных полупроводниковых диодов промышленность производит сборки из нескольких диодов, в том числе и микросборки.

Обычно в справочниках приводят не мощность, рассеиваемую диодом, а максимально допустимый выпрямленный ток. Хотя температура диода, работающего в выпрямителе, определяется не постоянной составляющей, а действующим значением его тока, такая оценка очень удобна, так как в паспорте на диод указывается непосредственно максимальное значение заданного для проектируемого выпрямителя значения выпрямленного тока, приходящегося на одну фазу  $I_0/m$ .

Проектировщик должен соблюсти простое условие

$$I_{0\max} > I_0/m. \quad (6.80)$$

Помимо максимального выпрямленного тока в справочные данные включают следующие характеристики: прямое падение напряжения, максимально допустимую амплитуду обратного напряжения, обратный ток при максимальном обратном напряжении и предельной рабочей температуре и диапазон рабочих температур. Максимальное обратное напряжение определяют по возрастанию обратного тока диода.

Из-за разброса прямых ветвей характеристик полупроводниковых диодов (области, заштрихованные на рис. 6.30, а) при параллельном их соединении, что увеличивает выпрямленный ток, необходимо последовательно с каждым из диодов включать добавочный резистор  $R_d$  (рис. 6.30, б). Без добавочных резисторов распределение общего тока между диодами будет неравномерным в соответствии с разбросом их ВАХ.

Неравномерность распределения обратного напряжения в цепочке последовательно включенных диодов при обратном токе определяется абсциссами  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$ . Последовательное соединение применяют для уменьшения обратного напряжения, испытываемого каждым из вентилей цепочки. Для рав-

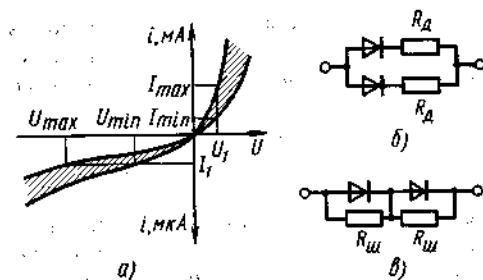


Рис. 6.30

номерного распределения обратного напряжения в такой цепи необходимо к диодам подключать шунтирующие резисторы  $R_{ш}$  (рис. 6.30, *в*). Ток, проходящий по шунтирующим резисторам при максимуме обратного напряжения, должен быть на порядок больше обратного тока диода. Выравнивать обратные напряжения на вентилях можно и с помощью конденсаторов, включаемых параллельно диодам.

Высокие обратные напряжения имеют выпрямительные столбы, представляющие собой оформленную в одном корпусе цепочку последовательно соединенных вентилях. Помимо столбов выпускаются и блоки, содержащие по две-три отдельные цепочки вентилях, что дает возможность соединять их в схеме различными способами.

### § 6.10. Сглаживающие фильтры

Для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения между выпрямителем и нагрузкой включают фильтр, пропускающий с малым ослаблением постоянную составляющую и с большим — переменную составляющую.

Как было показано, радиоустройства потребляют от источника питания не только постоянный, но и быстро меняющийся ток. Чтобы фильтр не являлся «пробкой», для переменной составляющей тока нагрузки, его выход шунтируется конденсатором, емкость которого настолько велика, что максимально возможный переменный ток нагрузки создает на выходе фильтра напряжение, сравнимое по значению с пульсациями.

Простейший фильтр состоит из двух пассивных элементов, включенных по Г-образной схеме. Последовательный элемент обладает большим сопро-

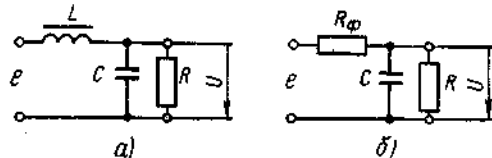


Рис. 6.31

тивлением переменному току, а параллельный элемент (конденсатор) — малым.

В качестве последовательного элемента (рис. 6.31) применяют дроссели и резисторы. В последнем случае в фильтре теряется большая мощность постоянного тока.

Одним из важнейших показателей фильтра является коэффициент сглаживания пульсаций. Его определяют как отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра.

Чаще пользуются коэффициентом сглаживания пульсаций для каждой из гармоник сглаживаемого напряжения:

$$q_k = \frac{k_{пвх}}{k_{пвых}} = \frac{E_{mk}}{E_0} \frac{U_0}{U_{mk}}, \quad (6.81)$$

где  $E_{mk}$  и  $U_{mk}$  — амплитуды  $k$ -х гармоник.

Этот коэффициент не зависит от формы подводимого к фильтру напряжения и может быть легко вычислен.

Представим напряжения  $e$  и  $u$  рядами Фурье, т. е. как суммы постоянных составляющих и гармоник с частотами  $k\omega_n$ :

$$e = E_0 + E_{m1}\cos(\omega_n t + \varphi_1) + E_{m2}\cos(2\omega_n t + \varphi_2) + \dots; \quad (6.82)$$

$$u = U_0 + U_{m1}\cos(\omega_n t + \varphi_1) + U_{m2}\cos(2\omega_n t + \varphi_2) + \dots \quad (6.83)$$

где  $\omega_n = m\omega_c$  — основная гармоника частоты пульсаций, равная частоте тока сети  $\omega_c$ , умноженной на число фаз выпрямителя.

Фильтр является линейной системой, и это позволяет вычислить отношение амплитуд  $E_{mk}$  и  $U_{mk}$  для одной отдельно взятой  $k$ -й гармоники.

Так, для схемы идеального (лишенного потерь) фильтра (рис. 6.31, *а*) имеем

$$E_0 = U_0; \quad (6.84)$$

$$U_{mk} = \frac{E_{mk} |R(1 + jk\omega_n CR)|}{|jk\omega_n L + R/(1 + jk\omega_n CR)|} = \frac{E_{mk}}{|1 + jk\omega_n L/R - (k\omega_n)^2 LC|}. \quad (6.85)$$

Поскольку выходное сопротивление фильтра для любой из переменных составляющих должно быть меньше сопротивления нагрузки, емкость конденсатора фильтра следует выбирать по условию

$$k\omega_n CR \gg 1. \quad (6.86)$$

Это позволяет пренебречь единицей в сумме  $1 + jk\omega_n CR$ , что, в свою очередь, дает

$$U_{mk} \approx \frac{E_{mk}}{|1 - (k\omega_n)^2 LC|}, \quad (6.87)$$

откуда

$$q_k = E_{mk}/U_{mk} \approx k^2 \omega_n^2 LC - 1 = (k\omega_n/\omega_\phi)^2 - 1. \quad (6.88)$$

Чтобы сглаживание пульсаций было эффективным, резонансная частота фильтра  $\omega_\phi = 1/\sqrt{LC}$  должна быть много меньше частоты первой гармоники пульсаций  $\omega_n = m\omega_c$ . Это положение показывает, что все переменные составляющие напряжения, подводимого к фильтру, при хорошем сглаживании имеют частоты, много большие его резонансной частоты. По этой причине можно пренебречь активным сопротивлением дросселя и проводимостью потерь конденсатора. Потери в контуре оказывают заметное влияние на его токи лишь при резонансе.

Сравнив точное (6.85) и приближенное (6.88) выражения для напряжений пульсации, можно заключить, что в приближенном выражении отсутствует член, определяющий затухание контура. Поэтому условие (6.86), на основе которого сделаны приближения, является условием малости потерь, вносимых нагрузкой в контур, образующий LC-фильтр.

Для схемы  $RC$ -фильтра (рис. 6.31, б) постоянное напряжение на выходе уже не совпадает со входным постоянным напряжением:

$$U_0 = E_0 R / (R + R_\phi). \quad (6.89)$$

Амплитуда  $k$ -й гармоники выходного напряжения этого фильтра

$$U_{mk} = [E_{mk} / (R_\phi + R / (1 + jk\omega_n CR))] R / (1 + jk\omega_n CR) = \\ = [R / (R_\phi + R)] E_{mk} / \sqrt{1 + [k\omega_n CRR_\phi / (R_\phi + R)]^2}, \quad (6.90)$$

что для коэффициента сглаживания пульсаций дает

$$q_k = \sqrt{1 + [k\omega_n CRR_\phi / (R_\phi + R)]^2} \approx k\omega_n CR_\phi. \quad (6.91)$$

Сравнение схем и коэффициентов сглаживания пульсаций  $LC$ - и  $RC$ -фильтров показывает, что в последнем при фильтрации теряется заметная часть мощности выпрямленного тока. Однако его выполняют из более простых радиодеталей. Поэтому  $RC$ -фильтр применяют в схемах, работающих на нагрузку, эквивалентную большому сопротивлению. Для приемлемого по габаритам и емкости конденсатора  $C$  удастся подобрать сопротивление резистора  $R_\phi$ , удовлетворяющее как условию малых потерь мощности

$$R_\phi \ll R, \quad (6.92)$$

так и условию хорошего сглаживания первой гармоники пульсаций

$$\omega_n CR_\phi \gg 1. \quad (6.93)$$

При малых сопротивлениях нагрузки это сделать затруднительно, и преимущества  $LC$ -фильтра в этом случае очевидны.

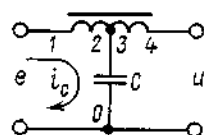


Рис. 6.32

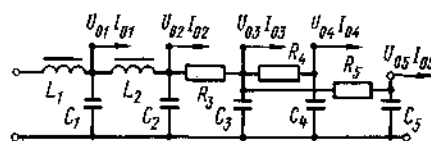


Рис. 6.33

Из более сложных схем однозвенных фильтров находит применение схема  $LC$ -фильтра с компенсирующей обмоткой (рис. 6.32). Напряжение, наводимое током  $i_c$  на обмотке 3—4, получается в противофазе с напряжением на конденсаторе  $C$ . Из-за этого переменное напряжение на выходе фильтра (обмотки 0—4) получается меньшим, чем на конденсаторе  $C$ . В таком фильтре удастся повысить коэффициент сглаживания пульсаций в 3—4 раза.

Не все каскады радиоустройства одинаково чувствительны к пульсациям напряжения питания. Повышенной чувствительностью обладают каскады, в которых мал уровень сигнала или высоки требования к стабильности характеристик. Поэтому не всегда фильтр источника питания выгодно делать с коэффициентом сглаживания удовлетворяющим требованиям самого чувствительного каскада. Выгоднее применение многозвенных фильтров (рис.

6.33). Первым звеном фильтра напряжение выпрямителя сглаживается до значения, приемлемого для потребителя 1, ток которого  $I_{01}$ . Второе звено фильтра  $L_2C_2$  сглаживает дополнительно напряжение  $u_1$ , и часть его выходного тока забирается потребителем 2. Звено фильтра  $L_2C_2$  пропускает меньший постоянный ток, чем звено  $L_1C_1$ , и, следовательно, дроссель  $L_2$  работает с меньшим подмагничиванием, что позволяет выполнить его с меньшими габаритами.

Напряжение с выхода второго звена фильтра  $u_2$  подвергается дополнительному сглаживанию цепочкой  $R_3C_3$ , а его выходной ток идет к трем потребителям (3, 4 и 5). Напряжение, подводимое к потребителям 4 и 5, подвергается еще одной фильтрации цепочками  $R_4C_4$  и  $R_5C_5$ .

В результате многократного сглаживания на нагрузках 3, 4 и 5 можно получить напряжение с очень малыми пульсациями. Так как с ростом номера гармоники сглаживаемого переменного напряжения фильтрующие цепочки  $LC$  и  $RC$  дают больший коэффициент сглаживания, то на выходе многозвенного фильтра напряжение пульсаций содержит практически только одну самую низкую гармонику. По этой причине для оценки качества сглаживания многозвенных фильтров удобно применять коэффициент сглаживания гармоник, а не полных пульсаций.

Выходное сопротивление каждого из звеньев фильтра, определяемое емкостью его конденсатора, много меньше входного сопротивления последующего звена, определяемого индуктивностью дросселя или сопротивлением резистора. Это обстоятельство позволяет не считаться с влиянием последующих звеньев фильтра на предыдущие и подсчитывать коэффициент сглаживания многозвенного фильтра как произведение коэффициентов  $q_i$  его звеньев.

Так, для фильтра, приведенного на рис. 6.33.

$$k_{1n1} = k_{n01} / q_{11}; \quad (6.94)$$

$$k_{2n1} = k_{n01} / (q_{11}q_{21}) = k_{1n1} / q_{21}; \quad (6.95)$$

$$k_{3n1} = k_{n01} / (q_{11}q_{21}q_{31}) = k_{2n1} / q_{31}; \quad (6.96)$$

$$k_{4n1} = k_{n01} / (q_{11}q_{21}q_{31}q_{41}) = k_{3n1} / q_{41}; \quad (6.97)$$

$$k_{5n1} = k_{n01} / (q_{11}q_{21}q_{31}q_{41}q_{51}) = k_{4n1} / q_{51}, \quad (6.98)$$

где  $k_{n01}$  — коэффициент пульсаций по первой гармонике напряжения выпрямителя, подводимого к фильтру;  $k_{in1}$  — коэффициент пульсаций по первой гармонике на выходе  $i$ -го звена фильтра;  $q_{i1}$  — коэффициент сглаживания первой гармоники пульсаций  $i$ -м звеном фильтра.

## § 6.11. Переходные процессы в фильтрах

Было показано, что  $LC$ -фильтры являются колебательными контурами с малым затуханием, в них возможны интенсивные переходные процессы. В дросселе и конденсаторе фильтра создаются значительные запасы электрической энергии, необходимые для поддержания тока нагрузки в моменты, соответствующие минимумам подводимого тока нагрузки в момен-



ты, соответствующие минимумам подводимого к фильтру напряжения и пополняемые в моменты, соответствующие максимумам этого напряжения.

Изменение режима работы радиоустройства вызывает в фильтре перераспределение запасов энергии, на реактивных элементах фильтра возможно возникновение значительных перенапряжений и аномально больших токов. При включении источника питания должен создаваться необходимый запас энергии, что приводит как к перегрузке выпрямителя, так и к перенапряжениям на фильтре.

Определить основные особенности переходных процессов в фильтре можно с помощью эквивалентной схемы (рис. 6.34). На ней выпрямитель представлен источником постоянного напряжения  $E_0$ , сопротивление  $r$  включает в себя как выходное сопротивление выпрямителя, так и активное сопротивление дросселя  $L$ , нагрузка источника питания представлена проводимостью  $G$ .

Система дифференциальных уравнений, определяющих ток в дросселе фильтра  $i$  и выходное напряжение фильтра  $u$ , может быть записана следующим образом:

$$E_0 - u = ir + L \frac{di}{dt}; \quad (6.99)$$

$$i = C \frac{du}{dt} + uG. \quad (6.100)$$

Преобразовав ее по Лапласу и отделив известные переменные от искоемых, получим

$$E_0(p) + I_n L = I(p)(r + pL) + U(p); \quad (6.101)$$

$$U_n C = -I(p) + U(p)(pC + G), \quad (6.102)$$

где  $E_0(p)$ ,  $I(p)$ ,  $U(p)$  — изображения входного напряжения, тока дросселя и выходного напряжения фильтра;  $I_n$ ,  $U_n$  — начальные значения тока и выходного напряжения дросселя.

Изображения тока и напряжения определяются из (6.101) и (6.102) с помощью формул Крамера:

$$U(p) = \frac{E_0(p) + I_n L + U_n C(r + pL)}{(r + pL)(pC + G) + 1}; \quad (6.103)$$

$$I(p) = \frac{[E_0(p) + I_n L](pC + G) - U_n C}{(r + pL)(pC + G) + 1}. \quad (6.104)$$

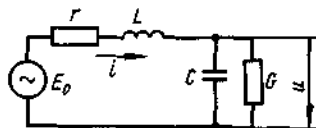


Рис. 6.34

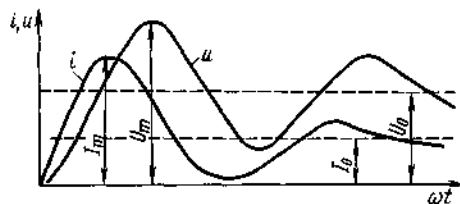


Рис. 6.35

Считая напряжение  $E_0$  постоянным при  $t > 0$ , что позволяет получить

$$E_0(p) = E_0/p. \quad (6.105)$$

применим к этим выражениям обратное преобразование Лапласа и найдем временные зависимости тока дросселя и выходного напряжения:

$$i(t) = \frac{E_0 G}{1 + rG} \left[ 1 - e^{-0.5dx} \left( \cos ax + \frac{d}{2a} \sin ax \right) \right] + \left( \frac{E_0 - U_n}{p a} \right) e^{-0.5dx} \sin ax + I_n e^{-0.5dx} \left[ \cos ax + \left( \frac{d_0 - d_r}{2a} \right) \sin ax \right]; \quad (6.106)$$

$$u(t) = \frac{E_0}{1 + rG} \left[ 1 - e^{-0.5dx} \left( \cos ax + \frac{d}{2a} \sin ax \right) \right] + \frac{p}{a} e^{-0.5dx} \sin ax + U_n e^{-0.5dx} \left( \cos ax - \frac{d_0 - d_r}{2a} \sin ax \right). \quad (6.107)$$

Здесь  $x = t/\sqrt{LC}$  — относительное время;  $d_0 = G\sqrt{L/C}$  — затухание, вносимое в контур нагрузкой;  $d_r = r\sqrt{C/L}$  — затухание, вносимое в контур сопротивлением;  $p = \sqrt{L/C}$  — характеристика контура, образующего фильтр;  $a = \sqrt{1 + rG - d^2/4}$  — безразмерный коэффициент;  $d = d_r + d_0$  — полное затухание контура.

Полученные выражения позволяют определить ток и напряжение при различных переходных процессах. Так, для переходного процесса, возникающего при включении выпрямителя, необходимо положить  $I_n = U_n = 0$ , что дает

$$i(t) = \frac{E_0 G}{1 + rG} \left[ 1 - e^{-at/\sqrt{LC}} \left( \cos \frac{at}{\sqrt{LC}} + \frac{d}{2a} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}} \right) \right] + \frac{E_0}{p a} e^{-at/\sqrt{LC}} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}}; \quad (6.108)$$

$$u(t) = \frac{E_0}{1 + rG} \left[ 1 - e^{-at/\sqrt{LC}} \left( \cos \frac{at}{\sqrt{LC}} + \frac{d}{2a} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}} \right) \right]. \quad (6.109)$$

Как ток, так и напряжение имеют значительные переменные составляющие (рис. 6.35). При затухании, близком к нулю, напряжение на выходе фильтра в максимуме практически в два раза больше установившегося значения:

$$U_{\max} \approx 2E_0/(1 + rG). \quad (6.110)$$

Такие напряжения нежелательны для конденсатора фильтра и радиоустройства, питаемого от данного источника. Максимальное значение тока

дросселя зависит от характеристики контура, образующего фильтр. При  $d_r = 0$

$$I_{\max} = [E_0 G / (1 + rG)] [1 + \sqrt{1 + a^2 / (G\rho)^2}]. \quad (6.111)$$

При малом значении характеристики контура ( $\rho \ll 1/G$ ) максимальный ток во много раз больше установившегося. Такой ток представляет серьезную опасность для вентиля выпрямителя и токонесущих проводов в мощных установках.

Для устранения перегрузок, возникающих при включении фильтра, напряжение  $E_0$  подают на фильтр не скачком, а плавно или применяют ступенчатое подключение. В последнем случае увеличение входного напряжения производят ступенчато.

Другим способом гашения переходного процесса в фильтре является включение гасящих резисторов, которые увеличивают затухание фильтра, тем самым уменьшая как интенсивность возникающих в фильтре колебаний, так и время их затухания. После затухания переходного процесса, вызванного включением напряжения, эти резисторы замыкаются накоротко специальными реле, входящим в схему запуска источника питания.

Другим видом переходного процесса, связанного со значительными перенапряжениями, является процесс, возникающий при отключении и включении нагрузки. Начальными условиями в случае отключения нагрузки будут следующие значения тока дросселя и выходного напряжения:

$$I_n = E_0 G / (1 + rG); U_n = E_0 / (1 + rG). \quad (6.112)$$

Отключение нагрузки  $G$  разрывает контур, по которому проходит установившийся до этого ток  $I_n$ . Этот ток не может прекратиться мгновенно, так как проходит через дроссель  $L$ , и после отключения нагрузки проходит целиком в конденсатор  $C$ , заряжая его. Напряжение на конденсаторе сначала повышается, а затем снижается и т. д. до установления нового состояния, в котором ток дросселя равен нулю, а напряжение на конденсаторе  $E_0$ .

Чтобы определить напряжение на конденсаторе при этом переходном процессе, необходимо в выражении (6.107) положить  $G = 0$ , а затем подставить значения  $I_n$  и  $U_n$ . В результате получим

$$u(t) = E_0 \left\{ 1 - e^{-d_r t / (2\sqrt{LC})} [Gr / (1 + rG)] [\cos(at / \sqrt{LC}) + (d_r / 2a - 1/d_r) \sin(at / \sqrt{LC})] \right\}. \quad (6.113)$$

При малом затухании ( $d_r \ll 1$ ) переходный процесс определяется практически полностью последним синусоидальным слагаемым и максимальное напряжение на конденсаторе

$$U_m \approx E_0 (1 + G\rho / a^3), \quad (6.114)$$

что при большой характеристике контура ( $\rho > 1/G$ ) может значительно превысить  $E_0$ .

Для снижения перенапряжений, вызванных изменением тока нагрузки, следует уменьшить характеристику контура  $\rho$ . Однако при малой характеристике контура велики броски тока в индуктивности в момент включения выпрямителя.

Удовлетворить эти два противоречивых требования и выбрать характеристику контура, образующего такой фильтр, чтобы получить и малые перенапряжения, и малые броски тока, достаточно трудно. Часто для увеличения затухания переходных процессов в фильтре его дроссель шунтируют резистором. На прохождение постоянной составляющей тока этот резистор не влияет, а колебания в фильтре затухают быстрее и имеют меньшую интенсивность. Коэффициент же сглаживания пульсаций таким фильтром при включении резистора уменьшается. Если в источнике питания между фильтром и нагрузкой включен стабилизатор напряжения, то он должен выдерживать и отрабатывать аномально большие напряжения, получающиеся на выходе фильтра при отключении и колебаниях тока нагрузки.

Эти рассуждения лишь намечают пути подхода к проектированию фильтра. Чтобы правильно его спроектировать, нужно всесторонне учесть конкретные особенности радиоустройства, являющихся нагрузкой источника питания.

## § 6.12. Выбор характера нагрузки двухфазного выпрямителя

Емкость конденсаторов фильтра и выпрямителя в реальных схемах настолько велика, что часто применяют батарею, состоящую из нескольких десятков конденсаторов. При проектировании выпрямителя с  $LC$ -фильтром приходится исходить из заданной емкости всех конденсаторов, входящих в схему. При этом необходимо решить вопрос, куда выгоднее включать эти конденсаторы. Их можно включить все на выход  $LC$ -фильтра и тогда выпрямитель будет работать на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента (рис. 6.36, а), а конденсаторы, имеющие емкость  $C$ , вместе с дросселем  $L$  будут образовывать  $LC$ -фильтр.

Можно распределить конденсаторы в схеме по разным узлам, включив часть на выход выпрямителя, часть — на выход фильтра (рис. 6.36, б). В этом случае выпрямитель будет работать на нагрузку, начинающуюся с  $C_1$ ; дроссель  $L$  с оставшейся частью конденсаторов  $C_2$  служит фильтром.

Одно из положительных качеств схемы, работающей на нагрузку, начинающуюся с индуктивного элемента, заключается в том, что габаритная мощность трансформатора при ее применении будет меньше. Вторым показателем, по которому можно производить сравне-

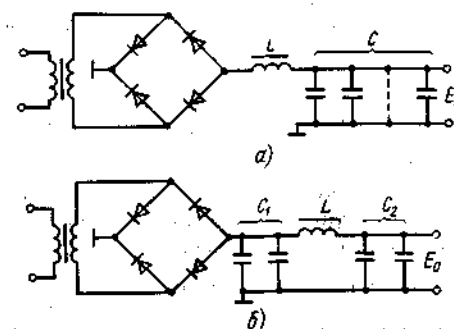


Рис. 6.36

ние, является перегрузка, которую вентили выпрямителя испытывают в пусковом режиме. В схеме выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента в момент включения, пока не зарядился конденсатор  $C_1$ , вентили работают в режиме, близком к короткому замыканию.

Выпрямитель, нагрузка которого начинается с индуктивного элемента, свободен от этого недостатка, ток вентиля нарастает в ней со скоростью, определяемой фильтром  $LC$ . Однако при малом характеристическом сопротивлении фильтра сопутствующие включению переходные процессы (см. рис. 6.35) также приводят к перегрузке вентиля выпрямителя. Поэтому оценку максимального тока вентиля, длительности его перегрузки нужно производить с учетом конкретного значения характеристического сопротивления фильтра, т. е. значения индуктивности его дросселя.

Еще одним показателем, по которому проводят сравнение, является коэффициент пульсаций на выходе схем при одинаковых индуктивностях дросселя  $L$ . Но прежде необходимо выработать правило распределения конденсаторов, входящих в общую батарею (между  $C_1$  и  $C_2$ ) для выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента. Наименьшим коэффициент пульсации будет при  $C_1 = C_2 = 0,5C$ .

Сравнить пульсации двухфазных схем выпрямителей можно по соотношению (6.45), определяющему минимальную емкость конденсатора выпрямителя. Если емкость выбранного конденсатора больше минимальной, то схема с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента, даст меньшие пульсации, чем схема с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента. В противном случае выбирают схему, нагрузка которой начинается с индуктивного элемента.

### § 6.13. Расчет выпрямителей напряжения гармонической формы

При проектировании выпрямителя необходимо выбрать его схему, определить требования к готовым изделиям, входящим в него, и рассчитать исходные данные для проектирования трансформатора. Выведенные в предыдущих параграфах формулы позволяют провести эти расчеты.

**Пример 1.** Рассчитать выпрямитель, создающий на нагрузке постоянное напряжение  $U_n = 28$  В при ее токе  $I_0 = 1,35$  А. Напряжение сети переменного тока  $U_c = 220$  В, а его частота  $f = 50$  Гц. Конденсаторы, входящие в схему выпрямителя и фильтра, имеют общую емкость  $C = 300$  мкФ. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке составляет не более 0,04.

1. Сопротивление нагрузки  $R_n = U_n / I_0 = 28 / 1,35 = 20,7$  Ом.
2. Выпрямленная мощность  $P_0 = U_n I_0 = 28 \cdot 1,35 = 37,8$  Вт.
3. Так как выпрямленная мощность мала, а требования к пульсациям высоки, то целесообразно выбрать двухфазную схему выпрямления. Выбираем мостовую схему.
4. Определяем вид нагрузки выпрямителя, для чего сравниваем заданное значение емкости конденсатора фильтра с минимально допустимым для выпрямителя, нагрузка которого начинается с емкостного элемента. Согласно (6.45),

$$C_{\min} = 10^6 / (f R_n) = 10^6 / (50 \cdot 20) = 1000 \text{ мкФ}.$$

Так как  $C_{\min} > C$ , то выбираем схему выпрямителя с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента.

5. Выпрямленный ток, приходящийся на один вентиль мостовой схемы, в два раза меньше тока нагрузки  $I_{0n} = 0,675$  А. Выбираем в качестве вентиля кремниевый диод КД208А, обеспечивающий выпрямленный ток 1,5 А, выдерживающий обратное напряжение  $E_{обр} = 100$  В и имеющий порог выпрямления  $E_{пор} = 0,7$  В, прямое падение напряжения  $U_{пр} = 1$  В и обратный ток 0,1 мА (см. [5]). По обратному напряжению вентили имеют хороший запас. Подсчитаем сопротивление вентиля:

$$r_n = (U_{пр} - E_{пор}) / I_{пр} = (1 - 0,7) / 1,5 = 0,2 \text{ Ом}.$$

6. Находим ориентировочные значения активного и индуктивного сопротивлений обмотки трансформатора, активного сопротивления дросселя [2]. Зададимся значением амплитуды магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора  $B_m = 1$  Тл. Тогда

$$r_{тр} = 3,5 \frac{U_n}{I_0 f B_m} \frac{\sqrt{f B_m}}{U_n I_0} = 3,5 \frac{28}{1,35 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt{\frac{50 \cdot 1}{28 \cdot 1,35}} = 1,51 \text{ Ом};$$

$$L_s = 5 \cdot 10^{-3} \frac{U_n}{I_0 f B_m} \sqrt{\frac{U_n I_0}{f B_m}} = 5 \cdot 10^{-3} \frac{28}{1,35 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt{\frac{28 \cdot 1,35}{50 \cdot 1}} = 1,85 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Активное сопротивление дросселя примем равным 1,5 Ом, что составляет около 7 % от  $R_n$ .

7. Выходное сопротивление выпрямителя и ЭДС холостого хода на основе (6.26)

$$R_{вых} = r_{тр} + 2r_n + m f L_s + r_{др} = 1,51 + 2 \cdot 0,2 + 2 \cdot 50 \cdot 1,85 \cdot 10^{-3} + 1,5 = 3,5 \text{ Ом};$$

$$E_{ох} = U_n + 2E_{пор} + I_0 R_{вых} = 28 + 2 \cdot 0,7 + 3,5 \cdot 1,35 = 34,1 \text{ В}.$$

8. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора найдем по (6.6):

$$E_2 = E_{ох} B_m = 34,1 \cdot 1,1 = 37,5 \text{ В}.$$

9. Критическое значение индуктивности дросселя, согласно (6.12),

$$L_{кр} = R_{ох} x(m) / \omega = 20 \cdot 0,332 / (6,28 \cdot 50) = 0,0212 \text{ Гн}.$$

10. Индуктивность дросселя, обеспечивающая получение пульсаций, меньших заданных, в соответствии с (6.14)

$$L = \Delta(m) / (\omega^2 C k_n) = 0,169 / (6,28 \cdot 50 \cdot 300 \cdot 10^{-6} \cdot 0,04) = 0,143 \text{ Гн}.$$

Выбираем с некоторым запасом значение  $L = 0,16$  Гн (нормализованный дроссель Д172 для тока  $I_0 = 1,6$  А). При этом коэффициент пульсаций получается равным 0,0358.

11. Ток нагрузки, критический для выбранной индуктивности дросселя,

$$I_{окр} = E_{ох} / \left( \frac{\omega L}{x(m)} + R_{вых} \right) = 34,1 / \left( \frac{6,28 \cdot 50 \cdot 0,16}{0,332} + 3,5 \right) = 0,22 \text{ А}.$$

12. Действующее значение тока вентиля для  $I_0 \gg I_{окр}$ , согласно (6.18),  $I_n = 0,707 I_0 = 0,953$  А.

13. Действующее значение тока вторичной обмотки найдем по (6.12):  $I_2 = \sqrt{2} I_n = I_0 = 1,35$  А.

14. Действующее значение рабочего тока первичной обмотки, согласно (6.61),

$$I_{р1} = n I_2 = 37,5 \cdot 1,35 / 220 = 0,242 \text{ А}.$$

15. Габаритная мощность трансформатора

$$VA_{tr} = VA_2 = E_2 I_2 = 37,5 \cdot 1,35 = 50,5 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

16. Напряжение на нагрузке при холостом ходе, равное, как и в схемах выпрямителей, работающих на емкостную нагрузку,  $E_{2m}$ .

$$E_{0max} = \sqrt{2} E_2 = \sqrt{2} \cdot 37,5 = 53,6 \text{ В}.$$

Такое же значение имеют и максимальное напряжение на конденсаторе фильтра, и обратное напряжение на вентиле.

17. Рассчитаем коэффициент пульсаций по первой гармонике для выходного напряжения. Коэффициент сглаживания пульсаций фильтром на основании (6.38)

$$q = \omega_n^2 LC - 1 = (2 \cdot 6,28 \cdot 50)^2 \cdot 0,16 \cdot 300 \cdot 10^{-6} - 1 = 18,2.$$

откуда

$$k_{rmax} = 0,666/18,2 = 0,0367 \approx k_n.$$

Трансформатор для этого выпрямителя рассчитан в примере гл. 1.

**Пример 2.** Рассчитать выпрямитель, создающий на нагрузке постоянное напряжение  $U_n = 8 \text{ В}$  при токе  $I_0 = 0,8 \text{ А}$ . Напряжение сети переменного тока  $U_c = 115 \text{ В}$ , частота  $f = 400 \text{ Гц}$ . Конденсаторы, входящие в выпрямитель и фильтр, имеют общую емкость  $C = 800 \text{ мкФ}$ . Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения не более 0,005.

1. Из-за малого значения  $U_n$  выбираем основную схему двухфазного выпрямителя.

2. Сопротивление нагрузки:

$$R_n = U_n / I_0 = 8/0,8 = 10 \text{ Ом}.$$

3. Минимальную емкость конденсатора найдем по (6.45):

$$C_{min} = 10^6 / (f R_n) = 10^6 / (400 \cdot 10) = 250 \text{ мкФ}.$$

Поскольку  $C_{min} < C$ , выпрямитель должен работать на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента. Берем  $C_1 = C_2 = 400 \text{ мкФ}$ .

4. Средний ток одного вентиля и примерное значение обратного напряжения на вентиле:

$$I_{0в} = I_0/2 = 0,8/2 = 0,4 \text{ А};$$

$$E_{обр} = 2,66 E_0 = 2,66 \cdot 8 = 21,3 \text{ В}.$$

Выбираем в качестве вентиля кремниевые диоды КД205К, у которых  $E_{обр доп} = 100 \text{ В}$ ,  $E_{дор} = 0,7 \text{ В}$ ,  $I_{0 доп} = 0,7 \text{ А}$ ,  $I_{обр} = 0,1 \text{ мА}$ . Прямое падение напряжения на данном диоде равно 1 В, что определяет внутреннее сопротивление вентиля  $r_n = 0,43 \text{ Ом}$ .

Поскольку возникающее в выпрямителе обратное напряжение на вентиле значительно меньше допустимого, имеем хороший запас по напряжению.

5. Ориентировочные значения активного сопротивления обмоток и индуктивности рассеяния трансформатора [2]:

$$r_{tr} = 4,7 \frac{E_0}{I_0 f B_m} \sqrt{\frac{f B_m}{I_0 E_0}} = 4,7 \frac{8}{0,8 \cdot 400 \cdot 1} \sqrt{\frac{400 \cdot 1}{8 \cdot 0,8}} = 0,31 \text{ Ом};$$

$$L_s = 4,3 \cdot 10^{-3} \frac{E_0}{I_0 f B_m} \sqrt{\frac{E_0 I_0}{f B_m}} = 4 \cdot 10^{-3} \frac{8}{0,8 \cdot 400 \cdot 1} \sqrt{\frac{8 \cdot 0,8}{400 \cdot 1}} = 0,039 \text{ мГн}.$$

Амплитуда магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора принята равной 1 Тл.

6. Пусть сопротивление обмотки дросселя фильтра  $r_{дп}$  составляет 2 % от сопротивления нагрузки, т. е.  $r_{дп} = 0,2 \text{ Ом}$ . Рассчитаем выпрямитель на нагрузку  $R_n + r_{дп} = 10,2 \text{ Ом}$  и выпрямленное напряжение  $U_{0з} = 1,02 \cdot 8 = 8,16 \text{ В}$ . Расчетное значение выпрямленного напряжения  $U_0 = U_{0з} + E_{дор} = 8,16 + 0,7 = 8,86 \text{ В}$ .

7. Определяем значение параметра  $A$  по (6.38), а  $x$  — по (6.46):

$$A = \frac{\pi(r_{tr} + r_n) I_0}{m U_0} = \frac{3,14(0,31 + 0,43) 0,8}{2 \cdot 8,86} = 0,104;$$

$$x = \omega L_s / (r_{tr} + r_n) = 6,28 \cdot 400 \cdot 0,39 \cdot 10^{-4} / 0,74 = 0,14.$$

8. По графикам рис. 6.14 находим значения функций  $B(A, x) = 0,85$ ,  $D(A, x) = 2,4$ ,  $F(A, x) = 7,4$  и  $H(A, x, m) = 8000$ .

9. Действующее значение ЭДС во вторичной обмотке трансформатора найдем по (6.39):

$$E_2 = U_0 B(A, x) = 8,86 \cdot 0,85 = 7,53 \text{ В}.$$

10. Действующее значение тока вентиля, согласно (6.40),

$$I_n = 0,5 I_0 D(A, x) = 0,5 \cdot 0,8 \cdot 2,4 = 0,96 \text{ А}.$$

11. Рассчитываем действующее значение тока первичной обмотки по (6.71), имея в виду, что действующее значение тока вторичной обмотки в выбранной схеме выпрямителя равно  $I_n$ :

$$I_1 = n \sqrt{2} I_n = (7,53/115) \sqrt{2} \cdot 0,96 = 0,09 \text{ А};$$

$$I_2 = I_n = 0,96 \text{ А}.$$

12. Габаритная мощность трансформатора

$$VA_{tr} = 0,5(E_1 I_1 + 2 E_2 I_2) = 0,5(115 \cdot 0,09 + 2 \cdot 7,53 \cdot 0,96) = 12,4 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

13. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$E_{обрm} = 2 E_{2m} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 7,53 = 21 \text{ В}.$$

14. Коэффициент пульсаций выпрямителя по первой гармонике (6.44)

$$k_{nел} = H(A, x, m) / (f r C) = 8000 / (400 \cdot 0,74 \cdot 400) = 0,07.$$

15. Коэффициент сглаживания первой гармоники пульсаций фильтром, необходимый для достижения заданного значения пульсаций напряжения на нагрузке,  $q = 0,07/0,005 = 14$ .

16. Индуктивность дросселя фильтра исходя из (6.88)

$$L = (14 + 1) / (2 \cdot 6,28 \cdot 400)^2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 0,00148 \text{ Гн}.$$

**Пример 3.** Рассчитать бестрансформаторный выпрямитель для стационарной ЭВМ. Требуемая мощность  $P_0 = 200 \text{ Вт}$ . Коэффициент пульсаций не более 2 %. Питание от трехфазной сети переменного тока с частотой  $f = 50 \text{ Гц}$  и напряжением фазы  $E_\phi = 200 \text{ В}$ .

1. Выбираем схему Ларионова с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента. В этой схеме при подзарядке выходного конденсатора открыты одновременно два вентиля и в цепь зарядки оказывается включенной линейная ЭДС сети с действующим значением  $E_n = \sqrt{3} E_\phi$  и амплитудный  $E_{nл} = \sqrt{2} E_n = \sqrt{2} \sqrt{3} 220 = 539 \text{ В}$ . Таково же максимальное значение выпрямленного напряжения  $u_{0max}$ .

2. Минимальное значение выпрямленного напряжения при коэффициенте пульсаций 2 % на 4 % меньше максимального, т. е.  $u_{0\min} = 539 \cdot 0,96 = 517$  В.

3. Среднее значение выпрямленного напряжения при его пилообразной форме  $U_0 = (u_{0\max} + u_{0\min})/2 = 528$  В. Следовательно, ток нагрузки

$$I_0 = P_0/U_0 = 200/528 = 0,379 \text{ А.}$$

4. Согласно (6.32),

$$\cos \theta_0 = U_{0\min}/E_{ma} = 517,5/539 = 0,96,$$

чему соответствует  $\theta_0 = 16^\circ$ , или 0,279 рад. По графику рис. 6.13, а определим  $\sin \varphi$ , соответствующий такому значению  $\theta_0$ . Для  $m=6$   $\sin \varphi = 0,05$  рад ( $2^\circ 52'$ ).

5. Емкость выходного конденсатора найдем по (6.31):

$$C = I_0/(\omega E_{ma} \sin \varphi) = 0,379/(314 \cdot 539 \cdot 0,05) = 44,7 \text{ мкФ.}$$

6. Определяем, при каком сопротивлении зарядной цепи применима расчетная модель бестрансформаторного выпрямителя. Согласно (6.33),

$$r/R = 4/(6 \cdot 314 \cdot 45 \cdot 10^{-6} \cdot 1395)^2 = 0,0003.$$

В данном случае сопротивление нагрузки

$$R = U_0/I_0 = 528/0,379 = 1395 \text{ Ом.}$$

Следовательно, должно выполняться условие  $r < 0,418$  Ом.

7. По графикам рис. 6.16, б находим значения расчетных коэффициентов для угла отпирания вентиля  $\theta_0 = 16^\circ$ :  $D_0 = 5$ ,  $F_0 = 40$ .

8. Действующее значение тока вентиля вычисляем по (6.51), а максимальное значение — по (6.52):

$$I_* = (I_0/6) D_0 \sqrt{2} = (0,379/6) \cdot 5 \cdot \sqrt{2} = 0,446 \text{ А;}$$

$$I_m = (I_0/6) F_0 = (0,379/6) \cdot 40 = 2,47 \text{ А.}$$

В данном случае значение  $I_*$  по сравнению с (6.51) увеличено в  $\sqrt{2}$  раз, так как за один период по каждому из вентилях проходят два зарядных импульса тока.

9. Определяем требования к вентилю. Он должен иметь  $I_{0\text{доп}} > 0,379/3 = 0,126$  А,  $E_{обрт} > E_{ma} = 539$  В. Поскольку в бестрансформаторном выпрямителе  $(I_0/m) \ll I_m$ , выбираем вентиль с большим запасом по выпрямленному току. Подходящим является кремниевый диод КД209Б, у которого  $I_{0\text{доп}} = 0,7$  А;  $E_{обр} = 800$  В;  $U_{пр} = 0,68$  В при токе 1 А и  $E_{пр} = 0,6$  В. Тогда

$$r_* = (0,68 - 0,6)/1 = 0,08 \text{ Ом.}$$

10. Предполагаем, что сопротивление каждого из трех проводов, подводящих энергию от распределительного щита к выпрямителю, равно 0,03 Ом (провод длиной 5 м и сечение 2,5 мм<sup>2</sup>). Сопротивление зарядной цепи

$$r = 2r_{пр} + 2r_* = 2 \cdot 0,03 + 2 \cdot 0,08 = 0,22 \text{ Ом,}$$

что меньше найденного ранее максимального значения 0,418 Ом. Следовательно, модель, по которой проведен расчет, справедлива и полученные результаты отвечают действительности.

## ГЛАВА 7

### РЕГУЛИРУЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ. ВЫПРЯМИТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

#### § 7.1. Основная схема тиристорного регулируемого выпрямителя

Регулировка выходного напряжения выпрямителя может осуществляться разными способами. Регулируемый трансформатор или автотрансформатор, включенный в схему выпрямителя, дает возможность изменять амплитуду переменного напряжения, подводимого к вентилям, и тем самым устанавливать желаемое выпрямленное напряжение.

Однако такие трансформаторы громоздки и имеют малую надежность из-за переключаемых или скользящих контактов.

Регулировка постоянного напряжения на нагрузке, достигаемая делителем напряжения или реостатом, включенным между выходом выпрямителя и нагрузкой, связана с большими потерями мощности.

Свободным от этих недостатков является метод, основанный на управлении вентилями выпрямителя. В качестве управляемых вентилях в настоящее время широко применяют тиристоры.

Моментом включения тиристора можно управлять подавая управляющий импульс тока на  $n$ - $p$ -переход, прилегающий к катоду.

При прохождении тока нагрузки через открытый тиристор все три его  $n$ - $p$ -перехода смещены в прямом направлении и управляющий электрод перестает влиять на процессы, происходящие в тиристоре. При спадании прямого тока тиристора до нуля после рассасывания заряда неосновных носителей в базовых областях тиристор запирается и управляющие свойства восстанавливаются.

В схеме, содержащей источник питания  $E$ , тиристор  $VS$  и резистор нагрузки  $R$  (рис. 7.1, а), возможны два устойчивых состояния, одно из которых соответствует открытому, а второе — закрытому тиристору. Наложение характеристики цепи резистор — источник на характеристики тиристора (рис. 7.1, б) позволяет получить прямые токи отключенного (точка А) и включенного (точка В) тиристора. Повышение напряжения источника от 0 до  $E$  при  $I_y = 0$  вызывает перемещение рабочей точки по нижней ветви характеристики до точки А. Если подать управляющий

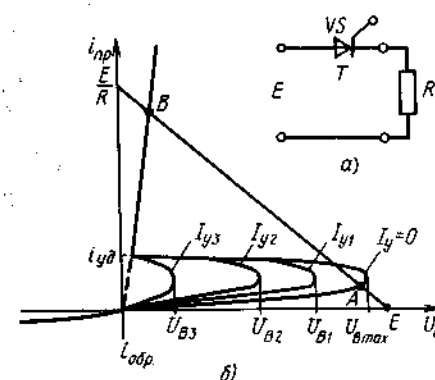


Рис. 7.1

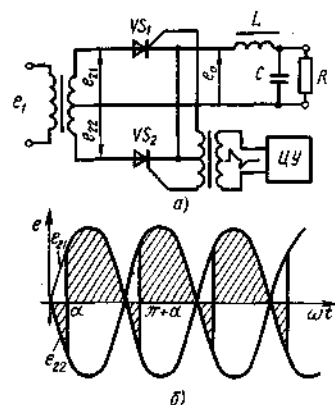


Рис. 7.2

меняя тиристоры, следует иметь в виду, что скачкообразное изменение сопротивления в момент открывания может привести к очень большим броскам тока. Особенно велики эти броски в тех схемах, где нагрузка  $R$  шунтируется конденсатором.

Зарядка конденсатора через открывшийся тиристор может вывести последний из строя. Поэтому для уменьшения бросков тока последовательно с тиристором включают дроссель. В выпрямительных схемах тиристоры лучше работают при активной нагрузке или при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента.

В управляемый выпрямитель тиристор вводят как обычный вентиль, а к его управляющему электроду подводят от цепи управления (ЦУ) импульсы, включающие тиристоры с запаздыванием на угол  $\alpha$  относительно выпрямляемого напряжения (рис. 7.2, а).

Через тиристор  $VS_1$ , включающийся в момент, соответствующий  $\omega t = \alpha$  (рис. 7.2, б), на выход выпрямителя передается напряжение первой фазы вторичной обмотки  $e_{21}$ . При  $\omega t = \pi$  напряжение  $e_{21}$  становится отрицательным, однако тиристор запереться не может, так как это привело бы к обрыву тока, проходящего через дроссель  $L$ . Индуктивность дросселя  $L$  выбирают большей критической, чем и поддерживают непрерывный ток. Поэтому в те моменты, когда  $e_{21}$  отрицательно, на дросселе  $L$  наводится ЭДС самоиндукции с полярностью и значением, обеспечивающими напряжение на катоде, меньше  $e_{21}$ .

При  $\omega t = \pi + \alpha$  открывается тиристор  $VS_2$ , через который на выход передается напряжение  $e_{22}$ , являющиеся на данном этапе положительным. Ток дросселя переходит на вторую фазу, а тиристор  $VS_1$ , оказавшись обесточенным и смещенным в обратном направлении, запирается и т. д. Таким образом, напряжение на выходе выпрямителя  $e_0$  создается лишь теми частями напряжений вторичных полуобмоток  $e_{21}$  и  $e_{22}$ , которые соответствуют открытому состоянию тиристоров (заштрихованы на рис. 7.2, б).

Напряжение на нагрузке, получающееся почти равным постоянной составляющей напряжения  $e_0$ , подводимого к фильтру  $LC$ , растет при умень-

импульс тока амплитудой и длительностью, достаточной для поддержания этого тока на время открывания тиристора, то рабочая точка перейдет в точку, соответствующую открытому состоянию тиристора.

Спад открывающего импульса тока в цепи управления не влияет на процессы в открытом тиристоре, его рабочая точка остается в положении  $B$ . Восстановление управляющих свойств тиристора произойдет лишь при его обесточивании на время, большее времени его закрывания.

В открытом состоянии тиристор пропускает очень большие токи (до нескольких сотен ампер) и оказывает им малое сопротивление. В этом его преимущество. При-

шении угла  $\alpha$  и спадает при его увеличении. Регулировка выпрямленного напряжения, достигаемая изменением фазы управляющих импульсов, не связана с гашением избытка мощности в самом регулируемом выпрямителе, что является основным его преимуществом.

Схемы выпрямления с тиристорами такие же, как обычных выпрямителей. Основное внимание далее уделяется двухфазным схемам выпрямителей.

Для простоты полагаем падение напряжения на открытом тиристоре много меньшим выпрямленного напряжения, а токи утечки (прямой ток при закрытом тиристоре и обратный ток при отрицательном напряжении) — малыми по сравнению с током нагрузки. Это позволит считать тиристор идеальным (прямое падение напряжения в режиме насыщения, прямой и обратный токи утечки, а также ток отключения в нем равны нулю). Такие упрощения не приведут к большой погрешности, так как ток через вентиль схемы определяется сопротивлением нагрузки, а не фазы. По этой же причине можем считать идеальными дроссель  $L$  и трансформатор, т. е. пренебречь индуктивностью рассеяния и активными сопротивлениями их обмоток.

Сначала рассмотрим одну первую фазу регулируемого выпрямителя (рис. 7.3, а, б). Нагрузку выпрямителя полагаем состоящей из дросселя  $L$  и конденсатора  $C$ , образующих фильтр, и активной нагрузки  $R$ , а выходное напряжение — постоянным и равным  $E_0$ . Исходя из графика рис. 7.2, б, запишем

$$E_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} e_0 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} E_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha. \quad (7.1)$$

Здесь принято, что в силу идеальности трансформатора и вентиль напряжение  $e_0$  совпадает с ЭДС первой фазы трансформатора  $e_{21}$  в интервале  $\alpha < \omega t < \pi + \alpha$ :

$$e_0 = e_{21}. \quad (7.2)$$

Падение напряжения на дросселе  $L$  равно разности напряжений  $e_{21}$  и  $E_0$ , и, следовательно, его ток

$$i_L = \frac{1}{\omega L} \{ (e_{21} - E_0) d\omega t + c = \frac{E_{2m}}{\omega L} \left( -\cos \omega t - \frac{\omega t}{\pi} 2\cos \alpha \right) + c. \quad (7.3)$$

Постоянную интегрирования определим из условия баланса постоянных токов. Среднее значение тока  $i_L$  на интервале  $\alpha \div \pi + \alpha$  должно быть равно току нагрузки. Подставив найденное таким образом значение  $c$  в

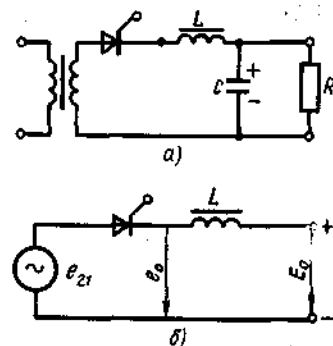


Рис. 7.3

(7.3), получим

$$i_L = \frac{E_m}{\pi\omega L} [(\pi + 2\alpha) \cos\alpha - \pi \cos\omega t - 2\sin\alpha - 2\omega t \cos\alpha] + \frac{E_0}{R} \quad (7.4)$$

Выпрямленное напряжение в виде (7.2) получается, если тиристор каждой из фаз открыт до тех пор, пока не вступит в работу следующая фаза. Однако это верно лишь в том случае, когда ток дросселя к моменту открывания вентиля следующей фазы положителен и напряжение, получаемое в момент включения с включаемой фазы, больше напряжения на конденсаторе. Последнее условие выполняется при  $\alpha > 32,5^\circ$ , что обеспечивает рост тока дросселя сразу после включения тиристора.

Подставив в (7.4)  $\omega t = \pi + \alpha$ , запишем это условие в виде

$$-\left(\frac{2E_m}{\pi\omega L}\right) \sin\alpha + \frac{E_0}{R} > 0. \quad (7.5)$$

Так как  $E_0$  определяется выражением (7.1), условие непрерывности тока в дросселе можно записать иначе:

$$\omega L/R > \operatorname{tg}\alpha. \quad (7.6)$$

Оно и должно выполняться для углов  $\alpha > 32,5^\circ$ .

Если индуктивность дросселя  $L$  меньше  $L_{кр}$ , где

$$L_{кр} = \frac{R}{\omega} \operatorname{tg}\alpha, \quad (7.7)$$

или сопротивление нагрузки выпрямителя больше  $R_{max}$ , где

$$R_{max} = \omega L/\operatorname{tg}\alpha, \quad (7.8)$$

то ток в дросселе станет равным нулю раньше, чем откроется тиристор второй фазы. Как только ток станет равным нулю, тиристор обесточится и выключится. Такой режим не очень выгоден, так как связан с большими переменными составляющими токов тиристов и обмоток трансформатора. Поэтому чаще всего индуктивность дросселя  $L$  выбирают такой, чтобы при максимально возможном сопротивлении нагрузки удовлетворялось условие непрерывности тока.

Однако при холостом ходе выпрямителя и при угле открывания  $\alpha = 0,5\pi$  условие непрерывности нарушается и напряжение на выходе выпрямителя превышает значение, определяемое по (7.1). В режиме непрерывного тока дросселя ток фазы приближается по форме к прямоугольной (рис. 7.4, а, б). Его действующее значение без учета пульсаций

$$I_T = 0,707 I_0. \quad (7.9)$$

Действующее значение тока первичной обмотки, в которую трансформируются, не перекрываясь во времени, токи двух фаз, получается в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем тока  $nI_T$ , т. е.

$$I_{1p} = nI_0. \quad (7.10)$$

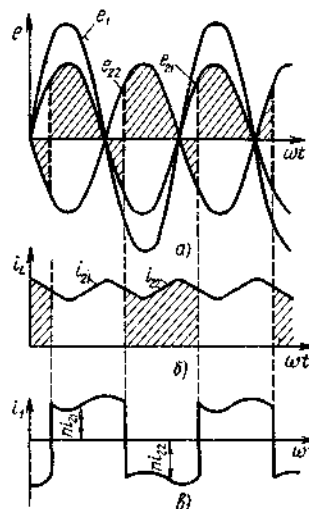


Рис. 7.4

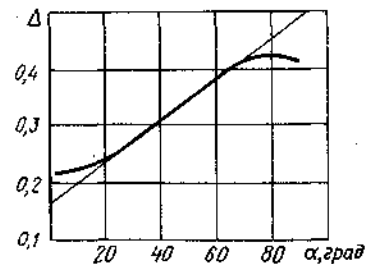


Рис. 7.5

По форме ток первичной обмотки в каждый из полупериодов повторяет ток фазы, равный току  $i_L$  (рис. 7.4, а). Первая гармоника этого тока при малых пульсациях сдвинута на угол  $\alpha$  относительно напряжения на первичной обмотке.

Таким образом, при  $\alpha \neq 0$  тиристорный выпрямитель потребляет от сети не только активный, но и реактивный ток. Это является недостатком такого выпрямителя.

Полный перепад пульсаций на выходном конденсаторе  $C$  найдем так же, как и при исследовании неуправляемого выпрямителя. В результате получим выражение, аналогичное (6.14):

$$k_n = (U_{Cmax} - U_{Cmin}) / (2E_0) \approx \Delta(\alpha) \pi / (4\omega^2 LC \cos\alpha). \quad (7.11)$$

Здесь коэффициент  $\Delta(\alpha)$  (рис. 7.5) является функцией угла  $\alpha$ .

Подводя итог, отметим следующие особенности схемы тиристорного регулируемого выпрямителя:

- 1) снижение выходного напряжения в тиристорном выпрямителе достигается благодаря уменьшению отбора мощности от сети переменного тока; оно не связано с гашением значительной ее части в выпрямителе;
- 2) при регулировке выпрямитель потребляет не только активную, но и реактивную мощность от сети переменного тока;
- 3) при изменении угла регулирования  $\alpha$  от 0 до  $0,5\pi$  выходное напряжение меняется от максимума до нуля;
- 4) пульсация выпрямленного напряжения заметно возрастает с ростом угла регулирования;
- 5) режим непрерывного тока в дросселе нарушается, если не соблюдается отношение (7.8).

## § 7.2. Схема выпрямителя с обратным диодом

Улучшить показатели схемы тиристорного выпрямителя можно включив в нее обратный (разрядный) диод (рис. 7.6, а, в). С ним может работать даже однофазная схема выпрямления. Роль обратного диода  $VD$  заключа-

ется в том, что при достижении угла  $\omega t = \pi$  ток дросселя  $L$ , уменьшаясь, создает на нем такую ЭДС, которая равна постоянному напряжению на выходе. Эта ЭДС приложена минусом к катоду тиристора и обратного диода. При  $\omega t > \pi$  наведенная ЭДС становится больше напряжения  $E_0$  и обратный диод открывается. Дроссель разряжается через него, а тиристор, будучи обесточенным, закрывается.

Таким образом, угол закрывания тиристор в схеме с обратным диодом всегда равен  $\pi$ . Ток дросселя в двухфазной схеме в интервале  $\alpha < \omega t < \pi$  проходит через тиристор и одну из вторичных полуобмоток, а в интервале  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$  — через обратный диод (рис. 7.6, з). В однофазной схеме время разряда дросселя через диод значительно больше и равно  $\pi + \alpha$  (рис. 7.6, б).

В схеме с обратным диодом переменные составляющие выпрямленного напряжения и фазовый сдвиг первой гармоники тока первичной обмотки заметно меньше, чем в схеме без обратного диода. Однако выходное напряжение в таком выпрямителе регулируется хуже. Для получения на выходе напряжения, равного нулю, необходимо угол регулирования сделать равным  $\pi$ , а не  $0,5\pi$ , как в схеме без обратного диода.

При тех же предложениях, которые были сделаны для схемы без обратного диода, постоянная составляющая выпрямленного напряжения в однофазной схеме

$$E_{01} = [E_m / (2\pi)] (1 + \cos \alpha), \quad (7.12)$$

в двухфазной схеме

$$E_{02} = (E_m / \pi) (1 + \cos \alpha). \quad (7.13)$$

Проведя выкладки, аналогичные сделанным в § 7.1, найдем условие непрерывности тока в дросселе для двухфазной схемы. Для  $\alpha > 35,5^\circ$  оно

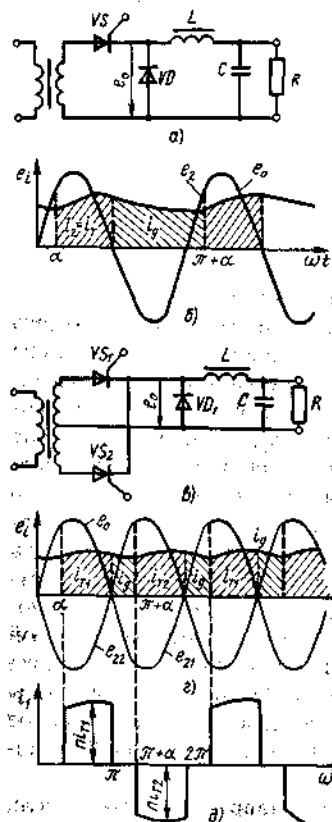


Рис. 7.6

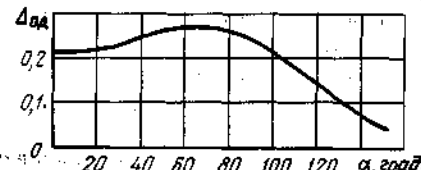


Рис. 7.7

имеет вид

$$\omega L / R > [\alpha + \sin \alpha - 0,5\pi(1 - \cos \alpha)] / (1 + \cos \alpha). \quad (7.14)$$

Только при выполнении этого условия выпрямленное напряжение можно определить по формуле (7.13), тиристоры открываются запускающими импульсами, т. е. при угле  $\alpha$ .

Как и в предыдущей схеме, при  $L > L_{кр}$  токи в фазах имеют почти прямоугольную форму, но длительность их равна  $\pi - \alpha$  (рис. 7.6, д). Поэтому действующие значения тока фазы и тока первичной обмотки меньше:

$$I_2 = I_0 \sqrt{(\pi - \alpha) / \pi} / \sqrt{2}, \quad (7.15)$$

$$I_1 = n I_0 \sqrt{(\pi - \alpha) / \pi}. \quad (7.16)$$

Действующее значение тока обратного диода при  $L > L_{кр}$

$$I_d = I_0 \sqrt{\alpha / \pi}. \quad (7.17)$$

Сдвиг фазы первой гармоники тока, потребляемого от сети, в два раза меньше, чем в схеме без обратного диода:

$$\varphi = \alpha / 2. \quad (7.18)$$

Коэффициент пульсации напряжения на нагрузке, по аналогии с (7.11),

$$k_n = \frac{\pi \Delta_{0d}(\alpha)}{2\omega^2 LC (1 + \cos \alpha)}, \quad (7.19)$$

где  $\Delta_{0d}(\alpha)$  — функция, представленная графически на рис. 7.7.

Сравнение показателей схемы с обратным диодом и схемы без обратного диода показывает преимущества первой схемы, подчеркнутые в начале этого параграфа. Чтобы проиллюстрировать эти преимущества в цифрах, подсчитаем показатели двух схем при диапазоне регулировки выходного напряжения  $E_0 \div E_0/3$ . Минимальный угол регулировки  $\alpha_{min}$  выберем в начале крутого участка регулировочной характеристики, что соответствует примерно  $30$  и  $20^\circ$  соответственно для схем с обратным диодом и без обратного диода. Выпрямленное напряжение, в три раза меньшее начального, получится для схемы с обратным диодом при  $\alpha_{max} = 112^\circ$  и для схемы без диода при  $\alpha_{max} = 71,5^\circ$ . Коэффициент пульсаций схемы с обратным диодом меняется от  $0,2 / (\omega^2 LC)$  при  $\alpha_{min}$  до  $0,45 / (\omega^2 LC)$  при  $\alpha_{max}$ , а для схемы без обратного диода — от  $0,21 / (\omega^2 LC)$  до  $1,06 / (\omega^2 LC)$ . Угол запаздывания первой гармоники тока, потребляемого из первичной цепи, меняется при регулировке от  $15$  до  $56^\circ$  для схемы с обратным диодом и от  $20$  до  $71,5^\circ$  для схемы без диода. Критическое значение индуктивности дросселя, определенное для  $\alpha_{max}$  для схемы с обратным диодом равно  $1,9R/\omega$ , а для схемы без диода —  $3R/\omega$ .

При меньшем диапазоне регулировки выходного напряжения показатели двух систем сближаются.



### § 7.3. Мостовые схемы с тиристорами

В мостовой схеме (рис. 7.8, а) выходное напряжение такое же, как в обычном двухфазном выпрямителе, и, следовательно, определяется уравнением (7.1). Совпадают для этих схем и все остальные показатели, за исключением формы и значения тока во вторичной обмотке трансформатора.

Можно построить мостовой выпрямитель с меньшим числом тиристоров, так как при последовательном соединении тиристора и диода для управления достаточно включить один тиристор. В схеме рис. 7.8, б катоды тиристоров соединены вместе, схема управления двумя тиристорами может иметь один общий выходной зажим. В схеме рис. 7.8, в катоды тиристоров имеют разные потенциалы, поэтому схема управления должна выдавать два самостоятельных противофазных переключающих импульса, гальванически не связанных между собой, что значительно ее усложняет. Показатели схемы рис. 7.8, б такие же, как и схемы рис. 7.8, в, за исключением меньшего диапазона регулирования, ибо первая схема без обратного диода не обеспечивает полного сброса тока нагрузки.

Отключение открывающих тиристоры импульсов приведет в схеме рис. 7.8, б к запертию лишь одного из тиристоров. Другой тиристор и два неуправляемых диода образуют схему однофазного выпрямителя, в котором из-за ЭДС, возникающей на дросселе фильтра, тиристор все время открыт. Среднее напряжение на нагрузке в этом случае равно  $E_m/\pi$ , как в однофазной схеме при  $\alpha=0$ .

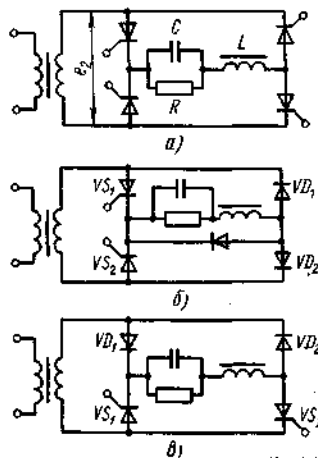


Рис. 7.8

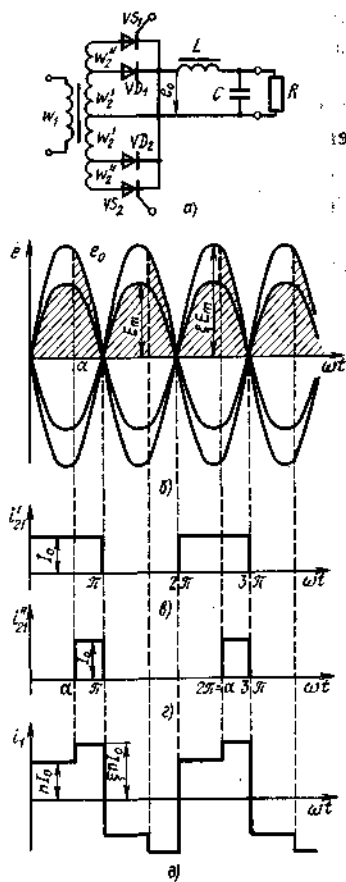


Рис. 7.9

В схеме рис. 7.8, в диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  выполняют функции обратного диода, поэтому в ней тиристоры разгружены от обратного тока и отключаются в конце каждого полупериода.

Когда управляемый выпрямитель является элементом стабилизированного источника питания, от него не требуется такого широкого диапазона регулировки и форсировки сброса нагрузки, как в других схемах автоматического регулирования. Поэтому в стабилизаторах часто можно встретить и схему, изображенную на рис. 7.8, б.

### § 7.4. Схема регулируемого выпрямителя с вольтодобавкой

Построение регулируемых выпрямителей по схеме с вольтодобавкой (рис. 7.9, а) дает хорошие показатели. В этом случае минимальное напряжение на выходе обеспечивается обычным выпрямителем, состоящим из диодов  $VD_1$  и  $VD_2$ . Повышенное напряжение достигается включением тиристоров  $VS_1$  и  $VS_2$  через добавочные обмотки трансформатора с числом витков  $w'_2$ .

При включении тиристоров выпрямленное напряжение  $e_0$ , возрастаая скачком, становится больше напряжения, подводимого к аноду открытого до этого диода, и последний запирается (рис. 7.9, б). В максимальном режиме тиристоры открываются в самом начале каждого из полупериодов, полученное от них выпрямленное напряжение  $e_0$  больше, чем напряжения на анодах диодов; диоды всегда закрыты.

Минимальное значение постоянного напряжения у выпрямителя, собранного по такой схеме, получается при  $\alpha=\pi$ :

$$E_{0min} = 2E_m/\pi, \quad (7.20)$$

где  $E_m$  — амплитуда напряжения, снимаемого с основных вторичных обмоток трансформатора с числом витков  $w'_2$ .

Максимальное постоянное напряжение, получающееся при  $\alpha=0$ , больше минимального в  $\xi$  раз, причем

$$\xi = (\omega'_2 + \omega'_2)/\omega'_2 \quad (7.21)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке зависит от угла  $\alpha$ :

$$E_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha E_m \sin \omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \xi E_m \sin \omega t d\omega t = \\ = (E_m/\pi) [(1 + \xi) + (\xi - 1) \cos \alpha]. \quad (7.22)$$

Эта формула определяет регулировочную характеристику выпрямителя. Ток дросселя, равный  $I_0$  при  $L \gg L_{кр}$ , распределяясь по работающим фазам вторичной обмотки, создает в них прямоугольные импульсы амплитудой  $I_0$  (рис. 7.9, в, г). Ток первичной обмотки имеет своеобразную форму со ступенькой при  $\omega t = k\pi + \alpha$  (рис. 7.9, д).

Регулируемые выпрямители с вольтодобавками выполняют не только по обычной двухфазной схеме, но и по мостовой. В мощных устройствах питания применяют трехфазные схемы с вольтодобавкой.

### § 7.5. Включение тиристоров в цепь выпрямленного тока и в первичную обмотку трансформатора

Если тиристор включен в цепь выпрямленного тока (рис. 7.10, а), то с него снимается обратное напряжение. В такой схеме тиристор работает успешно лишь при очень малом времени отключения. Поскольку в цепи выпрямленного тока обе полуволны выпрямленного напряжения имеют одинаковую полярность, необходимо успеть запереть тиристор в тот малый интервал времени, когда напряжение на выходе мостовой схемы близко к нулю. Это жестко ограничивает частоту выпрямляемого напряжения.

Выпрямленное напряжение в этой схеме имеет такую же форму, как и в обычной двухфазной схеме тиристорного выпрямителя, но при этом действующее значение тока тиристора в  $\sqrt{2}$  раз больше. Целесообразно применять в схеме полностью управляемые тиристоры, которые могут запираются и при анодном токе, не равно нулю.

Полностью управляемые тиристоры не только позволяют реализовать преимущества схемы с включением тиристора в цепь выпрямленного тока, но и дают дополнительную возможность уменьшить реактивную составляющую тока, потребляемого выпрямителем из сети переменного тока. Такое качество выпрямитель получает при запираании тиристора импульсом, приходящим на управляющий электрод в моменты, соответствующие  $\omega t = k\pi - \alpha$ .

Другой часто применяемой разновидностью схем включения тиристоров является приведенная на рис. 7.10, б схема с двумя тиристорами в первичной обмотке трансформатора. Эти тиристоры включены параллельно, но

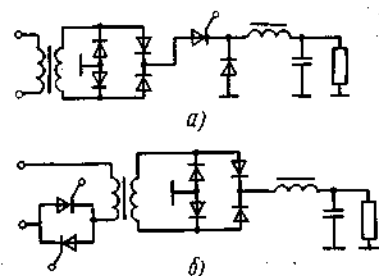


Рис. 7.10

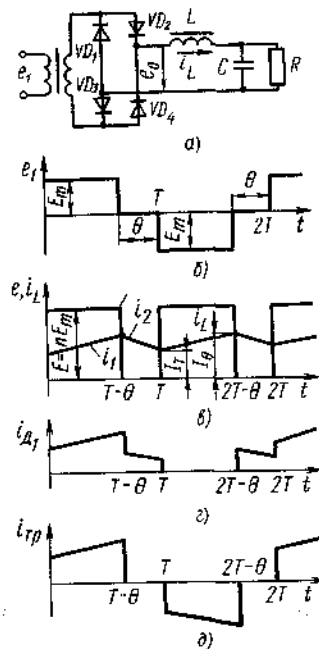


Рис. 7.11

навстречу друг другу, и обеспечивают пропускание двух полуоволн переменного тока. Трансформатор выпрямителя дает возможность получить либо ток в нагрузке, большой тока тиристоров, либо напряжение на нагрузке большее, чем может выдержать тиристор. Выпрямленное напряжение получается по форме таким же, как и в обычной схеме двухфазного тиристорного выпрямителя.

Разнообразие тиристорных схем не исчерпывается приведенными, однако основные их особенности в рассмотренных схемах раскрыты. Формулы, полученные в предыдущих параграфах, позволяют рассчитать практически любую схему регулируемого выпрямителя синусоидального напряжения на тиристорах.

### § 7.6. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента

Транзисторные регулируемые преобразователи создают на выходе переменное напряжение прямоугольной формы (рис. 7.11, б), причем относительную длительность паузы между импульсами  $\theta/T$  можно менять в широких пределах. Выпрямитель, работающий от такого преобразователя, имеет ряд особенностей. Главная из них — зависимость постоянного выходного напряжения от относительной длительности импульса. Это обстоятельство объединяет выпрямитель прямоугольного напряжения с регулируемым тиристорным выпрямителем. В тиристорном выпрямителе регулировка выходного напряжения достигается воздействием на вентили, т. е. элементы самого выпрямителя, а в рассматриваемой схеме — воздействием на стоящий перед выпрямителем преобразователь.

В мостовой схеме выпрямителя (рис. 7.11, а) ЭДС между выходными точками моста  $e_0$  совпадает по форме с подводимой к выпрямителю переменной ЭДС  $e_1$ , но все импульсы имеют одинаковую полярность (рис. 7.11, в). В активную часть полупериода [интервалы  $(k-1)T < t < (kT-\theta)$ ] дроссель подзарядается от источника ЭДС  $e_0$  и его ток  $i_L$  нарастает. В пассивную часть полупериода (интервалы  $kT-\theta < t < kT$ ) дроссель разряжается на конденсатор и нагрузку и его ток спадает (рис. 7.11, в).

Зарядный ток  $i_1$  проходит по вторичной обмотке трансформатора, двум диодам  $VD_1$  и  $VD_4$  или  $VD_2$  и  $VD_3$ , параллельно соединенным, и конденсатору  $C$  к нагрузке  $R$ . Разрядный ток  $i_2$  проходит через выходные зажимы (конденсатор и нагрузку), а в выпрямительном мосте делится между двумя параллельными ветвями, каждая из которых состоит из двух последовательно соединенных диодов  $VD_1, VD_3$  и  $VD_2, VD_4$  (рис. 7.11, г). ЭДС, возникающая в дросселе при спадании до нуля выпрямляемого напряжения, открывает все четыре выпрямительных диода, и они начинают работать как разрядные. По вторичной обмотке трансформатора проходит только зарядный ток дросселя (рис. 7.11, д).

С целью получения более простых расчетных соотношений прием емкости конденсатора  $C$  настолько большой, что пульсации напряжения на нем получаются малыми. Тогда при расчете токов в дросселе можно считать

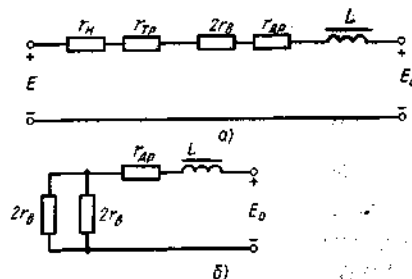


Рис. 7.12

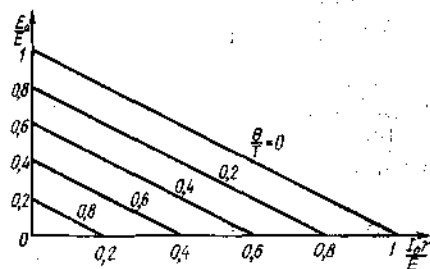


Рис. 7.13

напряжение на нагрузке  $u_n(t)$  постоянным и равным  $E_0$ . При этих двух допущениях эквивалентные схемы зарядки и разрядки дросселя примут вид, представленный на рис. 7.12, а, б.

На основе этих двух схем получим для токов зарядки и разрядки дросселя

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (E - E_0)g_1(1 - e^{-t/\tau_1}) + I_T e^{-t/\tau_1}, \\ i_2(t) &= -E_0 g_2(1 - e^{-t/\tau_2}) + I_0 e^{-t/\tau_2}, \end{aligned} \quad (7.23)$$

где  $E_0 = E_{03} + 2E_{\text{пор}}$  — расчетное выпрямленное напряжение;  $E = nE_m$  — амплитуда переменной ЭДС на вторичной обмотке трансформатора;  $g_1 = 1/(r_n + r_{tr} + r_{ap} + 2r_g)$  — проводимость зарядной цепи;  $g_2 = 1/(r_g + r_{ap})$  — проводимость разрядной цепи;  $\tau_1 = Lg_1$  и  $\tau_2 = Lg_2$  — постоянные времени цепей;  $I_T, I_0$  — значения тока дросселя, достигнутые к началу зарядной и разрядной частей полупериода (см. рис. 7.11, в);  $t' = t - T + \theta$  — время, отсчитываемое от начала разрядной части полупериода;  $n = \omega_2/\omega_1$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Положим выходное сопротивление источника и сопротивление трансформатора близкими к нулю. Тогда можно считать проводимости  $g_1$  и  $g_2$ , постоянные времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  одинаковыми. Обозначим их  $g$  и  $\tau$ .

Подставив в первое уравнение (7.23), определяющее зарядный ток,  $t = T - \theta$ , получим ток  $I_0$ . Аналогично, при  $t' = \theta'$  по второму уравнению (7.23) определим ток  $I_T$ . Решив эту систему из двух уравнений относительно  $I_T$  и  $I_0$ , найдем

$$\begin{aligned} I_T &= Eg(e^{-\theta/\tau} - e^{-T/\tau})/(1 - e^{-T/\tau}) - E_0 g; \\ I_0 &= Eg(1 - e^{-(T-\theta)/\tau})/(1 - e^{-T/\tau}) - E_0 g. \end{aligned} \quad (7.24)$$

Подставив значения  $I_T$  и  $I_0$  в (7.23), запишем для зарядного и разрядного токов дросселя выражения, не содержащие неопределенных констант:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (E - E_0)g - Ege^{-t/\tau}(1 - e^{-\theta/\tau})/(1 - e^{-T/\tau}); \\ i_2(t) &= Ege^{-t'/\tau}(1 - e^{-(T-\theta)/\tau})/(1 - e^{-T/\tau}) - E_0 g. \end{aligned} \quad (7.25)$$

Постоянная составляющая тока дросселя, равная току в нагрузке, есть среднее значение токов  $i_1$  и  $i_2$  за полупериод выпрямляемого напряжения  $T$ :

$$\begin{aligned} T_0 &= \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T-\theta} i_1(t) dt + \int_0^{\theta} i_2(t) dt' \right] = \\ &= Eg(T - \theta)/T - E_0 g. \end{aligned} \quad (7.26)$$

Это выражение позволяет рассчитать как выходную, так и регулировочную характеристики силовой цепи. Его удобнее записать в следующем виде:

$$E_0 = E(T - \theta)/T - I_0 r, \quad (7.27)$$

где  $r = 1/g$  — сопротивление цепи заряда.

Данные характеристики представлены на графике рис. 7.13 семейством прямых. Параметром семейства является регулируемое отношение  $\theta/T$ . Выходное сопротивление такого выпрямителя равно  $r$  при любом значении отношения  $\theta/T$ .

В течение паузы между выпрямленными импульсами дроссель, находясь под воздействием постоянного напряжения  $E_0$ , сохраняющегося на конденсаторе  $C$ , стремится перезарядиться. Его ток начиная с положительного значения  $T_0$  стремится к отрицательному значению  $-E_0 g$ . Однако для отрицательных токов диоды  $VD_1 - VD_4$  закрыты, перезарядиться дроссель не может. Если до окончания паузы ток разрядки станет равным нулю, диоды закроются, разрядка дросселя прекратится. Ток нагрузки после этого поддерживается разрядкой конденсатора  $C$ . Импульс напряжения следующего полупериода вызывает новый зарядный импульс тока в дросселе и т. д. Таким образом, если дроссель успевает разрядиться за интервал, меньший  $\theta$ , то его ток становится прерывистым.

Все полученные ранее соотношения верны лишь для режима непрерывного тока в дросселе. Для получения такого режима индуктивность дросселя должна быть больше некоторого критического значения. При индуктивности дросселя, равной критической, ток разрядки  $i_2(t')$  к концу разрядной части периода ( $t' = \theta$ ) становится равным нулю.

Приравняв  $I_T$  нулю в первом выражении (7.24), получим уравнение, из которого можно найти критическую индуктивность дросселя:

$$Eg(e^{-\theta/\tau} - e^{-T/\tau})/(1 - e^{-T/\tau}) - E_0 g = 0. \quad (7.28)$$

Заменим в этом уравнении экспоненты тремя первыми членами ряда:

$$e^{-x} = 1 - x + 0,5x^2 - \dots; \quad (7.29)$$

тем самым превратим его из трансцендентного в линейное. Такая замена допустима на том основании, что сопротивление  $r$  мало (оно определяет потери в выпрямителе) и постоянная времени всегда значительно больше как полупериода коммутации  $T$ , так и разрядного интервала  $\theta$ . Решение полученного линейного уравнения при замене в нем  $E_0$  выражением (7.27)

имеет следующий вид:

$$L_{кр} \approx 0,5T \left[ \frac{E_0(T-\theta)}{I_0 T^2} + r \right] \quad (7.30)$$

Только при  $L > L_{кр}$  запас энергии, накопленный дросселем при зарядке, достаточен для подпитки нагрузки в течение всей разрядной части периода. Если  $L \gg L_{кр}$ , то токи в обмотках трансформатора имеют практически прямоугольную форму, а токи диодов — ступенчатую. Для этого случая легко определить их средние и действующие значения:

$$\begin{aligned} I_{2cp} &= I_0(T-\theta)/T; \quad I_2 = T_0 \sqrt{(T-\theta)/T}; \\ I_{1cp} &= nI_0(T-\theta)/T; \quad I_1 = nI_0 \sqrt{(T-\theta)/T}; \\ I_{д.ср} &= 0,5I_0; \quad I_{д} = I_0 \sqrt{(T-0,5\theta)/(2T)}. \end{aligned} \quad (7.31)$$

Габаритная мощность трансформатора

$$VA_{тр} = I_1 E_1 = I_2 E_2 = E_0 I_0 \quad (7.32)$$

равна мощности, выделяющейся в нагрузке, что характерно для мостовых схем выпрямителя напряжения прямоугольной формы. Обратное напряжение на каждом из вентилях получается равным  $E$ .

Так как при расчете была принята модель диода с порогом выпрямления, то мощность, выделяющаяся в каждом из диодов выпрямителя,

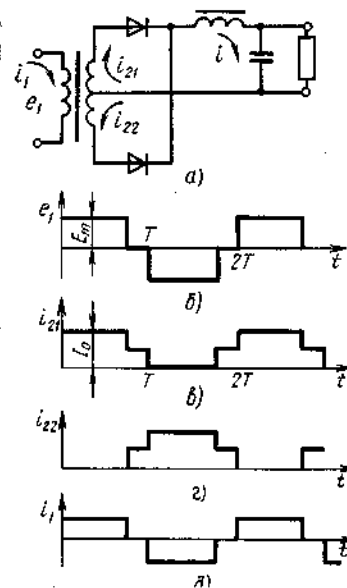


Рис. 7.14

$$P_d = 0,5I_0 U_{пр} + 0,25r_d I_0^2 (\theta/T). \quad (7.33)$$

Для приближенного определения пульсаций на выходе выпрямителя линеаризуем законы нарастания и спада тока дросселя. Тогда напряжение на выходном конденсаторе, равное  $(1/C) \int i dt + c$ , меняется по параболическому закону и достигает максимума в середине пассивной части периода (интервал  $\theta$ ), а минимумов — в середине активной части периода (интервал  $T-\theta$ ). Вычислив  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$ , найдем

$$\begin{aligned} k_n &= (U_{\max} - U_{\min}) / (2E_0) = \\ &= E\theta(T-\theta) / (16LCE_0). \end{aligned} \quad (7.34)$$

При относительно малых порого выпрямления и сопротивлении зарядной цепи  $E_0 \approx E(T-\theta)/T$ . Коэффициент пульсаций в

этом случае можно определить по формуле

$$k_n = T\theta / (16LC). \quad (7.35)$$

На рис. 7.14, а приведена двухфазная схема выпрямителя с дифференциальным трансформатором. На ее выходе создаются выпрямленные напряжение и ток той же формы, что и на выходе мостовой схемы (рис. 7.14, б), но  $E_0 = E_{03} + E_{пор}$ . Токи вентилях в этой схеме совпадают с токами вторичных полуобмоток (рис. 7.14, в, г).

Во время пауз в выпрямленном напряжении ток разрядки дросселя, подходя к средней точке вторичной обмотки трансформатора, делится на две равные части. Эти токи не намагничивают магнитопровод трансформатора и, следовательно, не трансформируются в первичную обмотку трансформатора (рис. 7.14, д).

Обратное напряжение на вентилях в схеме с дифференциальным трансформатором в два раза больше, чем в мостовой, при одинаковых выпрямленных напряжениях. Габаритная мощность трансформатора в рассматриваемой схеме также больше, чем в мостовой:

$$\begin{aligned} VA_{тр} &= 0,5(E_1 I_1 + 2E_2 I_2) \approx \\ &\approx 0,5E_0 I_0 [1 + \sqrt{(2T-\theta)/(T-\theta)}]. \end{aligned} \quad (7.36)$$

### § 7.7. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента

При нагрузке, начинающейся с емкостного элемента (рис. 7.15), пульсации выходного напряжения получаются меньшими. Сглаживающий фильтр и с ним весь источник становятся более компактными.

Основным недостатком такого выпрямителя является то, что он плохо поддается регулировке. Выпрямленное напряжение мало меняется при изменении длительности паузы  $\theta$ . Поэтому такие выпрямители применяют для выпрямления переменного напряжения без нулевой паузы.

При получении расчетных соотношений для мостовой схемы выпрямле-

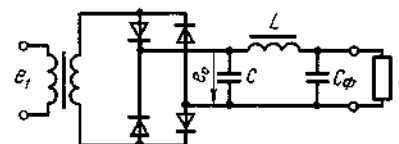


Рис. 7.15

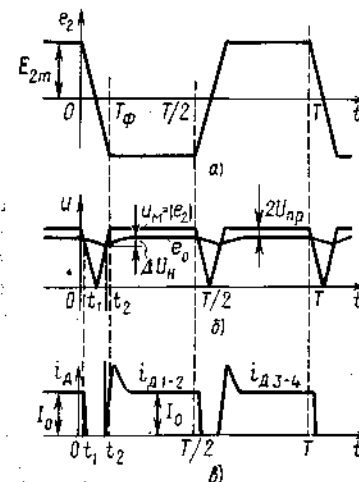


Рис. 7.16

ния (рис. 7.15) учтем фронты нарастания и спада переменного напряжения, так как именно они определяют пульсации выпрямленного напряжения. Положим, что при смене полярности переменного напряжения (рис. 7.16, а) оно меняется по линейному закону:

$$e_2 = E_{2m} (1 - 2t/T_\Phi). \quad (7.37)$$

На выходе выпрямительного моста действует напряжение, образующееся из  $e_2$  изменением полярности отрицательных полупериодов (рис. 7.16, б). Выпрямленное напряжение, получающееся на конденсаторе  $C$ , при открытых вентилях меньше ЭДС  $e_2$  на удвоенное прямое падение напряжения на диоде. При запертых вентилях (интервал  $t_1 - t_2$ ) конденсатор  $C$  разряжается током дросселя  $L$ , равным току нагрузки  $I_0$ . Поэтому напряжение на нем спадает и его перепад

$$\Delta U_n = I_0(t_2 - t_1)/C. \quad (7.38)$$

Ток диода в первый момент после открывания заметно превышает ток нагрузки из-за подзарядки конденсатора  $C$ , а после восстановления заряда, отданного в нагрузку на интервале  $t_1 - t_2$ , становится равным  $I_0$  (рис. 7.16, в).

При расчете выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента, обычно не учитывают различие между прямым током диода и выпрямленным током, так же как и различие между интервалом  $t_1 - t_2$  и длительностью фронта  $T_\Phi$ , т. е. полагают

$$I_0 \approx I_{np}, \quad U_0 \approx E_{2m} - 2U_{np} \text{ и } \Delta U_n \approx I_{np} T_\Phi / C. \quad (7.39)$$

Из-за малости обратного тока диодов потери мощности при запертых диодах не учитывают и считают

$$P_d \approx 0,5 U_{np} I_0. \quad (7.40)$$

Приближенно подсчитывают и пульсации напряжения на конденсаторах  $C$  и  $C_\Phi$ . Перепад напряжения на конденсаторе  $C$  считают равным  $\Delta U_n$ , а переменную составляющую на выходе фильтра находят на основании (7.35), заменив близкий по форме к треугольной провал в кривой выпрямленного напряжения  $e_0$  равным по площади прямоугольником, полагая, что площадь этого прямоугольника

$$S_n \approx (T_\Phi + 2\tau_{зар}) \Delta U_n / 2, \quad (7.41)$$

где  $T_\Phi + 2\tau_{зар}$  — примерное значение длины основания треугольника;  $\Delta U_n$  — примерное значение высоты треугольника;  $\tau_{зар} = (r_n + r_a)C$  — постоянная времени зарядной цепи конденсатора  $C$ .

Заменив в (7.34) произведение  $E\theta$  на  $S_n$  и  $\theta$  на  $T_\Phi$ , получим выражение для определения коэффициента пульсаций на выходе фильтра:

$$k_n = \frac{I_{np} T_\Phi}{C} \frac{T_\Phi + 2\tau_{зар}}{2U_0} \frac{T - T_\Phi}{16LC_\Phi}. \quad (7.42)$$

Такой способ оценки расчетных величин основан на относительной малости длительности фронта по сравнению с полупериодом выпрямляемого напряжения.

В выпрямителях с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента и работающих на высоких частотах ( $f > 10$  кГц), существенное влияние на процессы может оказать асимметрия трансформатора. Так, в случае неравных напряжений на вторичных полуобмотках трансформатора двухфазного выпрямителя со средней точкой (рис. 7.17, а) вентиль, подключенный к обмотке с меньшим напряжением, откроется не в момент времени, близкий к  $t_1$ , а значительно позже, при  $t = t_2$ . До этого медленно спадающее напряжение на конденсаторе  $C$  не позволяет открыться вентилю  $VD_2$  (рис. 7.17, б). Чтобы избежать большого неравенства средних значений токов  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ , приводящих к подмагничиванию магнитопровода трансформатора, следует выбирать емкость конденсатора  $C$  такой, чтобы  $\Delta U_n$  получалось больше, чем  $\Delta E_{2маг}$ . Тогда каждый из вентилях будет открываться в течение фронта нарастания полуволны выпрямляемого напряжения.

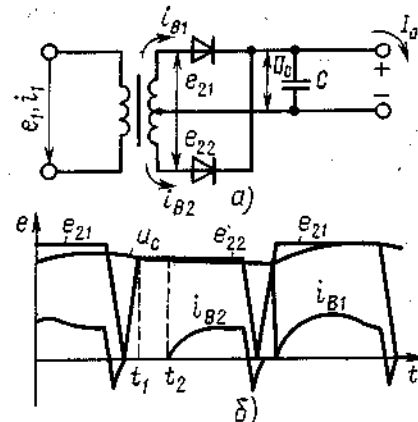


Рис. 7.17

## § 7.8. Коммутационные процессы в выпрямителях напряжения прямоугольной формы

Полученные ранее соотношения, определяющие токи и напряжения в схеме выпрямителя при прямоугольной форме переменного напряжения, не учитывают инерционности полупроводниковых диодов и, следовательно, пригодны только в том случае, когда постоянные времени выпрямительных диодов меньше времени смены полярности (длительности фронта) выпрямляемого напряжения.

Современные малоинерционные полупроводниковые диоды имеют постоянную времени меньше 1 мкс. Учитывать их инерционность следует при частоте выпрямляемого напряжения выше 5—10 кГц. Обычные полупроводниковые диоды имеют постоянную времени, равную нескольким десяткам микросекунд. Поэтому в выпрямителях с такими диодами при частотах выпрямляемого напряжения даже в несколько килогерц необходимо учитывать инерционность диодов при переключении, т. е. процессы коммутации.

При подаче прямого напряжения на полупроводниковый диод его ток приобретает установившееся значение  $I_{np}$  не сразу, а спустя некоторое время, необходимое для изменения концентрации неосновных носителей заряда в базовой области диода.

Аналогичная картина получается и при подаче обратного напряжения, когда ток становится малым лишь после рассасывания заряда неосновных

носителей из базовой области. В процессе рассасывания диод обладает хорошей электропроводностью и через него проходит заметный обратный ток.

Кратковременные, но большие обратные токи увеличивают мощность потерь в диодах. Помимо того, обратные токи запирающихся диодов приводят к повышению напряжения пульсаций выпрямителя и снижению выпрямленного напряжения.

Модель полупроводникового диода, в которой учтены его инерционность и нелинейность (рис. 7.18, а, б), содержит два резистивных и один емкостный элементы. Емкость диода (диффузионная и барьерная) зависит от напряжения на *n-p*-переходе, т. е. является нелинейной.

Сопротивление *n-p*-перехода  $r_n$  также является нелинейным. Зависимость проходящего по нему тока от напряжения на *n-p*-переходе хорошо аппроксимируется следующим выражением:

$$i = I_{\text{обр}} (e^{u/U_0} - 1), \quad (7.43)$$

где  $I_{\text{обр}}$  — обратный ток перехода;  $U_0$  — масштабный коэффициент.

Сопротивление толщины базовой области диода  $r_b$ , как и  $r_n$ , нелинейно. Эффективная толщина базы меняется с изменением тока диода.

Сопротивления  $r_n$  и  $r_b$  в данной модели обуславливают статическую характеристику диода. В динамике из-за шунтирующего действия  $C$  падение напряжения на диоде  $u_d$  сильно отличается от статического, так же как и активный ток *n-p*-перехода  $i$  отличается от тока диода.

Недостатком данной модели является ее сложность. Дифференциальные уравнения, описывающие изменение тока диода в такой модели, решаются только численными методами. Поэтому расчеты коммутационных процессов проводят на вычислительных машинах.

В приводимых далее расчетах используется решение, найденное в такой модели при наложении жестких ограничений, а именно: ток диода спадает во времени по линейному или экспоненциальному закону. Знание закона изменения тока диода позволяет обойти ряд трудностей, возникающих при решении.

Посмотрим, как будет меняться ток диода в данной модели при его запирании и отпираии. Пусть в схеме рис. 7.19, а сопротивление  $R$  много больше  $r_b$ . При линейном спаде напряжения  $e(t)$  ток, проходящий через диод на интервале рассасывания,

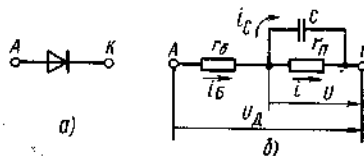


Рис. 7.18

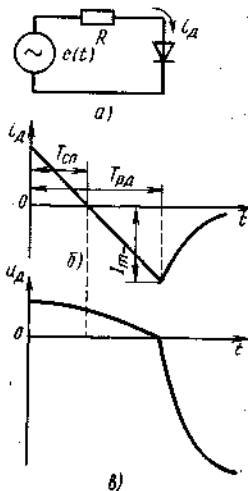


Рис. 7.19

также будет спадать линейно (рис. 7.19, б). Запишем выражение для этого тока в виде

$$i_d = I_{\text{пр}} (1 - t/T_{\text{cn}}). \quad (7.44)$$

По истечении времени  $T_{\text{cn}}$  после начала процесса ток диода станет равным нулю, однако диод все еще останется открытым, так как напряжение на переходе (на емкости перехода  $C$ ) все еще положительно и ток перехода  $i$  сохраняет прежнее направление. При  $t > T_{\text{cn}}$  ток диода  $i_d = i + i_c$  становится отрицательным, хотя ток перехода остается положительным. Только спустя время  $T_{\text{ра}}$  заканчивается этап рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода. В выбранной модели этот момент соответствует полной разрядке емкости перехода  $C$  и соответственно току перехода  $i$ , равному нулю. Ток диода к моменту окончания этапа рассасывания достигает значения  $-I_{\text{м-}}$ .

Вслед за этим начинается этап восстановления большого обратного сопротивления диода. Обратное напряжение на диоде (рис. 7.19, в) быстро нарастает, а обратный ток спадает до значения  $I_{\text{обр}}$ , определяемого статической характеристикой диода. Именно на этом этапе мгновенная мощность, выделяющаяся в диоде, оказывается относительно большой, так как по абсолютному значению и ток диода, и напряжение на нем велики.

Имея в виду не точное описание процесса спада обратного тока, а только определение мощности, выделяющейся в диоде, можно считать, что на этапе восстановления большого обратного сопротивления диода его обратный ток спадает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_d/2$ , т. е.

$$i_d = -I_{\text{м-}} e^{-2(t-T_{\text{ра}})/\tau_d}, \quad (7.45)$$

где  $\tau_d$  — постоянная времени диода, указываемая в его паспорте и оценивающая инерционность диода.

Длительность этапа рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода можно найти решив уравнение диффузии для носителей заряда в *n-p*-переходе. При линейно спадающем токе диода, определяемом уравнением (7.44), решение можно представить в виде

$$T_{\text{ра}} \approx 1,43 \sqrt{T_{\text{cn}}^2 \tau_d} \quad (7.46)$$

для  $\tau_d > 3T_{\text{cn}}$  и

$$T_{\text{ра}} \approx 0,31\tau_d + 1,2T_{\text{cn}} \quad (7.47)$$

для  $\tau_d < 3T_{\text{cn}}$ .

Подставив эти соотношения в (7.44), вычислим пиковое значение обратного тока диода:

$$I_{\text{м-}} \approx I_{\text{пр}} (T_{\text{ра}}/T_{\text{cn}} - 1) = I_{\text{пр}} (1,43 \sqrt{\tau_d/T_{\text{cn}}} - 1), \quad (7.48)$$

$$I_{\text{м-}} \approx I_{\text{пр}} (0,2 + 0,31\tau_d/T_{\text{cn}}). \quad (7.49)$$

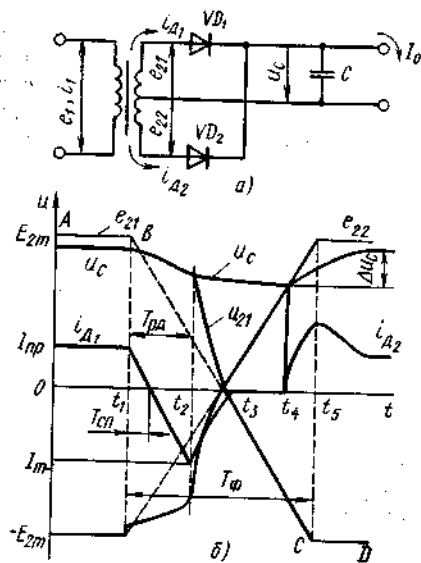


Рис. 7.20

ному закону:

$$e_{21} = E_{2m}(1 - 2t/T_{\Phi}). \quad (7.50)$$

При этом диод  $VD_1$  до момента  $t_1$  был открыт. Тогда при  $t < t_1$  напряжение на выходном конденсаторе  $C$

$$u_C = U_0 = E_{2m} - U_{\text{пр}} - I_{\text{пр}} r_n, \quad (7.51)$$

где  $r_n$  — активное сопротивление источника переменного напряжения и трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке.

Начиная с  $t = t_1$  напряжение источника уменьшается. Напряжение на выходном конденсаторе  $u_C$  из-за его разрядки также уменьшается (при малых пульсациях это уменьшение относительно мало). Поэтому при определении тока диода положим  $U_C = U_0$ . Тогда напряжение, образующееся на  $r_n$ ,

$$u_{r_n} = e_{21} - U_0 = (E_m - U_0) \left[ 1 - \frac{2(t - t_1) E_{2m}}{T_{\Phi}(E_{2m} - U_0)} \right]. \quad (7.52)$$

Ток диода

$$i_{D1} = (e_{21} - U_0)/r_n = I_{\text{пр}} [1 - 2(t - t_1)/T_{\text{сн}}] \quad (7.53)$$

спадает при  $t > t_1$  с относительной скоростью  $1/T_{\text{сн}}$ , большей скорости спада переменного напряжения  $1/T_{\Phi}$  в  $E_{2m}/(E_{2m} - U_0)$  раз, т. е.

$$T_{\text{сн}} = T_{\Phi}(E_{2m} - U_0)/E_{2m}. \quad (7.54)$$

Выражение (7.48) получено для  $\tau_a > 3T_{\text{сн}}$ , а выражение (7.49) — для  $\tau_a < 3T_{\text{сн}}$ . При  $\tau_a/T_{\text{сн}} = 3$  оба выражения позволяют получить  $T_{\text{ра}} \approx 2T_{\text{сн}}$  и значение  $I_m/I_{\text{пр}}$ , близкое к единице.

Таким образом, при линейном спаде тока через диод со скоростью, определяемой  $T_{\text{сн}}$ , и постоянной времени диода, равной  $3T_{\text{сн}}$ , амплитуда обратного тока через диод равна прямому току. При более инерционном диоде амплитуда обратного тока больше прямого тока.

Применим полученные соотношения для оценки влияния инерционности диода на показатели двухфазного выпрямителя, собранного по основной схеме (рис. 7.20, а). Пусть напряжение на вторичных полуобмотках имеет трапециевидную форму, т. е. смена его полярности происходит по линей-

До момента времени  $t_2$  диод  $VD_1$  остается открытым, напряжение на вторичной обмотке трансформатора остается равным  $u_C$ , а ток диода спадает, достигая значения  $-I_m$  (рис. 7.20, б). Когда рассосался заряд неосновных носителей в базовой области ( $t = t_2$ ), начинается этап восстановления большого обратного сопротивления диода. Обратный ток диода спадает до  $I_{\text{обр}} \approx 0$ . При  $t = t_3$  открывается диод  $VD_2$ . Его ток нарастает до значений, больших  $I_{\text{пр}}$ , что обеспечивает восстановление заряда выходного конденсатора  $C$ , израсходованного на поддержание тока нагрузки на интервале  $T_{\Phi}$  и создание обратного тока через запирающийся диод  $VD_1$ . Затем ток диода  $VD_2$  становится равным  $I_{\text{пр}}$ .

В заключение полезно подчеркнуть следующие особенности высокочастотного выпрямителя. Запирание диода в выпрямителе, работающем на емкостный элемент, осуществляется форсированно. Выходной конденсатор  $C$ , разряжаясь через еще не закрывшийся диод, создает значительные обратные токи, ускоряющие процесс рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода. Этот обратный ток приводит к возрастанию импульсных пульсаций и потерь мощности в выпрямительном диоде.

Потеря заряда конденсатором  $C$  на создание обратного тока диода происходит на этапе  $t_1 - t_5$ :

$$\begin{aligned} \Delta Q_K &= \int_{t_1}^{t_5} i_{D1}(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} I_{\text{пр}} \left( \frac{t - t_1}{T_{\text{сн}}} - 1 \right) dt = \\ &= I_m \left[ T_{\text{ра}} + 0,5\tau_a \left( 1 - e^{-\frac{2(T_{\Phi} - T_{\text{ра}})}{\tau_a}} \right) \right] - \\ &- I_{\text{пр}} T_{\text{ра}}^2 / (2T_{\text{сн}}). \end{aligned} \quad (7.55)$$

Из-за этого полный спад выходного напряжения  $\Delta U_C$  больше  $\Delta U_n$ , определяемого по формуле (7.38), на  $\Delta Q_K/C$ , т. е.

$$\Delta U_C = (I_{\text{пр}} T_{\Phi} + \Delta Q_K) / C. \quad (7.56)$$

Основные потери энергии в запирающемся во время коммутационных процессов диоде происходят в интервале времени  $t_2 - t_3$ . Энергия, выделяющаяся в это время,

$$A_K = \int_{t_2}^{\infty} i_{D1} e_{\text{обр}}(t) dt = 0,25 I_m E_{\text{обр}} \frac{\tau_a^2}{T_{\Phi} - T_{\text{ра}}} \left( 1 - e^{-\frac{2(T_{\Phi} - T_{\text{ра}})}{\tau_a}} \right). \quad (7.57)$$

Усреднив эту энергию за период, получим коммутационные потери мощности в каждом из диодов:

$$P_{\text{дком}} = A_K / (2T) = 0,125 I_m E_{\text{обр}} \tau_a^2 \frac{1 - e^{-2(T_{\Phi} - T_{\text{ра}})/\tau_a}}{T_{\Phi} - T_{\text{ра}}}. \quad (7.58)$$

Эти коммутационные потери являются дополнительными к статическим потерям, определяемым (7.40).

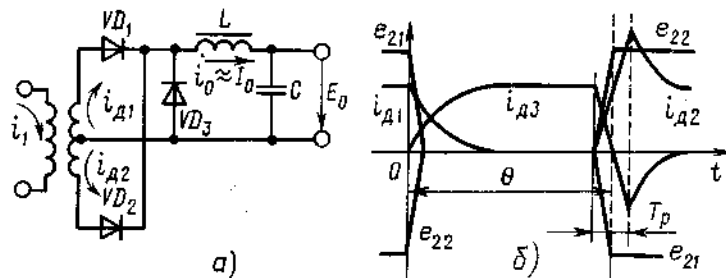


Рис. 7.21

Определим коммутационные потери в схеме выпрямителя с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента (рис. 7.21, а). При этом будем иметь в виду, что такой выпрямитель используется как регулируемый, и, следовательно, он выпрямляет переменное напряжение с нулевой паузой.

Для улучшения коммутационных процессов в выпрямителе включают разрядный диод. Связано это с тем, что в выпрямителе без разрядного диода перед появлением импульса напряжения на вторичной обмотке трансформатора оба диода ( $VD_1$  и  $VD_2$ ) открыты, так как через них проходит ток разрядки дросселя  $L$ . Поэтому во время коммутационных процессов, начинающихся с появлением импульса напряжения на вторичной обмотке, оба диода остаются открытыми и обе вторичные полуобмотки трансформатора замкнутыми практически накоротко.

В выпрямителе с разрядным диодом за время нулевой паузы диоды выпрямителя  $VD_1$  и  $VD_2$  успевают закрыться. Весь ток разрядки дросселя проходит через диод  $VD_3$  (рис. 7.21, б). Поэтому на этапе включения напряжения в выпрямителе будут открыты выпрямительный разрядный диоды. Эти диоды замыкают только одну полуобмотку трансформатора.

Если исходить из этой же модели выпрямителя, что и ранее, то на этапе рассасывания заряда неосновных носителей ток разрядного диода

$$i_{A3} = I_{np} - i_{A1} = I_{np} - E_{2m}t / (r_n T_{\phi}), \quad (7.59)$$

где  $T_{\phi}$  — длительность фронта нарастания положительного импульса напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Так как  $I_{np} r_n = E_{2m} - U_m$  и  $E_{обр} = E_{2m}$ , то

$$i_{A3} = I_{np} [1 - E_{2m}t / (T_{\phi}(E_{2m} - U_m))]. \quad (7.60)$$

Таким образом,

$$T_{cp} = T_{\phi} (E_{2m} - U_m) / E_{обр}. \quad (7.61)$$

Для определения времени рассасывания и потерь мощности в диоде во время коммутационных процессов можно воспользоваться выражениями (7.46), (7.47) и (7.58).

## § 7.9. Расчет выпрямителя напряжения прямоугольной формы

Рассчитаем выпрямитель, создающий на нагрузке  $R_n = 20$  Ом напряжение  $E_0 = 20$  В. Пульсации выпрямленного напряжения  $\Delta U \leq 0,05$  В. Переменное напряжение имеет трапециевидную форму, период  $2T = 100$  мкс, длительность фронтов  $T_{\phi} = 2$  мкс. Время спада тока источника  $T_{cn} = 0,065$  мкс, а его внутреннее сопротивление  $r_n = 1$  Ом.

**Выбор схемы выпрямления и вентилей.** Источник выпрямляемого напряжения — высокочастотный:  $f = 1/(2T) = 10$  кГц, поэтому, воспользовавшись рекомендациями § 7.8, выбираем двухфазную схему выпрямления со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора (основную схему) и нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента. Так как ток нагрузки выпрямителя  $I_0 = E_0/R_n = 20/20 = 1$  А, то диоды выпрямителя должны иметь допустимый выпрямленный ток не менее 0,5 А, а допустимый прямой ток — равным 1 А. Обратное напряжение, действующее на вентильях основной схемы, в два раза превышает выпрямленное, поэтому допустимое обратное напряжение вентилья должно быть больше  $2 \cdot 20 = 40$  В.

В качестве вентилья выбираем диод 2Д204В, у которого допустимый прямой ток 1 А, допустимое обратное напряжение 50 В, порог выпрямления  $E_{npr} = 0,7$  В, прямое падение напряжения  $U_{np} = 1$  В, дифференциальное сопротивление  $r_n = 0,3$  Ом, постоянная времени  $\tau_n = 1$  мкс.

**Расчет.** 1. Определим время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода. Так как значение  $\tau_n/T_{cn} = 1/0,065 = 15,4$  больше трех, то применим формулу (7.46):

$$T_{рд} = 1,43 \sqrt[3]{T_{cn}^2 \tau_n} = 1,43 \sqrt[3]{1 \cdot 0,065^2} = 0,231 \text{ мкс.}$$

2. Амплитуда источника выпрямляемого напряжения  $E_{2m}$  согласно (7.39),

$$E_{2m} = E_0 + U_{np} = 20 + 1 = 21 \text{ В.}$$

Уточненное значение обратного напряжения на диоде составит 42 В.

3. Максимальное значение обратного тока через диод найдем по формуле (7.48):

$$I_{m...} = I_{np}(T_{рд}/T_{cn} - 1) = 1(0,23/0,065 - 1) = 2,5 \text{ А.}$$

4. Мощность коммутационных потерь в каждом из диодов выпрямителя в соответствии с (7.58)

$$P_{дком} = 0,125 I_{m...} E_{обр} \frac{\tau_n^2}{T(T_{\phi} - T_{рд})} (1 - e^{-(T_{\phi} - T_{рд})/\tau_n}) = \\ = 0,125 \cdot 2,5 \cdot 42 \cdot \frac{1}{50(2 - 23)} (1 - e^{-3,34}) = 0,147 \text{ Вт.}$$

5. Полная мощность, теряющаяся в диоде, согласно (7.40) и (7.58),

$$P_{д} = I_{np} E_{npr} (T - T_{\phi}) / (2T) + r_n I_n^2 + P_{дком} = 1 \cdot 0,7 \cdot 48 / 100 + 0,3 \cdot 0,7^2 + 0,147 = 0,63 \text{ Вт.}$$

Действующее значение тока  $I_s = 0,7$  А найдено по (7.31) при  $\theta/T = 0$ .

6. При выборе емкости выходного конденсатора выпрямителя будем исходить из того, что импульсные пульсации будут больше разницы в амплитудах положительной и отрицательной полуволн, вызванной асимметрией обмоток и диодов. Это обеспечивает отпирание каждого из диодов на весь полупериод выпрямляемого переменного напряжения. Пусть асимметрия напряжения вторичной обмотки равна 1,5 %, а асимметрия диодов (разница прямых падений напряжения) — 0,3 В. Тогда разница в амплитудах полуволн не превышает  $2 \cdot 0,15 \cdot 21 + 0,3 = 0,63 + 0,3 = 0,93$  В.



Допустим, что значение пульсаций выпрямленного напряжения на конденсаторе  $C \Delta U_c = 0,93$  В. Тогда

$$C = (\Delta Q_n + \Delta Q_u) / \Delta U_c = \frac{2,5[0,23 + 0,5 \cdot 1(1 - 0)] - 1 \cdot 0,23 / (2 \cdot 0,065) + 1 \cdot 2}{0,93} = 3,1 \text{ мкФ.}$$

7. Выбираем элементы сглаживающего фильтра, обеспечивающие получение пульсаций на выходе менее 0,05 В. Для этого заменим в (7.41)  $\Delta U_n$  на  $\Delta U_c$ . При этом

$$k_n = \frac{(T_\phi + 2\tau_{зар}) \Delta U_c}{2U_0} \frac{T - T_\phi}{16LC_\phi},$$

откуда

$$LC_\phi = \frac{2 + 2(1 + 0,3) 3,3}{32 \cdot 0,05} \frac{1}{(50 - 2)} = 0,31 \cdot 10^{-9} \text{ с}^2.$$

Помимо определенных пульсаций напряжения на выходе фильтра могут появиться пульсации, вызванные асимметрией обмоток и диодов. Для оценки таких пульсаций воспользуемся формулами (7.34). При асимметрии переменного напряжения на входе фильтра получается ступенчатое напряжение с высотой ступенек  $\Delta E_{ac}$  и длительностью каждой ступеньки  $T$ , т. е. периодом  $2T$ . Заменив в выражении (7.34)  $E$  на  $\Delta E_{ac}$ ,  $T$  на  $2T$  и  $\theta$  на  $T$ , получим

$$k_n = \frac{\Delta U_{ac}}{U_0} = \frac{\Delta E_{ac} T^2}{16LC_\phi U_0}.$$

Так как необходимо, чтобы  $\Delta U_{ac} < 0,05$  В, то

$$LC_\phi > (\Delta E_{ac} T^2) / (16 \Delta U_{ac}) = (0,93 / 0,05) 50^2 / 16 = 2,6 \cdot 10^{-9} \text{ с}^2.$$

Для сглаживания пульсаций, вызванных асимметрией, требуется большее значение произведения  $LC_\phi$ , поэтому необходимо выбрать фильтр с  $LC_\phi > 2,6 \cdot 10^{-9} \text{ с}^2$ . Примем  $C_\phi = 50$  мкФ. Тогда дроссель должен иметь индуктивность около 60 мГн.

## ГЛАВА 8

### ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

#### § 8.1. Принципы работы линейных стабилизаторов

В источниках питания радиоаппаратуры находят применение как простейшие стабилизаторы, состоящие из одного-двух компонентов, так и сложные, включающие в себя десятки транзисторов и диодов.

В простых схемах стабилизаторов напряжения используют стабилитроны. Характеристика кремниевого стабилитрона дана на рис. 8.1, а, а схема включения — на рис. 8.1, б. Если рабочая точка при колебаниях входного напряжения  $E$  и тока нагрузки  $I_n$  не выходит за пределы пологого участка вольт-амперной характеристики ( $I_1 < I < I_2$ ), то выходное напряжение  $U$  меняется очень мало и получается стабилизированным. В схему стабилизатора помимо стабилитрона и нагрузки включают гасящий резистор  $R_r$ ,

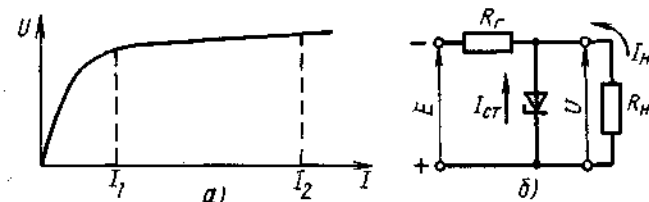


Рис. 8.1

служащий для удержания рабочей точки на пологом участке характеристики стабилитрона.

При изменении входного напряжения  $E$  меняются токи, проходящие через стабилитрон и гасящий резистор, а напряжение на выходе и ток нагрузки остаются практически постоянными из-за нелинейности вольт-амперной характеристики стабилитрона. Таким образом, изменение входного напряжения сопровождается изменением падения напряжения на гасящем резисторе  $R_r$ , вызванном приростом или уменьшением тока стабилитрона.

Изменение тока (сопротивления) нагрузки вызывает почти такое же по значению, но противоположное по знаку изменение тока стабилитрона. Поэтому падение напряжения на гасящем резисторе и, следовательно, выходное напряжение зависят от тока нагрузки очень мало.

Если рассматривать цепь резистор  $R_r$  — стабилитрон как делитель напряжения, можно пояснить работу такого стабилизатора иначе. Из-за нелинейности вольт-амперной характеристики стабилитрона нижнее плечо делителя под воздействием входного напряжения изменяет свое сопротивление постоянному току так, что выходное напряжение остается постоянным. Поскольку сопротивление элемента цепи является его параметром, такие стабилизаторы называют *параметрическими*.

Простые стабилизаторы не могут обеспечить стабильное напряжение на нагрузке, если изменения ее тока велики и выводят рабочую точку за пределы пологого участка характеристики стабилитрона. К тому же часто требуется получить и иное по значению или более стабильное напряжение, чем позволяет стабилитрон. Большую стабильность и больший диапазон токов нагрузки и стабилизируемых напряжений обеспечивают стабилизаторы, в которых используются регулируемые сопротивления и обратная связь, управляющая их значением.

В качестве регулируемых сопротивлений на постоянном токе применяют транзисторы, так как эти приборы, во-первых, управляются электрическими сигналами и, во-вторых, малоинерционны. Транзистор включают либо последовательно с нагрузкой (рис. 8.2, а), либо параллельно ей (рис. 8.3, а). Сигнал обратной связи поступает от источника выходного напряжения стабилизатора и усиливается в усилителе постоянного тока (УПТ), затем воздействует на регулируемое сопротивление. Процессы стабилизации в схеме рис. 8.2, а протекают следующим образом. Допустим, входное напряжение скачком возросло на некоторое значение  $\Delta E$ . Это вызовет скачкообразный прирост выходного напряжения и, следовательно, сигнала на входе

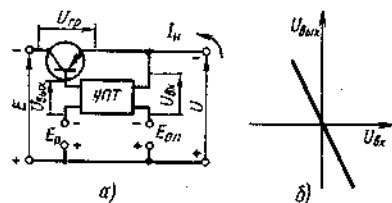


Рис. 8.2

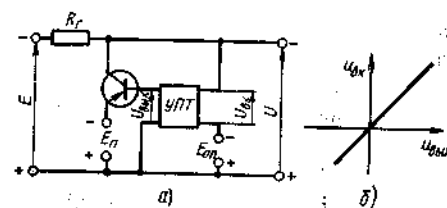


Рис. 8.3

усилителя на  $\Delta U_1$ . Выходное напряжение усилителя в соответствии с его характеристикой (рис. 8.2, б) начнет меняться и, воздействуя на базу транзистора, приведет к уменьшению тока базы. Падение напряжения на транзисторе при этом станет расти, и так как

$$\Delta E = \Delta U_{тр}(t) + \Delta U(t), \quad (8.1)$$

то будет уменьшаться первоначальное отклонение выходного напряжения  $\Delta U_1$ . Этим и обеспечивается отрицательная обратная связь в схеме.

В установившемся состоянии основная часть первоначального прироста выходного напряжения погасится на транзисторе, а на выходе останется лишь малая нестабильность  $\Delta U_2$ , значение которой тем меньше, чем больше коэффициенты усиления усилителя и транзистора. В схемах с параллельным включением возрастание входного напряжения приводит к росту выходного напряжения, которое, поступая на базу транзистора через усилитель, имеющий характеристику, представленную на рис. 8.3, б, приоткрывает его. Ток, потребляемый транзистором, возрастает и, проходя по гасящему резистору, увеличивает падение напряжения на нем. Так как для приращения напряжений в такой схеме должно соблюдаться условие

$$\Delta E = [\Delta I_{тр}(t) + \Delta I_{тр}(t)] R_r + \Delta U(t), \quad (8.2)$$

то с ростом тока  $I_{тр}$  выходное напряжение начнет возвращаться к прежнему уровню, т. е. напряжение  $U(t)$  станет уменьшаться. В установившемся состоянии основная часть первоначального возмущения оказывается погашенной возросшим падением напряжения на резисторе  $R_r$ .

Из приведенного чисто качественного рассмотрения можно сделать два важных вывода. Во-первых, выходное напряжение регулируется с некоторым запаздыванием, определяемым инерционностью как усилителя, так и регулируемого триода. Во-вторых, в выходном напряжении остается некоторая остаточная нестабильность, зависящая от коэффициента усиления усилителя, стоящего в цепи обратной связи. Это свойственно всем схемам с обратной связью и не является их серьезным недостатком, так как усилитель почти всегда удается сделать таким, чтобы остаточная ошибка получалась малой, а сам стабилизатор — достаточно быстродействующим.

Вместе с тем с введением обратной связи стабилизатор приобретает ряд полезных качеств, важнейшими из которых являются хорошая внешняя характеристика, высокие динамические показатели и высокая стабильность выходного напряжения при изменении внешних условий.

Так, возрастание тока нагрузки, вызванное уменьшением ее сопротивления в транзисторе рис. 8.2, а, приведет сначала к спаду, а затем, по мере приоткрывания транзистора, к росту выходного напряжения почти до первоначального значения. Таким образом, введение обратной связи приводит к уменьшению выходного сопротивления стабилизатора, что, несомненно, полезно.

Аналогично влияние обратной связи и в схеме с параллельным включением регулируемого транзистора. Если бы управление в этих схемах производилось не от выходного, а от входного напряжения, то они плохо реагировали бы на изменения тока нагрузки, т. е. имели бы большее выходное сопротивление.

В статическом состоянии все элементы схем приведенных стабилизаторов являются линейными (неизменными во времени) резисторами и источниками ЭДС. Только при переходе от одного статического состояния к другому сопротивления элементов и ЭДС изменяются. Поэтому такие стабилизаторы называются *линейными*.

Транзистор, а в схеме с параллельным включением и гасящий резистор образуют силовую цепь стабилизатора. Цепь обратной связи стабилизатора включает в себя элементы, с помощью которых определяют знак и отклонение выходного напряжения от стабилизируемого уровня, а также усилитель выделенного сигнала ошибки. Ту часть цепи обратной связи, где выделяется сигнал ошибки, называют *схемой сравнения выходного напряжения с эталонным* (опорным). Источниками опорного напряжения могут быть любые вторичные эталоны напряжения. Самым распространенным из них является стабилитрон.

Показатели нестабильности схем с параллельным и последовательным включением отличаются незначительно. Основное различие этих схем — в КПД. Стабилизатор с последовательным включением всегда имеет КПД более высокий, чем стабилизатор с параллельным включением.

Сравнив эти две схемы стабилизатора при одинаковых входных и выходных напряжениях и токах нагрузки, можно заключить, что потери мощности в гасящем резисторе схемы с параллельным включением всегда больше, чем в силовом транзисторе схемы с последовательным включением, так как по этому резистору проходит не только ток нагрузки, но и ток регулируемого транзистора. Потери мощности в регулируемом параллельном транзисторе, добавляясь к потерям мощности в гасящем резисторе, делают КПД такой схемы заметно меньшим, чем у схемы с последовательным включением. По этой причине стабилизаторы с параллельным включением транзисторов применяют значительно реже, чем с последовательным.

Выходное напряжение стабилизатора с последовательным включением транзистора (см. рис. 8.2, а) практически равно опорному. Поэтому с помощью этой схемы нельзя получить выходное напряжение более стабильное, чем опорное.

В этой связи необходимо отметить особенности режима работы источника опорного напряжения в схеме стабилизатора. Через источник напряжения не проходит ток нагрузки. Если в качестве опорного источника применен стабилитрон, то в силу подчеркнутой особенности на нем создается

более постоянное напряжение, чем в том случае, когда он непосредственно стабилизирует напряжение на нагрузке. Это и позволяет получить высокостабильное напряжение на выходе стабилизаторов с последовательным включением транзистора, а также выходное сопротивление, меньшее выходного сопротивления опорного источника.

Нестабильности выходного напряжения, вызываемые изменениями напряжения подпитки  $\Delta E_n$  и нестабильностью триода силовой цепи при большом  $k_y$ , оказываются значительно меньшими нестабильности, вызываемой опорным источником и дрейфом усилителя.

Чтобы получить на выходе стабилизатора напряжение, отличающееся от опорного, необходимо в цепь сравнения ввести делитель напряжения. При выходном напряжении, большем опорного, делитель следует включать в цепь выходного напряжения. При обратном соотношении напряжений делитель включают в цепь опорного или дополнительного источника.

При делителе напряжения, введенном в выходную цепь стабилизатора (резисторы  $R_1$  и  $R_2$  на рис. 8.4), последний будет поддерживать примерное равенство части выходного напряжения на делителе  $R_1 R_2$  и опорного напряжения:

$$U_{R2}/(R_1 + R_2) = E_{on}; \quad (8.3)$$

$$U = E_{on}(R_1 + R_2)/R_2. \quad (8.4)$$

Для улучшения показателей линейных стабилизаторов на полупроводниковых приборах в цепях обратной связи применяют операционные усилители.

В настоящее время широкое применение находят микросхемы линейных стабилизаторов, в состав которых входят не только усилитель цепи обратной

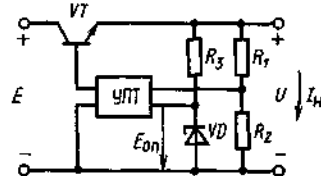


Рис. 8.4

связи и силовой транзистор малой мощности, но и источник опорного напряжения, элементы схемы защиты и схемы включения стабилизатора. При необходимости повышения выходной мощности стабилизатора к маломощному транзистору микросхемы подсоединяют дополнительный внешний транзистор большой мощности, который с транзистором микросхемы образует двоянный транзистор. Такие стабилизаторы имеют неплохие массогабаритные и дифференциальные показатели.

Основным недостатком линейного стабилизатора является его невысокий КПД. В этом стабилизаторе мощность, потребляемая от источника, больше мощности, отдаваемой в нагрузку. Разность этих мощностей выделяется в самом стабилизаторе, а точнее — в его силовой цепи. Это обуславливает установку транзисторов силовой цепи на теплоотвод, что в итоге определяет габариты и массу стабилизатора.

## § 8.2. Принципы работы импульсных стабилизаторов

В стабилизаторах с импульсным регулированием регулируемый резистор заменяется ключом, что сводит к минимуму рассеиваемую в нем мощность. Ключ может подсоединять или отсоединять нагрузку, тем самым регулируя среднюю мощность, забираемую ею от источника. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения, вызываемых коммутацией ключа, в силовую цепь импульсного стабилизатора (рис. 8.5, а) включают специальный фильтр, состоящий из дросселя  $L$ , конденсатора  $C$  и разрядного диода  $VD$ . Цепь обратной связи стабилизатора управляет интервалами времени, в течение которых ключ замкнут и разомкнут.

Напряжение на нагрузке определяется как напряжением источника  $E$ , так и соотношением интервалов, в течение которых ключ замкнут и разомкнут. Воздействуя на длительность замыкающих ключ импульсов, можно регулировать напряжение на нагрузке и, следовательно, поддерживать его постоянным при изменениях первичного напряжения  $E$ .

Преобразование сигнала ошибки, являющегося в импульсном стабилизаторе, как и в линейном, медленно меняющимся постоянным напряжением, в импульсную последовательность с переменной скважностью (необходимо для управления ключом) производится в специальном импульсном устройстве, входящем в цепь обратной связи стабилизатора. Работой ключа можно управлять разными способами. Если импульсное устройство создает на своем выходе импульсную последовательность с постоянным периодом повторения и меняющейся в зависимости от сигнала ошибки длительностью импульса, то такую схему называют стабилизатором с широтно-импульсной модуляцией. Если же импульсное устройство замыкает ключ при напряжении на выходе, меньшем некоторого порога, и размыкает его при превышении порога, то такую схему называют релейным или двухпозиционным стабилизатором. Стабилизатор, ключ которого управляется от входного напряжения, называют импульсным параметрическим стабилизатором.

При замкнутом ключе напряжение на входе фильтра равно напряжению источника  $E$ . При разомкнутом ключе оно равно нулю (рис. 8.5, б). Считая потери напряжения на фильтре равными нулю, среднее напряжение на нагрузке:

$$U = E(T - \theta)/T, \quad (8.5)$$

где  $\theta$  — длительность паузы (время нахождения ключа в разомкнутом состоянии);  $T$  — период повторения замыкающих ключ импульсов.

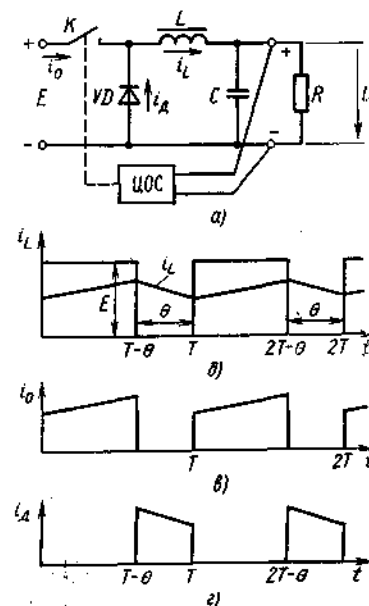


Рис. 8.5

Пульсации напряжения на нагрузке тем меньше, чем больше индуктивность дросселя и чем меньше длительность паузы  $\theta$ .

Если бы в силовой цепи не было диода  $VD$ , то при размыкании ключа на дросселе наводилась бы очень большая ЭДС (ток обрывался бы скачком) и либо дроссель, либо ключ пробивались бы.

В схеме с диодом в начале процесса нарастания этой ЭДС появляется отрицательное напряжение на катоде диода, он открывается, что дает возможность дросселю разрядиться через нагрузку и конденсатор фильтра. Ток дросселя и нагрузки в течение интервала  $T - \theta$  проходит через источник, а в течение интервала  $\theta$  — через диод  $VD$  (рис. 8.5, в, г). В приведенной на рис. 8.5, а схеме дроссель фильтра  $L$  включен последовательно в силовую цепь стабилизатора, как и силовой транзистор-ключ. Такую схему называют стабилизатором с последовательным дросселем. В этом случае напряжение на нагрузке всегда меньше напряжения источника.

Возможно и параллельное включение дросселя с нагрузкой (рис. 8.6, а). В этом случае силовая цепь стабилизатора образована транзистором, включенным последовательно с нагрузкой, и дросселем, включенным параллельно ей. При замкнутом ключе  $K$  ( $0 < t < T - \theta$ ) дроссель заряжается током от источника  $E$  (рис. 8.6, б). Полярность падения напряжения на дросселе при этом задается источником  $E$ , она такова, что диод  $VD$  оказывается закрытым. Конденсатор  $C$ , накопивший некоторый заряд в предыдущие периоды коммутации ключа, разряжается на нагрузку, поддерживая в ней ток  $I_0$ .

Размыкание ключа  $K$  ( $T - \theta < t < T$ ) приводит к разрыву цепи зарядного

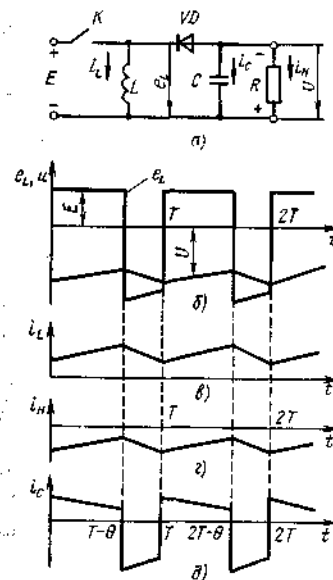


Рис. 8.6

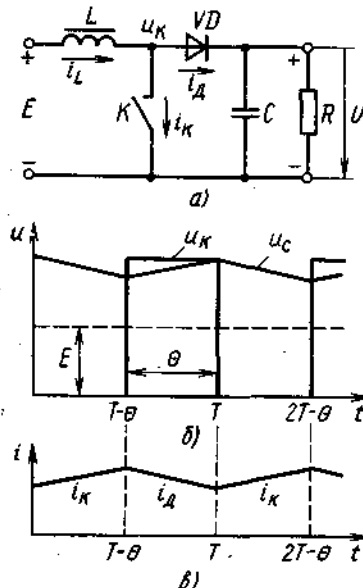


Рис. 8.7

тока. В результате на дросселе наводится ЭДС  $e_L$  полярностью, противоположной той, которая существовала на нем ранее (рис. 8.6, б). Нарастание этой ЭДС происходит до тех пор, пока не откроется диод  $VD$ , подключающий параллельно дросселю конденсатор  $C$  и нагрузку  $R$  (разрядную цепь).

Разряжаясь, дроссель подзаряжает конденсатор  $C$ , восстанавливая уменьшившийся за предыдущую часть периода его заряд (рис. 8.6, д). Часть разрядного тока дросселя проходит и по нагрузке, поддерживая в ней близкий к постоянному ток  $I_0$  (рис. 8.6, г).

Если индуктивность дросселя  $L$  и емкость конденсатора бесконечно большие, а потери в схеме отсутствуют, то вся энергия, отдаваемая источником  $E$ , выделяется в нагрузке стабилизатора  $R$ . Источник  $E$  в течение одного периода  $T$  отдает энергию

$$W_n = EI_L(T - \theta), \quad (8.6)$$

где  $I_L$  — ток дросселя, который при бесконечной индуктивности постоянен.

При разрядке дроссель отдает энергию, полученную от источника  $E$ , конденсатору и нагрузке. Отдаваемая дросселем энергия

$$W_n = UI_L\theta. \quad (8.7)$$

Энергия, полученная при разрядке конденсатором  $C$ , затем опять попадает в нагрузку. Поэтому, приравняв правые части равенств (8.6) и (8.7), получим уравнение, из которого легко найти напряжение на нагрузке:

$$U = E(T - \theta)/\theta. \quad (8.8)$$

При малых интервалах разрядки дросселя ( $\theta < T/2$ ) напряжение  $U$  получается большим, чем  $E$ .

Еще одним вариантом соединения элементов силовой цепи импульсного стабилизатора (рис. 8.7, а) является схема с последовательным дросселем и параллельным ключом — транзистором. При замкнутом ключе (интервал  $T - \theta$ ) ток в дросселе  $I_L$  возрастает, вместе с ним растет запас энергии в дросселе. На интервале  $\theta$  (ключ замкнут) этот запас энергии передается в нагрузку (рис. 8.7, б). Одновременно с разрядкой дросселя происходит передача в нагрузку мощности источника  $E$ .

Ток дросселя на интервале  $T - \theta$  проходит через источник  $E$  и ключ  $K$ , а на интервале  $\theta$  — через источник  $E$ , диод  $VD$  и нагрузку (рис. 8.7, в).

Приняв индуктивность дросселя бесконечно большой, определим постоянный ток  $I_L$ , потребляемый от источника  $E$  и проходящий по обмотке дросселя. Энергия, которую отдает источник за один период  $T$ ,

$$W_n = I_L ET. \quad (8.9)$$

При разрядке (интервал  $\theta$ ) дроссель отдает в нагрузку накопленную энергию

$$W_n = I_L U\theta. \quad (8.10)$$

Приравняв выражения (8.9) и (8.10), получим

$$U = ET/\theta. \quad (8.11)$$

Таким образом, в стабилизаторе с такой силовой цепью выходное напряжение всегда больше входного. Это происходит потому, что на этапе разрядки в нагрузку поступают и энергия, запасенная в дросселе, и энергия источника  $E$ .

В современных схемах импульсных стабилизаторов в качестве ключа широко применяют транзисторы и тиристоры. Замыканию ключа соответствует полное отпирание транзистора, приводящее к открыванию и коллекторного, и эмиттерного переходов. Размыкание ключа соответствует полному отключению транзистора и запираению обоих  $n$ - $p$ -переходов.

Реальные транзисторы, работающие в ключевом режиме, дроссели и диоды обладают малыми потерями, что позволяет сделать силовую цепь стабилизатора малогабаритной. Требуемая для обеспечения малых пульсаций индуктивность дросселя  $L$  уменьшается с ростом частоты коммутации ключа  $K$ . Поэтому частоту коммутации выбирают настолько большой, насколько позволяют применяемые в качестве ключа транзисторы. В современных стабилизаторах она достигает 50—100 кГц.

## ГЛАВА 9

### СТАБИЛИЗАТОРЫ НА СТАБИЛИТРОНАХ

#### § 9.1. Полупроводниковые стабилитроны

Полупроводниковый (кремниевый) стабилитрон имеет вольт-амперную характеристику (рис. 9.1) с достаточно протяженным участком  $ab$ , на котором значительным приращениям тока соответствуют малые приращения напряжения. Этот участок получается при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода в нем и характерен для режима электрического пробоя  $p$ - $n$ -перехода. Если

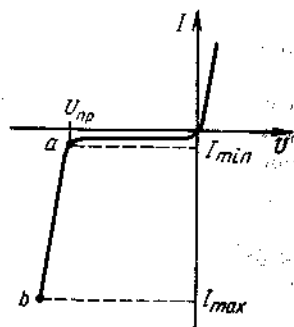


Рис. 9.1

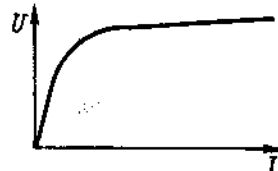


Рис. 9.2

ток стабилитрона больше  $I_{max}$  то мощность, рассеиваемая в стабилитроне, превышает предельную, температура  $p$ - $n$ -перехода возрастает выше допустимой и возникает необратимый тепловой пробой, разрушающий  $p$ - $n$ -переход.

Электрический пробой является обратимым, т. е. характеристики стабилитрона повторяются от включения к включению с высокой точностью. Обычно ветвь обратного тока (рабочую ветвь) характеристики стабилитрона изображают при ином расположении координатных осей (рис. 9.2). При этом рабочий участок характеристики получается пологим.

По конструктивному выполнению (рис. 9.3) кремниевые стабилитроны аналогичны выпрямительным полупроводниковым диодам. К относительно массивному медному кристаллодержателю 1 (основание) припаивают монокристалл кремния 2 с электропроводностью  $p$ -типа. Припой выбирают таким, чтобы с кремнием и медью он не создавал выпрямляющих контактов. С противоположной стороны кристалла путем впаивания алюминиевого электрода 4 создают зону электропроводности  $n$ -типа, а сам электрод сваривают стокоотводом и выводом 6. В кристалле образуется  $p$ - $n$ -переход 3. Всю конструкцию помещают в металлический корпус 5, привариваемый к основанию. Электрические выводы осуществляют через проходные изоляторы.

Стабилитрон сохраняет напряжение стабилизации от одного включения до другого с очень высокой точностью. Отклонения напряжения от номинального значения не превышают 0,01 %.

В заключение необходимо отметить, что на характеристику стабилитрона не влияют световое облучение, электрическое и магнитное поля.

Самым существенным недостатком кремниевых стабилитронов является изменение напряжения пробоя при изменении температуры. Однако теплового гистерезиса у стабилитронов не наблюдается, поэтому в схему стабилизации можно включать элементы температурной компенсации.

При температуре от  $-40$  до  $+60$  °С напряжение стабилизации меняется у большинства стабилитронов практически линейно. Поэтому температурную нестабильность напряжения удобно учитывать с помощью темпера-

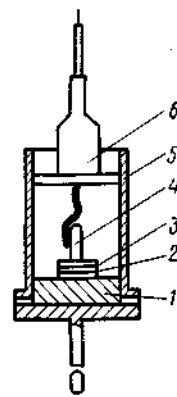


Рис. 9.3

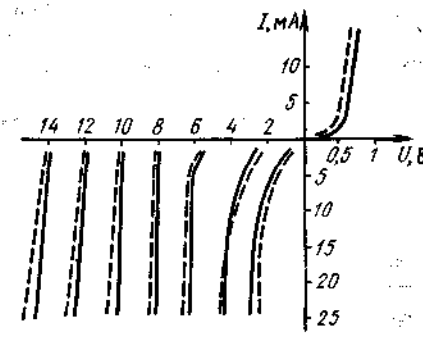


Рис. 9.4

турного коэффициента:

$$\Delta U_{ст} = \gamma \Delta t, \quad (9.1)$$

где  $\gamma$  — абсолютный температурный коэффициент;  $\Delta t$  — изменение температуры  $p$ - $p$ -перехода.

Типовые характеристики стабилитронов с разными напряжениями стабилизации, снятые при температурах 20 и 60 °C (рис. 9.4), показывают, что стабилитроны с напряжением стабилизации меньше 5 В имеют отрицательный температурный коэффициент, а стабилитроны с напряжением стабилизации больше 5 В — положительный.

Из нескольких стабилитронов с разными по знаку температурными коэффициентами можно составить схему с общим температурным коэффициентом, близким к нулю. Это так называемые *схемы температурной компенсации*.

## § 9.2. Эквивалентная схема стабилитрона

Стабилитроны применяют и как источники «эталонного» (опорного) напряжения в сложных схемах стабилитронов, и как самостоятельные стабилизаторы напряжения на нагрузках, потребляющих относительно небольшую мощность.

Хотя схемы включения стабилитронов и в том и в другом случае одинаковы, условия их работы различны. Когда стабилитрон используется как источник опорного напряжения, то изменения проходящего через него тока малы по сравнению с его средним значением. Когда стабилитрон является стабилизатором напряжения на нагрузке, изменения его тока могут быть относительно большими.

Для небольших изменений тока рабочий участок характеристики стабилитрона можно заменить отрезком прямой (рис. 9.5, а). Эквивалентная схема (линейная схема замещения), соответствующая стабилитрону с линейной вольт-амперной характеристикой (рис. 9.5, б), содержит источник эквивалентной ЭДС  $E_{эк}$  и внутреннее сопротивление  $r_i$ . Эквивалентная ЭДС определяется отрезком, отсекаемым прямой на оси напряжений, а внутреннее сопротивление — углом наклона спрямленной характеристики.

Линейная схема замещения позволяет рассчитать все показатели стабилизатора, характерные для первого случая, с помощью обычных методов расчета линейных цепей.

Однако, прежде чем перейти к расчету этих показателей, рассмотрим подробнее внутреннее сопротивление стабилитрона.

Внутреннее сопротивление стабилитрона определяется как наклон вольт-амперной характеристики стабилитрона:

$$r_i = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}. \quad (9.2)$$

Но на характеристику стабилитрона оказывает влияние изменение температуры.

Поэтому, рассчитывая  $r_i$  стабилитрона, следует учитывать, при какой (постоянной или изменяющейся) температуре перехода снята внешняя характеристика.

Температура перехода зависит от двух факторов: внешней температуры (температуры среды) и мощности, рассеиваемой в самом стабилитроне.

Изменения внешней температуры влияют на эквивалентную ЭДС стабилитрона, и их удобно учитывать с помощью уже введенного температурного коэффициента напряжения  $\gamma$ :

$$E_{экт} = E_{эко} + \gamma \Delta t_c, \quad (9.3)$$

где  $E_{экт}$  — эквивалентная ЭДС, получающаяся при измененной температуре;  $E_{эко}$  — эквивалентная ЭДС при нормальной температуре;  $\Delta t_c$  — отклонение температуры среды от нормальной.

Изменение мощности  $\Delta P$ , рассеиваемой в стабилитроне, практически прямо пропорционально изменению тока, проходящего через стабилитрон  $\Delta I_{ст}$ , так как напряжение на стабилитроне меняется мало:

$$P_0 + \Delta P \approx U_{ст0} I_{ст0} + U_{ст0} \Delta I_{ст}. \quad (9.4)$$

Изменения мощности вызывают изменения температуры  $p$ - $p$ -перехода, причем

$$\Delta t = c \Delta P, \quad (9.5)$$

где  $c$  — коэффициент, зависящий от условий теплоотдачи в окружающую среду.

Изменение температуры приводит к дополнительному отклонению напряжения стабилитрона на

$$\Delta U_{ст} = \gamma \Delta t = \gamma c U_{ст} \Delta I_{ст} = r_{it} \Delta I_{ст}. \quad (9.6)$$

Полученное изменение напряжения пропорционально отклонению тока стабилитрона. Поэтому коэффициент в равенстве (9.6) удобно трактовать как некоторое сопротивление. Это сопротивление называют *тепловым внутренним сопротивлением стабилитрона*, поскольку оно связано с изменением теплового режима.

Если ток стабилитрона меняется быстро, так что температура  $p$ - $p$ -перехода не успевает следовать за этими изменениями, то внутреннее сопротивление определяют как угол наклона участка АВ на рис. 9.6. Это внутреннее сопротивление можно назвать внутренним сопротивлением переменному току. В дальнейшем оно обозначено  $r_{i\sim}$ .

Если же ток стабилитрона меняется очень медленно, то стабилитрон разогревается и охлаждается в зависимости от того, растет его ток или уменьшается. В соответствии с этим вольт-амперная характеристика стабилитрона смещается, что дает дополнительное изменение напряжения на стабилитроне.

Пусть ток стабилитрона меняется на  $\Delta I$  (рис. 9.6) и большему току соответствует установившееся превышение температуры на  $\Delta t$ , а меньшему — температура, пониженная на то же значение.

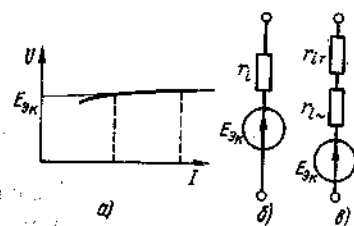


Рис. 9.5

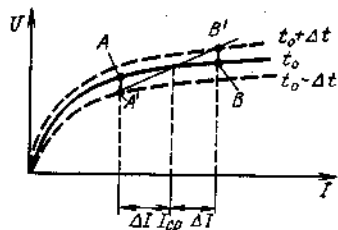


Рис. 9.6

По двум вольт-амперным характеристикам, соответствующим повышенной и пониженной температуре, можно определить внутреннее сопротивление стабилитрона как наклон прямой  $A'B'$ . Это внутреннее сопротивление логично назвать сопротивлением постоянному току, оно равно сумме теплового сопротивления и сопротивления переменному току:

$$r_i = r_{i\sim} + r_{iT}. \quad (9.7)$$

Эта зависимость внутреннего сопротивления полупроводникового стабилитрона от условий работы учтена в эквивалентной схеме (см. рис. 9.5, а).

Экспериментально определить внутреннее тепловое сопротивление можно также по переходной характеристике стабилитрона, которая является зависимостью падения напряжения на стабилитроне от времени при скачке тока, проходящего через него.

Переходная характеристика кремниевого стабилитрона (рис. 9.7) для скачка тока  $\Delta I$ , происходящего в момент времени  $t_0$ , имеет ступеньку  $\Delta U_1$  и криволинейный участок, приводящий к стационарному дополнительному приросту напряжения на  $\Delta U_2$ .

Согласно переходной характеристике,

$$r_{i\sim} = \Delta U_1 / \Delta I_1; \quad (9.8)$$

$$r_{iT} = \Delta U_2 / \Delta I. \quad (9.9)$$

При постоянных значениях теплоемкости и теплопроводности корпуса стабилитрона криволинейный участок переходной характеристики экспоненциален. Постоянная времени этой экспоненты позволяет найти тепловую постоянную времени, определяющую скорость изменения напряжения стабилитрона.

У стабилитронов с отрицательным температурным коэффициентом напряжения перепад  $\Delta U_2$  получается отрицательным и, следовательно, тепловое внутреннее сопротивление тоже отрицательно.

В заключение необходимо заметить, что тепловое сопротивление одного и того же стабилитрона меняется при изменении условий теплоотдачи. Например, стабилитрон, снабженный радиатором, имеет меньшее тепловое сопротивление, так как коэффициент  $s$  получается меньшим из-за лучших условий охлаждения.

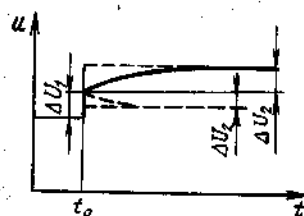


Рис. 9.7

### § 9.3. Показатели схемы стабилизации на стабилитроне

Стабилизатор со стабилитроном (рис. 9.8, а) для малых колебаний тока имеет эквивалентную схему, показанную на рис. 9.8, б.

Уравнение для единственного узла, имеющегося в схеме, запишем следующим образом:

$$(E - U) / R_r = (U + E_{\text{эк}}) / r_i + I_n. \quad (9.10)$$

Поскольку наибольший интерес представляет определение неустойчивости выходного напряжения, удобнее преобразовать это уравнение так, чтобы выходное напряжение было явной функцией напряжений двух источников, тока нагрузки и сопротивлений схемы:

$$U = [R_r r_i / (R_r + r_i)] (E / R_r + E_{\text{эк}} / r_i - I_n). \quad (9.11)$$

Неустойчивость выходного напряжения, вызванная изменением тока нагрузки, есть выходное сопротивление схемы стабилизатора:

$$-\Delta U = \Delta I_n R_{\text{вых}}. \quad (9.12)$$

Производя дифференцирование в (9.11), получим

$$R_{\text{вых}} = -\partial U / \partial I_n = R_r r_i / (R_r + r_i) \approx r_i. \quad (9.13)$$

Упрощения в последнем выражении сделаны на основе того, что сопротивление резистора  $R_r$  всегда значительно больше внутреннего сопротивления стабилитрона  $r_i$ .

Полную неустойчивость напряжения на нагрузке найдем из уравнения для напряжения как полный дифференциал. Во время работы стабилизатора могут меняться выходное напряжение  $E$ , эквивалентная ЭДС стабилитрона  $E_{\text{эк}}$ , ток нагрузки  $I_n$ .

Для нахождения полной неустойчивости выходного напряжения необходимо взять частные производные по всем этим переменным:

$$\Delta U = \frac{\partial U}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial U}{\partial E_{\text{эк}}} \Delta E_{\text{эк}} + \frac{\partial U}{\partial I_n} \Delta I_n. \quad (9.14)$$

или

$$\Delta U = [r_i / (R_r + r_i)] \Delta E + [R_r / (R_r + r_i)] \Delta E_{\text{эк}} - R_{\text{вых}} \Delta I_n. \quad (9.15)$$

К уравнению (9.15) можно прийти и иначе, применив линейные преобразования эквивалентной схемы стабилизатора. Так, заменив стабилизатор

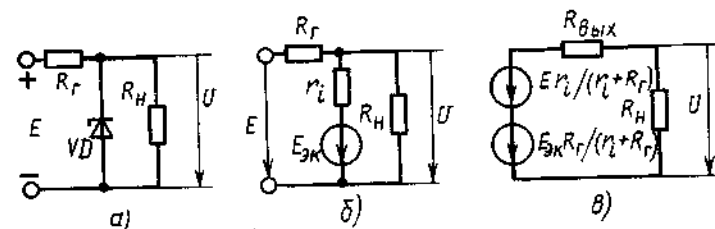


Рис. 9.8

(часть цепи, содержащая источники  $E$  и  $E_{\text{эк}}$  и сопротивления  $R_r$  и  $r_i$  на рис. 9.8, б) простейшим двухполюсником (рис. 9.8, в), получим для образованного контура уравнение, повторяющее (9.15).

По определению, коэффициент неустойчивости выходного напряжения по входному равен коэффициенту, стоящему в (9.15) при  $\Delta E$ , т. е.

$$k_E = \Delta U / \Delta E_{(\Delta E_{\text{эк}}=0)} = r_i / (R_r + r_i). \quad (9.16)$$

Он тем меньше, чем больше сопротивление гасящего резистора  $R_r$  по сравнению с внутренним сопротивлением стабилитрона  $r_i$ . Таким образом, следует различать два коэффициента неустойчивости — по переменному току и постоянному току:

$$k_{E\sim} = r_{i\sim} / (R_r + r_{i\sim}); \quad (9.17)$$

$$k_E = (r_{i\sim} + r_i T) / (R_r + r_{i\sim} + r_i T). \quad (9.18)$$

Коэффициент неустойчивости по изменениям эквивалентной ЭДС стабилитрона [коэффициент при втором члене в (9.15)] близок к единице:

$$\begin{aligned} \Delta U / \Delta E_{\text{эк}} (\Delta E = 0) &= k_{E_{\text{эк}}} = \Delta U / \Delta E_{\text{эк}} (\Delta E = 0) = \\ &= R_r / (R_r + r_i) \approx 1. \end{aligned} \quad (9.19)$$

Показатели стабилизатора, работающего на нагрузку, несколько отличаются от найденных. Связано это с реакцией нагрузки на изменения режима. Ранее в § 5.1 для учета реакции нагрузки на небольшие изменения подводимого к ней напряжения было введено дифференциальное сопротивление нагрузки:

$$R_{\text{ин}} = \Delta U_n / \Delta I_n. \quad (9.20)$$

Поскольку в нагруженном стабилизаторе ток нагрузки определяется самой нагрузкой, прирост тока нагрузки, необходимый для расчета полной неустойчивости нагруженного стабилизатора,

$$\Delta I_n = \Delta U_n / R_{\text{ин}}. \quad (9.21)$$

Таким образом, вместо уравнения (9.15) имеем уравнение

$$\Delta U (1 + R_{\text{вых}} / R_{\text{ин}}) = [r_i / (R_r + r_i) \Delta E + [R_r / (R_r + r_i)] \Delta E_{\text{эк}}. \quad (9.22)$$

Отличие полученного выражения от (9.14) определяется множителем  $1 + R_{\text{вых}} / R_{\text{ин}}$ , который при  $R_{\text{ин}} \gg R_{\text{вых}}$  близок к единице.

Полученные соотношения позволяют определить дифференциальные показатели стабилизатора, т. е. показатели в «точке». Однако, для того чтобы найти положение рабочей точки на характеристике стабилитрона, необходимо провести расчет с учетом нелинейности, который вместе с тем позволит рассчитать и показатели схемы при сильных колебаниях тока нагрузки.

#### § 9.4. Графический расчет режима работы стабилитрона

Наиболее удобным методом расчета статического режима работы нелинейной цепи является графический метод.

В данном случае графическое построение сводится к наложению вольт-амперных характеристик линейной ( $E, R$ ) и нелинейной (стабилитрон) частей схемы (рис. 9.9, а). Линейная часть схемы, в которую включена и активная нагрузка  $R_n$ , изображена на рис. 9.9, б и является частью всей схемы стабилизации, расположенной левее зажимов а, б. Вольт-амперная характеристика линейной части схемы отражает зависимость напряжения на ее зажимах а, б от забираемого от нее тока  $I$ . Как для любой линейной цепи, это прямая, соединяющую точку, соответствующую режиму холостого хода [ $U = E_{\text{эк}} = ER_n / (R_r + R_n)$ ], с точкой, соответствующей режиму короткого замыкания ( $U = 0; I = I_k = E / R_r$ ).

Наложение этой прямой на характеристику стабилитрона (рис. 9.10) позволяет найти точку их пересечения В, которая и будет рабочей точкой стабилитрона. Для этой точки выполняется равенство тока, отдаваемого линейной частью, и тока, потребляемого стабилитроном при равенстве напряжения на зажимах а, б и стабилитроне (см. рис. 9.9).

В приведенном примере нагрузка стабилитрона линейна. Это и позволило достаточно просто построить вольт-амперную характеристику части схемы стабилизатора, расположенной левее точек а, б на рис. 9.9, так как она получилась линейной.

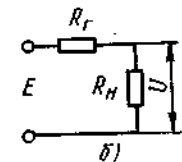
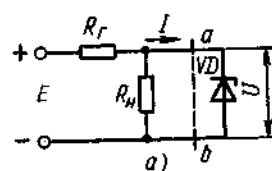


Рис. 9.9

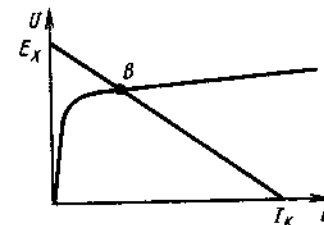


Рис. 9.10

Другим примером, приводящим также к линейной схеме, является стабилизатор напряжения на нагрузке, потребляющей неизменный ток  $I_n$  (рис. 9.11).

Напряжение на зажимах а, б этой схемы определяется соотношением

$$U = E - I_n R_r - I R_r. \quad (9.23)$$

Следовательно, характеристика линейной части схемы представляет собой прямую, соединяющую точку с координатами  $(E - I_n R_r; I = 0)$  с точкой с координатами  $U = 0; I = E / R_r - I_n$  (рис. 9.12).

Рассуждения, приведенные выше, применяют и для определения показателей схемы стабилизации при больших изменениях тока нагрузки и напряжения питания стабилизатора. Суммарная неустойчивость (максимальная) выходного напряжения определяется в этом случае двумя крайними положениями рабочей точки на характеристике стабилитрона.



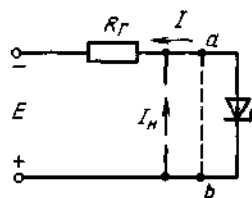


Рис. 9.11

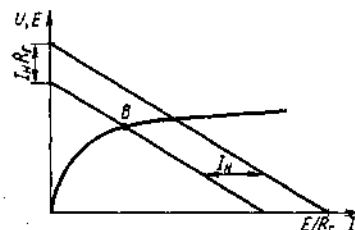


Рис. 9.12

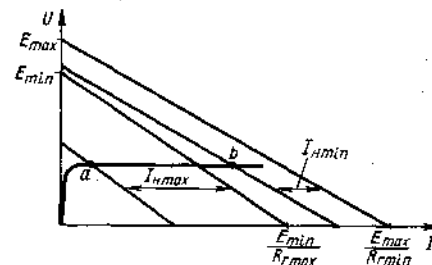


Рис. 9.13

Наименьшее выходное напряжение будет при наименьшем выходном напряжении и наибольшем токе нагрузки. Если меняется и сопротивление  $R_r$ , то минимуму выходного напряжения будет соответствовать прямая, полученная при  $R_{r\max}$ . Построение, проведенное для этого режима (рис. 9.13), дает рабочую точку  $a$ , определяющую левую границу рабочего участка характеристики стабилизатора.

Наибольшее напряжение на выходе получится при максимальном выходном напряжении, минимальном токе нагрузки и минимальном сопротивлении резистора. Соответствующая максимальному режиму рабочая точка  $b$  характеризует правую границу рабочего участка характеристики стабилизатора.

Нестабильность выходного напряжения схемы при заданных максимальных и минимальных значениях  $E$ ,  $I_n$  и  $R_r$  не выходит за пределы  $U_{\max} - U_{\min}$ , и, следовательно, суммарная относительная нестабильность стабилизированного напряжения определяется коэффициентом

$$k_{\Sigma} = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min}). \quad (9.24)$$

Коэффициент полезного действия простой схемы стабилизации

$$\eta = P_n / P_{\text{вх}} = I_n U / (I_n + I_{\text{ст}}) E \quad (9.25)$$

получается небольшим, порядка 20—30 %, что объясняется значительными потерями мощности в гасящем резисторе и самом стабилизаторе. Поэтому простую схему со стабилизатором применяют для стабилизации напряжения на нагрузках, потребляющих малую мощность.

### § 9.5. Схемы стабилизации на стабилизаторах

Рассмотренная ранее основная схема стабилизатора, содержащая гасящий резистор и стабилизатор, является самой распространенной, но не единственной. Из однокаскадных схем рассмотрим схему с температурной компенсацией.

Схема с температурной компенсацией содержит один или несколько термокомпенсирующих полупроводниковых диодов, которые смещены в прямом направлении и включены последовательно с основным стабилизатором (рис. 9.14). У открытых  $p-n$ -переходов температурный коэффициент напряжения отрицателен, поэтому такой способ пригоден для компенсации температурного ухода напряжения у стабилизаторов с положительным коэффициентом  $\gamma$ .

В качестве термокомпенсирующих диодов могут быть выбраны как стабилизаторы, так и выпрямительные диоды. У последних температурный коэффициент напряжения несколько больше, чем у стабилизаторов, что в некоторых случаях важно. Подбор диодов нужно производить так, чтобы их температурное изменение напряжения было по возможности точно равно по абсолютной значению и противоположно по знаку изменению напряжения стабилизатора.

Включение термокомпенсирующих диодов в схему стабилизатора отражается на ее показателях. Внутреннее сопротивление термокомпенсируемого стабилизатора  $r_{i\Sigma}$  увеличивается по сравнению с  $r_i$  одного стабилизатора, причем

$$r_{i\Sigma} = r_i + r_{\text{тк}}, \quad (9.26)$$

где  $r_{\text{тк}}$  — дифференциальное внутреннее сопротивление последовательно включенных термокомпенсирующих диодов.

Удобно использовать стабилизаторы с внутренней термокомпенсацией, представляющей собой два  $p-n$ -перехода, включенных встречно. Их характеристика симметрична (рис. 9.15).

В интегральных микросхемах широкое применение находит схема стабилизатора, в которую вместо гасящего резистора  $R_r$  включен полевой тран-



Рис. 9.14

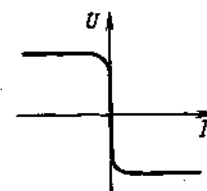


Рис. 9.15

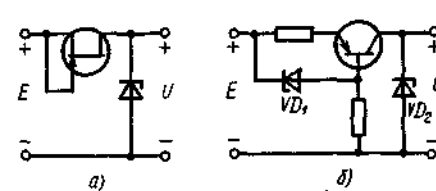


Рис. 9.16

зистор (рис. 9.16, а). Такой стабилизатор имеет меньшую нестабильность по входному напряжению. Транзистор используется для имитации большого сопротивления изменениям тока.

Так, сопротивление промежутка сток—исток транзистора эквивалентно сопротивлению для переменного тока:

$$R_{\text{гэк}} = 1/g_{\text{сн}}, \quad (9.27)$$

где  $g_{\text{сн}}$  — проводимость сток—исток транзистора.

Из-за малого наклона выходных характеристик полевого транзистора проводимость  $g_{\text{сн}}$  мала и эквивалентное сопротивление переменному току

оказывается очень большим, а коэффициент неустойчивости по входному напряжению — малым:

$$k_E \approx r_i g_{\text{св}} \quad (9.28)$$

Сопротивление промежутка сток—исток постоянному току много меньше соответствующего дифференциального сопротивления, и поэтому в такой схеме при меньших потерях мощности получают лучший коэффициент неустойчивости.

В аналогичной схеме с биполярным транзистором (рис. 9.16, б) необходимо включение дополнительных резисторов и низковольтного стабилитрона  $VD_1$ .

## ГЛАВА 10

### ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

#### § 10.1. Определение режима работы транзистора

В схемах стабилизаторов в наиболее тяжелых условиях работают транзисторы, входящие в силовую цепь. Тяжелые условия работы связаны с тем, что, во-первых, именно в этих элементах гасится избыток мощности источника по отношению к мощности, потребляемой нагрузкой, и, во-вторых, их режиму работы свойственно непостоянство падения напряжения и тока. Все остальные элементы схемы стабилизатора могут в принципе питаться от уже стабилизированного источника напряжения, а проходящий по ним ток невелик. Поэтому к выбору и определению режима работы транзистора, входящего в силовую цепь стабилизатора, следует подходить особенно внимательно.

Электрический расчет любой сложной схемы стабилизатора содержит среди прочих два отличающихся по методике этапа. Один из них заключается в том, что на характеристиках нелинейного элемента (силового транзистора) находят ту область, в которой перемещается рабочая точка (расчет режима). В данном случае широко применяют графические методы решения. Когда эта область найдена, можно с той или иной степенью приближения заменить нелинейный элемент линейной схемой замещения. Другой этап расчета заключается в том, что на основе выбранной схемы замещения рассчитывают соотношения между изменениями выходного напряжения и приращениями дестабилизирующих факторов. Тут основное применение находят методы расчета линейных электрических цепей.

Из расчета режима работы можно получить сведения о диапазоне изменения напряжений и токов, в которых стабилизатор обеспечивает требуемую стабильность, а также о тепловом режиме самого элемента, что важно для обеспечения его целостности. Проведем графический расчет режима работы силовой цепи для простейших схем с последовательным включением транзистора (рис. 10.1, а, б).

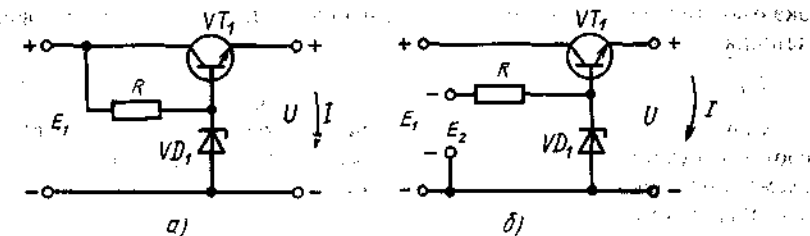


Рис. 10.1

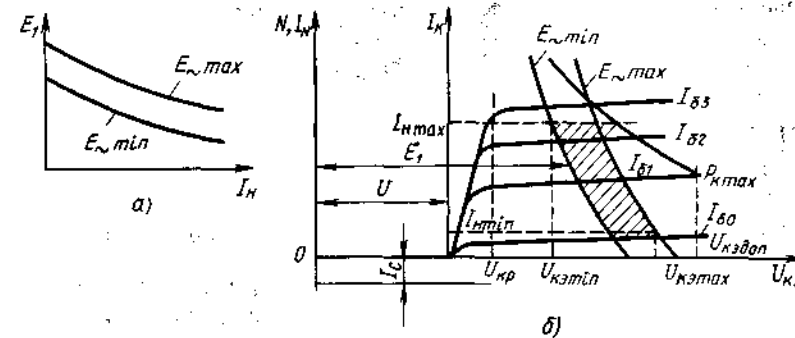


Рис. 10.2

Неустойчивость входного напряжения удобно задать двумя нагрузочными характеристиками источника  $E_1$ , соответствующими, допустим, максимальному  $E_{1\text{max}}$  и минимальному  $E_{1\text{min}}$  значениям подводимого к выпрямителю переменного напряжения (рис. 10.2, а). Напряжение коллектор—эмиттер силового транзистора  $VT_1$  (см. рис. 10.1) равно разности между входным напряжением  $E_1$  и стабилизированным напряжением  $U$ .

Отложив на входных характеристиках транзистора (зависимость тока коллектора  $I_k$  от напряжения коллектор—эмиттер  $U_{кэ}$  для различных токов базы  $I_b$ ) влево от нулевой точки напряжение  $U$  (его можно считать в первом приближении постоянным), проведем прямую (рис. 10.2, б). От этой прямой отложим вправо напряжение  $E_1$ , считая ток выпрямителя  $I_b$  равным сумме коллекторного тока  $I_k$  и тока  $I_c$ , потребляемого стабилитроном. Для схемы рис. 10.1, а

$$I_b = I_y + I_c \approx I_k \quad (10.1),$$

и для схемы рис. 10.1, б  $I_b = I_k$ .

Выполненное построение привело к наложению выходной характеристики источника  $E_1$  на характеристики транзистора, причем оси первой смещены влево на  $U$  и вниз на  $I_c$ . Ток стабилитрона обычно мал, и приближенно его можно считать нулевым.

Если провести две горизонтальные прямые, соответствующие токам  $I_{н\text{max}}$  и  $I_{н\text{min}}$  (ток нагрузки практически равен току коллектора), то можно определить область (заштрихована на рис. 10.2, б), в которой перемеща-

ется рабочая точки при изменениях входного напряжения и тока нагрузки. На основе приведенного построения можно сделать следующие выводы:

1) получить заданное напряжение  $U$  можно и при меньшем, чем в рассмотренном ранее примере (рис. 10.2, б), напряжении источника  $E_1$ , так как перемещение рабочей области влево еще не приводит к попаданию в нее участка характеристик транзистора, соответствующего насыщению, и он работает в активной области;

2) хотя правый верхний угол рабочей области и не выходит за пределы, ограничиваемые допустимой мощностью рассеяния на коллекторе, запас по мощности мал. Смещение влево рабочей области повышает запас, так как приводит к уменьшению напряжения на транзисторе;

3) как показывает сравнение напряжения  $U_{к\max}$  с максимально допустимым напряжением между коллектором и эмиттером  $U_{кдоп}$ , запас по напряжению достаточен;

4) по полученному диапазону изменения тока базы транзистора, являющегося током нагрузки опорного стабилитрона, можно правильно выбрать тип стабилитрона.

При оценке изменений тока базы необходимо обратить внимание на то, чтобы выбранный режим получался при положительных токах базы транзистора, так как транзистор в данной схеме работает успешно лишь при открытом эмиттерном переходе. Кроме того, уменьшение напряжения источника  $E_1$  возможно лишь в том случае, когда он является автономным, т. е. питает только исследуемый стабилизатор, и до тех пор, пока левый верхний угол рабочей области не подойдет вплотную к участку характеристики транзистора, соответствующему насыщению.

Построение рабочей области получилось простым, так как выходное напряжение было принято постоянным. Это допущение оправдывается, так как в результате построений найден такой режим работы транзистора, при котором он успешно выполняет свои функции, т. е. поддерживает практически постоянным выходное напряжение. Для этого рабочая область должна на характеристиках транзистора целиком помещаться в активной области.

В схеме стабилизатора с параллельным включением регулируемого резистора (рис. 10.3) в отличие от рассмотренной схемы с последовательным включением силовой транзистор подключен к выходной цепи, где напряжение постоянно. Это приводит к тому, что на характеристиках транзистора положение рабочей точки при разных входных напряжениях и токах определяется уже не областью, а линией, называемой *траекторией*. Приближенное определение траектории производится просто при идеальном источнике опорного напряжения, т. е. без учета обратной связи, создаваемой внутренним сопротивлением стабилитрона.

Для приближенного построения траектории рабочей точки разобьем схему на линейную и нелинейную части (рис. 10.4, а). Транзистор находится практически под постоянным

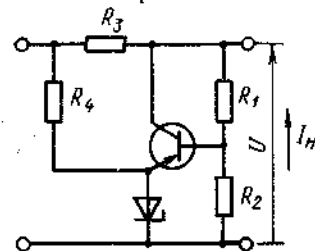


Рис. 10.3

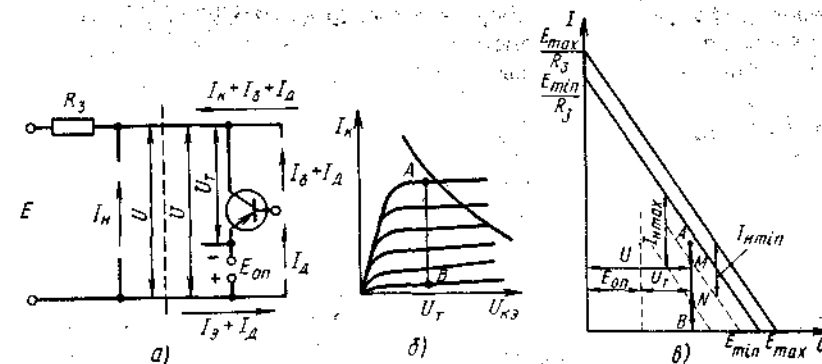


Рис. 10.4

напряжением

$$U_T = U - E_{оп}. \quad (10.2)$$

Это напряжение и определяет положение траектории на характеристиках транзистора (линия  $AB$  на рис. 10.4, б).

Примерная вольт-амперная характеристика выделенного нелинейного двухполюсника  $I_k + I_6 + I_d = f(U)$  в силу сделанных приближений превращается в вертикальную прямую  $AB$  (рис. 10.4, в), причем ток коллектора всегда можно считать много большим суммы токов базы транзистора  $I_6$  и делителя  $I_d$ :

$$I_k \gg I_6 + I_d, \quad (10.3)$$

что позволяет по вертикальной оси откладывать один ток коллектора.

На этой характеристике, как и на характеристике стабилитрона, можно найти две граничные точки, соответствующие максимальному и минимальному режимам, и тем самым определить рабочий участок. Максимальный ток коллектора получится при  $E_{\max}$  и  $I_{н\min}$ , а минимальный — при  $E_{\min}$  и  $I_{н\max}$  (см. точки  $M$  и  $N$  на рис. 10.4, в).

Если в максимальном и минимальном режимах ток коллектора не выходит за допустимые для выбранного транзистора пределы, то стабилизатор успешно работает в определенном условиях задачи диапазоне изменений тока нагрузки и входного напряжения. Оценочные формулы для предельных режимов работы транзистора

$$I_{к\max} = (E_{\max} - U)/R_3 - I_{н\min}, \quad (10.4)$$

$$I_{к\min} = (E_{\min} - U)/R_3 - I_{н\max},$$

полученные на основе такого приближенного построения, позволяют в большинстве случаев правильно выбрать транзистор и напряжение  $E$  для заданных пределов изменения тока нагрузки.

В заключение отметим, что характеристики транзистора смещаются при изменении температуры  $p-n$ -переходов. Поэтому правильную оценку при-



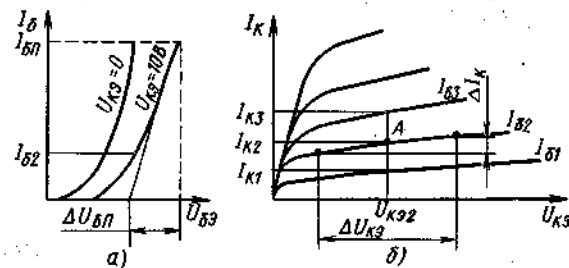


Рис. 10.8

а температура перехода транзистора

$$t_n \approx t_c + P_k(R_{тпк} + R_{ткр} + R_{трс}). \quad (10.12)$$

Параллельное включение нескольких транзисторов приводит к пропорциональному уменьшению сопротивлений переход — корпус и корпус — радиатор, что может существенно облегчить тепловой режим. Часто для уменьшения площади поверхности радиатора оказывается целесообразным применение большего числа транзисторов. Наиболее напряженным является тепловой режим транзисторов силовой цепи, поэтому именно там и применяют параллельное включение транзисторов.

Выбор площади поверхности радиатора производят так, чтобы температура перехода при максимально возможной температуре среды и мощности, рассеиваемой на коллекторном переходе, не превышала допустимую.

Расчет значений элементов моделирующей схемы для переменного тока проводится на основе характеристик транзистора и его паспортных данных. Приведем этот расчет, основываясь на характеристиках транзистора (рис. 10.8, а, б), включенного по схеме с общим эмиттером.

Рабочей точке транзистора (точка А на рис. 10.8, б) соответствуют ток коллектора  $I_{K2}$ , ток базы  $I_{B2}$  и напряжение коллектор — эмиттер  $U_{KЭ2}$ .

Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером  $H_{21э}$  равен отношению приращений коллекторного и базового токов:

$$H_{21э} = (I_{K3} - I_{K1}) / (I_{B3} - I_{B1}). \quad (10.13)$$

Наклон выходной характеристики транзистора в рабочей точке

$$\Delta I_K / \Delta U_{KЭ} = g_{KЭ} + (1 + H_{21э}) g_{KБ}. \quad (10.14)$$

Поскольку влияние проводимости обратной связи  $g_{KБ}$  сказывается на смещении входной характеристики под действием напряжения  $U_{KЭ}$ , а из приводимых в справочниках входных характеристик его определить нельзя, то из выражения (10.14) следует найти каждое слагаемое по результатам каких-либо других измерений. Часто полагают

$$g_{KЭ} = (3 \div 30) g_{KБ}. \quad (10.15)$$

Входное сопротивление транзистора для моделирующей схемы

$$r_{вх} = r_6 + 1/g_3, \quad (10.16)$$

определяют по наклону входной характеристики (рис. 10.8, а) в рабочей точке. Значение сопротивления  $r_6$  можно найти либо по приведенному в справочнике произведению  $r_6 C_K$ , либо по наклону входной характеристики при большом напряжении  $U_{KЭ}$  и большом токе базы, ибо в этом случае  $r_6 \gg 1/g_3$ .

Проведя касательную к входной характеристике, соответствующей  $U_{KЭ}$ , найдем

$$r_6 = \Delta U_{BЭ} / I_{BП}, \quad (10.17)$$

где  $\Delta U_{BЭ}$  — отрезок оси абсцисс, являющийся проекцией отрезка касательной.

Таким образом определяются все элементы низкочастотной схемы замещения транзистора. Для превращения ее в высокочастотную необходимо учесть емкости  $C_{KБ}$  и  $C_э$ . Значение емкости  $C_{KБ}$  дается в паспорте транзистора, а емкость  $C_э$  определяется по предельной частоте усиления по току  $f_T$ , также приводимой в паспорте:

$$C_э = (g_3 H_{21э}) / (2\pi f_T). \quad (10.18)$$

Параметры моделирующей схемы транзистора на постоянном токе можно рассчитать по их значениям на переменном токе и данным о температурном режиме транзистора. Практически таких расчетов не проводят, так как разброс параметров различных транзисторов велик и перекрывает их температурные изменения.

Приведем пример преобразований, в которых транзистор заменяется формальной схемой в Y-параметрах. Для увеличения тока, отдаваемого стабилизатором в нагрузку, применяют параллельное соединение нескольких транзисторов в силовой цепи. Однако при заданных напряжениях эмиттер — коллектор и эмиттер — база токи транзисторов даже одной партии имеют значительные отклонения от средних значений. Для уменьшения неравномерности распределения общего тока нагрузки между отдельными транзисторами приходится применять специальные меры. Самым распространенным способом выравнивания токов транзисторов является включение симметрирующих резисторов в эмиттерную цепь каждого транзистора (рис. 10.9, а).

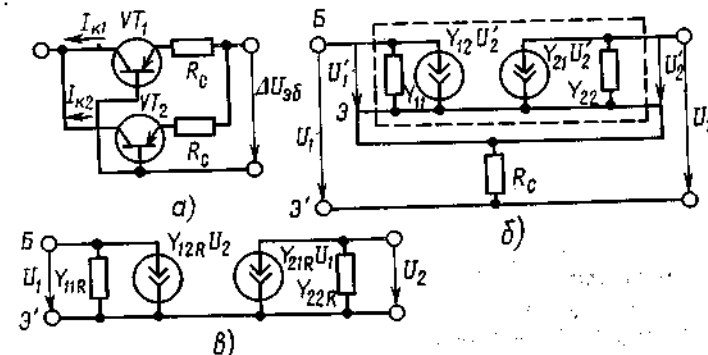


Рис. 10.9

Поскольку подстройка сопротивлений симметрирующих резисторов неудобна, целесообразно включать одинаковые резисторы в эмиттер каждого транзистора и сопротивления их выбирать такими, чтобы обеспечить равномерность распределения (разброс) коллекторных токов не ниже некоторого заданного значения. Такой способ связан с ухудшением усилительных свойств даже самых плохих из стоящих в схеме транзисторов, но в силу простоты он получил широкое распространение.

Сначала выберем способ описания транзистора с включенным в цепь эмиттера симметрирующим резистором  $R_c$ . Представим транзистор формальной схемой замещения (см. рис. 10.6) и подсоединим к точке, соответствующей эмиттеру, сопротивление  $R_c$ .

Представим полученную при таком соединении схему четырехполюсником (рис. 10.9, б) и определим  $Y$ -параметры этого четырехполюсника, которым в отличие от параметров транзистора дадим дополнительный индекс  $R$ . Воспользовавшись определениями  $Y$ -параметров, найдем:

$$Y_{11R} = \frac{Y_{11} + R_c \Delta Y}{1 + R_c \Sigma Y}; \quad Y_{12R} = \frac{Y_{12} - R_c \Delta Y}{1 + R_c \Sigma Y}; \quad (10.19)$$

$$Y_{21R} = \frac{Y_{21} - R_c \Delta Y}{1 + R_c \Sigma Y}; \quad Y_{22R} = \frac{Y_{22} + R_c \Delta Y}{1 + R_c \Sigma Y},$$

где  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$  и  $Y_{22}$  — параметры транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером;  $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{21}Y_{12}$  — детерминант матрицы  $Y$ -параметров транзистора;  $\Sigma Y = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$  — сумма  $Y$ -параметров транзистора.

Теперь имеется возможность представить транзистор с сопротивлением  $R_c$  другой формальной схемой (рис. 10.9, в), которая проще преобразуемой.

Рассматриваемая силовая цепь стабилизатора представляет собой параллельно-параллельное соединение  $n$  четырехполюсников, которые под влиянием симметрирующих резисторов оказались практически одинаковыми. Воспользовавшись тем, что при параллельно-параллельном соединении четырехполюсников их  $Y$ -параметры складываются, представим силовую цепь стабилизатора, содержащую  $n$  транзисторов с симметрирующими резисторами, одним четырехполюсником со следующими  $Y$ -параметрами:

$$Y_{11n} = nY_{11R}; \quad Y_{12n} = nY_{12R}; \quad (10.20)$$

$$Y_{21n} = nY_{21R}; \quad Y_{22n} = nY_{22R}.$$

Здесь индексом  $n$  отмечены параметры результирующего четырехполюсника.

Перейдем непосредственно к определению сопротивлений симметрирующих резисторов  $R_c$ , исходя из допустимого разброса коллекторных токов. Приращение напряжения  $\Delta U_{36}$  (рис. 10.9, а) в общем случае неодинаково открывает транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ . Прирост общего тока  $\Delta I$  распределится между ними неравномерно. Перегрузка одного из транзисторов возможна при максимальном приросте  $\Delta I$ . Поэтому полагаем, что транзисторы открываются напряжением  $\Delta U_{36}$  полностью и через них проходит весь ток нагрузки  $I_n$ , т. е.  $\Delta I = I_n$ .

Приращение тока коллектора  $i$ -го транзистора

$$\Delta I_{ki} = Y_{21Ri} \Delta U_{36} \approx \frac{H_{21i} Y_{11i} \Delta U_{36}}{1 + R_c (1 + H_{21i}) Y_{11i}} \approx \frac{H_{21i} \Delta U_{36}}{1/Y_{11i} + R_c (1 + H_{21i})}. \quad (10.21)$$

Приближения сделаны на основе того, что  $R_c |\Delta Y|$  много меньше, чем  $|Y_{11}|$ , а  $|Y_{12}|$  и  $|Y_{22}|$  — чем  $|Y_{21}|$  и  $|Y_{11}|$ .

Выразив входящий в (10.21) параметр  $Y_{11i}$  через элементы физической моделирующей схемы транзистора по формуле (10.5), получим

$$\Delta I_{ki} \approx \frac{H_{21i} \Delta U_{36}}{1/g_{si} + r_e + R_c (1 + H_{21i})}. \quad (10.22)$$

Так как входящая в это выражение проводимость  $g_s$  зависит от тока коллектора, а именно  $1/g_{si} \approx H_{21i} 26/I_{ki}$ , то оно определяет ток коллектора в неявной форме. Преобразовав соотношение (10.22), найдем

$$\Delta I_{ki} \approx I_{ki} = H_{21i} (\Delta U_{36} - 26) / [r_e + R_c (1 + H_{21i})]. \quad (10.23)$$

Транзистор с большим значением  $H_{21i}$  будет иметь больший ток, а транзистор с меньшим  $H_{21i}$  — меньший.

На основании (10.23) отношение максимального коллекторного тока к минимальному

$$\frac{I_{k \max}}{I_{k \min}} = \frac{H_{21i \max} \cdot r_e + R_c (1 + H_{21i \min})}{H_{21i \min} \cdot r_e + R_c (1 + H_{21i \max})}. \quad (10.24)$$

При  $R_c = 0$  разброс коллекторных токов равен разбросу коэффициентов  $H_{21i}$ , т. е. велик. При  $R_c = \infty$  разброс коллекторных токов равен разбросу коэффициентов усиления по току в схеме с общей фазой  $H_{21i} = H_{21i} / (1 + H_{21i})$ , т. е. значительно меньше. Таким образом, данная схема симметрирования не может обеспечить разброса токов коллекторов меньше  $H_{21i \max} / H_{21i \min}$ .

Задав разбросом токов коллекторов, меньшим  $H_{21i \max} / H_{21i \min}$  и большим  $H_{21i \max} / H_{21i \min}$ , найдем сопротивление симметрирующих резисторов, обеспечивающее этот разброс:

$$R_c \approx \frac{r_e}{H_{21i \max}} \frac{H_{21i \max} / H_{21i \min} - 1}{I_{k \max} / I_{k \min} - 1}. \quad (10.25)$$

### § 10.3. Расчет дифференциальных показателей линейных стабилизаторов

Поскольку для небольших приращений напряжений и токов транзистор можно заменить линейной моделирующей схемой, расчет дифференциальных показателей стабилизаторов сводится к расчету токов и напряжений в линейной цепи. Однако анализ полной схемы линейного стабилизатора традиционными методами сопряжен с большими вычислительными трудностями.

Поэтому большую часть цепей стабилизатора объединяют в четырехполюсник и показатели стабилизатора определяют через параметры этого

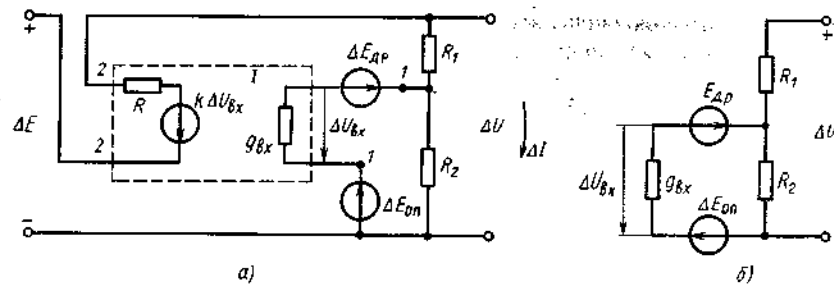


Рис. 10.10

четырёхполюсника и параметры элементов, подсоединенных к нему цепей. В современной технике источников электропитания основной линейного стабилизатора напряжения (тока) является микросхема. Функциональное содержание микросхем стабилизаторов различно. Есть среди них и полностью завершённые стабилизаторы, и стабилизаторы, требующие подключения к ним ряда внешних элементов (делителя, цепи сравнения, регулятора тока срабатывания защиты и т. д.). При малом токе нагрузки для силовых цепей стабилизатора возможно использовать транзисторы, входящие в микросхему. Если же ток, обеспечиваемый стабилизатором в нагрузке, больше того, который может создать микросхема, то в состав силовой цепи стабилизатора приходится включать внешние по отношению к микросхеме транзисторы или транзисторные сборки, являющиеся усилителями тока, что увеличивает выходную мощность стабилизатора. В этой связи удобно саму микросхему линейного стабилизатора принять за основной четырёхполюсник и, основываясь на его параметрах, определять показатели стабилизатора с внешними элементами.

В том случае, когда стабилизатор выполняется на основном четырёхполюснике — микросхеме, его эквивалентную схему можно представить так, как это сделано на рис. 10.10, а. Выходная цепь четырёхполюсника 2—2 смоделирована генератором усиленного напряжения  $k\Delta U_{вх}$  с выходным сопротивлением  $R$ . Модель входной цепи четырёхполюсника 1—1 учитывает входную проводимость  $g_{вх}$  и ЭДС, отражающую дрейф нуля усилителя,  $\Delta E_{др}$ .

На основе этого четырёхполюсника создан стабилизатор напряжения. Вход усилителя включается между делителем цепи сравнения (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ) и источником опорного напряжения  $E_{оп}$ . Выходная цепь усилителя включена между входом и выходом стабилизатора (источники  $E$  и  $U$ ).

Следует заметить, что линейность стабилизатора сохраняется лишь для приращений напряжений и токов, а не их полных значений. Поэтому на рис. 10.10, а, б ЭДС и ток нагрузки заменены их приращениями  $\Delta E$ ,  $\Delta U$ ,  $\Delta I$  и т. д.

При определении аналитических выражений, характеризующих коэффициенты неустойчивости, можно воспользоваться тем обстоятельством, что ток, ответвляющийся в цепь сравнения (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ), много меньше тока нагрузки  $I$ . Это позволяет пренебречь токами делителя и рассматривать входную цепь четырёхполюсника отдельно от остальных. На рис. 10.10, б

изображена выделенная из стабилизатора часть схемы, которая формирует входное напряжение четырёхполюсника  $\Delta U_{вх}$ . Для этой цепи

$$\Delta U_{вх} = (\Delta U N_0 - \Delta E_{оп} - \Delta E_{др}) N_1, \quad (10.26)$$

где  $N_0 = R_2/(R_1 + R_2)$ ;  $N_1 = (R_1 + R_2)/(R_1 + R_2 + R_1 R_2 g_{вх})$  — коэффициенты деления сигнала ошибки стабилизатора в цепи сравнения.

Для силовой цепи

$$\Delta E - \Delta U = k \Delta U_{вх} + \Delta I R. \quad (10.27)$$

Подставив выражение (10.26) в (10.27) и решив полученное таким образом уравнение относительно  $\Delta U$ , найдем

$$\Delta U = \frac{\Delta E + k N_1 \Delta E_{оп} + k N_1 \Delta E_{др} - \Delta I R}{1 + k N_1 N_0}. \quad (10.28)$$

Данное соотношение позволяет определить соответствующие коэффициенты неустойчивости, так как связывает изменения выходного напряжения стабилизатора  $\Delta U$  с дестабилизирующими факторами ( $\Delta E$ ,  $\Delta E_{оп}$ ,  $\Delta E_{др}$ ,  $\Delta I$ ), вызвавшими эти изменения. Так, неустойчивость выходного напряжения по входному есть отношение приращений  $\Delta U$  и  $\Delta E$  при  $\Delta E_{оп} = \Delta E_{др} = \Delta I = 0$ :

$$k_E = \Delta U / \Delta E = 1 / (1 + k N_1 N_0). \quad (10.29)$$

Для получения малой неустойчивости по входному напряжению произведение  $k N_1 N_0$ , характеризующее усиление разомкнутого стабилизатора (петлевое усиление), должно быть много больше единицы.

Выходное сопротивление стабилизатора, являющееся коэффициентом неустойчивости выходного напряжения по току нагрузки, равно отношению  $\Delta U / \Delta I$  при  $\Delta E = \Delta E_{оп} = \Delta E_{др} = 0$ , взятому с обратным знаком:

$$R_{вх} = \Delta U / \Delta I = R / (1 + k N_1 N_0). \quad (10.30)$$

Выходное сопротивление замкнутого стабилизатора в  $1 + k N_1 N_0$  раз меньше сопротивления его силовой цепи.

Коэффициенты неустойчивости по опорному напряжению и ЭДС дрейфа равны между собой:

$$k_{Еоп} = k_{Едр} = k N_1 / (1 + k N_1 N_0) \approx 1 / N_0 > 1. \quad (10.31)$$

Этот результат отражает особенности данного способа построения стабилизатора. Так как регулирование выходного напряжения производится по результатам его сравнения с опорным напряжением, то возрастание последнего приводит к соответствующему росту выходного напряжения, являющегося входным напряжением цепи сравнения. Напряжение на выходе стабилизатора будет расти до тех пор, пока выходное напряжение цепи сравнения, т. е.  $\Delta U N_0$ , не сравняется с возросшим опорным напряжением.

Рассмотрим стабилизатор, у которого для получения тока в нагрузке большего, чем может дать микросхема, в силовую цепь включен транзистор  $VT_1$  (рис. 10.11, а). Входная цепь такого стабилизатора полностью повторяет входную цепь рис. 10.10, а, поэтому для  $\Delta U_{вх}$  можем воспользоваться выражением (10.26). Определяемые коэффициенты неустойчивости являют-

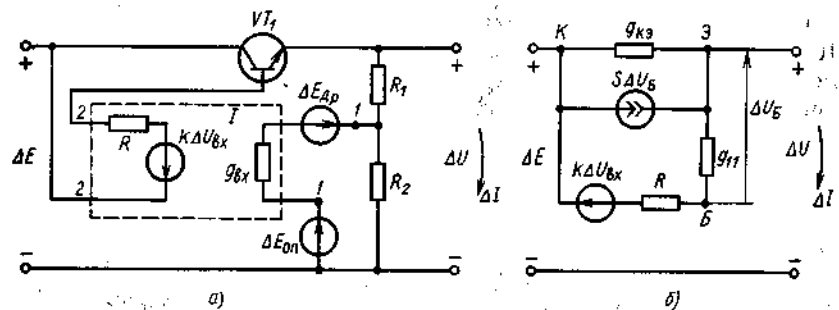


Рис. 10.11

ся отношениями установившихся приращений, т. е. показателями статистики стабилизатора. Это позволяет для решения поставленной задачи значительно упростить модель силового транзистора. Можно исключить все реактивные элементы модели. Помимо этого оказывается возможным пренебречь и внутренней обратной связью в транзисторе, т. е. элементами  $y_{12}$  четырех-полюсника, моделирующего транзистор, или проводимостью  $g_{кб}$  самой модели. После этих упрощений модель силового транзистора будет состоять из трех элементов: входной проводимости  $g = g_{кб}/(1 + r_{кб}g_{кб})$ , источника тока  $SΔU_б = H_{21}ΔI_б$  и выходной проводимости транзистора  $g_{22} = g_{кз}$ .

Согласно эквивалентной схеме силовой цепи стабилизатора (рис. 10.11, б),

$$\Delta U_б = (\Delta E - \Delta U - k\Delta U_{вх}) / (1 + g_{11}R); \quad (10.32)$$

$$\Delta I = (\Delta E - \Delta U) g_{кз} + (S + g_{11}) \Delta U_б. \quad (10.33)$$

Подставив в последнее соотношение выражения (10.26) и (10.32) и преобразовав полученное, приходим к выражению, являющемуся исходным для расчета коэффициентов неустойчивости уомощенного стабилизатора:

$$\Delta U = \frac{\Delta E [g_{кз}(1 + Rg_{11}) + S + g_{11}] + kN_1(S + g_{11})(\Delta E_{он} + \Delta E_{дп}) - \Delta I(1 + Rg_{11})}{g_{кз}(1 + Rg_{11}) + (S + g_{11})(1 + kN_1N_0)} \dots \rightarrow \dots \rightarrow \frac{\Delta E [g_{кз}(1 + Rg_{11}) + S + g_{11}] + kN_1(S + g_{11})(\Delta E_{он} + \Delta E_{дп}) - \Delta I(1 + Rg_{11})}{g_{кз}(1 + Rg_{11}) + (S + g_{11})(1 + kN_1N_0)} \quad (10.34)$$

Поскольку усиление разомкнутого стабилизатора велико, можно пренебречь первым числом в знаменателе (10.34). Тогда, произведя выкладки, аналогичные предыдущим, получим:

$$k_E = \frac{1 + g_{кз}(1 + Rg_{11})/(S + g_{11})}{1 + kN_1N_0}; \quad (10.35)$$

$$R_{вых} = \frac{(1 + Rg_{11})/(S + g_{11})}{1 + kN_1N_0} \approx \frac{1/S + R/H_{21}}{1 + kN_1N_0};$$

$$k_{E_{дп}} = k_{E_{он}} = 1/N_0$$

Сравнив эти соотношения с (10.29) — (10.30), приходим к выводу, что подключение уомощяющего транзистора к стабилизатору привело к увеличению неустойчивости выходного напряжения по входному в  $1 + g_{кз} \times \times (1 + Rg_{11})(S + g_{11})$  раз, что при малом значении проводимости  $g_{кз}$  несущественно. Выходное сопротивление стабилизатора с транзистором, как и ранее, есть выходное сопротивление силовой цепи  $1/S + R/H_{21}$ , поделенное на коэффициент усиления разомкнутой цепи. Коэффициенты неустойчивости по опорному напряжению и по ЭДС дрейфа по-прежнему имеют значения, равные обратному значению коэффициента деления цепи сравнения. Таким образом, из-за подключения транзистора существенно изменилось только выходное сопротивление стабилизатора.

Полученные соотношения просты, ясно отражают физические процессы и зависимости, а также имеют точность, достаточную для технических расчетов. Однако по ним нельзя получить коэффициенты неустойчивости для простейших схем стабилизаторов напряжения без усилителей. В этой связи рассчитаем дифференциальные показатели стабилизатора напряжения, собранного по схеме рис. 10.1, б. Если гасящий резистор  $R$ , стабилитрон и источник питания стабилитрона  $E_2$  заменить эквивалентным двухполюсником, как это было сделано в § 9.3, а силовой транзистор — его простейшей моделью, то расчетная схема стабилизатора примет вид, показанный на рис. 10.12.

Напряжение на управляющем переходе силового транзистора

$$\Delta U_б = [\Delta E_3 R / (R + r) + \Delta E_2 r / (R + r)] / (1 + rg_{11}). \quad (10.36)$$

Ток на выходе стабилизатора рассчитываем, как и ранее по (10.34). Подставив выражение (10.37) в (10.34), найдем изменение выходного напряжения:

$$\Delta U = \frac{\Delta E g_{кз} + (S + g_{11}) [\Delta E_3 R / (R + r) + \Delta E_2 r / (R + r)] / (1 + rg_{11}) - \Delta I}{g_{кз} + (S + g_{11}) / (1 + rg_{11})} \dots \rightarrow \dots \rightarrow \frac{\Delta E g_{кз} + (S + g_{11}) [\Delta E_3 R / (R + r) + \Delta E_2 r / (R + r)] / (1 + rg_{11}) - \Delta I}{g_{кз} + (S + g_{11}) / (1 + rg_{11})} \quad (10.37)$$

Это соотношение и является исходным для определения коэффициентов неустойчивости. Коэффициент неустойчивости выходного напряжения по входному

$$k_{E1} = \Delta U / \Delta E_1 = g_{кз} / [g_{кз} + (S + g_{11}) / (1 + rg_{11})]. \quad (10.38)$$

Из-за малости проводимости  $g_{кз}$  в сравнении с крутизной характеристики транзистора исследуемый стабилизатор имеет неплохие стабилизирующие



шие свойства. Несколько иначе запишется коэффициент неустойчивости выходного напряжения по напряжению питания стабилитрона  $E_2$ :

$$k_{E2} = \frac{(S + g_{11})/(1 + r_{g_{11}})}{g_{n3} + (S + g_{11})/(1 + r_{g_{11}})} \frac{r_i}{R + r_i} \approx \frac{r_i}{R + r_i} \quad (10.39)$$

Этот коэффициент оказывается практически равным коэффициенту неустойчивости напряжения стабилитрона по напряжению  $E_2$ , что и понятно. Выходное сопротивление стабилизатора, полученное из (10.37),

$$R_{\text{вых}} = 1/(g_{n3} + (S + g_{11})/(1 + r_{g_{11}})) \approx (1 + r_{g_{11}})/(S + g_{11}) \approx 1/S + r/H_{21} \quad (10.40)$$

Таким образом, выходное сопротивление рассматриваемого стабилизатора напряжения совпадает с выходным сопротивлением эмиттерного повторителя, построенного на транзисторе  $VT_1$ . Другого результата и не могло быть, так как этот стабилизатор фактически является эмиттерным повторителем, передающим в нагрузку напряжение со стабилитрона  $VD_1$ .

Для стабилизатора, схема которого приведена на рис. 10.1, а, выходное сопротивление получается таким же, как и у стабилизатора с отдельным питанием силовой цепи и стабилитрона, а коэффициент неустойчивости по входному напряжению равен сумме  $k_{E1}$  и  $k_{E2}$ , так как в этой схеме источники  $E_1$  и  $E_2$  объединены в один.

Улучшить показатели такого стабилизатора, а именно снизить его коэффициент неустойчивости по входному напряжению можно, заменив резистор  $R$  транзистором, имеющим большое сопротивление изменениям тока и малое сопротивление постоянному току. Очень удобен для этой цели полевой транзистор, работающий с нулевым смещением на затворе (рис. 10.13, а), так как он не требует подключения дополнительных элементов для создания смещения.

Такое использование транзистора рассматривалось в § 9.5, где транзистор, включенный по схеме рис. 10.13, а, эквивалентен для изменений тока сопротивлению  $1/g_{cn}$ . Если возможен выбор полевого транзистора с характеристикой, у которого напряжение смещения на затворе противоположно по знаку напряжению на стоке, то следует использовать схему включения, показанную на рис. 10.13, б, с резистором обратной связи в цепи истока. Падение напряжения на этом резисторе при изменении тока стока притягивает транзистор (ток стока уменьшается), либо подзатягивает его (ток стока растет). Такая обратная связь приводит к росту эквивалентного сопротивления транзистора. Это сопротивление, согласно (10.19),

$$R_{\text{эк}} = [1 + R_n(S_n + g_{cn})]/g_{cn} \quad (10.41)$$

где  $S_n = Y_{21}$  — крутизна характеристики полевого транзистора,  $g_{cn} = Y_{22}$  — выходная проводимость этого транзистора.

При замене резистора  $R$  в схеме рис. 10.13, а полевым транзистором

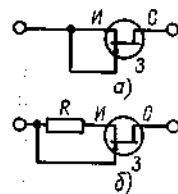


Рис. 10.13

и резистором  $R_n$  коэффициент неустойчивости по входному напряжению

$$k_E = k_{E1} + k_{E2} \approx \frac{g_{n3}}{g_{n3} + (S + g_{11})/(1 + Rg_{11})} + \frac{r_i g_{cn}}{1 + R_n(S_n + g_{cn})} \quad (10.42)$$

Аналогичная схема на биполярном транзисторе также находит применение, но из-за необходимости подачи на базу постоянного напряжения смещения она состоит из большего числа элементов (см. рис. 9.16, б).

Расчет коэффициентов неустойчивости на основе моделей только входной и выходной цепей четырехполюсника оказывается, как показывают приведенные примеры, достаточно эффективным. Однако в ряде случаев быстрее можно получить результат, основываясь на формальных свойствах четырехполюсников. Проиллюстрируем этот метод для нахождения коэффициентов неустойчивости простейшего стабилизатора тока на биполярном транзисторе, т. е. той схемы, которая и применена в качестве токостабилизирующего двухполюсника в схеме рис. 9.16, б.

В стабилизаторе тока (рис. 10.14, а) для создания напряжения смещения на базе включен стабилитрон  $VD$ . Если пренебречь внутренним сопротивлением стабилитрона, то эквивалентную схему стабилизатора можно представить в виде рис. 10.14, б.

Из-за того что  $E_3 \gg U_{бэ}$ , падение напряжения на эмиттерном резисторе  $R_3$  практически равно  $E_3$ , поэтому ток нагрузки стабилизатора, являющийся током коллектора транзистора, в первом приближении определяется лишь ЭДС  $E_3$  и сопротивлением резистора  $R_3$ :

$$I_n = I_k \approx E_3/R_3 \quad (10.43)$$

В первом приближении ток нагрузки не зависит ни от сопротивления нагрузки  $R_n$ , ни от напряжения источника  $E$ , ни от параметров транзистора, т. е. оказывается стабильным. Это обстоятельство и определяет физическое содержание процессов в данной схеме.

Для получения точных выражений для коэффициентов неустойчивости воспользуемся эквивалентной схемой рис. 10.14, в, где выходная цепь транзистора представлена генератором тока  $Y_{21R}E_3$  и выходной проводимостью  $Y_{22R}$ . Выходная проводимость транзистора и является выходной проводимостью стабилизатора тока. На основании (10.19) она определяется соотношением

$$G_{\text{вых}} = Y_{22R} = \frac{Y_{22} + R_3 \Delta Y}{1 + R_3 \Sigma Y} \approx G_{22}/(1 + SR_3) \quad (10.44)$$

где  $G_{22}$  — значение параметра  $Y_{22}$  на постоянном токе.

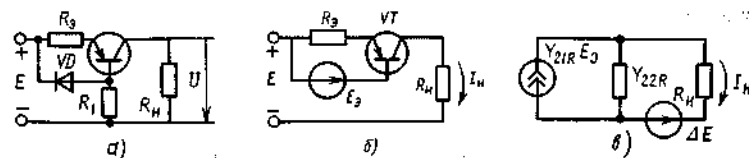


Рис. 10.14

Коэффициент неустойчивости тока нагрузки по входному напряжению стабилизатора  $E$  равен выходной проводимости  $G_{\text{вых}}$  стабилизатора, а неустойчивость по опорному напряжению  $E$ , равна эквивалентной крутизне транзистора:

$$k'_{E_2} = \Delta I_n / \Delta E_2 \approx I_{21R} \approx S / (1 + SR_2). \quad (10.45)$$

При увеличении сопротивления резистора  $R_2$ , найденный коэффициент неустойчивости становится равным  $1/R_2$ , что следует и из (10.43).

#### § 10.4. Схемы силовых цепей линейных стабилизаторов

Часто силовую цепь линейного стабилизатора выполняют не на одном, а на нескольких транзисторах. Подобный пример был рассмотрен в § 10.2. Он сводился к параллельному соединению нескольких транзисторов для увеличения тока нагрузки. Другим часто встречающимся видом многотранзисторной силовой цепи является составной транзистор (рис. 10.15, а, б).

Для управления транзисторами силовой цепи от усилителя сигналов обратной связи требуется заметная выходная мощность. Если усилитель выполнен на микросхеме, то его выходной ток не превышает десятых долей ампера. Ток базы мощного силового транзистора может достигать единиц ампер. Для сопряжения микросхемы и мощного силового транзистора и применяют дополнительный транзисторный усилитель тока  $VT_2$  (рис. 10.15, а), который вместе с основным силовым образует основной (сдвоенный) транзистор.

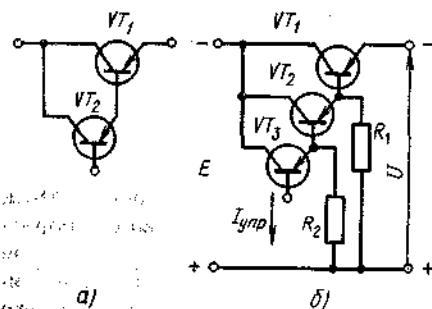


Рис. 10.15

Если подключение одного транзистора не обеспечивает нужного усиления по току, то можно применить строенный составной транзистор (рис. 10.15, б). В последней схеме включены резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , позволяющие свободнее выбирать режимы транзисторов, входящих в составной. Токи эмиттеров транзисторов  $VT_2$  и  $VT_3$  уже не должны быть равными токам баз  $VT_1$  и  $VT_2$ . Наиболее часто составные транзисторы применяют в тех случаях, когда

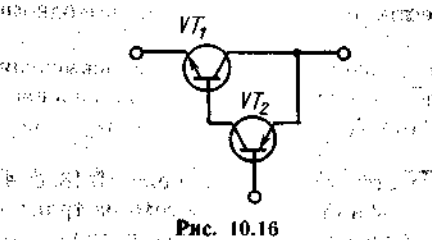


Рис. 10.16

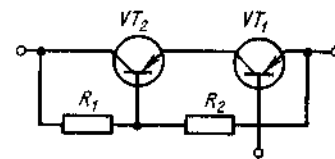


Рис. 10.17

да в качестве транзистора  $VT_1$  используется группа параллельно включенных транзисторов.

В приведенной схеме составной транзистор образован из транзисторов одного типа электропроводности. Аналогичную схему можно собрать и из транзисторов с разными типами электропроводности (рис. 10.16).

Последний вариант схемы силовой цепи из нескольких транзисторов (рис. 10.17) представляет собой последовательное включение двух (или более) транзисторов. Подобное соединение применяют в высоковольтных стабилизаторах, когда разница в напряжениях  $E$  и  $U$  получается большей, чем допустимое для одного транзистора напряжение между коллектором и эмиттером.

Обеспечение равномерного распределения общего напряжения  $E - U$  между двумя последовательными транзисторами достигается путем подключения базы транзистора  $VT_2$  к средней точке делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_2$ . Так как у биполярных транзисторов напряжение  $U_{\text{бэ}}$  составляет меньше 1 В, то распределение напряжения между транзисторами не больше чем на 1 В отличается от распределения напряжения между резисторами. Если ток, проходящий по делителю напряжения, много больше тока базы транзистора  $VT_2$  и сопротивлений резисторов одинаковы, то напряжения  $U_{\text{кэ}}$  на транзисторах практически одинаковы. С увеличением сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  неравномерность распределения напряжения возрастает. Эту неравномерность можно найти из следующего соотношения:

$$U_{\text{кэ1}} - U_{\text{кэ2}} \approx R I_{\text{б1}} H_{21\text{э1}} / H_{21\text{э2}} \quad (10.46)$$

где  $R$  — сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

В двух последних вариантах силовой цепи сопротивление резисторов, шунтирующих транзисторы, определяет минимальный ток стабилизатора, так как при полностью запертых транзисторах весь ток шунта проходит по нагрузке стабилизатора.

#### § 10.5. Схемы усилителей и цепей сравнения линейных стабилизаторов

Среди усилительных схем наиболее простой является схема рис. 10.18, а, которая содержит однокаскадный усилитель (транзистор  $VT_2$ ) в цепи обратной связи. Источник входного напряжения  $E_1$  используется и для питания усилителя. Источник опорного напряжения (стабилитрон  $VD$ ) получает питание со стороны выходного напряжения, что обеспечивает большую его стабильность. Резистор переменного сопротивления  $R_n$ , включенный в цепь делителя схемы сравнения, необходим для точной регулировки выходного напряжения.

Самым существенным недостатком данной схемы является невысокая стабильность по входному напряжению из-за прямой связи базы силового транзистора с источником  $E$  через резистор  $R_y$ , т. е. относительно малое значение коэффициента  $N_1$ .

Из схем рис. 10.18, а—в лучшие показатели имеют схемы рис. 10.18, б, в. В первой из них вместо резистора  $R_y$  включен стабилизатор тока на транзисторе  $VT_3$ , а во второй применен дополнительный источник питания  $E_2$ .

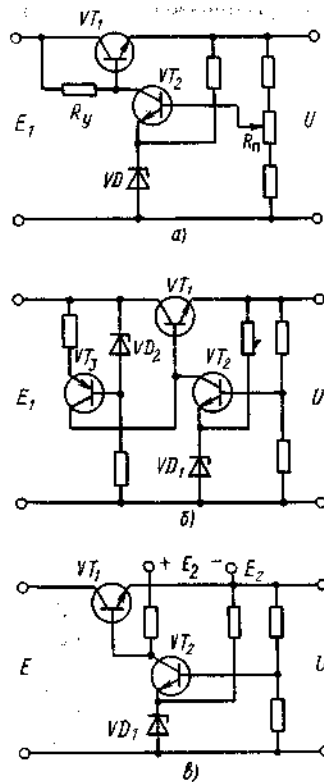


Рис. 10.18

Стабилизаторы, построенные по схемам рис. 10.18, б, в, применяются для получения выходного напряжения больше 8—10 В. Связано это с тем, что низковольтные стабилитроны, которые необходимо использовать для построения стабилизатора на низкое напряжение, имеют большое внутреннее сопротивление и худшую температурную стабильность. В схемах рис. 10.18 выходное напряжение всегда больше опорного, так как для цепи, проходящей через промежуток эмиттер—база силового транзистора, промежуток коллектор—эмиттер усилительного транзистора  $VT_2$  и опорный источник.

$$U = -U_{\text{бэ1}} + U_{\text{кэ2}} + U_{\text{оп.}} \quad (10.47)$$

Напряжение на выходе, меньшее опорного, можно получить в стабилизаторе, собранном по схеме рис. 10.19, а, в котором источник опорного напряжения (стабилитрон  $VD_1$ ) подключен к дополнительному источнику питания  $E_2$ . Для этой схемы

$$U = -U_{\text{бэ}} + U_{\text{кэ2}} \quad (10.48)$$

При высокостабильных стабилитронах хорошую температурную стабильность выходного напряжения обеспечивает схема

рис. 10.19, б, в которой применен дифференциальный усилитель на транзисторах  $VT_2$  и  $VT_3$ . Опорный стабилитрон включен в базовую цепь  $VT_3$ , а сигнал обратной связи подан на базу  $VT_2$ . Изменение температуры транзисторов  $VT_3$  и  $VT_2$  в одинаковой степени смещает их рабочие точки и дестабилизирующее изменение напряжения на коллекторе  $VT_2$  не возникает.

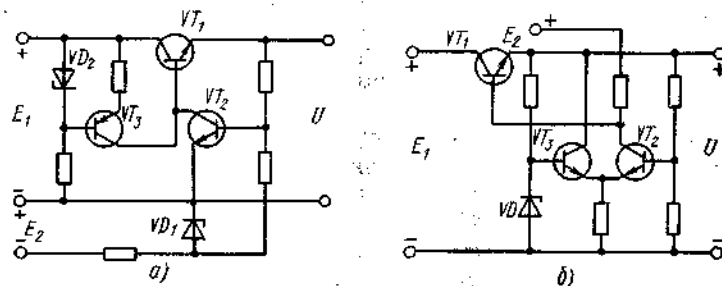


Рис. 10.19

Защита транзисторов в стабилизаторе должна быть выполнена очень тщательно. Транзисторы имеют малую перегрузочную способность и поэтому даже кратковременная перегрузка излишне большим током или напряжением выводит их из строя.

Защищать необходимо в первую очередь транзисторы силовой цепи. В стабилизаторе с последовательным включением регулирующего транзистора опасными режимами, вызывающими выход его из строя, являются: 1) короткое замыкание на выходе, приводящее к перегрузке по току; 2) сброс нагрузки, приводящий к повышению напряжения на входе стабилизатора и, следовательно, перегрузке по напряжению. Особую опасность представляет сброс нагрузки в источниках питания с LC-фильтром, стоящим перед стабилизатором, так как переходный процесс в нем связан со значительными перенапряжениями. Схему сравнения и усилитель стабилизатора защищают лишь от повышения напряжения, которое может явиться следствием пробоя силового транзистора в стабилизаторе.

Защита транзисторов с помощью плавких предохранителей неэффективна, так как транзистор выходит из строя раньше, чем сгорает плавкий предохранитель. Если же сделать малой краткость тока срабатывания предохранителя, то он будет иметь вместе с малым временем срабатывания и малую надежность. Поэтому в схемах стабилизаторов дополнительно включают быстродействующие реле, стабилитроны, защищающие транзисторы от перенапряжений, и специальные транзисторы схемы защиты.

Чисто транзисторная схема защиты (рис. 10.20) обеспечивает и самостоятельное восстановление нормального режима после устранения перегрузки. Падение напряжения на защитном резисторе отпирает нормально запертый транзистор  $VT_3$  при достижении током нагрузки некоторого значения, зависящего от положения движка переменного резистора  $R_6$ .

Открывшись, транзистор  $VT_3$  практически разрывает основную цепь обратной связи (делитель  $R_1, R_2$ , транзистор  $VT_1$ ) и вводит в действие вторую цепь обратной связи (резистор  $R_5$ , транзистор  $VT_3$ ), которая стабилизирует падение напряжения на резисторе  $R_5$ , а следовательно, и ток нагрузки. Таким образом, при уменьшении сопротивления нагрузки стабилизатор напряжения превращается в стабилизатор тока, причем отдаваемый им ток не превышает опасного для силового транзистора значения.

В аварийном режиме почти все напряжение источника гасится на транзисторе  $VT_2$  и он должен выдерживать его не пробиваясь. В более совершенных схемах защиты в качестве последовательного резистора защиты  $R_5$  используют симметрирующий резистор одного из параллельных силовых транзисторов.

Промышленностью выпускается большое число различных стабилизаторов напряжения в виде микросхем; некоторые из них представляют собой функционально законченные устройства — стабилизаторы на фиксированное значение выходного напряжения (например микросхема К142ЕН5).

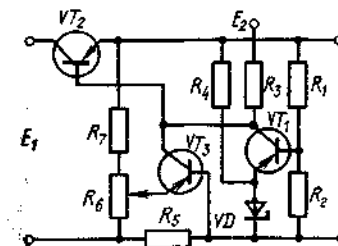


Рис. 10.20

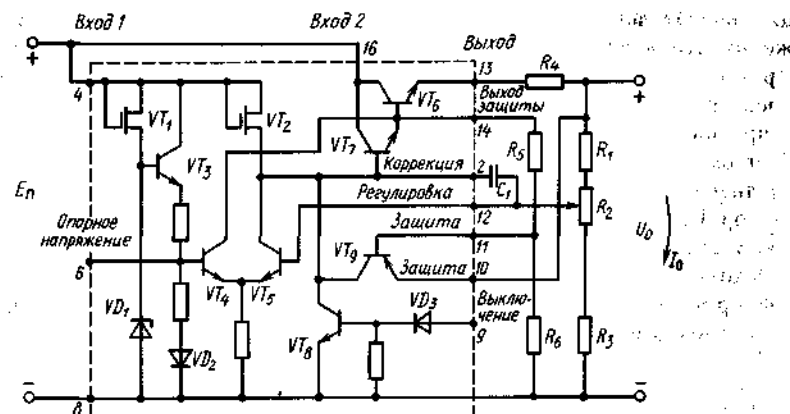


Рис. 10.21

Помимо этого выпускаются микросхемы, допускающие различные способы включения. Микросхемы K142EH1—K142EH2 (рис. 10.21) могут быть включены как стабилизатор с регулируемым или устанавливаемым напряжением. Для этого к ним подсоединяют внешний делитель напряжения (резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ ). При ином включении внешних элементов данные микросхемы могут быть стабилизаторами тока, транзисторными реле и т. д. Ток нагрузки стабилизаторов на микросхемах K142EH1—EH2 не должен превышать 150 мА. Более мощные стабилизаторы (K142EH3 и K142EH4) с устанавливаемым напряжением допускают ток нагрузки 1 А. Двухполярное выходное напряжение, регулируемое в пределах 5—25 В, обеспечивает микросхема K142EH6. Ее ток нагрузки 0,2 А. Микросхемы K142EH5A и K142EH5B обеспечивают фиксированное значение выходного напряжения (5 и 6 В) и отдают в нагрузку ток 8 А.

Если ток, требуемый от стабилизатора с устанавливаемым напряжением, превышает максимальный для микросхемы, то к ней подключают дополнительный мощный транзистор, который с силовыми транзисторами микросхемы образует составной (рис. 10.22).

В микросхемах используют все рассмотренные ранее схмотехнические решения, способствующие повышению качества стабилизатора. Полевые транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$  (см. рис. 10.21) — простейшие стабилизаторы тока. Один из них служит для питания опорного стабилитрона  $VD_1$ , другой — нагрузкой усилительного транзистора  $VT_5$ . На базу  $VT_5$  подается напряжение обратной связи, снимаемое с внешнего делителя напряжения, содержащего резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . С помощью резистора  $R_3$  устанавливается точное значение выходного напряжения. На базу транзистора дифферен-

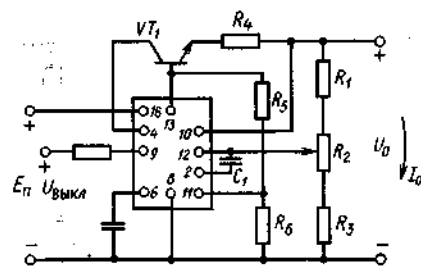


Рис. 10.22

циального усилителя  $VT_4$  поступает соответствующая часть опорного напряжения. Диод  $VD_2$  является термокомпенсирующим. Транзистор  $VT_9$  вместе с резисторами  $R_4$ ,  $R_5$  и  $R_6$  образует схему защиты от перегрузки по току. При превышении током нагрузки значения  $I_{\max}$ , устанавливаемого выбором сопротивления резистора  $R_4$ , отпирается транзистор  $VT_9$ , который шунтирует вход силового составного транзистора, что приводит к запиранью последнего и снижению до нулевого значения выходного напряжения. Транзистор  $VT_8$  служит для выключения стабилизатора.

В стабилизаторах на микросхемах, как правило, требуется коррекция переходного процесса. Корректирующим элементом в схемах стабилизаторов, приведенных на рис. 10.21 и 10.22, является конденсатор  $C_1$ , включенный между входом и выходом усилителя.

## § 10.6. Транзисторные фильтры

Для сглаживания пульсаций напряжений вместо громоздких LC-фильтров стали применять транзисторные фильтры, обладающие меньшими габаритами и массой. Нестабильность по входному напряжению у стабилизатора достаточно мала, и для пульсаций напряжения он эквивалентен фильтрующей цепочке с очень большим произведением LC. В транзисторном фильтре опорный стабилитрон заменяется конденсатором (рис. 10.23, а), емкость которого выбрана так, что обеспечивается малое сопротивление составляющим тока с частотой пульсаций. В отличие от стабилизатора напряжения такая схема не отслеживает медленные изменения входного напряжения, и поэтому мощность, рассеиваемая на транзисторе, может быть малой.

Для лучшего сглаживания пульсаций применяют транзисторные фильтры с усилителями в цепи обратной связи. Эти усилители не обязательно должны быть усилителями постоянного тока, что упрощает построение фильтра.

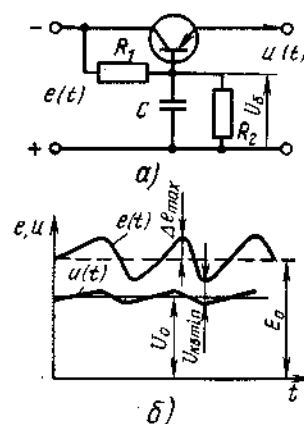


Рис. 10.23

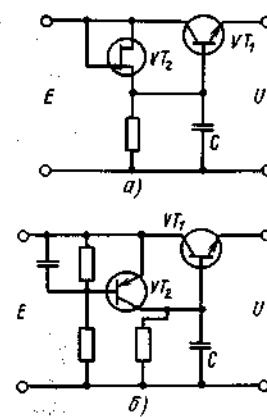


Рис. 10.24

Недостатком транзисторного фильтра является то, что на его выходе отфильтрованное напряжение  $u(t)$  всегда меньше минимального значения входного напряжения (рис. 10.23, б).

Разница между  $e_{\min} = E_0 - \Delta e_{\max}$  и  $u(t)$  определяет минимальное напряжение коллектор — база силового транзистора фильтра.

Рассматривая цепочку подачи смещения на базу транзистора как  $RC$ -фильтр, в соответствии с § 6.10 получим

$$\dot{U}_0 = \dot{E}R_2 / (R_1 + R_2 + j\omega_n CR_1 R_2) = \dot{E}K_0 \quad (10.49)$$

Напряжение на нагрузке  $u(t)$  практически повторяет напряжение на базе транзистора и имеет малые пульсации.

Недостатком приведенной схемы транзисторного фильтра является то, что в ней не удастся получить хорошее сглаживание пульсаций при небольшой емкости конденсатора  $C$ . Объясняется это малым допустимым значением сопротивления резистора  $R_1$ , падение напряжения на котором примерно соответствует напряжению коллектор — эмиттер силового транзистора. Из-за этого и приходится применять конденсатор с большой емкостью.

Лучшие показатели имеет транзисторный фильтр, состоящий из двух транзисторов (рис. 10.24, а, б). В нем транзистор  $VT_2$ , являясь стабилизатором тока, обеспечивает малые пульсации напряжения на конденсаторе  $C$  даже при небольшой разнице в значениях напряжений  $E$  и  $U$ .

Расчет коэффициента сглаживания пульсаций транзисторным фильтром удобно проводить с помощью формул, полученных в § 10.3. Покажем это на примере фильтра рис. 10.23, а. Исходным для определения коэффициента сглаживания такого фильтра является уравнение (10.37). Однако здесь необходимо заменить  $\Delta E$  на  $\dot{E}_m$  и  $\Delta U$  на  $\dot{U}_m$  (т. е. положить приращения равными амплитудам пульсаций входного и выходного напряжений) и сопротивление  $r$ , стоящее в базовой цепи, на  $j\omega_n CR_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ , где  $\omega_n$  — частота пульсаций. Кроме того, необходимо учесть, что транзисторный фильтр работает на нагрузку, которая, как правило, зашунтирована конденсатором большой емкости  $C_n$ , также участвующим в сглаживании пульсаций напряжений. Для этого следует заменить в (10.37)  $\Delta I$  на  $j\omega_n C_n \dot{U}_m$ . Проведя указанные замены, получим

$$\dot{U}_m = \frac{\dot{E}_m g_{k3} + (S + g_{11}) \dot{E}_m K_0 K_1 - j\omega_n C_n \dot{U}_m}{g_{k3} + (S + g_{11}) K_1} \quad (10.50)$$

где  $K_1 = j\omega_n C / (g_{11} + j\omega_n C)$  — коэффициент деления напряжения в базовой цепи транзистора, ранее определенный как  $1/(1 + rg_{11})$ .

Определив из (10.50) модуль отношения  $|E_m/U_m|$ , найдем коэффициент сглаживания пульсаций транзисторным фильтром:

$$\left| \frac{\dot{E}_m}{\dot{U}_m} \right| = \frac{(S + g_{11}) K_1 + g_{k3} + j\omega_n C_n}{g_{k3} + (S + g_{11}) K_0 K_1} \approx \frac{1}{|K_0|} \left| 1 + \frac{j\omega_n C_n}{(S + g_{11}) K_1} \right| \quad (10.51)$$

В данном случае приближенное выражение получено при условии, что проводимость  $g_{k3}$  силового транзистора мала. Это выражение для коэффи-

циента сглаживания записано как произведение двух сомножителей, каждый из которых имеет ясный физический смысл. Первый сомножитель  $1/|K_0|$  является коэффициентом сглаживания пульсаций звеном, создающим напряжение смещения на базе силового транзистора, второй сомножитель  $|1 + j\omega_n C_n / [(S + g_{11}) K_1]|$  — коэффициентом сглаживания в цепи выходное сопротивление силового транзистора — конденсатор, шунтирующий нагрузку.

При  $g_{11} < \omega_n C$  коэффициент сглаживания в базовой цепи равен  $1/(\omega_n CR_1)$ , а в силовой цепи —  $\sqrt{1 + (\omega_n C_n / S)^2}$ . Эти соотношения удобны для оценок потенциальных показателей транзисторного фильтра. Для фильтра, изображенного на рис. 10.24, а, вместо сопротивления резистора  $R_1$  следует подставлять значение сопротивления сток — исток полевого транзистора, а для фильтра рис. 10.24, б — эквивалентное сопротивление промежутка коллектор — эмиттер транзистора  $VT_2$ .

Найденные отношения амплитуд напряжений на входе и выходе фильтра позволяют приблизительно определить коэффициент сглаживания. Для получения более точного значения следует его помножить на отношение выходного и входного постоянных напряжений, которое в соответствии с рис. 10.23

$$U_0/E_0 = 1/[1 + \Delta e_{\max}/U_0 + U_{кб}/U_0]. \quad (10.52)$$

В транзисторных фильтрах с усилителями в цепи обратной связи коэффициенты сглаживания пульсаций могут достигать нескольких сотен даже в том случае, когда конденсатор  $C$  является бескорпусным и имеет емкость порядка нескольких десятых долей микрофарада.

При хороших усилительных свойствах транзистора коэффициент сглаживания определяется практически только цепью фильтра, включенного в базу транзистора.

## § 10.7. Стабилизаторы тока с усилителями

Принцип построения стабилизатора тока с усилителем ясен из рис. 10.25, в котором силовая цепь стабилизатора подключена к нестабильному источнику  $E$  последовательно с нагрузкой  $R_0$  и эталонным резистором  $R_3$ . Усилитель цепи обратной связи усиливает разницу между падением напряжения на эталонном резисторе и напряжением источника опорного напряжения. Таким образом,

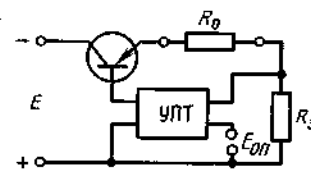


Рис. 10.25

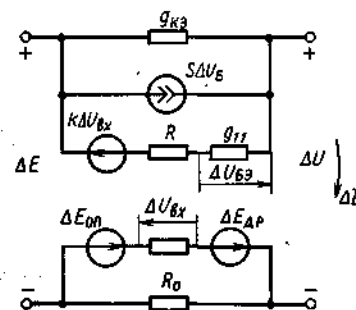


Рис. 10.26

стабилизируя падение напряжения на эталонном резисторе, данное устройство стабилизирует и ток в нагрузке.

Стабильность тока нагрузки во времени определяется в основном стабильностью сопротивления эталонного резистора и дрейфом усилителя.

Для определения дифференциальных показателей такого стабилизатора тока воспользуемся линейной моделирующей схемой рис. 10.26, на которой усилитель представлен пассивными элементами  $g_{11}$  и  $R$  и генераторами напряжения  $k\Delta U_{вх}$  и  $\Delta E_{др}$ , а транзистор — проводимостями  $g_{11}$ ,  $g_{кз}$  и генератором тока  $S\Delta U_0$ . Тогда

$$\Delta U_{вх} = (\Delta IR - \Delta E_{оп} - \Delta E_{др}) / (1 + Rg_{11}) =$$

$$= (\Delta IR - \Delta E_{оп} - \Delta E_{др}) N_1; \quad (10.53)$$

$$\Delta I = (\Delta E - \Delta U - \Delta IR_s) g_{кз} + (S + g_{11}) \Delta U_0. \quad (10.54)$$

Напряжение база—эмиттер силового транзистора  $\Delta U_0$  при пренебрежении ответвлением части тока  $\Delta I$  в проводимость  $g_{11}$  равно напряжению силовой цепи на выходе усилителя, поделенному на  $R$  и  $g_{11}$ :

$$\Delta U_0 = (\Delta E - \Delta U - \Delta IR_s - k\Delta U_{вх}) / (1 + Rg_{11}). \quad (10.55)$$

Подставив в (10.54) выражения для  $\Delta U_{вх}$  и  $\Delta U_0$  и решив полученное соотношение относительно тока  $\Delta I$ , найдем уравнение, из которого легко определяются искомые коэффициенты нестабильности:

$$\Delta I = \frac{(\Delta E - \Delta U) \{ g_{кз} + (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11}) \} +}{1 + R_s g_{кз} + R_s (1 + kN_1) (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11})} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ kN_1 (\Delta E_{др} + \Delta E_{оп}) (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11})}{1 + R_s g_{кз} + R_s (1 + kN_1) (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11})}. \quad (10.56)$$

Проведя выкладки, аналогичные приведенным в § 10.3, найдем:

$$R_{вхст} = \frac{1 + R_s g_{кз} + R_s (1 + kN_1) (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11})}{g_{кз} + (S + g_{11}) / (1 + Rg_{11})} \approx R_s (1 + kN_1);$$

$$k_E^I = \Delta I / \Delta E = 1 / R_{вхст} = G_{вхст}; \quad (10.57)$$

$$k_{E_{оп}}^I = k_{E_{др}}^I = \frac{kN_1}{1 + kN_1} \frac{1}{R_s} \approx 1 / R_s.$$

Выходное сопротивление стабилизатора тока равно сопротивлению эталонного резистора  $R_0$ , умноженному на коэффициент усиления разомкнутой цепи обратной связи.

Нестабильность тока нагрузки относительно входного напряжения равна выходной проводимости стабилизатора тока, нестабильность тока нагрузки по опорному напряжению, так же как и относительно ЭДС дрейфа, обратно пропорциональна сопротивлению эталонного резистора  $R_s$ .

Полученные результаты позволяют выбрать такие параметры стабилизатора тока, как сопротивления эталонного резистора и усилителя цепи

обратной связи. Что же касается электрических и тепловых расчетов силовой цепи стабилизатора тока, то они практически не отличаются от проведенных ранее расчетов стабилизаторов напряжения.

## § 10.8. Расчет линейного стабилизатора

Пусть требуется рассчитать стабилизатор напряжения на основе микросхемы K142EH1 с выходным напряжением  $U_0 = 8$  В (нестабильность  $U_0$  не более 5 %) и током нагрузки  $I_0 = 1,4$  А. Напряжение первичной сети имеет нестабильность  $\pm 10$  и  $-15$  %, выходное сопротивление  $R_{вхм} \leq 0,05$  Ом.

Данные микросхемы K142EH1:  $U_{вхм} = 3 \div 12$  В;  $E_{вх} > U_{вхм} + 3$  В;  $I_{нmax} = 0,15$  А;  $E_{оп} \approx 1,5$  В; нестабильность по входному напряжению 0,5 % В, нестабильность по току нагрузки 0,5 % А. Мощность, рассеиваемая микросхемой при  $t = 25^\circ \text{C}$ , составляет не более 2 Вт с теплоотводом и 0,8 Вт без теплоотвода.

В усиленном стабилизаторе на выходе микросхемы необходимо иметь выходное напряжение большее, чем на нагрузке на  $U_0$ . Примем  $U_0 = 0,7$  В. Тогда будем рассчитывать микросхему на выходное напряжение  $8 + 0,7 = 8,7$  В. При таком выходном напряжении нестабильность стабилизатора, построенного на одной микросхеме, по выходному напряжению  $8,7 \cdot 0,005 = 0,043$ , выходное сопротивление (нестабильность по току нагрузки)  $R_{вхм} = 8,7 \cdot 0,005 = 0,043$  Ом.

По выражениям (10.29) и (10.30) найдем коэффициент усиления микросхемы и сопротивление ее силовой цепи:

$$1 + kN_1 N_0 = 1 / k_E = 1 / 0,043 = 23,2;$$

$$R = R_{вхм} (1 + kN_1 N_0) = 0,043 \cdot 23,2 = 1 \text{ Ом}.$$

Выберем внешний транзистор с учетом того, что напряжение  $U_{кз} > E_{вх} = (8,7 + 3) \times \times 81,1 / 0,85 = 15,1$  В, ток коллектора  $I_{кmax} > 1,4$  А, коэффициент усиления по току  $H_{21э} > I_n / I_{нэ} = 1,4 / 0,15 = 9,3$ . Этим требованиям удовлетворяет транзистор KT815A, у которого  $I_{кmax} = 1,5$  А;  $U_{кз} = 25$  В;  $H_{21э} = 20$ ;  $U_{кэ} = 0,6$  В;  $P_k = 10$  Вт при  $t_k = 25^\circ \text{C}$ ;  $t_{нmax} = 150^\circ \text{C}$ ;  $R_{ток} = 10^\circ \text{C/Вт}$ . Его Y-параметры имеют значения  $g_{11} = 0,1$  См;  $S = 2$  См;  $g_{кз} = 0,02$  См.

Для выбранного силового транзистора дифференциальные показатели стабилизатора имеют следующие значения:

$$k_E = \frac{1 + g_{кз} (1 + Rg_{11}) / (S + g_{11})}{1 + kN_1 N_0} = \frac{1 + 0,02 \cdot 10^{-3} (1 + 1 \cdot 0,1) / (2 + 0,1)}{23,25} =$$

$$= 0,043;$$

$$R_{вх} \approx \frac{1 / S + R / H_{21э}}{1 + kN_1 N_0} = \frac{0,5 + 1 / 20}{23,25} = 0,024 \text{ Ом}.$$

Таким образом, подсоединение внешнего транзистора практически не изменило нестабильность выходного напряжения по входному и примерно вдвое снизило выходное сопротивление стабилизатора.

Полученные данные удовлетворяют заданию. Переходим к расчету электрических и тепловых режимов транзисторов. Определим показатели стабилизатора, собранного по наиболее простой схеме, в которой источник  $E$  является общим для микросхемы и силового внешнего транзистора (рис. 10.27, а).

Согласно заданию, напряжение на выходе микросхемы равно 8,0 В. Для нормальной работы микросхемы ее напряжение питания должно быть не менее  $8,7 + 3 = 11,7$  В. Это и есть минимальное выходное напряжение выпрямителя  $U_{imin}$ , питающего стабилизатор. Среднее и максимальное значения этого напряжения соответственно  $U_{иср} = 11,7 / (1 - 0,15) = 13,8$  В и  $U_{imax} = U_{иср} (1 + 0,1) = 13,8 \cdot 1,1 = 15,1$  В. Оценим выходное сопротивление выпрямителя как  $R_{вхв} = U_{иср} \cdot 0,1 = 1,4$  Ом. Максимальные и минимальные значения ЭДС выпрямителя соответственно  $E_{imax} = U_{imax} + I_n R_{вхв} =$

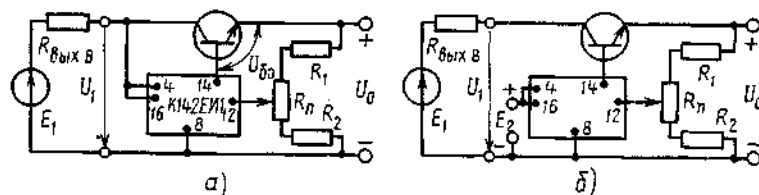


Рис. 10.27

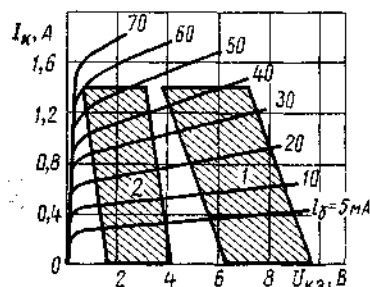


Рис. 10.28

Улучшить КПД стабилизатора можно применив отдельный дополнительный источник для питания микросхемы ( $E_2$  на рис. 10.27, б). В таком стабилизаторе минимальное напряжение  $U_{1\min}$  можно выбрать равным  $U_0 + U_{кз\min} = 8 + 0.6 = 8.6$  В. Аналогично получим  $U_{1\text{ср}} = 10.1$  В;  $U_{1\max} = 11.1$  В;  $P_{к\max} = 4.4$  Вт;  $R_{\text{вых}} = 1$  Ом;  $E_{1\min} = 9.6$  В;  $E_{1\max} = 12.1$  В. Рабочая область на характеристиках транзистора расположится заметно левее (область 2 на рис. 10.28). КПД силовой цепи при максимальном входном напряжении поднимется до  $\eta = 8/11.1 = 0.72$ .

Проведем тепловой расчет стабилизатора с лучшим КПД. Пусть температура в блоке, где размещен стабилизатор, поднимается до  $60^\circ\text{C}$ . Тогда общее тепловое сопротивление переход — среда  $R_{\text{тс}}$  должно быть не более  $(150 - 60)/4.4 = 20.5^\circ\text{C}/\text{Вт}$ . Учтем только основной путь передачи теплоты в среду — от перехода транзистора к корпусу, с него на теплоотвод и с теплоотвода в среду. Таким образом, цепь теплопередачи содержит три тепловых сопротивления: переход — корпус, корпус — теплоотвод и теплоотвод — среда. При сопротивлении  $R_{\text{тк}} = 1^\circ\text{C}/\text{Вт}$  сопротивление теплоотвода  $R_{\text{трс}} < R_{\text{тс}} - R_{\text{тк}} - R_{\text{ткр}} = 20.5 - 1 - 10 = 9.5^\circ\text{C}/\text{Вт}$ . Для обеспечения такого теплового сопротивления в соответствии с (10.10) радиатор должен иметь площадь  $S_p = 1/k_{\text{т}} R_{\text{трс}} = 1/(0.8 \cdot 10^{-3} \cdot 9.5) = 131.6 \text{ см}^2$ .

Температура корпуса микросхемы в улучшенном варианте получается меньше допустимой, так как мощность, рассеиваемая в ней,  $P_{\text{мс}} = (E_{2\max} - U_0)I_n/H_{21\beta} + + E_{2\max}I_n = (12.1 + 3 - 8.7) \cdot 1.4/20 + (12.1 + 3) \cdot 0.004 = 0.508$  Вт, где первый член определяет мощность, выделяющуюся в силовых транзисторах микросхемы, второй — мощность, потребляемую остальными компонентами микросхемы. Ток потребления остальных каскадов микросхемы  $I_n = 0.004$  А. Так как  $P_{\text{мс}} = 0.508 < 0.8$  Вт, то возможна установка микросхемы стабилизатора без специального теплоотвода.

## ГЛАВА 11

### СТАБИЛИЗАТОРЫ, РАБОТАЮЩИЕ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

#### § 11.1. Работа транзисторов в ключевом режиме

Рассмотрим особенности работы транзисторов в импульсном (ключевом) режиме, так как именно особенности транзистора, используемого как ключ, накладывают основные ограничения на параметры стабилизаторов и определяют их возможности.

При работе в ключевом режиме транзистор большую часть времени находится в двух состояниях: насыщения и отсечки.

Пояснить эти состояния можно с помощью рис. 11.1, а. На базу транзистора, включенного в цепь источника  $E$  последовательно с активной нагрузкой, подаются коммутирующие импульсы прямоугольной формы с амплитудой  $I_b$ . В отсутствие импульсов транзистор закрыт, что соответствует рабочей точке 1 на характеристиках рис. 11.1, б. Такое состояние характерно тем, что ток транзистора мал и почти все напряжение источника  $E$  приложено к промежутку коллектор — эмиттер транзистора.

Если амплитуда коммутирующего импульса удовлетворяет условию

$$I_b > I_{b5}, \quad (11.1)$$

то с его появлением рабочая точка займет на характеристиках положение 2. Транзистор перейдет в состояние насыщения, при этом ток коллектора ограничен внешним сопротивлением, падение напряжения на транзисторе мало, а напряжение источника  $E$  практически полностью приложено к нагрузке.

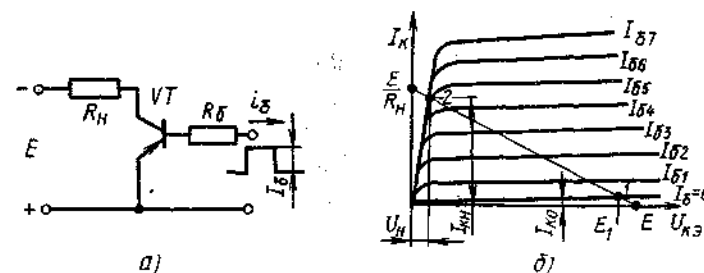


Рис. 11.1

Характеристики транзистора в ключевом режиме (рис. 11.2) представляют двумя кривыми: первая из них соответствует открытому транзистору (ее наклонный участок — состоянию насыщения); вторая — закрытому транзистору и имеет очень малый наклон до напряжения пробоя. Рабочими участками характеристики являются наклонный участок кривой 1 и пологий участок кривой 2. Область, заключенную между этими кривыми, называют активной областью транзистора. В пределах этой области ток базы обладает управляющим действием.

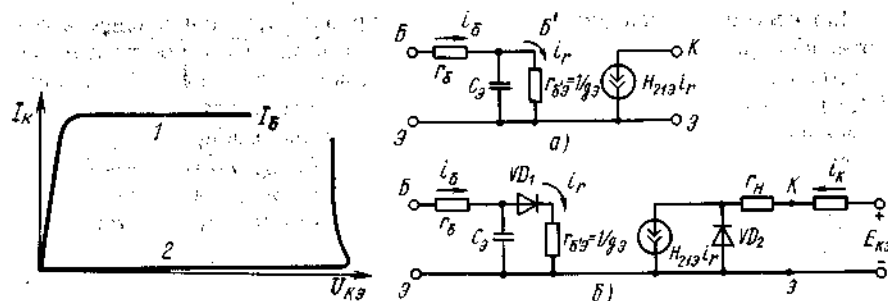


Рис. 11.2

И в состоянии отсечки, и в состоянии насыщения мощность, выделяющаяся в транзисторе, мала, так как либо ток, либо напряжение транзистора малы. В активную область рабочая точка попадает в процессе переключения (коммутационный процесс), в это время мгновенная мощность, рассеиваемая транзистором, может быть велика.

Ранее, при расчете дифференциальных показателей стабилизатора, для представления транзистора, работающего в линейном режиме, была использована упрощенная модель, вытекающая из схемы Джиаклетто (рис. 11.3, а).

Поскольку характеристики транзистора-ключа являются границами активной области, при введении в схему рис. 11.3, а ограничителей можно использовать ее для представления транзистора, работающего в режиме переключения. Ограничителями служат (рис. 11.3, б) идеальные диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ . Первый из них отражает запирающее эмиттерного перехода, т. е. отсечку тока коллектора транзистора, а второй — отпирание коллекторного перехода, т. е. насыщение транзистора. Сопротивление насыщенного транзистора  $r_n$ , падением напряжения на котором при работе в активной области пренебрегали, включено в модель, так как в режиме насыщения только оно определяет напряжение  $U_{кэ}$ .

Пусть в цепи базы проходит постоянный ток  $I_б = I_r$ . Если ток  $H_{213}I_r$  меньше, чем  $E_{кэ}/(R_n + r_n)$ , то на диоде  $VD_2$  источником коллекторного напряжения  $E_{кэ}$  создается запирающее напряжение, ток коллекторной цепи равен  $H_{213}I_r$ . Транзистор находится в активном режиме. Если же ток  $H_{213}I_r$  больше, чем  $E_{кэ}/(R_n + r_n)$ , то на диоде  $VD_2$  напряжение равно нулю, ток во внешней цепи (коллекторной нагрузке  $R_n$ ) равен току насыщения:

$$I_{кн} = E_{кэ}/(R_n + r_n), \quad (11.2)$$

а падение напряжения эмиттер — коллектор  $U_{кн} = I_{кн}r_n$ . Избыток тока источника  $H_{213}I_r$ , входящего в модель транзистора, по сравнению с током  $I_{кн}$  проходит через открывшийся диод  $VD_2$ .

Приведенные на рис. 11.3, б направления полных токов базы и коллектора соответствуют транзистору типа  $n-p-n$ . Если желательно, чтобы направления полных токов и приращений совпадали и в транзисторе  $p-n-p$  типа, то полярности источника  $E_{кэ}$  и диодов должны быть изменены на противоположные. Направление тока, создаваемого источником  $H_{213}I_r$ , изменится в соответствии с изменением направления тока  $I_r$ .

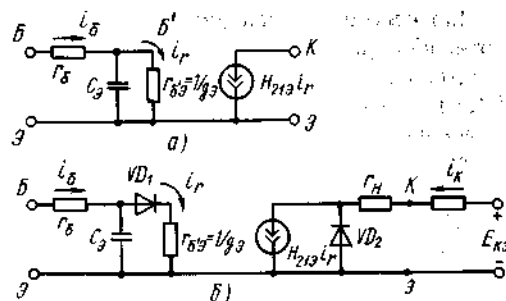


Рис. 11.3

Для насыщения транзисторного ключа управляющее напряжение и сопротивление резистора в цепи базы выбирают такими, что амплитуда базового тока превышает ток  $I_{бс}$  при заданном токе коллектора  $I_{кн}$  (см. рис. 11.1, б), причем это превышение должно соблюдаться для транзистора с наименьшим значением коэффициента  $H_{213}$ . Обычно выбирают кратность отпирающих импульсов базового тока  $k_1 = I_{кн}/(H_{213\min} I_{бс}) = 1,2 \div 1,5$ . Это значение определяет минимальную степень насыщения транзистора. Фактическая степень насыщения зависит от коэффициента  $H_{213}$  транзистора. Самой большой она получается у транзистора с максимальным коэффициентом  $H_{213}$  и равна  $k_f = k_1 H_{213\max}/H_{213\min}$ . Поскольку разброс коэффициентов усиления по току у биполярных транзисторов достигает 3—6, то фактическая степень насыщения может быть почти на порядок больше  $k_1$ . Так, при  $k_1 = 1,3$  и  $H_{213\max}/H_{213\min} = 6$  она оказывается больше 8.

Энергия, выделяющаяся в насыщенном транзисторе, пропорциональна квадрату проходящего через него тока:

$$W_n = I_{кн}^2 r_n T_{от}, \quad (11.3)$$

где  $T_{от}$  — длительность открытого состояния транзистора.

Через запертый транзистор проходит неуправляемый ток коллекторного перехода  $I_{ко}$ , который до сих пор не учитывался ввиду его малости по сравнению с током  $I_{кн}$ . За время запертого состояния  $\theta$  этот ток приведет к рассеиванию в транзисторе энергии

$$W_{отс} = E_{обр} I_{ко} \theta, \quad (11.4)$$

где  $E_{обр}$  — напряжение, приложенное к запертому транзистору. В схеме рис. 11.1, а  $E_{обр} = E$ .

По определению потери энергии из-за коммутационных процессов

$$W_{ком} = \int_0^{T_{вкл}} i_k(t) u_{кэ}(t) dt + \int_0^{T_{выкл}} i_k(t') u_{кэ}(t') dt. \quad (11.5)$$

Поскольку напряжение на транзисторе во время коммутации определяется видом его нагрузки, подсчет коммутационных потерь энергии проводят для каждого вида схемы стабилизатора отдельно (см. § 11.2). Это будет показано после рассмотрения коммутационных процессов в стабилизаторе.

Полная мощность потерь в транзисторе, работающем в ключевом режиме,

$$P_{пот} = W/T = (W_n + W_{отс} + W_{ком})/T. \quad (11.6)$$

## § 11.2. Силовая цепь импульсного стабилизатора с последовательным включением дросселя

Рассмотрим основные процессы в силовой цепи импульсного стабилизатора. Чтобы отвлечься от коммутационных процессов, примем транзистор и диод действующими мгновенно, т. е.  $\tau_r$  и  $\tau_d$  положим равными нулю.

Пусть схема управления транзистором-ключом такова, что период повторения открывающих транзистор импульсов  $T$  постоянен, а меняется их



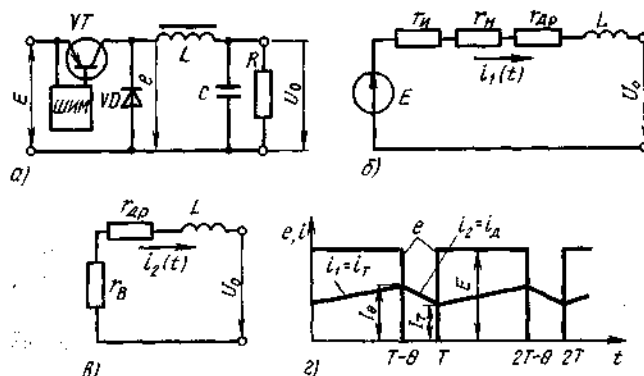


Рис. 11.4

длительность, т. е. управляющие импульсы в зависимости от выходного напряжения модулируются по ширине.

В импульсном стабилизаторе с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) (рис. 11.4, а) пульсации выходного напряжения  $U$  очень мала. Поэтому при определении токов зарядки  $i_1$  и разрядки  $i_2$  (рис. 11.4, в) дросселя можно считать напряжение на конденсаторе  $C$  постоянным и равным  $U_0$ . Эквивалентные схемы зарядки и разрядки дросселя для этого случая показаны на рис. 11.4, б, в.

Если выходное сопротивление источника стабилизируемого напряжения  $r_n$  мало, а сопротивления насыщенного транзистора  $r_n$  и открытого разрядного диода  $r_d$  равны, то схемы рис. 11.4, б, в повторяют схемы зарядки и разрядки дросселя в выпрямителе напряжения прямоугольной формы (см. рис. 7.12, а, б).

Следовательно, токи  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  определяются выражениями (7.25), а выходное напряжение  $U_0$  — формулой (7.27). Под сопротивлением  $r$  следует в данном случае понимать сумму сопротивлений обмотки дросселя  $r_{дp}$  и открытого диода  $r_d = r_n$ , а  $E_{пор}$  принять равным нулю.

Семейство выходных и регулировочных характеристик силовой цепи импульсного стабилизатора с ШИМ (рис. 11.5), построенное в соответствии с (7.27), дает возможность определить диапазон изменения длительности относительной паузы  $\theta/T$ , необходимый для сохранения неизменным выходного напряжения  $U_0$  при колебаниях как входного напряжения  $E$ , так и тока нагрузки  $I_0$ .

Траекторией рабочей точки на семействе выходных — регулировочных — характеристик при постоянных  $U_0$  и  $E$  и изменяющемся токе нагрузки  $I_0$  является прямая, параллельная оси абсцисс. Так, выбрав исходное значение  $U_0/E = 0,7$ , получим прямую  $AC$ , показывающую, что изменение тока

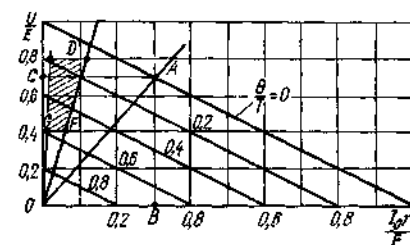


Рис. 11.5

нагрузки от  $I_{0max}$  (точка А) до нуля (точка С) в идеальном стабилизаторе (он обеспечивает  $\Delta U = 0$ ) соответствует изменению относительной длительности паузы  $\theta/T$  от 0 до 0,3.

Регулированию выходного напряжения стабилизатора  $U_0$  при неизменном токе нагрузки  $I_0$  и напряжении источника соответствует перемещение рабочей точки по вертикальной прямой. Так, при максимальном токе (прямая  $AB$ ) для регулировки напряжения от 0,7  $E$  до 0 необходимо менять относительную паузу от 0 до 0,7. Изменение одного напряжения  $E$  вызывает пропорциональные изменения абсциссы и ординаты рабочей точки. Поэтому такому изменению соответствует перемещение рабочей точки по прямой, соединяющей точку, соответствующую  $E_{min}$ , с началом координат. Если  $E_{min}$  соответствует точка А, то при увеличении напряжения  $E$  рабочая точка перемещается по прямой  $OA$  от точки А к точке О.

Чтобы стабилизатор мог поддерживать строго постоянным напряжение  $U$  при заданных диапазонах изменений  $E_{max} - E_{min}$  и  $I_{0max} - I_{0min}$ , необходимо верхнюю правую граничную точку рабочей области расположить ниже прямой, соответствующей  $\theta/T = 0$ . При заданных  $E_{min}$ ,  $I_{0max}$  и  $U_0$  это условие определяет то сопротивление  $r$ , при котором возможно осуществить данную схему силовой цепи стабилизатора.

Для  $\theta = 0$  уравнение линии выходной характеристики принимает вид

$$I_0 r / E = 1 - U_0 / E. \quad (11.7)$$

Поставив сюда значения  $I_{0min}$  и  $E_{min}$ , получим условие реализуемости стабилизатора:

$$r < \frac{E_{min}}{I_{0max}} (1 - U_0 / E_{min}). \quad (11.8)$$

Пусть от источника с напряжением  $E = 12,5 \div 25$  В необходимо получить постоянное напряжение  $U_0 = 10$  В и ток в нагрузке  $I_0 = 1 \div 5$  А. Согласно (11.8),  $r_{min} = 0,5$  Ом. Зададимся сопротивлением  $r = 0,3$  Ом. Тогда точка, определяющая предельный режим, займет положение D ( $3/5$  отрезка прямой, соответствующей  $U_0/E_0 = 10/12,5 = 0,8$ ).

Увеличение напряжения  $E$  до 25 В сдвинет рабочую точку вниз по прямой  $OD$  до положения F. Последующее уменьшение тока до 1 А сдвинет рабочую точку влево (точка G). Проведя прямую через точки О и G, получим левую границу рабочей области. Эта область заштрихована на рис. 11.5.

Самое малое значение паузы  $\theta$  получается в точке D ( $\theta_{min} = 0,08T$ ), а самое большое — в точке G ( $\theta_{max} = 0,42T$ ). Для изменений паузы в переключающих транзистор импульсах, т. е. для функционирования цепи обратной связи, выходное напряжение стабилизатора должно изменяться. Однако при большом усилении цепи обратной связи эти изменения настолько малы, что принимать их во внимание при построении рабочей области не имеет смысла.

Таким образом, цепь обратной связи рассчитываемого стабилизатора должна менять скважность импульсов коллекторного тока транзистора в пределах от  $\theta = 0,42T$  при минимальном и до  $\theta = 0,08T$  при максимальном входном напряжении. Длительность управляющих силовым транзистором импульсов базового тока должна быть меньше рассчитанных значений

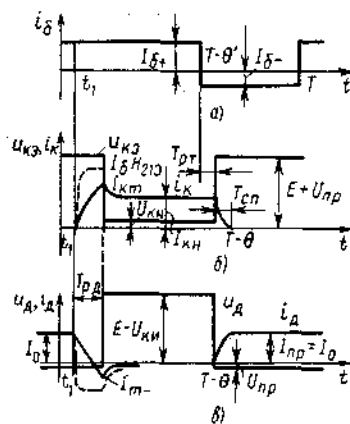


Рис. 11.6

Положим индуктивность дросселя много больше критической. Тогда ток  $I_0$  станет равным  $I_T$  и близким к току нагрузки  $I_0$  (см. рис. 11.4, з). К моменту  $t=t_1$  напряжение на емкости  $C_2$  станет равным нулю и вслед за этим транзистор откроется. Его рабочая точка окажется в активной области, ток коллектора начнет нарастать, следуя за током  $i_1$ , меняющимся по экспоненте:

$$i_K = H_{213} I_0 (1 - e^{-(t-t_1)/\tau_T}) = I_0 k_\Phi (1 - e^{-(t-t_1)/\tau_T}). \quad (11.9)$$

Если бы нагрузкой транзистора был не полупроводниковый диод, а линейное сопротивление  $R$ , то возрастающее падение напряжения на этой нагрузке смещало бы рабочую точку транзистора по нагрузочной характеристике (линия  $E/R \div E$  на рис. 11.1, б) и при  $i_K = I_{Kн}$  рост коллекторного тока прекратился.

В схеме с диодом при  $t=t_1$  начинается рост тока коллектора и спадающее напряжение на диоде, так как

$$i_D = I_0 - i_K. \quad (11.10)$$

Но уменьшение тока диода на первых порах не приводит к его запирающему, а лишь кладет начало процессу рассасывания заряда неосновных носителей в его базовой области. Поэтому в течение времени рассасывания напряжение на диоде остается близким к  $U_{пр}$ , а напряжение  $U_K$  транзистора практически равно напряжению источника питания  $E$ . Таким образом, рабочая точка транзистора при переключении перемещается не по нагрузочной характеристике, а по вертикали в область больших значений тока коллектора, который к концу процесса рассасывания успевает достичь значения  $I_{Kн}$  (считаем  $I_{Kн} < I_0 k_\Phi$ ).

При относительно небольших амплитудах  $I_{Kн}$  возможно спрятать закон нарастания коллекторного тока, определяемого (11.9). При этом допущении и ток диода будет спадать линейно:

$$i_D \approx I_0 [1 - k_\Phi (t - t_1) / \tau_T]; \quad (11.11)$$

на время рассасывания заряда неосновных носителей в базе транзистора.

Перейдем к рассмотрению коммутационных процессов и начнем их анализировать с момента включения транзистора. При  $t=0$  на базу ранее запертого транзистора подается включающий импульс тока (рис. 11.6, а). До этого на базе, а следовательно, и на емкости  $C$  транзистора существовало запирающее напряжение. Эмиттерный переход был закрыт, а к электродам коллектор—эмиттер было приложено почти все напряжение источника ( $U_K \approx E$ ) (рис. 11.6, б). Диод  $VD$  при  $t < 0$  был открыт, через него проходит ток  $I_T$  (см. рис. 11.4, з), а падение напряжения на нем равно  $U_{пр}$  (рис. 11.6, в).

это позволит воспользоваться формулой (7.44) для оценки длительности процесса рассасывания неосновных носителей заряда в базовой области диода. В данном случае  $T_{сн} = \tau_T / k_\Phi$ . Воспользовавшись (7.46) и (7.47), запишем

$$T_{ра} \approx 1.43 \sqrt{\tau_T^2 / k_\Phi^2} \quad \text{для } \tau_T < 0.3 \tau_a k_\Phi; \quad (11.12)$$

$$T_{ра} \approx 0.3 \tau_a + 1.2 \tau_T / k_\Phi \quad \text{для } \tau_T > 0.3 \tau_a k_\Phi. \quad (11.13)$$

Подставив выражения (11.12), (11.13) в (11.8) и (11.10), найдем

$$I_{Kн} \approx I_0 k_\Phi T_{ра} / \tau_T; \quad (11.14)$$

$$I_{м-} \approx I_0 (T_{ра} k_\Phi / \tau_T - 1). \quad (11.15)$$

При инерционном диоде амплитуда коллекторного тока может заметно превышать его стационарное значение  $I_0 = I_{Kн}$ .

Если транзистор быстродействующий, то на этапе рассасывания заряда неосновных носителей в диоде рост тока коллектора может ограничиться током базы, т. е. значением  $I_0 H_{213} = I_0 k_\Phi$ . Подсчет амплитуды тока по (11.14) дает в этом случае  $I_{Kн} > I_0 k_\Phi$ ; на самом деле ток коллектора перестанет расти, достигнув значения  $I_0 k_\Phi$  (штриховые линии на рис. 11.6). В этом случае линеаризация тока недопустима и формула (11.14) становится неверной. Таким образом, при  $T_{ра} \geq \tau_a / (2k_\Phi^2)$  время рассасывания следует уточнить по отношению

$$T_{ра} \approx \tau_a / (2k_\Phi^2). \quad (11.16)$$

После завершения процесса рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода транзистор быстро переходит в состояние насыщения, а диод — в состояние отсечки (рис. 11.6, б, в). Напряжение  $U_K$  транзистора почти скачком уменьшается до  $U_{Кн}$ , а запирающее напряжение на диоде возрастает до  $E - U_{Кн}$ . Ток диода спадает до  $I_{0бр}$ , а ток транзистора — до  $I_{Кн} = I_0$ . В стабилизаторе проходит основной процесс зарядки дросселя фильтра. Он продолжается до момента времени  $t = T - \theta'$ , когда на базу транзистора подается запирающий перепад базового тока.

Процесс включения диода под прямой ток менее инерционен, чем процесс выключения, и по сравнению с транзистором можно рассматривать включающийся диод как безынерционный.

Таким образом, начиная с момента времени  $T - \theta'$  в транзисторе происходит процесс рассасывания заряда неосновных носителей в базе, который продолжается в течение времени  $T_{рт}$ . За это время емкость  $C_2$  транзистора разрядится настолько, что уменьшающийся ток  $i_1$  станет равным  $I_{Кн} / H_{213}$ . Идеальный диод  $VD_2$  в модели транзистора заперется. Рабочая точка транзистора выйдет на границу активной области.

Если ток базы меняется от  $I_{0+}$  до  $I_{0-}$ , то время рассасывания заряда неосновных носителей в базе транзистора

$$T_{рт} = \tau_T \ln[(k_\Phi + k_2) / (1 + k_2)], \quad (11.17)$$

где  $k_2 = I_{0-} H_{213} / I_{0+}$  — кратность выключающего тока базы.

После рассасывания рабочая точка переходит в активную область и ток коллектора падает до нуля (током  $I_{к0}$  пренебрегаем) за время  $T_{сн}$ , которое тем меньше, чем больше кратность запирающего транзистора тока:

$$T_{сн} = \tau_r \ln[(k_2 + 1)/k_2]. \quad (11.18)$$

Полное время отключения транзистора, равное сумме времени рассасывания и времени спада, зависит как от  $k_\phi$ , так и от  $k_2$ :

$$T_{откл} = T_{рл} + T_{сн} = \tau_r \ln[(k_\phi + k_2)/k_2]. \quad (11.19)$$

При спадании тока коллектора ток диода нарастает до  $I_0 = I_{кн}$  (рис. 11.6, в). Таким образом, длительность нулевой паузы напряжения на входе LC-фильтра стабилизатора  $\theta$  получается отличной от длительности паузы в управляющем токе базы  $\theta'$ , причем

$$\theta = \theta' - T_{рл} + T_{рл}. \quad (11.20)$$

Найденные законы спадания и нарастания токов транзистора и диода позволяют определить коммутационные потери мощности в силовой цепи стабилизатора. При включении транзистора его ток нарастает, следуя (11.9), а напряжение  $U_{кз}$  практически равно  $E$ . Поэтому, согласно (11.5),

$$P_{тком} = (1/T) \int_0^{T_{рл}} EI_\phi k_\phi (1 - e^{-t/\tau_r}) dt = \\ = (EI_\phi k_\phi / T) [T_{рл} - \tau_r (1 - e^{-T_{рл}/\tau_r})]. \quad (11.21)$$

Потери мощности при выключении транзистора малы, так как он не связан с выбросами тока.

Основные потери мощности в диоде происходят на этапе восстановления его большого обратного сопротивления, когда обратный ток диода спадает примерно по экспоненте с постоянной времени  $0,5\tau_d$ , а обратное напряжение на диоде близко к  $E$ . Отсюда

$$P_{дком} \approx \frac{E}{T} \int_0^{t_2} I_m e^{-2t/\tau_d} dt = 0,5EI_m - \tau_d / T. \quad (11.22)$$

В стабилизаторах напряжения, работающих на повышенной частоте, коммутационные потери мощности в силовом транзисторе и разрядном диоде могут превышать даже «статические» потери мощности.

### § 11.3. Силовая цепь импульсного стабилизатора с параллельным включением дросселя

Допустим, что выходное сопротивление источника  $r_n$  равно нулю, а сопротивления насыщенного транзистора и открытого диода равны. Кроме того, напряжение на конденсаторе  $C$  примем постоянным.

При этих предположениях постоянные времени процессов зарядки и разрядки дросселя (рис. 11.7, а—г) равны и токи зарядки  $i(t)$  и разрядки

$i_2(t')$  определяются выражениями

$$i_1(t) = \frac{E}{r} - \frac{E + U_0}{r} \frac{1 - e^{-\theta/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t/\tau}, \\ i_2(t) = -\frac{U_0}{r} + \frac{E + U_0}{r} \frac{1 - e^{-(T+\theta)/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t/\tau}. \quad (11.23)$$

Постоянная составляющая тока  $i_2(t')$  равна току нагрузки:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\theta} i_2(t) dt = \frac{U_0}{r} \frac{\theta}{T} - \frac{E + U_0}{r} \frac{\tau}{T} \frac{1 - e^{-(T+\theta)/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} (1 - e^{-\theta/\tau}). \quad (11.24)$$

Это уравнение описывает семейство регулировочных и выходных характеристик.

При  $\tau \gg T$ , что всегда выполняется в стабилизаторах с высоким КПД, выражение (11.24) можно упростить разложив экспоненты в ряд и ограничившись первыми двумя членами этого ряда. В результате упрощения получим

$$U_0 \approx E(T - \theta)/\theta - I_0 r T^2 / \theta^2. \quad (11.25)$$

Семейство регулировочных и выходных характеристик, определяемых упрощенным уравнением (рис. 11.8), имеет своей огибающей гиперболу:

$$(U_0/E + 1)I_0 r/E = 0,25. \quad (11.26)$$

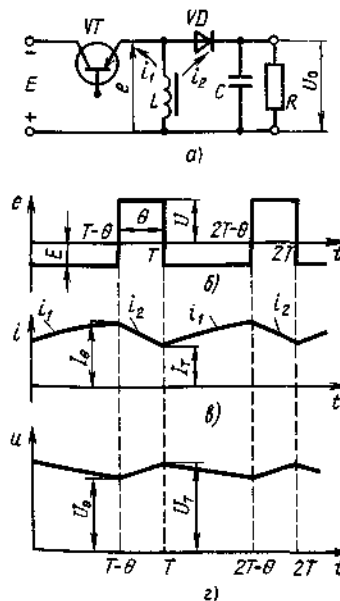


Рис. 11.7

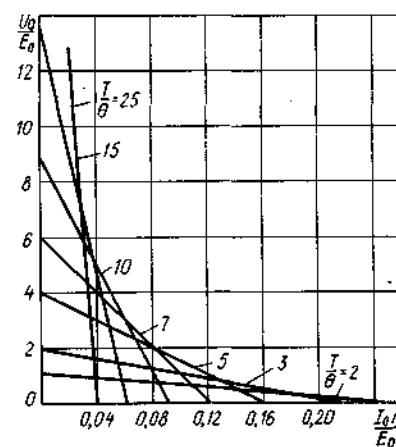


Рис. 11.8

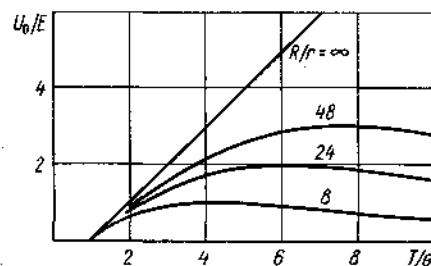


Рис. 11.9

Условие реализуемости схемы, т. е. условие расположения крайней точки рабочей области ниже огибающей семейства регулировочных и выходных характеристик, запишем так:

$$(U_0/E_{\min} + 1)I_{0\max}r/E_{\min} < 0,25. \quad (11.27)$$

Это позволяет найти максимальное значение сопротивления потерь в силовой цепи импульсного стабилизатора:

$$r < E_{\min} / [4I_{0\max}(1 + U_0/E_{\min})]. \quad (11.28)$$

Своеобразием регулировочных и выходных характеристик силовой цепи стабилизатора с параллельным дросселем является то, что они пересекаются при различных значениях параметра регулировки  $\theta/T$  (рис. 11.8).

Только при бесконечно большом сопротивлении нагрузки стабилизатора  $R$  выходное напряжение стремится к бесконечности с уменьшением угла  $\theta$  (рис. 11.9). При любом конечном значении сопротивления нагрузки  $R$  выходное напряжение сначала возрастает, а затем, достигнув максимума (точка, соответствующая максимуму, лежит на огибающей семейства), спадает до нуля при  $T/\theta \rightarrow \infty$ .

Максимальное значение выходного напряжения

$$U_{\max} = 0,5E(\sqrt{1 + R/r} - 1) \approx E\sqrt{R/r}. \quad (11.29)$$

Оно достигается при значениях регулируемого параметра

$$T/\theta_{\text{кр}} = 1 + \sqrt{1 + R/r}. \quad (11.30)$$

Двузначность регулировочной характеристики ограничивает диапазон регулировки значениями  $1 < T/\theta < T/\theta_{\text{кр}}$ , т. е. возможно использование лишь восходящего участка регулировочной характеристики.

Построения границ рабочей области на семействе выходных и регулировочных характеристик аналогичны проведенным в § 11.2. Отметим лишь, что в стабилизаторе, силовая цепь которого имеет параллельный нагрузке дроссель, изменения относительной паузы между открывающими транзистор импульсами  $\theta/T$  должны быть противоположны по знаку изменениям паузы в рассмотренном ранее стабилизаторе с последовательным дросселем.

При возрастании напряжения  $E$  или тока нагрузки  $I_0$  параметр регулирования  $T/\theta$  должен уменьшаться. При критической индуктивности дросселя ток  $i_d(t')$  при  $t' = \theta$  становится равным нулю.

Из этого условия, используя выражение (11.25), найдем

$$L_{\text{кр}} \approx 0,5\theta[E(T - \theta)/(I_0T) + r]. \quad (11.31)$$

При  $L \gg L_{\text{кр}}$  ток дросселя практически постоянен и равен  $I_0$ , а токи транзистора и диода имеют форму прямоугольных импульсов. Поэтому их средние и действующие значения определяются выражением (7.31).

Пульсации выходного напряжения в схеме с параллельным включением дросселя легко найти из уравнения разрядки конденсатора  $C$ . На интервале  $0 < t < (T - \theta)$  конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки  $R$ , напряжение на нем спадает по экспоненциальному закону. Максимальное и минимальное напряжения на выходе связаны соотношением

$$U_0 = U_{\text{re}}^{-\frac{T-\theta}{RC}} \approx U_T [1 - (T - \theta)/(RC)], \quad (11.32)$$

откуда коэффициент пульсаций

$$k_p \approx (T - \theta)/(2RC). \quad (11.33)$$

Коммутационные процессы в этой схеме, как и в предыдущей, приводят к перегрузке транзистора в первые моменты после его отпирания. Пока не рассосется заряд неосновных носителей в базе диода, через диод и открывшийся транзистор проходит ток разрядки конденсатора  $C$ . Этот ток является для диода обратным, а для транзистора — прямым. При инерционном диоде он может достичь больших значений. Разрядка конденсатора  $C$  через диод и транзистор на первичный источник  $E$  приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения, они могут значительно превышать значение, полученное по выражению (11.33).

#### § 11.4. Силовая цепь стабилизатора с последовательным дросселем и параллельным транзистором

Положим в схеме рис. 11.10, а сопротивления насыщенного транзистора и открытого диода одинаковыми. Тогда сопротивления зарядной и разрядной цепей дросселя также окажутся одинаковыми:

$$r = r_n + r_{\text{др}} + r_{\text{и}} = r_n + r_{\text{др}} + r_{\text{и}}. \quad (11.34)$$

Следуя методике, изложенной в § 11.2 и 11.3, для рассматриваемой силовой цепи получим выражения для начального и конечного значений тока дросселя:

$$\begin{aligned} I_T = I_n &= E/r - (U_0/r) \frac{1 - e^{-\theta/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}, \\ I_0 = I_k &= E/r - (U_0/r) \frac{e^{-(T-\theta)/\tau} - e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}, \end{aligned} \quad (11.35)$$

где  $\tau = L/r$  — постоянная времени цепей зарядки и разрядки.

Используя выражение (11.35), найдем ток разряда дросселя (рис. 11.10, б, в):

$$i_p = \frac{E - U_0}{r} + \frac{U_0}{r} \frac{1 - e^{-(T-\theta)/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t/\tau}. \quad (11.36)$$

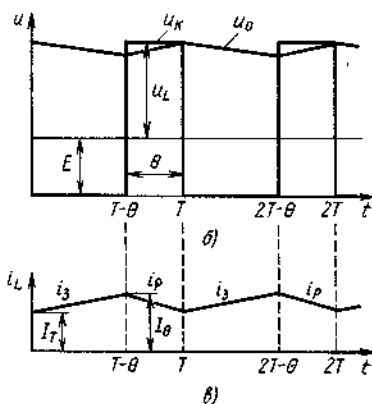
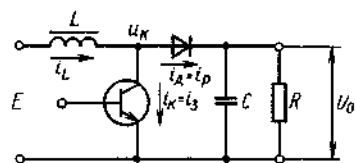


Рис. 11.10

Его постоянная составляющая, являющаяся током нагрузки,

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_p dt = \frac{E - U_0}{r} \frac{\theta}{T} + \frac{U_0}{r} \frac{\tau}{T} \frac{(1 - e^{-(T-\theta)/\tau})(1 - e^{-\theta/\tau})}{1 - e^{-T/\tau}} \approx \frac{E - U_0}{r} \frac{\theta}{T} + \frac{U_0}{r} \frac{T - \theta}{T} \frac{\theta}{T} \quad (11.37)$$

Из этого соотношения определим аналитическое выражение для семейства выходных и регулировочных характеристик:

$$U_0/E = T/\theta - (I_0 r/E)(\theta/T)^2. \quad (11.38)$$

Это выражение отличается от (11.25) только отсутствием в правой части одного члена, равного минус единице. Графическое представление найденных соотношений дано на рис. 11.11. Как и ранее, семейство выходных и регулировочных характеристик имеет огибающую, определяемую уравнением

$$U_0/E = 0,25 [E/(I_0 r)]. \quad (11.39)$$

Регулировочная характеристика (рис. 11.12) имеет колоколообразный вид.

Максимальное значение выходного напряжения при заданном сопротивлении нагрузки  $R$  (соответствующая точка лежит на огибающей рис. 11.11)

$$U_{0\max} = 0,5 E \sqrt{R/r}. \quad (11.40)$$

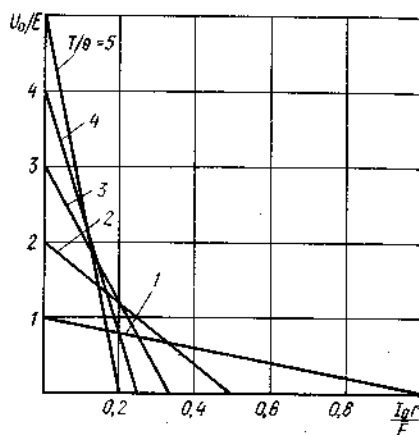


Рис. 11.11

В стабилизаторах, собранных по исследуемой схеме, используется только начальный восходящий участок регулировочной характеристики, простирающийся от значений  $T/\theta = 1$  до значений  $(T/\theta)_{кр} = \sqrt{R/r}$ , соответствующих максимуму  $U_0/E$ .

Достигнув максимума, регулировочная характеристика изменяет свой наклон на обратный, соответственно меняется знак обратной связи в стабилизаторе.

Чтобы получить достаточно протяженный начальный участок и, следовательно, значительный диапазон регулирования, необходимо уменьшить сопротивление зарядной цепи  $r$ . Поскольку условия разрядки дросселя на нагрузку и накопительный конденсатор в данной силовой цепи совпадают с аналогичными условиями в схеме стабилизатора с параллельным дросселем, критическое значение его индуктивности определяется соотношением (11.30). Аналогично получают и коэффициент пульсаций.

Основным достоинством стабилизатора с силовой цепью, состоящей из последовательного дросселя и параллельного транзистора, является непрерывность тока, потребляемого от источника  $E$ . Следовательно, отсутствуют и импульсные помехи, связанные с прерывистым током потребления, свойственные двум ранее рассмотренным схемам силовой цепи стабилизатора.

### § 11.5. Особенности силовой цепи импульсных стабилизаторов

Применение составных транзисторов в качестве ключей в импульсных стабилизаторах имеет ряд особенностей, связанных с тем, что в насыщенном состоянии у транзистора открыты коллекторный и эмиттерный переходы. Из-за этого напряжение между коллектором и базой насыщенного транзистора имеет полярность, противоположную той, которая существует в активном режиме.

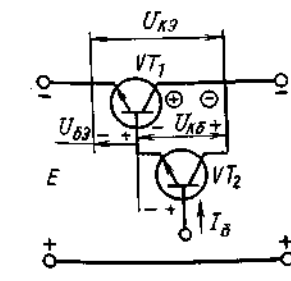


Рис. 11.13

Поясним это, обратившись к рис. 11.13. Глубокое насыщение транзистора, обеспечивающее его малое сопротивление между коллектором и эмиттером, получается при напряжении на базе  $U_{бз}$ , большем напряжения  $U_{кз}$ . Зависимость падения напряжения  $U_{кз}$  от тока базы  $I_b$  имеет ниспадающий характер и при токе базы, меньшем тока коллектора в  $\beta$  раз, напряжение  $U_{кз}$  равно напряжению на базе  $U_{бз}$  (рис. 11.13). Таким образом, при степени насыщения транзистора, равной единице,  $U_{кз} = 0$ .

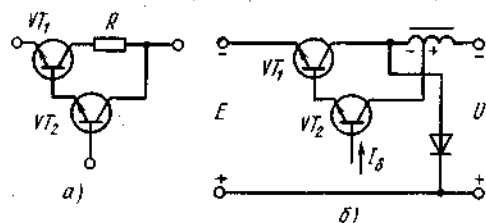


Рис. 11.14

Увеличение степени насыщения приводит к уменьшению падения напряжения  $U_{кз}$ , что выгодно для уменьшения потерь мощности в стабилизаторе. При этом оказывается, что напряжение  $U_{кз}$  отрицательно.

Это обстоятельство не позволяет перевести в режим насыщения мощный транзистор  $VT_1$ , входящий в составной. Отпираясь, транзистор  $VT_2$  не может изменить полярность своего напряжения коллектор — эмиттер, которая соответствует активному режиму.

Чтобы сильнее насытить мощный транзистор, прибегают к нескольким схемам его включения. Так, в схеме рис. 11.14, а в коллекторную цепь мощного транзистора включают дополнительно резистор  $R$  с сопротивлением в доли ом. Падение напряжения на нем повышает напряжение  $U_{кз2}$ , что позволяет глубоко насытить транзистор. Общее падение напряжения на силовой цепи ( $VT_1$  и  $R$ ) при глубоком насыщении получается меньше, чем напряжение  $U_{кз}$  в схеме рис. 11.13.

Однако такой способ включения приводит к росту потерь мощности в силовой цепи. Свободна от этого недостатка другая схема (рис. 11.14, б), в которой на коллектор  $VT_1$  подается дополнительное напряжение с части дросселя фильтра стабилизатора  $L$ .

Ряд особенностей силовой цепи импульсного стабилизатора связан с обеспечением форсированного запирающего силового транзистора. Для получения малого  $T_{св}$  необходимо запереть мощный силовой транзистор отрицательным импульсом тока базы. Однако в составном транзисторе менее мощный транзистор  $VT_2$  не может это обеспечить. Поэтому схему составного транзистора-ключа приходится усложнять. Схема, приведенная на рис. 11.15, отличается от других тем, что не требует включения дополнительного источника питания для создания на базе  $VT_1$  положительного напряжения запирающего. Его здесь заменяет конденсатор  $C$ . При открытом силовом транзисторе  $VT_1$  ( $U_{упр} = E$ , транзистор  $VT_3$  заперт) ток базы  $VT_2$  заряжает конденсатор  $C$ . Диоды  $VD_2 - VD_4$  — стабилизаторы напряжения, работающие на прямой ветви своей характеристики.

Для запирающего транзистора  $VT_1$  напряжение на базе  $VT_3$  снижается ( $U_{упр} < E$ ). При этом транзистор  $VT_3$  переходит в состояние насыщения, конденсатор  $C$  разряжается через него, а диод  $VD_1$  — на промежуток база — эмиттер  $VT_1$ . Этот разряд и создает отрицательный импульс тока в базе

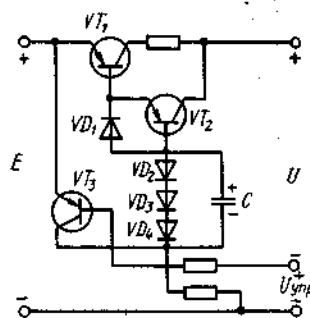


Рис. 11.15

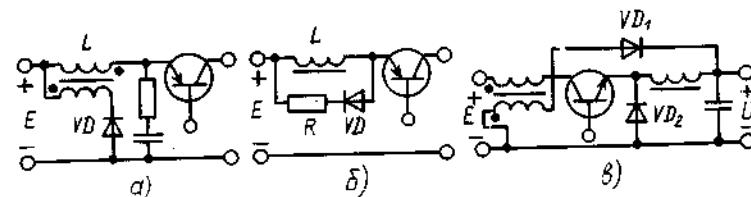


Рис. 11.16

$VT_1$ . Заряд неосновных носителей рассасывается быстрее, мощный транзистор  $VT_1$  запирается форсированно.

В силовую цепь включаются и элементы, уменьшающие перегрузку силового транзистора коммутационными экстратоками (рис. 11.16). Такими элементами являются дроссели  $Dp$ , которые препятствуют быстрому нарастанию тока коллектора силового транзистора. Время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода при этом возрастает, но максимум тока  $I_{кн}$  уменьшается.

Разрядка дросселя в схеме рис. 11.16, а происходит через диод  $VD$  и дополнительную обмотку на источник  $E$ , в схеме рис. 11.16, б — на резистор  $R$ , а в схеме рис. 11.16, в — через диод  $VD_1$  на нагрузку.

## § 11.6. Схема и показатели двухпозиционного стабилизатора напряжения

В двухпозиционных стабилизаторах в отличие от стабилизаторов с ШИМ частота переключения силового транзистора является не навязанной каким-либо генератором, а величиной свободной, зависящей от режима работы стабилизатора. В схеме рис. 11.17, а ключ изображен схематически в виде звена  $K$ . В качестве этого звена может быть использована схема рис. 11.15, хотя из-за отсутствия разрядного диода может быть применен и более простой ключ.

Импульсное устройство, управляющее ключом, состоит из транзисторов  $VT_4$ ,  $VT_5$  и подключенных к ним резисторов. Такое устройство является транзисторным реле и называется триггером. Оно имеет два устойчивых состояния. В одном из них транзистор  $VT_5$  насыщен поданным на его базу

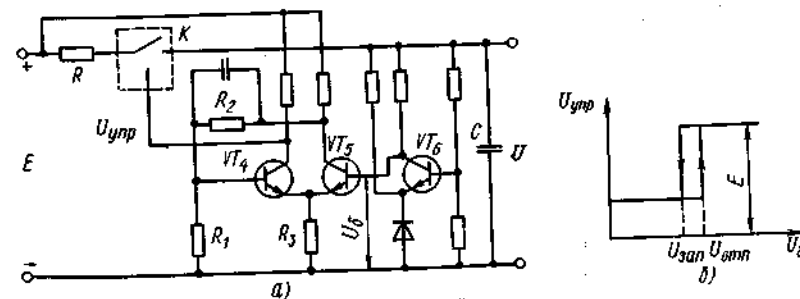


Рис. 11.17

положительным напряжением  $U_6$ . Созданное его эмиттерным током падение напряжения на резисторе  $R_3$  запирает транзистор  $VT_4$ .

В другом устойчивом состоянии транзистор  $VT_5$  заперт, а транзистор  $VT_4$  открыт. Переход триггера из первого состояния во второе определяется напряжением  $U_6$ , которое является усиленным сигналом ошибки. С его ростом при  $U_6 < U_{отп}$  транзистор  $VT_5$  отпирается, а при снижении ниже уровня  $U_{зап}$  запирается (рис. 11.17, б).

При насыщенном транзисторе  $VT_5$  силовой транзистор в ключе  $K$  открыт, а при запертом  $VT_5$  тоже заперт.

При замкнутом ключе конденсатор заряжается от источника  $E$ , напряжение на нем растет. Когда оно достигнет значения  $U_{max}$ , напряжение на коллекторе усилительного транзистора  $VT_6(U_6)$  станет равным  $U_{зап}$ , ключ разомкнется. После этого начинается разрядка выходного конденсатора током нагрузки  $I_0 = \text{const}$ , напряжение на нем спадает линейно. Уменьшение выходного напряжения вызывает рост напряжения на коллекторе  $VT_5$ , когда оно сравняется с напряжением  $U_{отп}$ , ключ замкнется. Снова наступает этап разрядки конденсатора  $C$ .

Пусть ключ разомкнут в течение времени  $\theta$ , а замкнут в течение интервала  $T - \theta$ . Так как скорость разрядки конденсатора в данной модели ( $I_0 = \text{const}$ ) не зависит от напряжения  $E$ , то интервал  $\theta$  не меняется при изменениях входного напряжения  $E$ . Колебания входного напряжения вызывают изменения лишь одной зарядной части периода  $T - \theta$ . Ее значение уменьшается с ростом  $E$ , а вместе с ней уменьшается и весь период  $T$ .

Увеличение тока нагрузки приводит к уменьшению зарядной и разрядной частей периода. Последняя изменяется резко. Поэтому увеличению тока нагрузки соответствуют уменьшение периода работы ключа  $T$  и снижение относительной длительности паузы  $\theta/T$ .

Самый большой период работы ключа такого стабилизатора соответствует наименьшему току нагрузки  $I_{0min}$  и входному напряжению  $E_{min}$ . В реальных схемах добиваются того, чтобы этот период  $T_{max}$  получался достаточно малым, так как иначе придется для сглаживания пульсаций напряжения  $e_0$  применять громоздкий фильтр.

Рассмотренный стабилизатор обладает КПД меньшим, чем стабилизатор с LC-фильтром. Но у него меньше инерционность. Реле подключает или отключает источник  $E$  в те моменты времени, когда выходное напряжение достигает пороговых значений.

Включение в релейный стабилизатор дросселя  $L$  вместо балластного резистора улучшает КПД стабилизатора, но вместе с тем вносит дополнительное запаздывание в систему регулирования. А это повышает пульсации выходного напряжения и склонность стабилизатора к самовозбуждению.

### § 11.7. Схемы цепей управления и показатели стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией

В качестве преобразователей сигнала ошибки в импульсное напряжение ШИМ используют разнообразные устройства, отдавая предпочтение тем, которые могут быть выполнены на элементах цифровой техники. В этой

связи наибольшее применение получил метод преобразования модулирующего аналогового сигнала ошибки в импульсное напряжение с модуляцией ширины импульса, основанный на сравнении модулирующего сигнала с пилообразным напряжением. В течение времени превышения пилообразным напряжением аналогового сигнала формируется импульс с ШИМ. Таким образом, период следования импульсов задается пилообразным напряжением, а их длительность — уровнем сигнала ошибки.

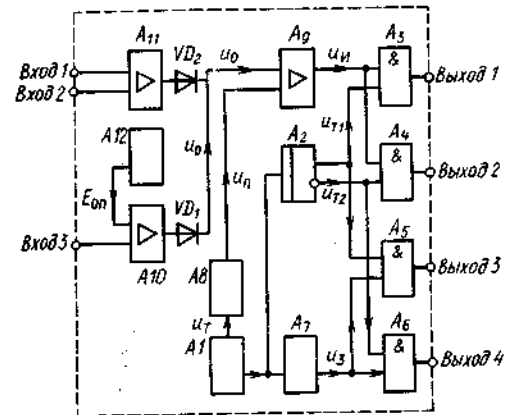


Рис. 11.18

В настоящее время практически всю цепь управления удается выполнить в одном кристалле как большую микросхему. В состав таких микросхем помимо модулятора ШИМ включают источник опорного напряжения, цепи защиты и формирования импульсов для транзисторов силовой цепи. Так, микросхема K142ЕП1 состоит из пяти функциональных узлов: источника опорного напряжения, усилителя сигналов обратной связи, цепи ШИМ, усилителя управляющих импульсов и микромощных силовых транзисторов. При малых токах нагрузки (до 50 мА) микросхему можно использовать как законченный стабилизатор напряжения, а при больших токах — как схему управления мощными транзисторными ключами импульсных стабилизаторов.

В структуру большой интегральной микросхемы, предназначенной для управления импульсным стабилизатором и транзисторным преобразователем напряжения (рис. 11.18), входят генератор тактовых импульсов  $u_1(A_1)$ , формирователь пилообразного напряжения  $u_2(A_2)$ , усилитель цепи обратной связи ( $A_{10}$ ), источник опорного напряжения ( $A_{12}$ ), усилитель сравнения аналогового сигнала ошибки  $u_0$  с пилообразным напряжением, т. е. цепь ШИМ ( $A_9$ ), выходные усилители, выполненные на схемах совпадения ( $A_3$  и  $A_4$ ), и счетный триггер ( $A_2$ ). Звенья  $A_5$ ,  $A_6$  и  $A_7$  используют только в том случае, когда данная микросхема применяется в двухтактном преобразователе напряжения. Звено  $A_{11}$  входит в схему защиты стабилизатора от токовых перегрузок.

Аналоговый сигнал, пропорциональный выходному напряжению, подается с делителя напряжения на вход 3 и в операционном усилителе  $A_{10}$  сравнивается с опорным напряжением  $E_{оп}$ , получаемым от звена  $A_{12}$ . С выхода усилителя сигнала ошибки аналоговое напряжение  $u_0$  подается на один из входов компаратора ШИМ ( $A_9$ ). На другой вход этого компаратора подается пилообразное напряжение  $u_2$ , которое формируется в звене  $A_2$  и синхронизируется генератором тактовых импульсов  $A_1$  (рис. 11.9, а, б). Сигналу ошибки  $u_{01}$  соответствует импульс длительностью  $t_1$ , а сигналу

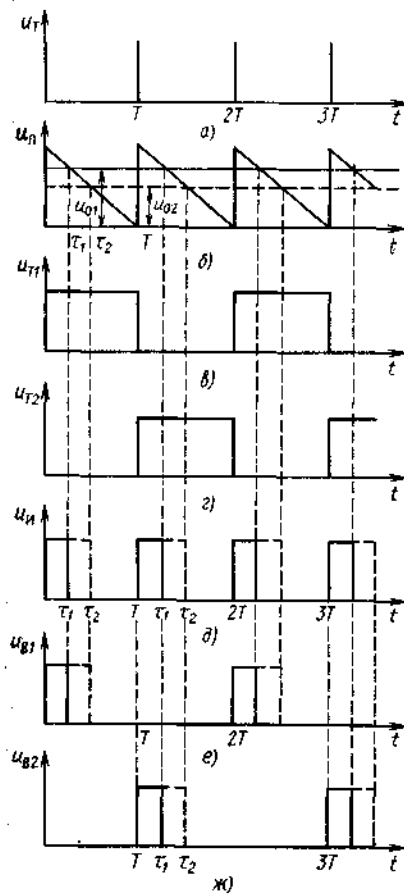


Рис. 11.19

лучим последовательность импульсов с ШИМ со скважностью, лежащей в пределах 0,5—1. Просуммировав напряжения с выходов 1 и 2, получим импульсную последовательность с периодом  $T$  и скважностью, меняющейся от 0 до 1. Все эти варианты и используются на практике.

На входы 1 и 2 усилителя  $A_{11}$  подаются сигналы, разность которых пропорциональна току нагрузки. При превышении этой разностью некоторого значения, задаваемого внешними элементами, подключаемыми к микросхеме, на выходе усилителя  $A_{11}$  появится положительное напряжение большее, чем на выходе  $A_{10}$ . Диод  $VD_2$  при этом запирается, а диод  $VD_1$  открывается. На вход схемы ШИМ поступает напряжение с узла токовой защиты, под воздействием которого длительность импульсов ШИМ уменьшается, а выходное напряжение снижается. Таким образом, при перегрузках по току нагрузки разрывается цепь обратной связи по напряжению и замыкается цепь обратной связи по току.

$u_{02}$  — импульс длительностью  $\tau_2$ . Помимо генератора пилообразного напряжения импульсы тактового генератора подводятся к счетному триггеру  $A_2$ . На неинвертирующем выходе триггера получают прямоугольные импульсы  $u_{11}$ , имеющие длительность  $T$  и период следования  $2T$ . На инвертирующем выходе счетного триггера положительные прямоугольные импульсы  $u_{12}$  сдвинуты по фазе в сравнении с  $u_{11}$  на половину периода, т. е. на  $T$  (рис. 11.19, в, г). На выходе компаратора получают импульсы с ШИМ, длительность которых тем меньше, чем больше сигнал ошибки (рис. 11.19, д). Импульсная последовательность  $u_{11}$  подается на вход схемы совпадения  $A_3$ , а последовательность  $u_{12}$  — на вход схемы совпадения  $A_4$ . На выходе схем совпадения получаем импульсы  $u_{21}$  и  $u_{22}$ , соответствующие по длительности «перекрытой» части импульсов последовательностей  $u_{11}$  и  $u_{11}(u_{21})$  и  $u_{12}$  и  $u_{12}(u_{22})$  (рис. 11.19, е и ж).

Скважность импульсов на выходах 1 и 2 меняется от 0,5 до 0. Если положительные импульсы одного из выходов (1 или 2) пропустить через логический инвертор, который на своем выходе создает положительное напряжение при нулевом входном и нулевое при положительном входном, то по-

Для расчета нестабильностей выходного напряжения стабилизатора необходимо задать в каком-либо виде функцию, раскрывающую действие цепи обратной связи. Пусть эта функция линейна и имеет вид

$$\theta/T = k_y(UN_c - E_{on})/U_s, \quad (11.41)$$

где  $U_s$  — нормирующее эквивалентное напряжение, позволяющее придать безразмерный вид описываемой зависимости.

Силовая цепь импульсного стабилизатора с последовательным включением дросселя и транзистора формирует выходное напряжение в соответствии с соотношением (7.27):

$$U = E(1 - \theta/T) - I_0 r. \quad (11.42)$$

Подставив выражение (11.41) в (11.42), получим соотношение, определяющее выходное напряжение стабилизатора с замкнутой цепью обратной связи:

$$U = E[1 - k_y N_c U/U_s + k_y E_{on}/U_s] - I_0 r. \quad (11.43)$$

Пусть входное напряжение возрастает на  $\Delta E$ , опорное — на  $\Delta E_{on}$ , выходной ток уменьшается на  $\Delta I_0$ . Все это приводит к увеличению выходного напряжения на  $\Delta U$ . Тогда выражение (11.34) принимает вид

$$U + \Delta U = (E + \Delta E)[1 - k_y N_c (U + \Delta U)/U_s + k_y (E_{on} + \Delta E_{on})/U_s] - (I_0 - \Delta I_0) r. \quad (11.44)$$

Вытя из этого соотношения (11.43) и опустив члены второго порядка малости, найдем связь приращений напряжений и токов в стабилизаторе:

$$\Delta U = -Ek_y N_c \Delta U/U_s + Ek_y \Delta E_{on}/U_s + \Delta I_0 r + \Delta E(1 - k_y N_c U/U_s + k_y E_{on}/U_s). \quad (11.45)$$

Определим в явном виде приращение выходного напряжения. Коэффициенты, стоящие в правой части (11.45), являются коэффициентами нестабильности по соответствующим дестабилизирующим факторам:

$$\Delta U = [Ek_y \Delta E_{on}/U_s + \Delta I_0 r + \Delta E(1 - k_y N_c U/U_s + k_y E_{on}/U_s)] / (1 + k_y N_c E/U_s). \quad (11.46)$$

Таким образом, показатели стабилизатора следующие:

$$R_{\text{вых}} = r / [1 + k_y N_c E/U_s];$$

$$k_E = \Delta U / \Delta E = (U + I_0 r) / [E(1 + k_y N_c E/U_s)];$$

$$k_{E_{on}} = \Delta U / \Delta E_{on} = Ek_y / [U_s(1 + k_y N_c E/U_s)] \approx 1/N_c. \quad (11.47)$$

Все нестабильности, кроме нестабильности по опорному напряжению, при большом усилении усилителя получаются малыми.



### § 12.1. Структурные схемы преобразователей

Современный преобразователь, как правило, имеет не один, а несколько выходов, на которых формируются гальванически не связанные постоянные напряжения различных номиналов. Регулируемый или стабилизирующий преобразователь создает на выходе напряжения, отличающиеся от первичного большей стабильностью и поддающиеся регулировке.

Структурная схема одноканального преобразователя напряжения (рис. 12.1) включает в себя инвертор (И), преобразующий постоянный электрический ток в переменный прямоугольной формы, трансформатор (Т), повышающий или понижающий напряжение переменного тока до желаемого значения и осуществляющий гальваническую развязку, электрический выпрямитель (В), преобразующий переменный ток вновь в постоянный, фильтр (Ф), сглаживающий пульсации выпрямленного напряжения, и ряд вспомогательных устройств (ВУ), служащих для стабилизации, регулировки, защиты преобразователя от перегрузок и потребителя от помех, возникающих в преобразователе.

В многоканальных преобразователях ветвление в структурной схеме начинается, как правило, после трансформатора. Выполняя трансформатор с несколькими вторичными обмотками, получаем возможность сформировать на каждой из них гальванически развязанный выходной канал со своим номиналом выходного напряжения.

В стабилизирующих преобразователях используют регулируемый инвертор либо включают в канал со стабильным напряжением дополнительное звено (стабилизатор). В первом случае происходит групповая стабилизация в преобразователе, во втором — индивидуальная. При высоких требованиях к стабильности напряжения какого-либо канала осуществляют групповую стабилизацию во всех каналах и дополнительную индивидуальную стабилизацию в канале с высокой стабильностью.

Широкое применение преобразователей в современных вторичных источниках объясняется насыщенностью радиотехническими средствами различных подвижных аппаратов, в которых автономными первичными источниками энергии являются источники постоянного электрического тока — аккумуляторы, топливные элементы, солнечные батареи и др. Следовательно, электроснабжение такой РЭА осуществляется от сети постоянного тока.

Транзисторы силовой цепи преобразователя работают, как правило, в режиме переключения, что позволяет управлять значительной мощностью в нагрузке с помощью относительно маломощных ключей.

В одноканальном преобразователе в нагрузку за период передается из первичной сети один импульс тока.

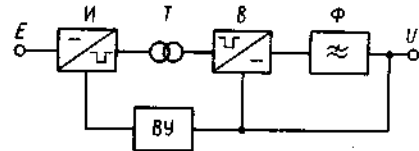


Рис. 12.1

Если же за один период таких импульсов передается два, то такой преобразователь называют *двухтактным*.

Однотактный преобразователь относительно прост, но магнитопровод его трансформатора (дросселя) работает в режиме одностороннего намагничивания, что не позволяет реализовать хорошие показатели при использовании большинства современных магнитных материалов.

В двухтактном преобразователе трансформатор не подмагничивается и при этом обеспечивается непрерывный отбор мощности от первичной сети и передача ее в нагрузку. По этим причинам магнитные элементы двухтактного преобразователя компактнее, чем однотактного.

На основе как однотактных, так и двухтактных преобразователей могут быть построены многофазные преобразователи. В таких преобразователях несколько отдельных парциальных преобразователей работают на общую нагрузку, но переключаются со сдвигом по фазе, что позволяет снизить интенсивность помех, возникающих при переключении транзисторов.

### § 12.2. Однотактные преобразователи

Схематически наиболее прост однотактный преобразователь с обратным включением выпрямительного диода (рис. 12.2, а). Он представляет собой фактически импульсный стабилизатор с последовательным транзистором и параллельным дросселем, причем дроссель  $L$  выполнен двухобмоточным, что обеспечивает гальваническую развязку нагрузки от первичной сети.

Положительные импульсы напряжения возбуждения длительностью  $\tau'$  отпирают, а отрицательные длительностью  $T - \tau'$  запирают силовой транзистор  $VT$ . Открытый транзистор оказывается в режиме насыщения и пропускает через себя как обратный ток диода, пересеченный в первичную обмотку, так и ток заряда дросселя, проходящий от источника  $E_n$  через первичную обмотку дросселя (рис. 12.2, б, в). Длительность импульса коллекторного тока  $\tau$  больше  $\tau'$  на время рассасывания заряда неосновных носителей в базе.

При запираании транзистора отрицательным импульсом напряжения напряжение, индуцируемое магнитным потоком

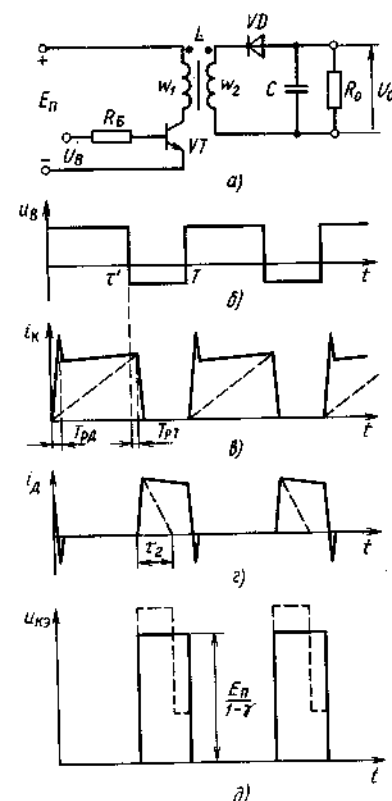


Рис. 12.2

на обмотках дросселя, меняет знак и начинает быстро нарастать по абсолютному значению. Когда напряжение на обмотке  $w_2$  достигнет значения  $U_0$ , отпирается выпрямительный диод  $VD$  и накопительный конденсатор  $C$ , заряжаясь, замедляет дальнейший рост индуцируемого напряжения. Таким образом, напряжение на обмотке дросселя  $w_1$  во время его разрядки через диод  $VD$  оказывается равным  $-U_0 w_1/w_2$ .

Если индуктивность дросселя  $L$  больше критической, то выходное напряжение преобразователя можно определить из условия равенства нулю среднего напряжения на дросселе:

$$E_n \tau = U_0 \frac{w_1}{w_2} (T - \tau). \quad (12.1)$$

Обозначив  $\tau/T = \gamma$  и преобразовав последнее выражение, найдем

$$U_0 = E_n (w_2/w_1) \gamma / (1 - \gamma). \quad (12.2)$$

Зависимость выходного напряжения от длительности импульса  $\tau$  позволяет регулировать его значение и, следовательно, построить на основе одноконтного преобразователя стабилизирующий источник. Как и в стабилизаторе напряжения с параллельным дросселем, максимальное значение напряжения  $U_0$  реально не равно бесконечности при  $\gamma \rightarrow 1$  (потому что ограничивается сопротивлением потерь в преобразователе). Возрастания выходного напряжения на холостом ходу стремятся избежать, для чего используют добавочную неотключаемую нагрузку.

Напряжение на закрытом транзисторе складывается из напряжения источника  $E_n$  и индуцируемого магнитным потоком напряжения на обмотке дросселя  $w_1$  (рис. 12.2, б):

$$U_{кз} = E_n + U_0 w_1/w_2 = E_n / (1 - \gamma). \quad (12.3)$$

При индуктивности дросселя, много большей критического значения, ток коллектора транзистора по форме близок к прямоугольной:

$$I_k = (w_2/w_1) I_0 / (1 - \gamma) = I_{00} / \gamma, \quad (12.4)$$

где  $I_{00}$  — средний ток, потребляемый от источника  $E_n$ .

Произведение  $U_{кз} I_k$  в таком преобразователе обратно пропорционально  $\gamma(1 - \gamma)$  и, следовательно, имеет минимум при  $\gamma = 0.5$ . Этому минимуму соответствует наименьшая установочная мощность транзистора одноконтного преобразователя напряжения с обратным включением диода.

Если выбрать индуктивность дросселя меньше критической, то ток дросселя приобретает треугольную форму (пунктирные линии на рис. 12.2, в, г) и в рассматриваемом преобразователе для отпираания силового транзистора возникнут благоприятные условия. Транзистор будет включаться при нулевом токе и запертом выпрямительном диоде. Поэтому коммутационные выбросы тока коллектора в таком режиме не возникают.

Длительность разрядки дросселя на выпрямительное звено с нагрузкой постоянному току  $R_0$

$$\tau_2 = \sqrt{2LT/R_0} w_2/w_1. \quad (12.5)$$

Для реализации режима с треугольной формой тока дросселя необходимо, чтобы длительность пассивной части периода  $T - \tau$  была больше  $\tau_2$ . В этом случае в нагрузку полностью передается энергия, накопленная в дросселе:

$$Q_a = E_n^2 \tau^2 / (2L). \quad (12.6)$$

При необходимости стабилизации энергии (мощности) в нагрузке одноконтный обратный преобразователь регулируется в соответствии с приведенной зависимостью.

Выходное напряжение преобразователя в режиме разрывных токов дросселя обратно пропорционально корню квадратному из сопротивления нагрузки:

$$U_0 = E_n \tau \sqrt{R_0 / (2LT)}. \quad (12.7)$$

По этому же соотношению выбирают сопротивление неотключаемой нагрузки при заданном максимуме выходного напряжения.

При прямом включении выпрямительного диода на интервале  $\tau$  часть энергии источника передается в нагрузку, а часть идет на пополнение запаса электромагнитной энергии дросселя. На интервале  $T - \tau$  дроссель оказывается отключенным как от источника, так и от нагрузки и на нем возникают значительные напряжения. Поэтому с двухобмоточным дросселем, как это показано на рис. 12.2, а, преобразователь с прямым включением диода работать не может.

Для обеспечения непрерывности тока намагничивания дросселя необходимо добавить в преобразователь третью, размагничивающую, обмотку (рис. 12.3, а), а также энергоемкий элемент для запасания энергии на активном этапе (интервал  $0 - \tau_1$ ) и передачи ее в нагрузку на пассивном этапе (интервал  $\tau_1 - T$ ) (рис. 12.3, б). Таким элементом в схеме рис. 12.3, а является однообмоточный дроссель  $L_2$ .

Размагничивающая обмотка обеспечивает уменьшение магнитного потока в магнитопроводе

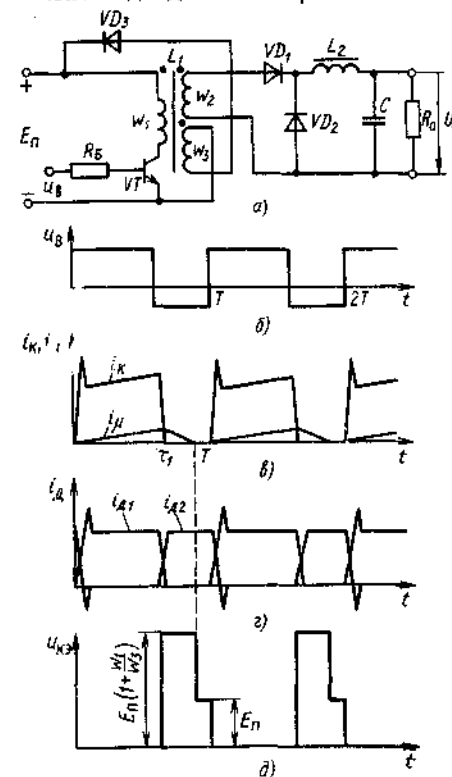


Рис. 12.3

дросселя  $L_1$  до нулевого значения в течение пассивной части периода. Так как в дросселе  $L_1$  при прямом включении диода нет необходимости запасать большую энергию, то его делают более компактным, чем в преобразователе с обратным включением диода. Это обстоятельство иллюстрируется рис. 12.3, в, на котором даны эпюры коллекторного тока силового транзистора  $i_k$  и тока намагничивания магнитопровода дросселя  $i_\mu$ . Как видно из рисунка, последний имеет значение значительно меньше, чем первый.

Разрядка дросселя  $L_1$  происходит по цепи: обмотка  $\omega_3$ , прямосмещенный диод  $VD_3$  и источник питания  $E_n$ . При этом энергия, накопленная ранее в дросселе, возвращается в источник питания  $E_n$ , т. е. происходит так называемая *рекуперация энергии*. Такой возврат энергии обуславливает высокий КПД этого преобразователя. Во время разрядки дросселя  $L_1$  напряжение на коллекторе транзистора  $VT$  возрастает (рис. 12.3, д).

Дроссель  $L_2$  включен в цепь выходного тока. Этот ток, как правило, велик. Поэтому в дросселе  $L_2$  создается достаточный запас энергии (рис. 12.3, г) при относительно малой его индуктивности, что позволяет сделать его компактным.

Расчетные соотношения для преобразователя с прямым включением выпрямительного диода достаточно просты. Пусть  $\omega_1 = \omega_3$ . Тогда следует выбрать  $\tau_1 < 0,5T$ , для того чтобы дроссель успел разрядиться. При этом

$$U_{к\max} = 2E_n \quad (12.8)$$

Ток коллектора и напряжение на нагрузке определяют из соотношений

$$I_k = I_0 \omega_2 / \omega_1; \quad U_0 = E_n (\omega_2 / \omega_1) (\tau_1 / T). \quad (12.9)$$

Однотактный преобразователь напряжения с прямым включением выпрямительного диода и размагничивающей обмоткой находит широкое применение для стабилизации напряжения на нагрузках, потребляющих как малую, так и значительную мощность (до 0,7 кВт).

### § 12.3. Двухтактные инверторы и преобразователи

В наиболее простой схеме двухтактного инвертора две первичные полуобмотки силового трансформатора  $T_1$  соединены с коллекторами силовых транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , а первичный источник питания  $E_n$  включен между эмиттерами транзисторов и средней точкой первичных полуобмоток трансформатора  $T_1$  (рис. 12.4, а).

Силовые транзисторы поочередно насыщаются, для чего со вторичных обмоток возбуждающего трансформатора  $T_2$  на их базы подаются импульсы соответствующей длительности (рис. 12.4, б—г). Длительность импульсов выходного напряжения, снимаемого со вторичной обмотки  $T_1$ , больше длительности отпирающих импульсов на время рассасывания заряда неосновных носителей в базах силовых транзисторов  $t_p$  (рис. 12.4, д).

Если рассматриваемое устройство входит в инвертор, то к выходной обмотке  $T_1$  подсоединяется нагрузка. Если оно является составной частью преобразователя напряжения, то к выходной обмотке подключается выпрямитель. Так как в электрическом выпрямителе цепи постоянного и перемен-

ного тока связаны между собой с помощью вентилей и цепью переменного тока является инвертор, то характер реактивности фильтра выпрямителя сказывается на форме и значении токов коллекторов силовых транзисторов. Это обстоятельство обязывает рассматривать процессы в инверторе преобразователя совместно с процессами в выпрямителе этого преобразователя.

Если выбрать длительность отпирающих импульсов напряжения возбуждения равными  $T/2 - t_p$ , то на выходе получим переменное напряжение в форме меандра (рис. 12.4, е). Такое напряжение, будучи пропущено через безынерционный выпрямитель, преобразуется в постоянное напряжение без дополнительной фильтрации. Реально фронты переменного напряжения на выходной обмотке  $T_1$  имеют конечную крутизну, поэтому на выходе выпрямителя необходимо включить фильтр, сглаживающий провалы выходного напряжения.

Если возбуждать силовые транзисторы напряжением прямоугольной формы без нулевых пауз (рис. 12.4, е), то на время рассасывания заряда неосновных носителей оба транзистора в схеме рис. 12.4, а окажутся открытыми, что равносильно кратковременному короткому замыканию обмоток силового трансформатора. Для того чтобы предотвратить неприятные последствия этих кратковременных замыканий, возникающих в конце каждого полупериода, в схеме инвертора необходимо предусмотреть ряд дополнительных элементов.

Когда инвертор работает на нагрузку, имеющую активно-индуктивный характер, моменты изменения полярности тока нагрузки запаздывают относительно моментов изменения полярности выходного напряжения, а также моментов переключения силовых транзисторов. Это приводит к прохождению в начальной части каждого полупериода тока через силовой транзистор в обратном направлении, т. е. образованию обратного тока. Обратный импульс тока через транзистор возникает потому, что не сменивший свое направление ток нагрузки трансформируется в другую первичную полуобмотку трансформатора и силовой транзистор.

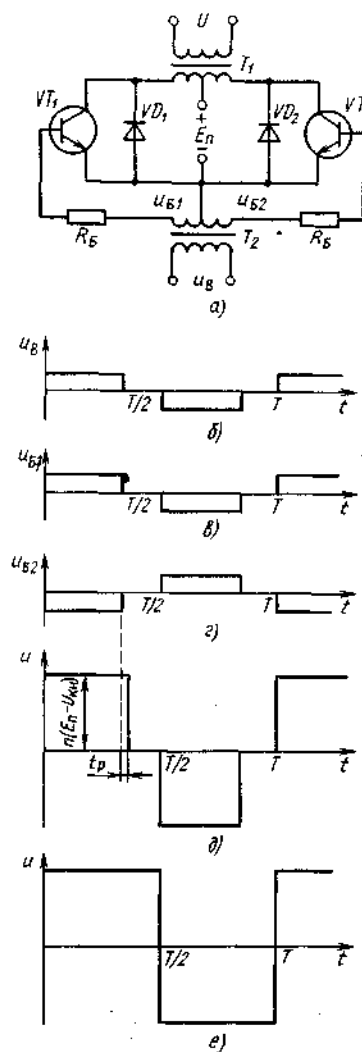


Рис. 12.4

Коэффициент усиления тока транзистором, работающий в инверсном режиме, мал. При данном токе коллектора транзистор может выйти из состояния насыщения, что приведет к дополнительным потерям мощности в силовой цепи и перегреву транзисторов.

Для снижения обратного тока, проходящего через силовой транзистор, в схему инвертора параллельно силовым транзисторам включают шунтирующие диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  (рис. 12.4, а). Такие диоды необходимы при любом виде нагрузки, если возможна работа инвертора на холостом ходу. При этом ток намагничивания трансформатора  $T_1$  в течение части полупериода проходит через открывшийся транзистор в инверсном направлении, так как он является индуктивным током. Иногда в отсутствие шунтирующих диодов такой ток намагничивания может вызвать выход из строя силовых транзисторов.

Находят применение два способа включения транзисторов в схему инвертора. В одном случае (рис. 12.4, а) общими электродами двух транзисторов являются эмиттеры, а в другом (рис. 12.5) — коллекторы. В схеме рис. 12.4, а проще цепи управления, а в схеме рис. 12.5 — конструктивное размещение транзисторов на радиаторе, необходимом для отвода теплоты, выделяющейся в силовых транзисторах.

Схемы рис. 12.4, а и 12.5 представляют собой силовую часть инвертора с независимым (внешним) возбуждением. Напряжение, управляющее переключением транзисторов, подается на них от специального генератора (возбудителя), также входящего в состав инвертора. Транзисторные инверторы с независимым возбуждением, называемые иногда усилителями мощности, применяют для получения выходной мощности от 20—50 до 500 Вт. При большей выходной мощности, особенно при большом первичном напряжении, используют тиристорные инверторы.

При выходной мощности до 20—50 Вт лучшие показатели обеспечивают инверторы с самовозбуждением (рис. 12.6). В них переключение транзисторов производят с помощью напряжения обратной связи, снимаемого с обмоток с числом витков  $w_2$ . Такие инверторы часто используют и в качестве возбудителей для управления транзисторами усилителя мощности.

Рассматривая процессы, протекающие в силовых цепях преобразовате-

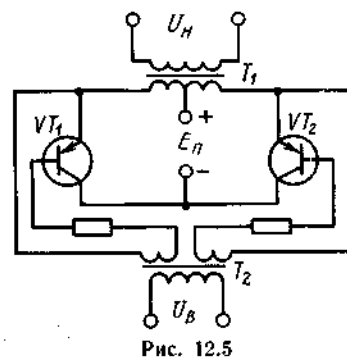


Рис. 12.5

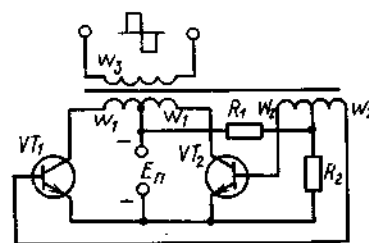


Рис. 12.6

лей и инверторов, удобно выделить те, на которые инерционность транзисторов и выпрямительных диодов не оказывает влияния. Будем считать такие процессы линейными. В течение линейного процесса один из силовых транзисторов двухтактного инвертора открыт (насыщен), а другой находится в состоянии отсечки. Магнитный поток в магнитопроводе трансформатора меняется под действием первичного источника сравнительно медленно. Изменение токов в это время происходит только под действием энергии, накопленной в реактивных элементах схемы. Если в схеме реактивные элементы отсутствуют, то токи в течение линейного процесса не меняются.

Помимо линейных процессов в силовой цепи рассматриваемых устройств протекают и коммутационные, в течение которых происходит изменение полярности выходного напряжения инвертора. Скорость и направление изменений токов во время коммутации определяются не только наличием реактивных элементов схемы, но и частотными свойствами транзисторов и диодов выпрямителя преобразователя и для каждой конкретной схемы отличаются существенно.

При анализе коммутационных процессов необходимо учитывать помехи радиоприему, создаваемые переключающимися элементами. Так как частота переключения достигает в современных инверторах нескольких десятков килогерц, то существенный вклад в коммутационные процессы вносят паразитные параметры узлов и деталей, входящих в силовую цепь. Так, следует учитывать индуктивность рассеяния и межвитковую емкость трансформатора, индуктивность и сопротивление потерь конденсаторов, монтажные емкости и индуктивности соединительных проводников.

Названные паразитные элементы определяют в значительной мере уровень высокочастотных помех, создаваемых преобразователем и попадающих в его выходную цепь. В некоторых случаях относительно высокий уровень помех заставляет отказаться от выгодного с энергетической точки зрения переменного напряжения прямоугольной формы и использовать переменное напряжение без крутых фронтов и выбросов.

#### § 12.4. Линейные процессы в силовой цепи двухтактного инвертора

Силовая цепь инвертора, приведенного на рис. 12.7, а, состоит из трансформатора  $T_1$ , транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , диодов  $VD_1$  и  $VD_2$ . Нагрузкой инвертора являются подключенные ко вторичной обмотке  $w_2$  индуктивный элемент  $L_n$  и резистор  $R_n$ . Транзисторы коммутируются напряжением прямоугольной формы без нулевых пауз. Оно подается от возбудителя на базы транзисторов через резисторы  $R_b$ , ограничивающие ток базы насыщенного транзистора.

Как было показано ранее, при таком напряжении возбуждения в силовой цепи возникают кратковременные короткие замыкания, в течение которых одновременно оказываются открытыми оба транзистора, и в них, как и в первичных обмотках трансформатора, нарастают коммутационные выбросы токов. Так как коммутационные токи транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  проходят от средней точки первичных полуобмоток трансформатора к минусу источ-

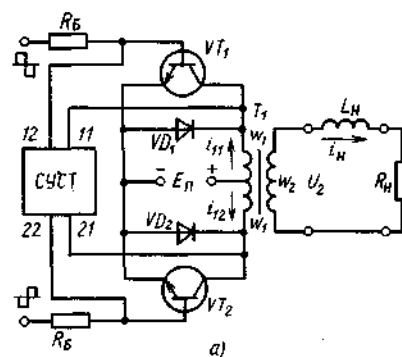


Рис. 12.7

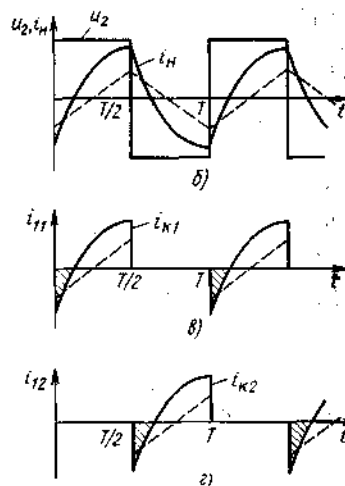
ника питания  $E_n$ , то они не трансформируются во вторичную обмотку; они называются *сквозными*.

Чтобы улучшить процесс коммутации, в схему инвертора вводят дополнительно схему устранения сквозных токов (СУСТ). Она имеет два входа (11 и 21) и два выхода (12 и 22). При полярности выходного напряжения инвертора, соответствующей запертому транзистору  $VT_1$ , выход схемы 12 открыт и шунтирует промежуток эмиттер—база силового транзистора  $VT_1$  и не позволяет цепи возбуждения открыть транзистор  $VT_1$  до тех пор, пока не заперется транзистор  $VT_2$  и не изменится полярность выходного напряжения, т. е. пока на входе 21 схемы не появится положительное напряжение. Лишь после этого окажется возможным прохождение положительной полуволны возбуждающего напряжения на базу  $VT_1$ . Аналогично, вход 11 блокирует отпирание силового транзистора  $VT_2$  до тех пор, пока на коллекторе  $VT_1$  не создается положительное напряжение. Таким образом, схема устранения сквозных токов осуществляет задержку моментов отпирания силовых транзисторов, равную длительности рассасывания заряда неосновных носителей в базе. Это устраняет выбросы тока при переключении транзисторов.

Начнем анализ линейных процессов с момента времени  $t=0$ , соответствующего запиранию транзистора  $VT_2$  и отпиранию транзистора  $VT_1$ . Напряжение на нагрузке  $u_2$  инвертируется практически мгновенно (рис. 12.7, б), ток нагрузки своего направления не меняет. Он начинает нарастать от значения, достигнутого к концу предыдущего полупериода, стремясь к положительному, определяемому сопротивлением нагрузки:

$$I_{np} = n(E_n - U_{кн})/R_n \approx nE_n/R_n, \quad (12.10)$$

где  $n = \omega_2/\omega_1$  — коэффициент трансформации трансформатора. Скорость изменения тока ограничивается постоянной времени нагрузки  $\tau_n = L_n/R_n$ .



Если она больше трети полупериода, то своего предельного значения ток достигнуть не успеет. Максимальное значение тока нагрузки, достигаемое к концу полупериода,

$$I_{n\max} = \frac{nE_n}{R_n} \frac{1 - e^{-T/(2\tau_n)}}{1 + e^{-T/(2\tau_n)}}. \quad (12.11)$$

При изменении знака полуволны выходного напряжения в момент  $t=T/2$  в нагрузке создается вторая полуволна тока, в течение которой ток спадает от  $+I_{n\max}$  до  $-I_{n\max}$ . Если  $\tau_n > T/2$ , то в нагрузке проходит ток пилообразной формы (пунктирные линии на рис. 12.7, б).

Ток нагрузки в каждом из полупериодов трансформируется в ту первичную полуобмотку трансформатора, которая подсоединена насыщенным силовым транзистором к источнику  $E_n$ . Следовательно, на начальном этапе ток проходит через транзистор в инверсном направлении (пунктирные линии на рис. 12.7, в, г). Инверсный ток может привести к перегреву транзистора, и для того, чтобы он не проходил через транзистор, последний шунтируют диодом. Поэтому при прохождении инверсного тока силовой транзистор и диод оказываются включенными параллельно.

Когда ток в первичной полуобмотке становится положительным, диод запирается и ток нагрузки полностью проходит через транзистор. Таким образом, на этом этапе ток коллектора силового транзистора

$$i_k = ni_n. \quad (12.12)$$

Для того чтобы транзистор находился в состоянии насыщения в течение всего полупериода, сопротивление базовых резисторов  $R_b$  должно обеспечивать ток базы, больший  $I_{k\max}/H_{21\min}$ .

Магнитный поток в магнитопроводе трансформатора  $T_1$  изменяется во времени по линейному закону, так как напряжения на его обмотках в течение каждого полупериода постоянны. Он линейно нарастает или спадает под действием напряжения источника  $E_n$ , подключающегося к соответствующей полуобмотке трансформатора. Амплитуда магнитной индукции

$$B_m = E_n/(4f\omega_1 S), \quad (12.13)$$

где  $S$  — площадь сечения магнитопровода  $T_1$ .

По этому соотношению и выбирают как тип магнитопровода, так и число витков в первичной полуобмотке силового трансформатора.

Одним из основных параметров, который является исходным при конструировании и проектировании инвертора, является максимальное напряжение коллектор—эмиттер силовых транзисторов. В рассмотренной схеме двухтактного инвертора со средней точкой в первичных полуобмотках трансформатора к запертому силовому транзистору прикладывают напряжение источника  $E_n$  и напряжение, создающееся на первичной полуобмотке из-за включения транзистора противоположного плеча, которое также равно  $E_n$ . Таким образом, силовой транзистор в данной схеме должен выдерживать в запертом состоянии напряжение, равное  $2E_n$ . Обычно транзистор выбирают с некоторым запасом по напряжению коллектор—эмиттер, так как индуктивности рассеяния и паразитные емкости приводят к некоторому повышению

напряжения на транзисторе при коммутации. Обычно считают достаточным выбор по условию

$$U_{\text{кэмах}} \geq (2,2 \div 2,5) E_n. \quad (12.14)$$

Высокий КПД преобразования инвертора объясняется малыми потерями мощности в силовой цепи, которые складываются из потерь в открытом транзисторе, пропорциональные напряжению на насыщенном транзисторе  $U_{\text{кн}}$ , потерь в шунтирующих полупроводниковых диодах, зависящих от прямого напряжения на открытом диоде  $U_{\text{пр}}$ , а также потерь в магнитопроводе и обмотках трансформатора. Потерями мощности в запертых силовых транзисторах можно пренебречь, так как современные транзисторы имеют малый ток утечки при обратном смещенном эмиттерном переходе.

Благодаря достаточно высокому коэффициенту усиления тока транзистором малыми оказываются и потери мощности в цепи возбуждения.

### § 12.5. Линейные процессы в силовой цепи преобразователя напряжения

В преобразователь рис. 12.8, а включены двухтактный инвертор, выполненный по схеме со средней точкой в первичной обмотке трансформатора, выпрямитель с нагрузкой, начинающийся с индуктивного элемента. Такой выпрямитель удобен из-за возможности регулировки или стабилизации выходного напряжения  $U_0$  путем изменения длительности возбуждающих импульсов  $\tau_b$ . Включенный в схему выпрямителя дополнительный диод  $VD_7$  разгружает диоды от токов разрядки дросселя  $L$ .

Примененная ранее схема устранения сквозных токов будет эффективной, если  $\tau_b \approx T/2$ . Однако в данном случае работа этой схемы имеет некоторые особенности, связанные с переключением диодов входящего в преобразователь выпрямителя. Чтобы не останавливаться на них и отделить линейные процессы от коммутационных, будем считать, что транзисторы включаются и выключаются мгновенно, но их выключение происходит с задержкой  $T_{\text{рт}}$ , равной времени рассасывания заряда неосновных носителей в базе, а диоды выпрямителя — безынерционными.

Если длительность возбуждающих импульсов  $\tau_b$  (рис. 12.8, б, в) выбрана такой, что в сумме со временем рассасывания заряда неосновных носителей в базах транзисторов она остается меньшей длительности полупериода  $T/2$  возбуждающего напряжения, то на вторичной обмотке трансформатора создается переменное напряжение  $u_2$  прямоугольной формы с нулевыми паузами (рис. 12.8, г). Токи, проходящие по обмоткам трансформатора и дросселя фильтра, определяют аналогично изложенному в гл. 11. По графику рис. 12.8, д находят интервалы времени зарядки и разрядки дросселя  $L$  и определяют форму тока, проходящего по его обмотке. Тогда

$$U_0 = n E_n (1 - 2\theta/T) - I_0 r, \quad (12.15)$$

где  $r$  — сопротивление зарядной цепи, состоящее из пересчитанных во вторичную обмотку  $T_1$  сопротивлений насыщенного транзистора и обмоток трансформатора, сопротивления открытых выпрямительных диодов и актив-

ные сопротивления обмотки дросселя  $L$ . Иногда падения напряжений на транзисторах силовой цепи и диодах выпрямителя учитывают, вводя напряжение на насыщенном транзисторе  $U_{\text{кн}}$  и прямое напряжение на открытом диоде  $U_{\text{пр}}$ . В этом случае соотношение (12.15) примет вид

$$U_0 = [n(E_n - U_{\text{кн}}) - 2U_{\text{пр}}] (1 - 2\theta/T) - I_0(r_{\text{дп}} + r_{\text{тр}}) \approx [n(E_n - U_{\text{кн}}) - 2U_{\text{пр}}] (1 - 2\theta/T). \quad (12.16)$$

Так как в трансформаторах, работающих на высокой частоте, и в обмотке дросселя  $L$  относительно мало число витков, то можно пренебречь последним членом в (12.16) и вычислить выходное напряжение по простой приближенной формуле.

Если бы была применена схема выпрямления со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора, то из трансформированной ЭДС вычиталось бы падение напряжения на одном, а не на двух диодах.

Постоянную составляющую тока нагрузки  $I_0$  и амплитуды пульсаций тока дросселя  $\Delta I_0$  можно найти по формулам гл. 11.

Магнитная индукция в магнитопроводе силового трансформатора  $T_1$  изменяется согласно линейно ломаной зависимости (имеет трапециевидальную форму во времени, рис. 12.8, е). При открытом силовом транзисторе индукция либо нарастает, либо спадает линейно и остается постоянной и равной  $B_m$  в течение паузы. Так как за интервал  $\tau$  магнитная индукция изменяется

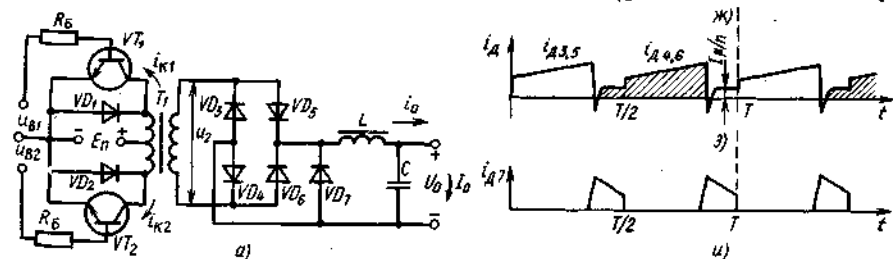


Рис. 12.8

на удвоенную амплитуду, то

$$B_m = (E_n - U_{кн}) \tau / (2\omega_1 S) = (E_n - U_{кн}) T (1 - 2\theta/T) / (4\omega_1 S), \quad (12.17)$$

где  $\omega_1$  — число витков в первичной полуобмотке трансформатора;  $S$  — площадь сечения магнитопровода. В высокочастотных преобразователях широкое применение находят трансформаторы с ферритовым магнитопроводом. Магнитная проницаемость термостабильного феррита не так уж велика, и часто оказывается, что ток намагничивания трансформатора заметен в сравнении с рабочим током первичной обмотки и его следует учитывать. Ток намагничивания имеет форму, совпадающую с формой магнитной индукции (рис. 12.8, е).

Ток коллектора первого транзистора  $i_{к1}$  состоит из трансформированного в первичную полуобмотку выпрямленного, но не сглаженного тока  $i_0$ , т. е. тока дросселя, и тока намагничивания  $i_\mu$  (рис. 12.8, ж). Поэтому можно записать

$$I_{к1} = n(I_0 + \Delta I_0) + I_\mu. \quad (12.18)$$

Ток  $i_{к2}$  имеет форму, аналогичную форме тока  $i_{к1}$ , но сдвинут по фазе на половину периода.

Чтобы силовые транзисторы не выходили из состояния насыщения, необходимо выполнить условие

$$R_0 < (U_{в1} - U_{в2}) H_{21\min} / I_{к1}. \quad (12.19)$$

Токи диодов состоят из трапецевидных импульсов, соответствующих току дросселя  $i_0$  и ступенек, являющихся трансформированными во вторичную обмотку частями тока намагничивания (рис. 12.8, з). На интервале  $0 - \tau$  транзистор  $VT_1$  открыт, и в его коллекторной цепи проходит ток

$$i_{к1} = n i_0 + i_\mu. \quad (12.20)$$

Когда силовой транзистор запирается, составляющие тока  $i_{к1}$ , вызванные наличием дросселя, во вторичной и в первичной обмотках пропадают, так как открывается диод  $VD_7$  (рис. 12.8, и) и ток дросселя замыкается минуя вентили и обмотку трансформатора выпрямителя. Вместе с тем при запираании силового транзистора цепь, по которой проходил ранее ток намагничивания, разрывается и последний переходит во вторичную обмотку, где создается послеимпульс, запирающий ранее открытые и отпирающий ранее закрытые выпрямительные диоды.

Таким образом, в течение нулевой паузы по вторичной обмотке через те диоды, которые должны открыться в следующем полупериоде, проходит ток намагничивания  $I_\mu/n$ . Сопротивления открытых вентилях и диода  $VD_7$  малы, и возникший режим близок к короткому замыканию во вторичной обмотке. Следовательно, ток намагничивания магнитопровода трансформатора  $T_1$  в течение паузы практически не изменяется.

Поскольку основные расчетные соотношения приведены в гл. 11, здесь ограничимся лишь определением габаритной мощности силового трансфор-

матора  $T_1$ . Обычно ее вычисляют, пренебрегая пульсациями тока дросселя и потерями напряжения. Для рассматриваемой схемы

$$\begin{aligned} VW_{тр} &= 0,5 (2I_1 E_n + I_2 U_2) = \\ &= 0,5 \left( 2 \frac{nI_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - 2\theta/T} E_n \sqrt{1 - 2\theta/T} + \right. \\ &\quad \left. + I_0 \sqrt{1 - 2\theta/T} n E_n \sqrt{1 - 2\theta/T} \right) \approx 1,2 P_0. \end{aligned} \quad (12.21)$$

Если бы выпрямитель был собран по схеме со средней точкой во вторичной обмотке, то габаритная мощность трансформатора получилась бы равной  $1,4 I_0 U_0$ , так как ток по каждой из вторичных обмоток проходил бы в разные половины периода и его действующее значение стало бы равным  $I_0 \sqrt{1 - 2\theta/T} / \sqrt{2}$ .

Если для регулировки выходного напряжения преобразователя используют не широтно-импульсную модуляцию, а какой-либо другой способ, то выбирают напряжение возбуждения длительностью  $\tau_a = T/2$ , выпрямитель с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента, и применяют описанную ранее схему устранения сквозных токов. При этом

$$\begin{aligned} I_0 &\sqrt{1 - 2\theta/T} / \sqrt{2}, \\ U_0 &\approx n(E_n - U_{кн}) - 2U_{пр}; \quad I_k = nI_0 / \sqrt{2}. \end{aligned} \quad (12.22)$$

Более точные соотношения будут приведены при рассмотрении коммутационных процессов в таком преобразователе.

## § 12.6. Схемы силовых цепей инверторов

Рассмотренная ранее схема двухтактного инвертора со средней точкой в первичной обмотке трансформатора (будем называть ее основной) не является единственной. Находят применение мостовая и полумостовая схемы.

По сравнению с основной мостовая (рис. 12.9) содержит в два раза больше транзисторов и диодов, но в ней более простой силовой трансформатор (одна первичная и одна вторичная обмотки). Транзисторы коммутируются парно. В течение одного полупериода в состоянии отсечки находятся транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$ , а в состоянии насыщения — транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$ . В течение другого полупериода открыты транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$ , а заперты транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$ . Такое переключение обеспечивает смену полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора каждые полупериода.

На базы транзисторов  $VT_1$  и  $VT_4$  ( $VT_2$  и  $VT_3$ ) возбуждающее напряжение должно подаваться с отдельных обмоток, гальванически развязанных, что усложняет схему возбуждения.

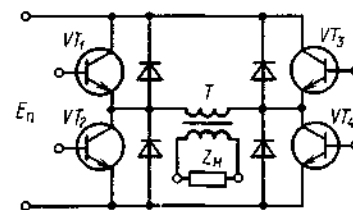


Рис. 12.9

К недостаткам мостовой схемы относится то обстоятельство, что потери напряжения на транзисторах в первичной цепи вдвое больше, чем в основной; увеличиваются и коммутационные потери. Однако каждый из силовых транзисторов мостовой схемы испытывает в два раза меньшее напряжение коллектор — эмиттер. В данной схеме оно равно  $E_n$ . Поэтому преимущества мостовой схемы более ощутимы при значительных напряжениях первичного источника  $E_n$ .

Процессы, происходящие в мостовой схеме, почти полностью повторяют процессы, происходящие в основной. Исключением является лишь ток первичной обмотки, равный сумме коллекторных токов каждой пары открытых транзисторов. Он совпадает по форме с током вторичной обмотки, а по значению отличается от него в  $n$  раз. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора мостовой схемы в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем действующее значение тока первичной полуобмотки основной схемы. Из-за этого полная мощность трансформатора мостовой схемы равна мощности, выделяющейся в нагрузке преобразователя.

Полумостовая схема силовой цепи имеет те же показатели использования трансформатора и напряжения коллектор — эмиттер (рис. 12.10, а). В нее входят два транзистора, два конденсатора и простейший двух-обмоточный трансформатор. Когда транзистор  $VT_1$  находится в состоянии насыщения, а транзистор  $VT_2$  — в состоянии отсечки, нагрузка подключается в конденсатору  $C_1$ , который на нее и разряжается. Одновременно с током разрядки конденсатора  $C_1$  по нагрузке проходит и ток подзарядки конденсатора  $C_2$ . Во втором полупериоде транзистор  $VT_2$  открыт, конденсатор  $C_2$  разряжается, а конденсатор  $C_1$  подзаряжается (рис. 12.10, б). Напряжение на первичной обмотке трансформатора имеет полярность, противоположную той, что была в первом полупериоде.

Если бы конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  имели бесконечно большую емкость или средняя точка источника не была искусственной, то напряжения на первичной обмотке, а вместе с ним и на нагрузке имели бы прямоугольную

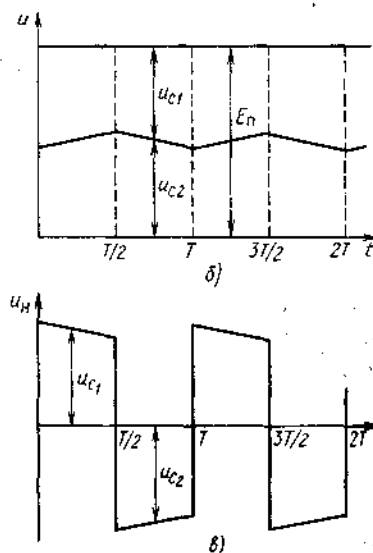
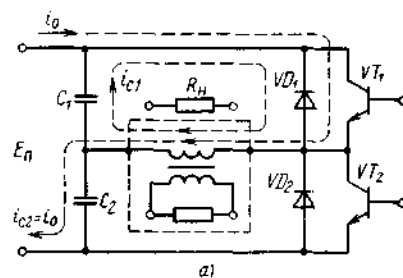


Рис. 12.10

форму. Из-за снижения напряжения на конденсаторе при его разрядке форма напряжения отличается от прямоугольной (имеет сколы вершин).

Рассмотрим распределение токов в полумостовой схеме при работе инвертора на чисто активную нагрузку  $Z_n = R_n$  и одинаковых емкостях конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Напряжение на нагрузке (рис. 12.10, а)

$$u_n(t) = [E_n / (1 + e^{-T/(2\tau)})] e^{-t/\tau}, \quad 0 < t < T/2, \quad (12.23)$$

где  $\tau = 2C_1 R_n$  — постоянная времени силовой цепи

Ток конденсатора  $C_1$  при его разрядке и ток источника, являющийся током подзарядки конденсатора  $C_2$ , оказываются равным и в течение полупериода меняются по экспоненте:

$$i_{C1} = i_0 = \frac{E_n / (2R_n)}{1 + e^{-T/(2\tau)}} e^{-t/\tau}. \quad (12.24)$$

По нагрузке проходит сумма токов разрядки конденсатора  $C_1$  и подзарядки конденсатора  $C_2$ :

$$i_n = \frac{E_n / R_n}{1 + e^{-T/(2\tau)}} e^{-t/\tau}. \quad (12.25)$$

При  $\tau \rightarrow \infty$  — приведенные соотношения принимают простой вид:

$$i_n = E_n / (2R_n); \quad i_{C1} = i_0 = E_n / (4R_n); \quad U_n = E_n / 2. \quad (12.26)$$

Этими выражениями руководствуются при выборе силовых транзисторов и определении исходных данных для расчета трансформатора инвертора.

## § 12.7. Коммутационные процессы в преобразователе с независимым возбуждением

При управлении транзисторами инвертора симметричными импульсами ( $T_n = T$ ) в течение времени рассасывания заряда неосновных носителей в их базах окажутся открытыми оба транзистора двухтактного инвертора (см. рис. 12.8, а). На это время транзисторы практически накоротко замыкают первичную обмотку трансформатора, их ток становится чрезмерно большим.

В мостовой схеме инвертора (см. рис. 12.9) в течение коммутационного процесса открыты все четыре транзистора силовой цепи. Коммутационные токи, называемые *сквозными*, проходят через транзисторы  $VT_1$  и  $VT_3$  (ток  $i_{c1}$ ) и  $VT_2$  и  $VT_4$  (ток  $i_{c2}$ ). Они перегружают транзисторы и вызывают дополнительные потери мощности. За время, необходимое для отключения ранее открытых транзисторов, сквозной ток не должен увеличиться до предельного для транзисторов значения.

Рассмотрим процесс переключения транзисторов инвертора и диодов выпрямителя — коммутационный процесс — в схеме преобразователя рис. 12.11, а. Пусть в момент  $t_0$  на базу ранее открытого транзистора  $VT_1$  подается запирающий импульс напряжения (рис. 12.11, б), а на базу ранее закрытого транзистора  $VT_2$  — отпирающий. До этого через транзистор  $VT_1$  проходил ток  $I_{кн} = nI_0$ . Током намагничивания трансформатора пренебрегаем, так как магнитопровод трансформатора ненасыщен.



В течение интервала времени  $t_0 - t_1$  транзистор  $VT_1$  все еще находится в состоянии насыщения, так как происходит процесс рассасывания неосновных носителей заряда в его базе. Следовательно, напряжение источника  $E_n$  по-прежнему приложено к первичной полуобмотке  $I$  и на выходе инвертора (обмотка 3) поддерживается напряжение, равное существовавшему ранее. Транзистор  $VT_2$ , открывшись, оказывается в активном режиме. Напряжение на его коллекторе равно  $2E_n$ , так как на полуобмотке трансформатора индуцируется напряжение  $E_n$  дополнительно к напряжению источника  $E_n$ .

В соответствии с принятой ранее моделью транзистора, работающего в ключевом режиме, ток базы открывающегося транзистора нарастает по экспоненте:

$$i_{\delta 2} = I_{\delta m} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_t}) = I_{\kappa n} (k_\phi / H_{213}) (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_t}), \quad (12.27)$$

а изменения тока коллектора (в своем масштабе) следуют без задержки за изменениями базового тока, т. е.

$$i_{\kappa 2} = H_{213} i_{\delta 2} = k_\phi I_{\kappa n} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_t}), \quad (12.28)$$

пока рабочая точка транзистора находится в активной области (см. § 11.2). В формулах (12.28)  $H_{213}$  — статический коэффициент усиления по току транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ ;  $I_{\delta m}$  — амплитуда импульса тока базы;  $\tau_t$  — постоянная времени транзистора;  $k_\phi = I_{\delta m} H_{213} / I_{\kappa n}$  — фактическая кратность управляющего тока базы (степень насыщения).

Как было замечено, магнитопровод трансформатора ненасыщен, сумма намагничивающих сил его первичных обмоток ( $i_{\kappa 1} \omega_1 - i_{\kappa 2} \omega_2$ ) равна намагничивающей силе тока вторичной обмотки  $i_2$ , т. е.

$$i_{\kappa 1} \omega_1 - i_{\kappa 2} \omega_2 = I_0 \omega_2. \quad (12.29)$$

Ток диода  $VD_1$  пока транзистор  $VT_1$  не вышел из состояния насыщения остается

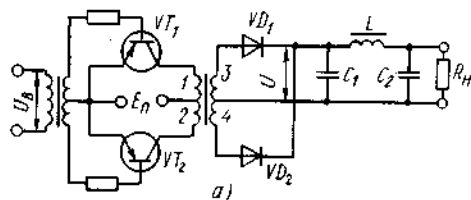


Рис. 12.11

равным  $I_0$ , и, следовательно, ток  $i_{\kappa 1}$  возрастает настолько же, насколько увеличивается ток  $i_{\kappa 2}$ :

$$i_{\kappa 1} = I_{\kappa n} + i_{\kappa 2} = I_{\kappa n} (1 + k_\phi - k_\phi e^{-(t-t_0)/\tau_t}); \quad (12.30)$$

Это и приводит к появлению выброса коллекторного тока отключающегося транзистора (рис. 12.11, а). В момент времени  $t_1$  транзистор  $VT_1$  выйдет из состояния насыщения, так как заряд неосновных носителей в его базе рассосался.

Определим время рассасывания заряда в базе  $VT_1$ , как и в § 11.2, из следующих условий: к моменту окончания процесса рассасывания рабочая точка транзистора находится на грани перехода из режима насыщения в активный режим, т. е. возрастающий ток коллектора  $i_{\kappa 1}$  в этот момент сравнивается с уменьшающимся во времени током  $H_{213} i_{\delta 1}$ .

Ток базы первого транзистора под воздействием скачка напряжения (рис. 12.11, б) уменьшается по экспоненте от  $I_{\delta m}$ , стремясь к значению  $-I_{\delta m}$ . Поэтому для него, пока транзистор не закрылся, ток

$$i_{\delta 1} = I_{\delta m} (2e^{-(t-t_0)/\tau_t} - 1) = (k_\phi I_{\kappa n} / H_{213}) (2e^{-(t-t_0)/\tau_t} - 1). \quad (12.31)$$

Подставив это выражение в условие, определяющее конец процесса рассасывания неосновных носителей заряда в базе и приняв  $t = t_1$ , получим

$$e^{-(t-t_0)/\tau_t} = (2k_\phi + 1) (3k_\phi). \quad (12.32)$$

Время рассасывания неосновных носителей заряда в базе транзистора

$$T_{рт} = t_1 - t_0 = \tau_t \ln [3k_\phi / (2k_\phi + 1)]. \quad (12.33)$$

Как только закончилось рассасывание заряда в базе  $VT_1$ , он начинает запирается, ток коллектора уменьшается, следуя за спадающим током базы  $i_{\delta 1}$ . Таким образом, на этапе  $t_1 < t < t_2$

$$i_{\kappa 1} = k_\phi I_{\kappa n} (2e^{-(t-t_0)/\tau_t} - 1) \quad (12.34)$$

ток транзистора  $VT_2$  продолжает нарастать согласно (12.28). В нагрузку через открытый диод  $VD_1$  на этом этапе трансформируется разность токов  $i_{\kappa 1} - i_{\kappa 2}$ , поэтому скорость изменения токов транзистора определяет скорость уменьшения тока запирающегося диода  $VD_1$  (рис. 12.11, з):

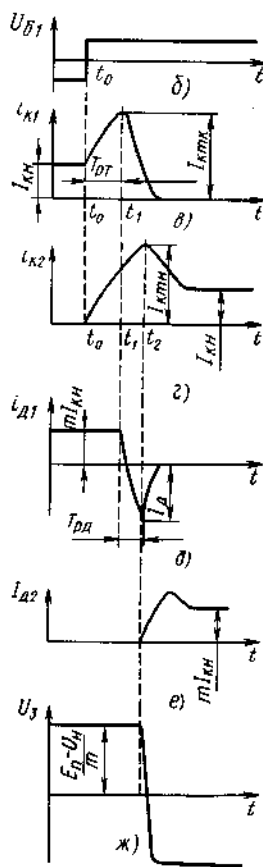
$$i_{d1} = m (i_{\kappa 1} - i_{\kappa 2}). \quad (12.35)$$

Используя выражение (12.28) и (12.31), получим

$$i_{d1} = m k_\phi I_{\kappa n} (3e^{-(t-t_0)/\tau_t} - 2) = m I_{\kappa n} [(2k_\phi + 1)e^{-t/\tau_t} - 2k_\phi], \quad (12.36)$$

где  $m = 1/n = \omega_1 / \omega_2$  — коэффициент трансформации трансформатора;  $t' = t - t_1$  — время, отсчитываемое от момента выхода  $VT_1$  из состояния насыщения.

Ток, определяемый соотношением (12.36), проходит через диод  $VD_1$  до тех пор, пока в его базовой области не рассосется заряд неосновных носителей. В течение времени рассасывания падение напряжения на диоде



даже при отрицательном токе остается малым, напряжения на обмотках трансформатора поддерживаются конденсатором  $C_1$  практически такими же, какими они были при насыщенном транзисторе  $VT_1$  (рис. 12.11, б). После того как рассосется заряд неосновных носителей в диоде  $VD_1(t > t_2)$ , восстанавливается его большое обратное сопротивление, напряжение на выходе быстро меняет свою полярность (рис. 12.11, в, ж) и открывается диод  $VD_2$ .

Так как рассасывание заряда неосновных носителей в диодах выпрямителя обычно происходит на интервале, меньшем или примерно равном постоянной времени транзистора, то для приближенных расчетов можно воспользоваться полученными ранее результатами. В данном случае относительная скорость спада тока диода при  $t' = 0$  в соответствии с (13.36)

$$\frac{1}{mI_{\text{кн}}} \left| \frac{di_{\text{д1}}}{dt} \right| = \frac{1}{T_{\text{сн}}} = \frac{2k_{\phi} + 1}{\tau_r} \quad (12.37)$$

Таким образом, при инерционном диоде, обладающем постоянной времени  $\tau_d > 3\tau_r/(2k_{\phi} + 1)$ , время рассасывания неосновных носителей заряда в диоде

$$T_{\text{рд}} \approx 1,43 \sqrt[3]{T_{\text{сн}}^2 \tau_d} = 1,43 \sqrt[3]{\tau_r^2 \tau_d / (2k_{\phi} + 1)^2} \quad (12.38)$$

При  $\tau_d < 3\tau_r/(2k_{\phi} + 1)$

$$T_{\text{рд}} \approx 0,31\tau_d + 1,2\tau_r/(2k_{\phi} + 1) \quad (12.39)$$

Сильное насыщение транзистора (увеличение фактического коэффициента насыщения  $k_{\phi}$ ) резко снижает время рассасывания заряда неосновных носителей в базовых областях диодов выпрямителя. Амплитуда выброса обратного тока диода по (12.36) при подстановке  $t' = T_{\text{рд}}$

$$I_{\text{мд}} \approx mI_{\text{кн}} [1,43 \sqrt[3]{\tau_d(2k_{\phi} + 1)/\tau_r} - 1]; \quad (12.40)$$

$$I_{\text{мд}} \approx mI_{\text{кн}} [0,2 + 0,31\tau_d(2k_{\phi} + 1)/\tau_r] \quad (12.41)$$

В первое из этих выражений подставлено время рассасывания в диоде из (12.38), а во второе — из (12.39). В промежуточном случае, т. е. при  $\tau_d \approx 3\tau_r/(2k_{\phi} + 1)$ , оба последних выражения дают выброс обратного тока диода, равный 1,5—2 от его прямого тока. У более инерционного диода амплитуда выброса больше, а у менее инерционного — меньше.

Таким образом, из-за инерционности транзисторов и диодов импульсы коллекторных токов отличаются по форме от прямоугольных: значительные коммутационные всплески накладываются на передний и задний фронты (рис. 12.11, в, з).

Амплитуды коммутационных выбросов получим, подставив  $t = t_1$  в (12.30) и  $t = t_2$  в (12.28). В результате получим

$$I_{\text{кнк}} = I [1 + k_{\phi} - 0,33(2k_{\phi} + 1)] = I_{\text{кн}}(k_{\phi} + 2)/3; \quad (12.42)$$

$$I_{\text{кни}} = k_{\phi} I_{\text{кн}} [1 - (2k_{\phi} + 1)e^{-T_{\text{рд}}/\tau_r/(3k_{\phi})}]. \quad (12.43)$$

При  $H_{21} = 3H_{21\text{э, мин}}$  и  $k = 1,3$ , т. е.  $k_{\phi} = 4$ , амплитуда выброса в конце импульса  $I_{\text{кнк}}$  получается в два раза больше амплитуды самого импульса  $I_{\text{кн}}$ . Из-за коммутационных выбросов постоянная составляющая тока, потребляемого инвертором от первичного источника  $E_n$ , может быть заметно большей  $I_{\text{кн}}$ . Усреднив сумму токов  $i_{\text{к1}} + i_{\text{к2}}$ , получим выражение для постоянной составляющей тока источника:

$$I_n = (I_{\text{кн}}) \{ T - T_{\text{рд}} + 0,5\tau_r(1 + e^{-T_{\text{рд}}/\tau_r}) + (I_{\text{мд}}/I_0) 0,5\tau_d + 2k_{\phi} [2T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}} + \tau_r(e^{-T_{\text{рд}}/\tau_r} - \ln 2)] \}. \quad (12.44)$$

При  $k_{\phi} = 5$ ,  $\tau_r = \tau_d = 3$  мкс и  $T = 25$  мкс имеем  $T_{\text{рт}} = 0,33\tau_r$ ,  $T_{\text{рд}} = 0,26\tau_d$ ,  $I_{\text{м1}} = 1,93I_0$  и  $I_n = 1,31I_{\text{кн}}$ .

Полученные выражения для  $I_{\text{мд}}$  и  $T_{\text{рд}}$  позволяют рассчитать динамические потери мощности в диодах выпрямителя и пульсации выпрямленного напряжения. Для этого можно использовать формулы § 11.1.

Коммутационные процессы в схеме преобразователя, содержащего выпрямитель с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента, мало отличаются от рассмотренных в § 7.8. Для облегчения переключения транзисторов преобразователя в данном случае в выпрямитель вводят дополнительно разрядный диод (см. рис. 7.21, а). В дополнение к сказанному в § 7.8 следует отметить, что после запираания ранее открытых диодов напряжение на выходе скачком меняет свою полярность и эта смена полярности сопровождается возникновением затухающих высокочастотных колебаний (рис. 12.12). Эти колебания получают из-за перезарядки индуктивности рассеяния трансформатора, межвитковых емкостей и емкостей монтажа, паразитных индуктивностей выводов и т. п. В мощных преобразователях они являются интенсивными источниками радиопомех. Иногда из-за этого приходится отказываться от применения выпрямителя с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента в преобразователе.

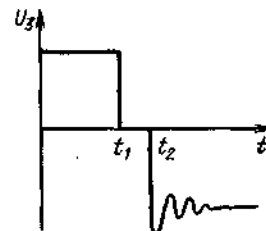


Рис. 12.12

Выбросы коллекторных токов транзисторов инвертора с независимым возбуждением также являются причиной появления высокочастотных помех. Кроме того, они приводят к перегрузке транзисторов. Избавиться от этих выбросов можно только одним способом — задержкой открывания одного из транзисторов до момента закрывания другого. Это условие выполняется, если транзисторы инвертора управляют несимметричными импульсами или импульсами с нулевой паузой. Оба этих способа сопряжены со схемными трудностями при создании возбудителя и не дают хороших результатов при изменяющейся нагрузке выпрямителя. Время отключения транзистора зависит от тока коллектора, поэтому и паузы или задержки включения должны меняться с изменением нагрузки инвертора.

Свободна от подобных недостатков схема инвертора, сопряженного со схемой устранения сквозных токов (рис. 12.13, а). В ней напряжение,

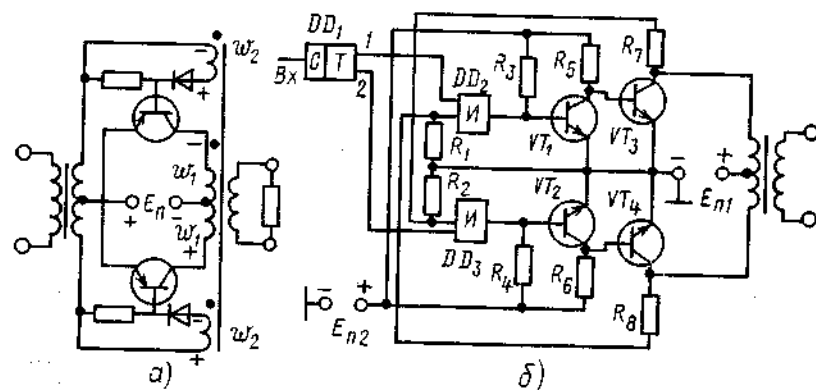


Рис. 12.13

снимаемое с дополнительных обмоток  $w_2$  трансформатора инвертора, используется для задержки открывания транзисторов. Оно не позволяет открыться ранее запертому транзистору до тех пор, пока не изменится на противоположную полярность выходного напряжения. Поэтому только после отключения транзистора одного из плеч включающее напряжение появляется на базе транзистора другого плеча. При отключении транзистора запирается диод, стоящий в базовой цепи, и запирающее напряжение, снимаемое с дополнительных обмоток  $w_2$ , не попадает на базу. В такой схеме инвертора импульсы коллекторного тока не имеют выбросов, а выходное напряжение — нулевых пауз. Коммутационные процессы в ней практически отсутствуют.

В инверторе с улучшенной коммутацией в схеме устранения сквозных токов используются три логические микросхемы ( $DD_1$ ,  $DD_2$ ,  $DD_3$  на рис. 12.13, б). Микросхема  $DD_1$  является триггером и на своем выходе (проводники 1 и 2) создает две последовательности положительных импульсов со сдвигом по фазе на  $180^\circ$ . Эти последовательности служат для формирования импульсов включения транзисторов инвертора  $VT_1$  и  $VT_2$ . В формировании импульсов, подаваемых на базы транзисторов, участвуют микросхемы  $DD_2$  и  $DD_3$  (схемы совпадения). Поступающие на их первые входы отпирающие импульсы не проходят на выходные зажимы до тех пор, пока на вторых выходах не появится положительное напряжение (оно появится только после запирающего ранее открытого транзистора силовой цепи). Таким образом обеспечивается связь второго входа с коллектором силового транзистора противоположного плеча через резисторы  $R_7$  и  $R_8$ .

## § 12.8. Самовозбуждающиеся инверторы

В двухтактном транзисторном самовозбуждающемся инверторе (автогенераторе) транзисторы попеременно находятся в состояниях насыщения и отсечки. Так, в автогенераторе, схема которого приведена на рис. 12.6, транзистор  $VT_1$  в течение одного полупериода находится в состоянии отсечки, а транзистор  $VT_2$  — в состоянии насыщения. В другой полупериод

в состояние насыщения переходит транзистор  $VT_1$ , в состояние отсечки — транзистор  $VT_2$ .

И в состоянии отсечки, и в состоянии насыщения биполярные транзисторы теряют свойственную им в активном режиме управляемость по базе. Чтобы перевести насыщенный биполярный транзистор в активный режим, необходимо рассеять неосновные носители заряда базовой области. После этого внешняя положительная обратная связь, создаваемая обмотками с числом витков  $w_2$ , окажется действенной и сможет перевести инвертор в другое состояние.

Граница между областями, соответствующими режиму насыщения и активному режиму, для биполярного транзистора определяется равенством

$$I_K = H_{21} I_6. \quad (12.45)$$

Для уверенного насыщения транзистора ток базы должен быть больше значения, получаемого по (12.45), что определяет степень насыщения:

$$k_\Phi = H_{21} I_6 / I_{KH}. \quad (12.46)$$

Рассасывание заряда неосновных носителей в базовой области транзистора может происходить из-за роста тока коллектора до значений, больших  $H_{21} I_6$ , а также из-за уменьшения тока базы до значений, меньших  $I_{KH} / H_{21}$ .

Таким образом, в автогенераторе для переключения транзистора необходимо включить нелинейный элемент, приводящий либо к росту тока коллектора, либо к уменьшению тока базы силового транзистора. Этот элемент

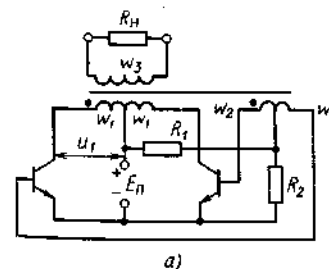
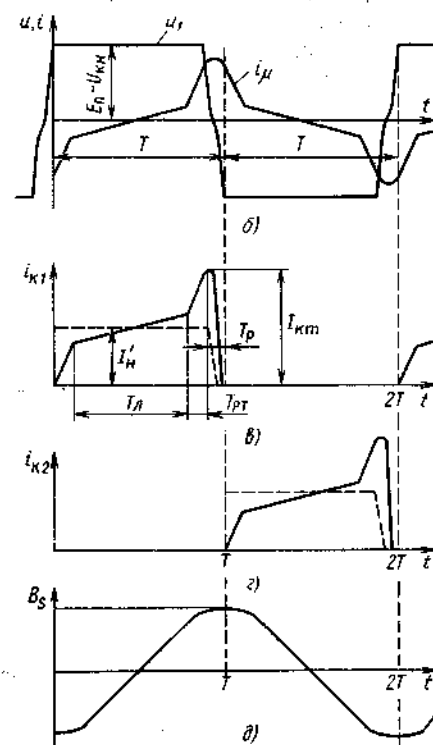


Рис. 12.14



и определяет моменты переключения транзисторов, т. е. частоту автоколебаний.

В наиболее простой схеме двухтактного транзисторного инвертора (рис. 12.14, а) таким нелинейным, времязадающим элементом является магнитопровод силового трансформатора. При его насыщении возрастает ток намагничивания  $i_m$  (рис. 12.14, б), который проходит по такой цепи: источник  $E_n$  (одна из первичных полуобмоток трансформатора) — один из силовых транзисторов. Следовательно, соответственно росту тока  $i_m$  растет и ток коллектора силового транзистора. Когда этот ток достигает значения  $I_{km} = H_{21} I_b$ , рассасывание заряда неосновных носителей в базе заканчивается, транзистор выходит из состояния насыщения.

На этом этапе и вступает в действие цепь положительной обратной связи, создаваемая обмотками с числом витков  $w_2$  и вызывающая регенеративный процесс, который сопровождается сменой полярности выходного напряжения. Такой инвертор называют *автогенератором с насыщающимся силовым трансформатором*.

Рассмотрим подробнее процессы, протекающие в таком автогенераторе. На первичной полуобмотке, также как и на всех остальных обмотках трансформатора, создается переменное напряжение  $u_1$ , по форме близкое к прямоугольному. Ток намагничивания трансформатора  $i_m$  имеет пилообразную форму с выбросами, вызванными насыщением магнитопровода (рис. 12.14, б). Ток коллектора транзистора содержит две составляющие: ток,  $I_n$  трансформирующийся в нагрузку, и ток намагничивания трансформатора  $i_m$  (рис. 12.14, в, г). В течение основной части линейных процессов  $0 < t < T_a$  ток намагничивания нарастает сравнительно медленно, а ток, трансформирующийся в нагрузку, неизменен. При достижении магнитной индукцией значения  $B_s$  (рис. 12.14, д) ток намагничивания резко возрастает и соответственно увеличивается ток коллектора насыщенного силового транзистора. За время рассасывания заряда неосновных носителей в базе транзистора  $T_{pt}$  ток коллектора достигает значения  $I_{km} = H_{21} I_b$ , рабочая точка транзистора переходит в активную область, где ток базы управляет током коллектора. Дальнейшее небольшое увеличение тока коллектора уже приводит к существенному росту напряжения коллектор — эмиттер открытого транзистора и соответствующему уменьшению напряжения на обмотках трансформатора. Снижение напряжения на обмотке с числом витков  $w_2$  вызывает уменьшение тока базы открытого транзистора и дальнейший рост напряжения  $u_{кз}$ . Развившийся под действием положительной обратной связи регенеративный процесс приводит к полному запираанию транзистора и смене полярности выходного напряжения. Когда снижающийся ток коллектора запирающегося транзистора станет меньше тока  $i_m$ , на обмотках трансформатора появится послеимпульс напряжения с полярностью, противоположной той, которая существовала ранее. Этот послеимпульс и образует передний фронт другой полуволны напряжения.

Со сменой полярности генерируемого напряжения открывается ранее запертый транзистор инвертора и напряжение, снимаемое с его обмотки обратной связи, поддерживает этот транзистор в состоянии насыщения вплоть до развития следующего регенеративного процесса.

Время, в течение которого протекает регенеративный процесс  $T_p$ , относительно мало; приближенно считают длительность полупериода переменного напряжения равной сумме длительности линейного процесса  $T_a$  и времени рассасывания  $T_{pt}$ .

Длительность линейного процесса определяется перемагничиванием магнитопровода силового трансформатора под действием источника  $E_n$ . За это время индукция меняется от  $-B_s$  до  $+B_s$  за один полупериод и от  $+B_s$  до  $-B_s$  в течение другого полупериода (рис. 12.14, д). Скорость изменения магнитной индукции зависит от напряжения на первичной полуобмотке трансформатора:

$$dB/dt = (E_n - U_{кн}) / (S w_1), \quad (12.47)$$

где  $S$  — площадь сечения магнитопровода.  
Так как

$$(T_a + T_{pt}) dB/dt = 2B_s, \quad (12.48)$$

то

$$T_a + T_{pt} = 2B_s S w_1 / (E_n - U_{кн}). \quad (12.49)$$

Таким образом, частота колебаний данного инвертора

$$f = \frac{1}{2(T_a + T_{pt})} = (E_n - U_{кн}) / (4B_s S w_1). \quad (12.50)$$

С достаточной точностью частота автоколебаний определяется только напряжением источника  $E_n$  и параметрами силового трансформатора ( $B_s$ ,  $S$ ,  $w_1$ ).

Резисторы делителя напряжения  $R_1$  и  $R_2$  в схеме инвертора рис. 12.14, а играют вспомогательную роль. Они служат для самостоятельного запуска инвертора. На резисторе  $R_2$  создается напряжение смещения, открывающее транзисторы в момент включения источника  $E_n$ . Вместе с тем резистор  $R_2$  выполняет функции ограничителя базового тока открытого транзистора.

Наличие значительных выбросов коллекторных токов транзисторов в данном инверторе приводит к завышению установочной мощности транзисторов. Насыщение магнитопровода силового трансформатора сопряжено с ростом потерь мощности на перемагничивание. При работе инвертора в составе преобразователя напряжения, т. е. на выпрямитель, время роста коллекторного тока растягивается на весь процесс рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диодов.

По этим причинам рассмотренный инвертор в современных высоко-частотных источниках электропитания применяется редко. Меньшие амплитуды выбросов коллекторного тока получают в инверторе с дросселем в цепи эмиттеров силовых транзисторов (рис. 12.15). В нем насыщение силового трансформатора  $T$  приводит к небольшому росту коллекторного тока насыщенного транзистора, проходящего и через линейный дроссель  $L$ . Увеличение тока дросселя приводит к появлению на нем ЭДС самоиндукции

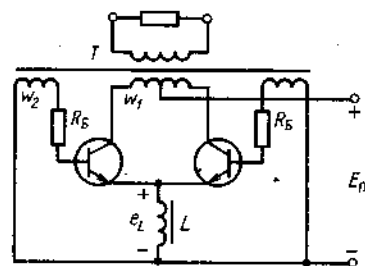


Рис. 12.15

$e_L$ , ускоряющей рассасывание заряда неосновных носителей и запирающие транзистор, так как ее полярность такова, что к эмиттерам она оказывается приложенной плюсом. В результате возникает регенеративный процесс, протекающий под действием положительной обратной связи, создаваемой обмотками с числом витков  $w_2$  силового трансформатора  $T$ .

Предпочтение отдают таким инверторам, в которых процесс рассасывания заряда неосновных носителей в базах транзисторов не приводит к всплескам коллекторных токов. Для этого необходимо запирают транзисторы инвертора по базе, а не по коллектору.

Одним из таких автогенераторов является инвертор с переключающим трансформатором (рис. 12.16). Силовой трансформатор  $T_1$  в такой схеме не насыщается. Амплитуда магнитной индукции в его магнитопроводе меньше индукции насыщения. Нелинейным элементом, обеспечивающим переключение транзисторов, здесь служит переключающий трансформатор  $T_2$ . Напряжение на этот трансформатор подается с дополнительной обмотки силового трансформатора  $T_1$ , имеющей число витков  $w_3$ . При насыщении магнитопровода трансформатора  $T_2$  из-за роста тока намагничивания возрастает падение напряжения на резисторе  $R_5$  и соответственно уменьшается напряжение на обмотках  $T_2$ . Ток базы насыщенного транзистора уменьшается, и после рассасывания заряда неосновных носителей транзистор запирается. Во время регенеративного процесса инвертируется напряжение на обмотках  $T_1$ , а затем и на обмотках  $T_2$ , запятой транзистор отпирается и переходит в режим насыщения, а насыщенный — в режим отсечки.

Так как выход транзистора из режима насыщения в этой схеме инвертора начинается с уменьшения тока базы, то рассасывание заряда неосновных носителей в базе открытого транзистора не приводит к возникновению выбросов коллекторного тока.

Определим частоту переключения инвертора с переключающим трансформатором. По аналогии с (12.49), длительность процесса перемагничивания переключающего трансформатора  $T_2$

$$T_n = T_{пер} = 2B_{s2}S_2w_{21}/U_2 \quad (12.51)$$

где  $B_{s2}$ ,  $w_{21}$  — конструктивные параметры  $T_2$ ;  $U_2$  — напряжение на его первичной обмотке.

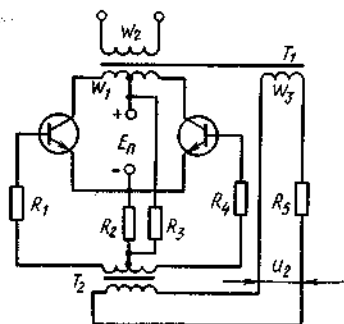


Рис. 12.16

После перемагничивания длительностью  $T_{пер}$  протекает этап рассасывания заряда неосновных носителей в базе силового транзистора длительностью  $T_{рт}$ . Сумма длительностей двух этапов равна длительности полупериода переменного напряжения, генерируемого инвертором. Поэтому частота колебаний инвертора с переключающим трансформатором

$$f = 1/(2T_{пер} + 2T_{рт}) = U_2/(4B_{s2}w_{21}S_2 + 2U_2T_{рт}). \quad (12.52)$$

В данном инверторе длительность коммутационных процессов зависит от постоянной времени транзистора и индуктивности насыщенного трансформатора  $T_2$ . При насыщении его магнитопровода ток вторичной обмотки, являющийся током базы запирающегося транзистора, спадает по экспоненте с постоянной времени  $\tau = L_n/R$ , причем

$$1/R = (1/R_3 + 1/R_0); \quad L_n = \mu_n w_{21}^2 S_2 / l_2, \quad (12.53)$$

где  $\mu_n$  — магнитная проницаемость насыщенного магнитопровода.

Сопротивление  $R_0$  — сопротивление резистора  $R_6$ , пересчитанное в первичную обмотку трансформатора  $T_2$ . Цель первого порядка с эквивалентной постоянной времени

$$\tau_{эк} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau^2} \quad (12.54)$$

достаточно точно описывает инерционность совокупности транзистор — трансформатор.

Инвертор, выполненный по схеме рис. 12.16, применяется при повышенных частотах преобразования, что позволяет получить хорошие показатели инвертора. Однако наличие двух трансформаторов создает дополнительные трудности в производстве. Проще реализовать инвертор с насыщающимся дросселем (рис. 12.17). В нем насыщение дросселя приводит к росту тока  $i_L$ , уменьшению тока базы  $i_b$  и запирающему насыщенного транзистора. Суммарный ток базы и дросселя задается резистором  $R_6$ :

$$i_R = i_L + i_b = (U_2 - U_{03})/R_6, \quad (12.55)$$

где  $U_2$  — напряжение на обмотке обратной связи с числом витков  $w_2$ ;  $U_{03}$  — напряжение на открытом переходе база — эмиттер силового транзистора.

Таким образом, насыщенный транзистор запирается при росте тока дросселя. Длительность полупериода генерируемых колебаний такого инвертора определяется временем перемагничивания дросселя  $L$ . Магнитная индукция в его магнитопроводе меняется на  $2B_{sd}$ . Поэтому

$$f = (U_2 + U_{03} - U_d)/(4w_d B_{sd} S_d), \quad (12.56)$$

где  $U_d$  — напряжение на открытом диоде;  $w_d$  — число витков в обмотке дросселя;  $B_{sd}$  —

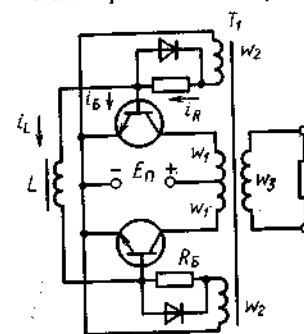


Рис. 12.17

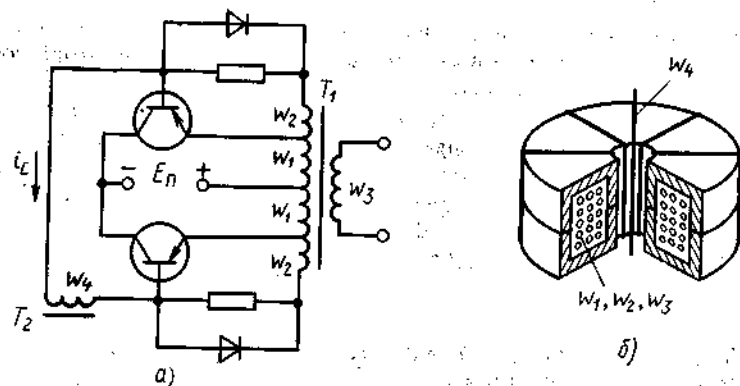


Рис. 12.18

индукция насыщения материала магнитопровода дросселя;  $S_d$  — площадь сечения магнитопровода дросселя.

Диоды, шунтирующие при запертом силовом транзисторе базовые резисторы  $R_b$ , исключают последние из цепи, по которой проходит ток дросселя, что ускоряет рост этого тока при насыщении магнитопровода дросселя.

Так как в производстве дроссель проще, чем трансформатор, то данный инвертор используется чаще, чем инвертор с переключающим трансформатором.

Подробнее процессы в таком инверторе рассмотрены в § 12.9.

Схема инвертора на трансформаторе со скрещенными магнитными полями приведена на рис. 12.18, а. Эта схема повторяет схему инвертора с переключающим дросселем, однако и дроссельная обмотка  $w_4$  и генераторные обмотки  $w_1, w_2, w_3$  трансформатора  $T_1$  выполнены на одном чашечном ферритовом магнитопроводе (рис. 12.18, б). Генераторные обмотки  $w_1, w_2, w_3$  уложены во внутреннюю полость двух ферритовых чашек, а дроссельная обмотка  $w_4$  — на магнитопровод трансформатора. Эти обмотки в любой точке, лежащей в теле магнитопровода, создают ортогональные магнитные поля. Если бы магнитопровод не насыщался, а был линейным, то ортогональные поля не влияли бы друг на друга. При насыщении магнитопровода ортогональные поля взаимодействуют. Это взаимодействие проявляется в том, что с насыщением магнитопровода в одном из направлений он ведет себя как насыщенный и для другого направления намагничивания. Таким образом, когда ток дросселя, нарастая, создает кольцевой магнитный поток с индукцией, равной индукции насыщения  $B_s$ , магнитопровод оказывается насыщенным и для токов генераторной обмотки с числом витков  $w_1$ . Поэтому при насыщении возрастают и ток дросселя, и ток коллектора насыщенного транзистора, а его ток базы уменьшается. Следовательно, рассасывание заряда неосновных носителей происходит при одновременном росте тока коллектора и уменьшении тока базы, что приводит к более крутым фронтам генерируемого переменного напряжения.

Другой особенностью схемы инвертора рис. 12.18, а является то, что и первичные полуобмотки и обмотки обратной связи трансформатора составляют непрерывную единую цепь, а в силовых транзисторах конструктивно объединены коллекторы, а не эмиттеры, как в предыдущих схемах автогенераторов. Любой из приведенных инверторов может быть выполнен таким образом, но в данном случае выбранный способ соединения обмоток приводит к росту напряжения на дроссельной обмотке в сравнении со способом, показанным на рис. 12.17. Отмеченная особенность позволяет выполнить тороидальную дроссельную обмотку с большим числом витков, что уменьшает ее ток.

### § 12.9. Самовозбуждающийся инвертор в преобразователе напряжения

Показатели преобразователя, включающего инвертор с насыщающимся силовым трансформатором, получаются удовлетворительными только при относительно низких частотах преобразования. Связано это с коммутационными выбросами коллекторных токов, которые при работе на выпрямитель растягиваются во времени при переключении диодов выпрямителя.

Лучшие показатели на повышенной частоте имеют преобразователи, транзисторы которых запирают по базе. Рассмотрим процессы в преобразователе напряжения, в котором инвертор выполнен по схеме с насыщающимся дросселем, а выпрямитель — по схеме со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора (рис. 12.19, а). На вторичной обмотке трансформатора создается переменное

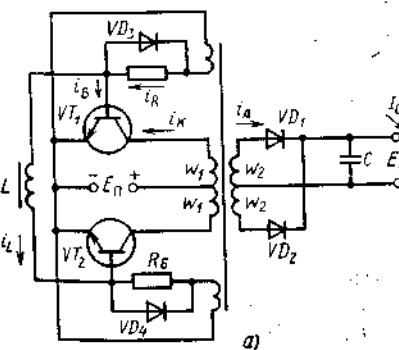


Рис. 12.19

напряжение с крутыми фронтами и амплитудой (рис. 12.19, б)

$$U_{2m} = (E_n - U_{кн})\omega_2/\omega_1. \quad (12.57)$$

После его выпрямления постоянная составляющая выходного напряжения

$$E_0 = U_{2m} - U_{пр}. \quad (12.58)$$

Напряжение на дросселе  $L$  имеет такую же форму, что и на вторичной обмотке (рис. 12.19, в), и амплитуду, определяемую суммой напряжений на открытом эмиттерном переходе  $U_0$  и на базовой обмотке силового трансформатора  $U_6$  за вычетом прямого падения напряжения на открытом диоде, шунтирующем базовый резистор закрытого транзистора  $U_d$ , т. е.

$$U_{др} = U_6 + U_0 - U_d. \quad (12.59)$$

Ток насыщающегося дросселя имеет пилообразную форму с выбросами (рис. 12.19, в), получающимися из-за насыщения магнитопровода дросселя. Ток базы открытого транзистора является разностью токов, проходящих через резистор  $R_6$  и насыщающийся дроссель (рис. 12.19, г). Когда уменьшающийся ток базы достигнет значения  $I_k/H_{213}$ , то рассасывание заряда неосновных носителей в базе транзистора заканчивается и начинается спад импульса коллекторного тока, сопровождающийся рассасыванием заряда неосновных носителей в базовой области диода выпрямителя. Напряжение на всех обмотках трансформатора в это время поддерживается конденсатором выпрямителя  $C$ , разряжающимся через еще не запершийся диод на трансформатор. По завершении спада коллекторного тока и рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода восстанавливается большое обратное сопротивление диода и напряжение на вторичных обмотках трансформатора под действием положительной обратной связи меняет свою полярность (рис. 12.19, а, е).

Ток коллектора открытого транзистора содержит две составляющие: трансформированный в первичную полуобмотку ток нагрузки  $I_{кн} = I_0\omega_2/\omega_1$  (сплошные линии на рис. 12.19, д) и ток намагничивания силового трансформатора и дросселя (штриховые линии на рис. 12.19, д). Таким образом, коммутация транзисторов и диодов в данном преобразователе протекает без выбросов коллекторных токов транзисторов и больших обратных токов диодов. Транзистор запирается по базе, а обратный ток диода, проходя по цепи, содержащей индуктивность намагничивания трансформатора, оказывается небольшим. Время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода в данном случае можно оценить как  $T_{рд} = 3\tau_d$ . Такое приближение при определении времени рассасывания не вносит большой неопределенности при проектировании, так как точность остальных данных, используемых в расчете, невелика. Из-за особенностей коммутационного процесса в данной схеме инвертора динамические потери мощности в силовых транзисторах получаются малыми; ими, как правило, пренебрегают. Малыми оказываются и коммутационные потери мощности в диодах выпрямителя.

В инверторе с насыщающимся дросселем время спада базового тока транзистора после выхода его из режима насыщения определяется индуктивностью насыщенного дросселя:

$$T_6 = I_{кн}L_n/(H_{213}U_{др}), \quad (12.60)$$

где  $L_n = \mu_n\omega_{др}^2 S_{др}/l_{др}$  — индуктивность насыщенного дросселя;  $\mu_n$  — магнитная проницаемость материала магнитопровода дросселя при насыщении.

У магнитных материалов, применяемых в современных высокочастотных преобразователях и инверторах, магнитная проницаемость  $\mu_n$  не равна нулю из-за неидеальности кривой намагничивания.

Обычно  $T_6 > \tau_t$  и по выражению (12.60) можно также найти и время спада коллекторного тока. Если  $T_6 \approx \tau_t$ , то время спада коллекторного тока

$$T_{сп} = \sqrt{T_6^2 + \tau_t^2}. \quad (12.61)$$

Таким образом, длительность линейного процесса, в течение которого магнитопровод дросселя перемагничивается от  $-B_s$  до  $+B_s$ , получается меньше полупериода генерируемого напряжения  $T$  на сумму  $T_6$  и  $T_{ра}$ :

$$T_d = T - T_6 - T_{ра}. \quad (12.62)$$

Это соотношение и определяет частоту переключений транзисторов рассматриваемого преобразователя.

## § 12.10. Потери мощности в преобразователе напряжения

Современные преобразователи напряжения, как отмечалось ранее, имеют малые потери мощности и соответственно высокий КПД. Однако малые потери мощности в преобразователе получаются благодаря проведению комплекса мероприятий, направленных на их снижение. Наиболее важными из них являются выбор схемы преобразователя, радиодеталей и других компонентов преобразователя, а также оптимизация параметров преобразователя и режима работы его элементов.

Влияние режима работы на потери мощности в преобразователе проследим на примере определения потерь мощности в транзисторах инвертора, входящего в преобразователь. Потери мощности в транзисторе складываются из потерь мощности в режимах насыщения и отсечки, называемых *статическими*, и потерь мощности на переключение или коммутационных потерь, называемых *динамическими*.

Потери мощности, соответствующие режимам насыщения и отсечки транзистора, были определены в гл. 11. Приведенные там выражения для вычисления коммутационных потерь справедливы и для силового транзистора преобразователя. Воспользуемся этим и вычислим коммутационные потери в одном из силовых транзисторов усилителя мощности, работающего на двухфазный выпрямитель, нагрузка которого начинается с емкостного

элемента (см. рис. 12.11, а). Эти потери мощности связаны со сквозными токами, возникающими при переключении транзисторов.

В § 12.5 было показано, что транзистор усилителя мощности проводит ток в течение интервала времени, большего, чем полупериод генерируемого в преобразователе переменного напряжения. Этот интервал превышает полупериод на значение, равное сумме времен рассасывания неосновных носителей в транзисторе инвертора и диоде выпрямителя.

Запирающийся силовой транзистор в течение времени  $T_{\text{рт}}$  находится в состоянии насыщения. В течение времени  $T_{\text{рд}}$  напряжение между коллектором и эмиттером силового транзистора преобразователя мало отличается от напряжения насыщения, так как конденсатор выпрямителя, разряжаясь через еще не запертые диоды выпрямителя, поддерживает на всех обмотках трансформатора напряжения, близкие к тем, которые были при насыщении силового транзистора. По этим причинам коммутационные потери, возникающие при запираании силового транзистора, относительно невелики.

Отпирающийся транзистор в противоположность запирающемуся находится в течение времени  $T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}$  под большим напряжением, его ток, нарастая, увеличивается. Поэтому коммутационные потери в нем относительно велики. К запертому силовому транзистору инвертора прикладывается напряжение  $E_3$ , равное в двухтактной схеме  $2E_n$ , так как оно складывается из напряжения первичного источника и напряжения на не работающей в данный момент первичной полуобмотке силового трансформатора. В мостовой схеме инвертора напряжение  $E_3$  в два раза меньше и равно  $E_n$ . На открывающемся транзисторе напряжение между коллектором и эмиттером остается равным  $E_3$ .

Подсчитаем потери мощности, возникающие в транзисторе при его отпирании. Ток отпирающегося транзистора, согласно § 12.5,

$$i_{\text{к2}} = k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_t}) \quad (12.63)$$

Энергия, выделяющаяся в отпирающемся силовом транзисторе за время  $T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}$ ,

$$A_1 = \int_{t_0}^{t_0 + T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}} k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_t}) E_3 dt = \\ = k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} E_3 [T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}} - \tau_t (1 - e^{-(T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})/\tau_t})] \quad (12.64)$$

Средняя за период мощность, соответствующая этой энергии, позволяет определить коммутационные потери, сопутствующие отпиранию транзистора:

$$P_{1\text{ком}} = A_1 / 2T = I_{\text{кн}} E_3 f \tau_t k_{\text{ф}} [(T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}) / \tau_t - 1 + e^{-(T_{\text{рд}} + T_{\text{рт}}) / \tau_t}] \approx \\ \approx I_{\text{кн}} E_3 f \tau_t 0,5 k_{\text{ф}} (T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})^2 / \tau_t^2 \quad (12.65)$$

Вычисление коммутационных потерь, сопутствующих запираанию силового транзистора, производят аналогично проведенному ранее. Они заметно меньше потерь, сопутствующих отпиранию, поэтому, как правило, ими пренебрегают и считают мощность, рассеиваемую транзистором, равной

сумме мощностей потерь в насыщенном и запертом состояниях, а также коммутационных потерь при отпирании. Выбор установочной мощности транзистора производят с некоторым запасом, который перекрывает неучтенные потери мощности.

Похожие результаты получают и при подсчете мощности, выделяемой в силовых транзисторах других схем преобразователей и инверторов. Для сравнения схем по мощности, выделяющейся в транзисторе силовой цепи, выражению (12.65) можно придать следующий вид:

$$P_{\text{ком}} \approx P_{1\text{ком}} \approx I_{\text{кн}} E_3 f \tau_t k_{\text{ком}} \quad (12.66)$$

где коэффициент  $k_{\text{ком}}$  учитывает особенности схем в отношении коммутационных потерь в транзисторе. Для рассмотренной схемы усилителя мощности, работающего на выпрямитель с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента,

$$k_{\text{ком}} \approx 0,5 k_{\text{ф}} (T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})^2 / \tau_t^2 \quad (12.67)$$

В преобразователях с инверторами на переключающем трансформаторе или дросселе запирающие транзисторы происходит при малом напряжении  $U_{\text{кз}}$  и без выбросов коллекторных токов. Поэтому коммутационные потери мощности в транзисторах этих инверторов оказываются малыми и их, как правило, не учитывают. Также малыми получаются коммутационные потери мощности в диодах выпрямителей этих схем.

Для других схем преобразователей и инверторов, упоминаемых в данном параграфе, значения коэффициентов  $k_{\text{ком}}$  приведены в табл. 12.1.

Сравнение схем инверторов по коммутационным потерям мощности в силовых транзисторах показывает заметное их уменьшение при включении элементов, предотвращающих насыщение силового трансформатора (промежуточный трансформатор на рис. 12.16). В инверторах, стоящих в преобразователе, коммутационные потери в силовых транзисторах оказываются несколько меньшими при нагрузке выпрямителя, начинающейся с

Таблица 12.1. Значения коэффициентов коммутационных потерь мощности в силовых транзисторах инверторов и преобразователей

Схема	$k_{\text{ком}}$
Инвертор с насыщающимся трансформатором	$\approx 0,6$
Усилитель мощности (см. рис. 12.7)	$0,1(1 + k_{\text{ф}})$
Инвертор с насыщающимся трансформатором в преобразователе	$\approx 0,5$
Усилитель мощности в преобразователе	$0,5 k_{\text{ф}} (T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})^2 / \tau_t^2$
Усилитель мощности в преобразователе без конденсатора $C_1$ в фильтре (см. рис. 12.11)	$0,25 k_{\text{ф}} \left[ 2 \left( \frac{T_{\text{рт}}}{\tau_t} \right)^2 + \frac{\tau_t - 2T_{\text{рд}}}{\tau_t - T_{\text{рд}}} \right]$



емкостного элемента, чем при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента.

КПД силовых трансформаторов преобразователей и инверторов достигают 85—90 % при мощности порядка 10 Вт и 95 % при мощности 100 Вт. Потери в силовом трансформаторе можно снизить повышением частоты переключения инвертора. При этом удельные потери в магнитопроводе трансформатора возрастают. Но так как они растут медленнее, чем масса магнитопровода, КПД трансформатора повышается. Однако коммутационные потери в транзисторах инвертора и диодах выпрямителя с ростом частоты коммутации повышаются. Таким образом, для каждого преобразователя существует оптимальная частота коммутации, при которой КПД становится максимальным. Значение этой частоты зависит от параметров элементов, входящих в преобразователь. При проектировании преобразователей после выбора элементов схемы всегда следует определить и частоту переключений.

КПД преобразователя в целом подсчитывают как произведение трех частных КПД: инвертора  $\eta_{\text{и}}$ , трансформатора  $\eta_{\text{т}}$ , выпрямителя  $\eta_{\text{в}}$ :

$$\eta = \eta_{\text{и}} \eta_{\text{т}} \eta_{\text{в}}. \quad (12.68)$$

КПД звеньев преобразователя в соответствии с их определениями составляют:

для инвертора

$$\eta_{\text{и}} = \frac{P_{\text{н}} + P_{\text{д}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}}}{P_{\text{н}} + P_{\text{д}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}} + P'_{\text{тр}} + P_{\text{вс}}}, \quad (12.69)$$

для трансформатора

$$\eta_{\text{т}} = \frac{P_{\text{н}} + P_{\text{д}}}{P_{\text{н}} + P_{\text{д}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}}}, \quad (12.70)$$

для выпрямителя

$$\eta_{\text{в}} = P_{\text{н}} / (P_{\text{н}} + P_{\text{д}}). \quad (12.71)$$

Здесь  $P_{\text{н}}$ ,  $P_{\text{д}}$ ,  $P_{\text{с}}$ ,  $P_{\text{м}}$ ,  $P'_{\text{тр}}$ ,  $P_{\text{вс}}$  — мощности, выделяющиеся в нагрузке преобразователя и теряющие в диодах выпрямителя, в магнитопроводе и обмотках трансформатора, в транзисторах инвертора, во вспомогательных цепях преобразователя (цепи возбуждения, цепи смещения, и т. д.).

Правильный выбор элементов схемы преобразователя, режимов их работы позволяет достичь довольно высоких значений КПД. У современных преобразователей он составляет от 80 до 90 %.

## § 12.11. Схемы управления инверторами и преобразователями

Известно несколько вариантов выполнения схемы управления инвертором или преобразователем на дискретных элементах [4]. На практике предпочтение отдают интегральным схемам с большой степенью интеграции, включающим в себя не только преобразователь аналогового

сигнала ошибки в импульсную последовательность с модуляцией импульсов по ширине (ШИМ-сигнал), но и целый ряд других вспомогательных звеньев.

Возможно применение в качестве схемы управления преобразователем большой интегральной схемы, описанной в § 11.7 (см. рис. 11.18). Выходы 1 и 2 этой интегральной микросхемы служат для управления силовыми транзисторами регулируемого двухтактного преобразователя с ШИМ (звенья  $A_3$  и  $A_4$ ), а выходы 3 и 4 — для коммутации силовых транзисторов нерегулируемого инвертора (звенья  $A_5$  и  $A_6$ ).

Формирование ШИМ-сигналов на выходах 1 и 2 описано ранее. Поэтому здесь остановимся лишь на способе формирования сигналов управления транзисторами нерегулируемого преобразователя. Тактовые импульсы (рис. 12.20, а), будучи поданы на вход триггера  $A_2$ , приводят к появлению на его выходах импульсных последовательностей  $u_{T1}$  и  $u_{T2}$  (рис. 12.20, б, в) с периодом  $2T$  и скважностью 0,5. Кроме того, тактовые импульсы подводятся и к генератору защитных импульсов  $A_7$ , на выходе которого получается напряжение  $u_3$  с паузами между импульсами длительностью  $T_3$ , определяющими длительность фиксированной защитной паузы между импульсами базовых токов силовых транзисторов (рис. 12.20, г). Эта пауза необходима для предотвращения возникновения сквозных токов в силовой части инвертора преобразователя. Защитные импульсы поступают

на первые входы двух схем совпадения  $A_5$  и  $A_6$ , на вторые входы которых поступают импульсные последовательности  $u_{T1}$  и  $u_{T2}$ . На выходах схем совпадения формируются сигналы, соответствующие «перекрытой» части входных импульсных последовательностей. Поэтому колебания на выходах 3 и 4 явля-

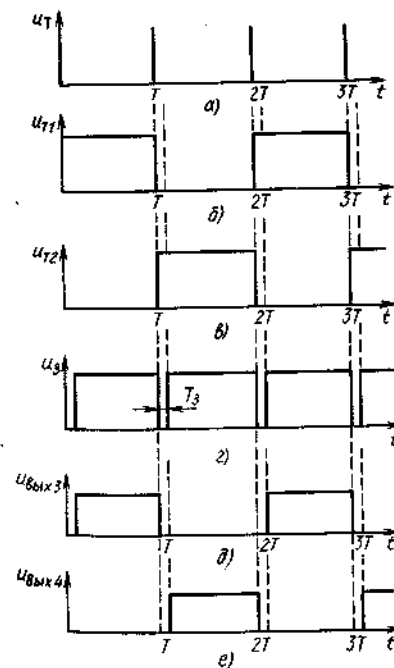


Рис. 12.20

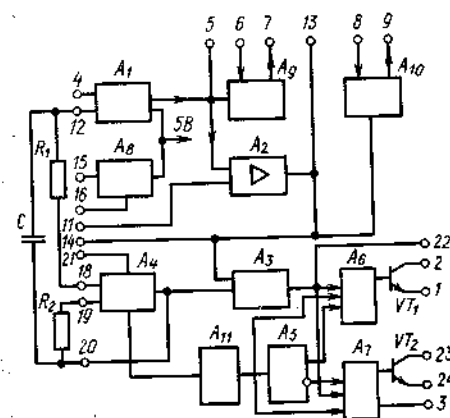


Рис. 12.21

ются импульсами длительностью  $T - T_2$  и периодом повторения  $2T$  (рис. 12.20, д, е.). Эти импульсы и используются для управления транзисторами двухтактного нерегулируемого инвертора.

Хорошие показатели преобразователя обеспечивают применение схемы управления 1114ЕУ1 (рис. 12.21). Она содержит практически все узлы, необходимые для управления, защиты и включения преобразователя. Звено  $A_1$  является источником стабильного вспомогательного напряжения  $+5В$  и опорного напряжения. Усилитель сигнала ошибки (звено  $A_2$ ), компаратор (звено  $A_3$ ) и генератор пилообразного напряжения (звено  $A_4$ ) образуют цепь ШИМ. В систему защиты преобразователя входят звено  $A_8$  для контроля снижения входного напряжения, звено  $A_9$  для контроля повышения первичного напряжения и звено  $A_{10}$ , являющееся узлом токовой защиты. Помимо названных в состав схемы входят узлы формирования выходных импульсов управления, коммутирующих транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , которые могут быть и силовыми в преобразователе малой мощности или предоконечными при средней и большой выходной мощности.

Сигнал обратной связи с делителя цепи сравнения подводится к одному из входов усилителя  $A_2$ . На другой его вход поступает опорное напряжение с выхода звена  $A_1$ . На выходе усилителя обратной связи получаем усиленный сигнал ошибки, который подается на вход компаратора ШИМ (звено  $A_3$ ). Выходное напряжение генератора пилообразного напряжения (звено  $A_4$ ) подводится ко второму входу компаратора ШИМ (звено  $A_3$ ). С выхода компаратора импульсное напряжение с ШИМ подается на селекторы импульсов  $A_6$  и  $A_7$ . На входы этих микросхем также поступают выходные импульсы триггера  $A_5$ , причем на звено  $A_6$  подаются импульсы с неинвертирующего выхода триггера, аналогичные  $u_{n1}$  на рис. 12.20, б, а на звено  $A_7$  — с инвертирующего выхода, аналогичные  $u_{n2}$ . Благодаря этому звенья  $A_5 - A_7$  работают как «расщепитель фазы». На выходе  $A_7$  импульсы оказываются сдвинутыми по фазе на  $180^\circ$  относительно импульсов, снимаемых с выхода звена  $A_6$ .

Микромощные транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , являющиеся усилителями, позволяют передать импульсы с ШИМ на силовые транзисторы-ключи двухтактного преобразователя.

Внешние конденсатор  $C$  и резистор  $R_1$  служат для установки и регулирования частоты повторения импульсов (достигает  $100 - 200$  кГц). Сопротивление резистора  $R_2$  определяет длительность защитной паузы между импульсами.

### § 12.12. Структурные схемы источников питания с преобразователями напряжения

Как отмечалось, применение преобразователя напряжения в источниках вторичного электропитания позволяет получить не только ряд необходимых вторичных напряжений из одного первичного, но и повысить стабильность вторичных напряжений по сравнению с первичным. Выходное напряжение существующих первичных источников электропитания в процессе эксплуатации меняется. У большинства из них колебания напряжения лежат в пределах  $\pm(10 \div 20)\%$ . Допустимые колебания напряжения питания

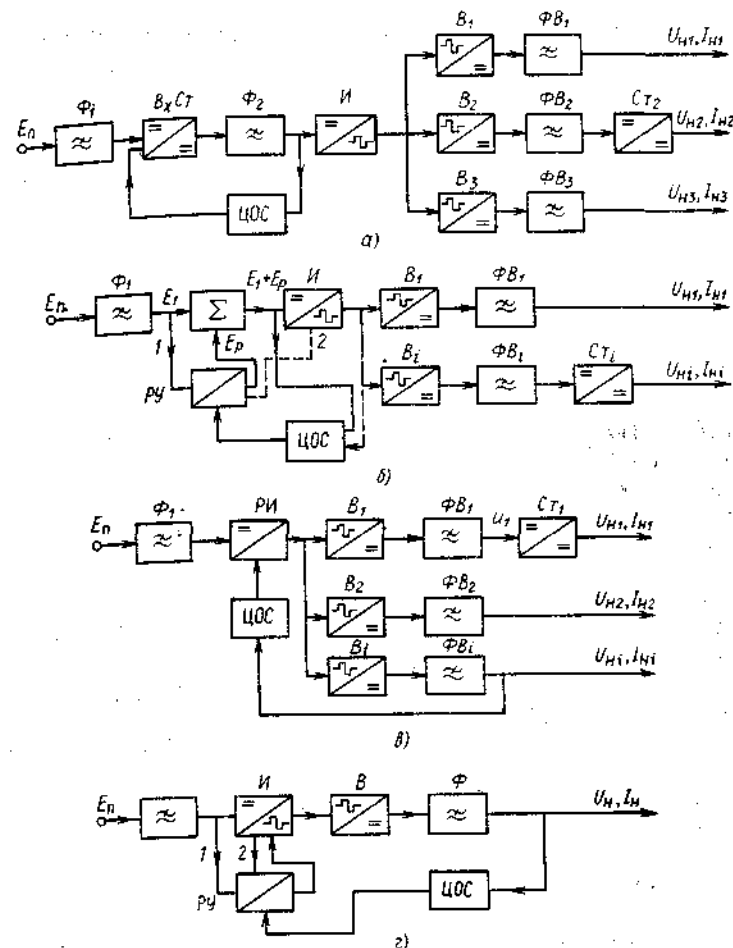


Рис. 12.22

большинства радиоустройств почти на порядок меньше и равны  $\pm(3 \div 5)\%$ , а для отдельных каскадов, наиболее чувствительных к изменению напряжения питания, и того меньше — всего  $\pm(0,1 \div 0,5)\%$ .

Отсюда вытекает необходимость стабилизации выходных напряжений  $Ст_2$ . На рис. 12.22, а представлена структурная схема источника с централизованной стабилизацией выходных напряжений преобразователя. Здесь стабилизируется входное напряжение инвертора (И) с помощью входного стабилизатора (ВхСт).

На выходе выпрямителей преобразователя  $B_1 - B_i$  получается вторичное напряжение, нестабильность которого допустима для большинства нагрузок. Фильтры выпрямителей  $ФВ_1 - ФВ_i$  обеспечивают требуемую степень фильтрации выходных напряжений.

Если для некоторых нагрузок требуется напряжение питания с меньшей нестабильностью, чем та, которую обеспечивает входной стабилизатор (ВхСт), то в соответствующую выходную цепь включают дополнительный выходной стабилизатор Ст<sub>2</sub>. На рис. 12.22, а такой дополнительный стабилизатор включен в цепь нагрузки, потребляющей ток  $I_{н2}$  при напряжении  $U_{н2}$ .

Так как цепь обратной связи ЦОС получает сигнал ошибки со входа инвертора, то стабилизатор ВхСт поддерживает близким к эталонному напряжению на входе инвертора. Изменения тока нагрузки  $I_{н1}$  или  $I_{н2}$  приводят к колебаниям выходных напряжений  $U_{н1}$  или  $U_{н2}$  из-за возрастания (убывания) падений напряжения на диодах выпрямителей и транзисторах инвертора; стабилизатор ВхСт на эти изменения не реагирует. Конечно, имеется в виду, что выходное сопротивление самого стабилизатора очень мало.

Таким образом, в данной структурной схеме стабилизированного преобразователя не удастся получить малые нестабильности напряжения по всем выходам. Помимо этого в ней существует и некоторая завязка между всеми выходами из-за общих для них элементов схемы. Такими общими элементами, не охваченными обратной связью, являются инвертор, силовой трансформатор и выпрямители со своим фильтрами.

Поэтому выходной стабилизатор включают иногда и в ту выходную цепь, ток которой сильно меняется или имеет импульсный характер. Таким образом, на выходные напряжения всех остальных каналов налагаются напряжения, соответствующие изменениям, пропорциональным току этого канала. При импульсном токе такие изменения имеют вид серий затухающих колебаний, порождаемых передними и задними фронтами импульсов.

В качестве входного можно применять как линейный, так и импульсный стабилизатор. В первом случае КПД преобразователя ниже, но зато нет необходимости включать фильтры  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , защищающие первичную цепь и инвертор от импульсных помех, создающихся в ключевом стабилизаторе. У линейного стабилизатора по сравнению с ключевым значительно лучше и качество переходного процесса.

В рассмотренной структурной схеме входной стабилизатор пропускает через себя суммарную мощность всех нагрузок преобразователя. Из-за этого он получается довольно громоздким.

Если входной стабилизатор построить по принципу вольтодобавки (рис. 12.22, б), то конструкция ИВП будет более компактной. Улучшение массогабаритных показателей, получающееся при переходе к схеме с вольтодобавкой, зависит от нестабильности напряжения первичного источника  $E_n$ . Если это напряжение меняется в два раза, то мощность вольтодобавочного устройства практически сравнивается с мощностью, отдаваемой преобразователем в нагрузку.

В структурной схеме рис. 12.22, б вольтодобавочное напряжение  $E_p$  создается в специальном регулирующем устройстве (РУ). Это напряжение, складываясь с напряжением первичного источника  $E_n$ , образует входное напряжение инвертора (И). Цепь обратной связи (ЦОС) регулирует вольтодобавочное напряжение таким образом, что напряжение, подводимое

к инвертору, остается практически постоянным при колебаниях напряжения первичного источника  $E_n$ .

Регулирующее устройство может питаться от первичного источника (линия 1). В этом случае оно является дополнительным регулируемым преобразователем. Если же регулирующее устройство питается от дополнительной обмотки трансформатора инвертора (штриховая линия 2), то оно должно быть регулируемым выпрямителем. В зависимости от выбора элементной базы лучшие показатели могут получиться как у той, так и у другой схемы.

Возможна централизованная стабилизация выходного напряжения преобразователя и по структурной схеме рис. 12.22, в. В ней на цепь обратной связи (ЦОС) подается напряжение с одного из выходов ( $i$ -го). Регулируемый инвертор (РИ) под действием сигнала обратной связи изменяет свое выходное напряжение таким образом, что напряжение на выходе  $i$ -го выпрямителя получается стабильным. Если дестабилизирующим фактором является изменение напряжения первичного источника, то и на остальных выходах оно получается ослабленным.

Однако при изменении только одного тока  $i$ -го выхода во все остальные выходные напряжения вносится некоторая нестабильность. Допустим, что ток нагрузки  $i$ -го выхода возрос. Чтобы скомпенсировать возросшие вместе с током падения напряжения на вентилях и фильтре выпрямителя  $i$ -го выхода, напряжение, снимаемое с выхода инвертора, должно возрасти. Так оно и изменится под действием сигнала обратной связи. Но это приведет к соответствующему возрастанию выходных напряжений на всех остальных выпрямителях. С выхода выпрямителя  $B_1$  на нагрузку первого канала возрастание напряжения не передается, так как сглаживается выходным стабилизатором Ст<sub>1</sub>, а на нагрузку, подключенную ко второму выходу, передается.

Если основная часть выходного сопротивления преобразователя создается сопротивлением потерь инвертора и первичной обмотки силового трансформатора, то при таком способе регулировки напряжения на всех вторичных обмотках трансформатора получается достаточно стабильное напряжение. При постоянном токе остальных каналов или при малом падении напряжения на выпрямителях и фильтрах достаточную стабильность будут иметь и их выходные напряжения.

Таким образом, рассмотренная схема стабилизации уменьшает влияние на выходные напряжения всех каналов изменений напряжения на общих для этих каналов элементах (первичный источник  $E_n$ , инвертор, первичная обмотка трансформатора) и переносит с регулируемого канала на все остальные изменения напряжения, получающиеся на элементах, входящих только в регулируемый канал (выпрямитель и фильтр  $i$ -го канала). В зависимости от конкретного выбора элементов схемы преобразователя нестабильность выходных напряжений при введении такой схемы может как уменьшаться, так и увеличиваться.

Если преобразователь напряжения имеет только один выходной канал, то на цепь обратной связи всегда подается напряжение с выхода этого канала. Сама цепь обратной связи может управлять входным стабилиза-

тором (рис. 12.22, а), регулируемым инвертором (рис. 12.22, в) и вольтодобавочным устройством (рис. 12.22, г). В последнем случае возможно выполнение вольтодобавочного устройства с выходом на постоянном или переменном токе.

Если вольтодобавочное устройство (ПУ на рис. 12.22, г) является дополнительным регулируемым инвертором, создает на своем выходе переменное напряжение, то это напряжение суммируется с выходным напряжением основного инвертора и подается на выпрямитель преобразователя. Соединения, соответствующие этому случаю, показаны на рис. 12.22, г связью 1. Если же вольтодобавочное устройство является дополнительным регулируемым выпрямителем, то его включение в схему производится так, как показано связью 2. Если оно служит дополнительным преобразователем, то на его вход подается напряжение первичного источника  $E_n$ , а выходное напряжение суммируется с выходным напряжением основного выпрямителя перед выходным фильтром.

### § 12.13. Дополнительные меры по улучшению показателей транзисторных преобразователей

Основное внимание в предыдущих параграфах уделялось силовым цепям транзисторных преобразователей, причем часто элементы, входящие в эти цепи, идеализировались. Переход от идеализированных к реальным элементам приводит к появлению ряда нежелательных факторов (появление сквозных токов в инверторах с независимым возбуждением и выбросов коллекторных токов в автогенераторе с насыщающимся силовым трансформатором).

Желание избежать нежелательных последствий этих факторов заставляет усложнять схемы усилителей мощности и автогенераторов включением в них дополнительных обмоток либо дополнительных коммутирующих элементов. Однако упомянутые ранее факторы являются не единственными, а только одними из ряда других. Вот эти-то другие нежелательные факторы и способы устранения их неблагоприятных последствий и рассматриваются в данном параграфе.

Рассмотрим методы предотвращения вторичного пробоя силовых транзисторов инвертора. Для исключения возможности возникновения вторичного пробоя необходимо обеспечить такой режим переключения, при котором траектория рабочей точки транзистора не выходит из некоторой области, называемой областью безопасной работы транзистора (ОБР). ОБР транзистора (рис. 12.23) ограничивается максимальным коллекторным током  $I_{k\max}$  (линия АВ), максимальной мощностью, рассеиваемой на коллекторе (линия ВС), максимально допустимой концентрацией носителей заряда в переходе, приводящей к вторичному пробую (линия CD), и максимальным (граничным) напряжением на коллекторе транзистора  $U_{кзгр}$  (линия DE). Выход рабочей точки из области безопасной работы приводит к пробую либо к выгоранию коллекторного р-п-перехода. В импульсном режиме, когда длительность импульсов коллекторного тока мень-

ше некоторого значения, определяемого типом транзистора, ОБР расширяется (штриховая линия на рис. 12.23).

Наиболее выгодной траекторией рабочей точки транзистора является ломаная линия, совпадающая с характеристиками, соответствующими насыщенному (линия I) и запертому транзистору (линия II). Если при насыщении транзистора ток коллектора равен  $I_{кн}$ , то при его запираии сначала ток коллектора уменьшается практически до нуля, а затем коллекторное напряжение возрастает до  $U_{кз}$ . При отпирании транзистора сначала до нуля снижается напряжение коллектор-эмиттер и лишь потом возрастает до  $I_{кн}$  ток коллектора.

В двухтактном преобразователе с независимым возбуждением (см. рис. 12.11), в котором инвертор выполнен по схеме со средней точкой в первичной обмотке трансформатора, а выпрямитель — по схеме с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента, траектория рабочей точки на этапе включения заметно отличается от желаемой (рис. 12.24). При выключении транзистора его коллекторный ток сначала возрастает от  $I_{кн}$  до  $I_{к\max}$ , а затем спадает до нуля. Эти процессы происходят при малом напряжении коллектор-эмиттер, близком к  $U_{кн}$ . После спада тока коллектора меняет знак выходное напряжение инвертора и напряжение на коллекторе транзистора возрастает до значения  $2E_n$ . Такой ход процесса запираия благоприятен, и ему соответствуют малые динамические потери (потери выключения).

Участок траектории рабочей точки, соответствующий включению транзистора, начинается от точки  $I_k=0$ ,  $U_{кз}=2E_n$  и описывает процесс роста тока включающегося транзистора до значения  $I_{кн}$  при больших напряжениях на коллекторе. Затем ток коллектора и напряжение коллектор-эмиттер спадают до значений  $I_{кн}$  и  $U_{кн}$  соответственно (сплошная линия на рис. 12.24). Неблагоприятный ход траектории рабочей точки при включении транзистора приводит к большим потерям мощности при его отпирании и к опасности вторичного пробоя.

Применение схемы устранения сквозных токов (см. рис. 12.13) удаляет из траектории рабочей точки участок, соответствующий возрастанию коллекторного тока, и делает пологим начальный участок, соответствующий

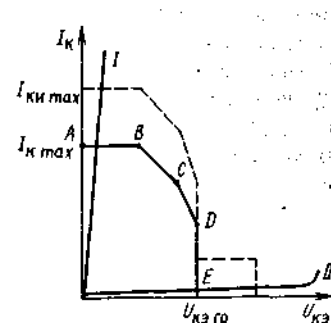


Рис. 12.23

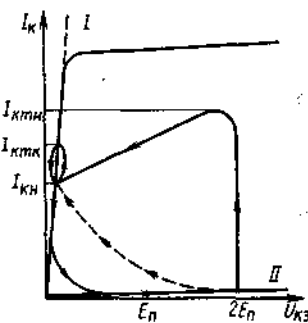


Рис. 12.24

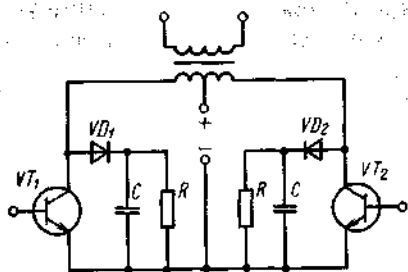


Рис. 12.25

включению транзистора (штриховая линия на рис. 12.24). Начальный пологий участок траектории не совпадает с характеристикой запертого транзистора из-за перезарядки емкости коллектор — база транзистора.

Особенно велика опасность вторичного пробоя транзистора в преобразователях источников с бестрансформаторным входом и питанием от сети переменного тока с напряжением 220—380 В. В таких преобразователях выпрямленное сетевым выпрямителем напряжение достигает 310—530 В. В инверторах необходимо ограничить рост напряжения на коллекторе при выключении транзистора до тех пор, пока коллекторный ток не снизится до малых значений. Для этого применяется ряд схем, из которых наиболее эффективной является схема подключения параллельно транзистору инвертора *RCD*-цепочки (рис. 12.25). При запираании транзистора скорость роста коллекторного напряжения ограничивается конденсатором *C*, который при открытом транзисторе разряжается через резистор *R*. Хотя такая цепочка приводит к некоторому росту тока отпирающегося транзистора из-за перезарядки емкости *C*, стоящей в противоположном плече инвертора, она находит широкое применение в источниках с бестрансформаторным входом. Без нее силовые транзисторы инвертора такого источника, как правило, пробиваются при переключении.

Неравенство времени рассасывания и емкостей коллекторных переходов силовых транзисторов в двухтактных инверторах приводит к возникновению несимметричного режима перемagnetивания магнитопровода силового трансформатора. Помимо названных факторов к асимметрии в смежных полупериодах цикла перемagnetивания магнитопровода приводят и неравенство падений напряжения на насыщенных силовых транзисторах, неидентичность двухтактных обмоток, различие характеристик выпрямительных диодов.

При асимметричном режиме ток намагничивания трансформатора оказывается чрезмерно большим из-за одностороннего насыщения магнитопровода, что выводит силовые транзисторы из строя. Особенно опасно возникновение такой асимметрии в магнитопроводах с прямоугольной петлей гистерезиса.

В высокочастотных инверторах одностороннее насыщение магнитопроводов оптимизированных трансформаторов развивается достаточно быстро, и для их защиты необходимо принять меры, препятствующие этому.

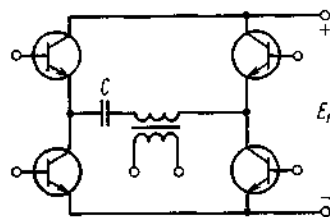


Рис. 12.26

Для устранения чрезмерных выбросов токов коллекторов, связанных с асимметричным режимом перемagnetивания, в высокочастотных инверторах применяют магнитные материалы со слабо выраженным насыщением, например, МО-пермаллой. Однако они имеют небольшую магнитную проницаемость, что приводит к росту массы и соответственно габаритов трансформатора из-за стремления снизить ток намагничивания.

В мостовой схеме инвертора для защиты от возникновения одностороннего насыщения из-за асимметрии служит конденсатор *C*, включенный последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора (рис. 12.26). Однако и эта мера сопряжена с увеличением габаритов и массы инвертора.

Лучшими показателями обладают схемы инверторов со специальными дополнительными обмотками, являющимися датчиками полного тока намагничивания. При возрастании тока намагничивания силового трансформатора до некоторого значения происходит переключение транзисторов инвертора.

В инверторе, собранном по полумостовой схеме, конденсаторы делителя напряжения препятствуют возникновению одностороннего насыщения магнитопровода трансформатора в установившемся режиме. Но оно может проявиться при включении инвертора и резком изменении тока нагрузки.

Важным при проектировании инверторов и источников электропитания с преобразователями напряжения являются вопросы их электромагнитной совместимости с радиоэлектронными средствами.

Необходимо обеспечить электромагнитную совместимость с теми устройствами, которые подсоединены к выходу источника, и с теми, которые используют ту же систему электроснабжения, что и источник, а также с теми, которые не связаны по цепям питания с источником, но, будучи расположены поблизости, воспринимают излучаемые им помехи.

Импульсные источники вторичного электропитания являются генераторами помех перечисленных видов. Значительный уровень помех от таких источников объясняется тем, что коммутация силовых транзисторов приводит к скачкообразным изменениям и импульсным выбросам токов в одних элементах и крутым перепадам напряжения на других. Крутым фронтам и узким выбросам соответствует широкий спектр электромагнитных колебаний, воспринимаемый радиосредствами на частотах до нескольких десятков мегагерц как помехи.

Составляющие этого спектра помех передаются от источника к нагрузке по проводам питания (кондуктивные помехи) и за счет паразитных емкостных и индуктивных связей (помехи излучения).

Уменьшить интенсивность помех от источника электропитания можно как схемотехническими методами, повлияв на коммутационные процессы в источнике, устранив выбросы коллекторных токов, снизив длительность фронтов перепадов, так и конструктивными мерами, уменьшив паразитные связи через проводники платы, улучшив экранирование. К конструктивным мерам относятся как рациональное размещение элементов конструкции и соединительных проводников, так и установка дополнительных элементов, таких, как помехоподавляющие фильтры, экраны и т. п.

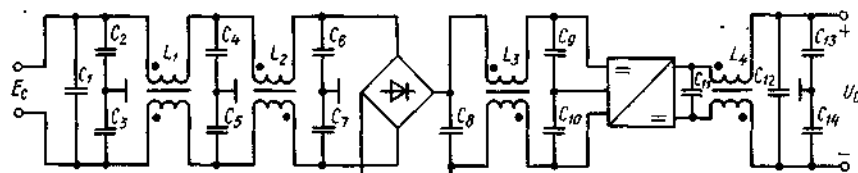


Рис. 12.27

Электромагнитная совместимость должна обеспечиваться на этапе проектирования источника не только путем улучшения условий коммутации транзисторов, но и выбором элементной базы. Так, паразитные последовательные сопротивления конденсаторов и их паразитные индуктивности, емкости транзисторов приводят к возникновению в источнике паразитных «звенящих» контуров.

В источнике должны предусматриваться взаимная компенсация магнитных потоков в контуре переключения, осуществляемая с помощью бифилярного монтажа цепей с импульсными токами, поузловое экранирование элементов силового контура, а также снижение паразитных емкостных связей между корпусом и элементами, по которым проходят импульсные токи. В связи с многообразием проблем, возникающих при обеспечении электромагнитной совместимости источника вторичного электропитания, общие рекомендации оказываются в каждом конкретном случае неполными. Поэтому следует пользоваться отработанными методами, которые изложены, например, в [4,5].

Приведем для примера схему источника питания с бестрансформаторным входом, в которой выделены элементы, обеспечивающие электромагнитную совместимость (рис. 12.27). На входе источника включены фильтрующий конденсатор  $C_1$  и два фильтра, построенные на дросселях  $L_1$  и  $L_2$ . Фильтр с дросселем  $L_1$  служит для подавления несимметричных помех, которые распространяются по двум проводам питания в фазе. Для них обе обмотки дросселя  $L_1$  работают, как параллельные. Фильтр с дросселем  $L_2$  подавляет симметричные помехи, которые по проводам питания проходят в противофазе. Его обмотки соединены для противофазных токов согласно. Емкости конденсаторов  $C_1 - C_7$  равны 640 пФ.

Между сетевым выпрямителем и преобразователем включен фильтр с дросселем  $L_3$ , который препятствует передаче на низкочастотный конденсатор  $C_8$  высокочастотных пульсаций с конденсаторов преобразователя  $O_9$  и  $C_{10}$ . На выходе источника включен фильтр из элементов  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$  и  $L_4$ , препятствующий прохождению помех преобразователя на его выходные клеммы.

#### § 12.14. Преобразователи с высокочастотными резонансными инверторами

Стремление уменьшить помехи, создаваемые преобразователями напряжения, и облегчить условия коммутации транзисторов привело к созданию преобразователей с высокочастотными резонансными инверторами (рис.

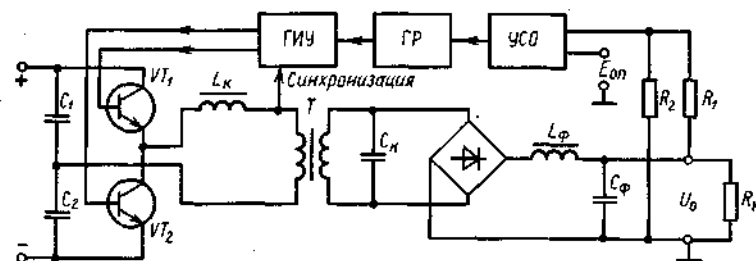


Рис. 12.28

12.28). Катушка индуктивности  $L_k$  и конденсатор  $C_k$  образуют колебательный контур, в который последовательно включен источник ЭДС, создаваемый полумостовым инвертором, состоящим из конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , мощных транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Нагрузка подсоединена к конденсатору контура через трансформатор  $T$ , выпрямительный мост и фильтр  $L_\phi$ ,  $C_\phi$ . Включением в инвертор трансформатора  $T$  достигаются гальваническая развязка источника и нагрузки, снижение амплитуды напряжения на конденсаторе  $C_k$ , что обеспечивает сравнительно низкое выходное напряжение преобразователя.

Ток через индуктивный элемент контура  $i(t)$  при малом затухании близок к гармоническому. Если переключать силовые транзисторы инвертора в моменты прохождения тока через нулевые значения, то можно создать благоприятные условия коммутации и малый уровень коммутационных помех, так как размыкание и замыкание в силовой цепи происходят в моменты, когда ток равен нулю. Это является основным положительным качеством такого преобразователя напряжения.

Вместе с тем в резонансных инверторах оказываются повышенными напряжения на элементах колебательного контура и амплитуда контурного тока. Первое обстоятельство приводит к существенному возрастанию выходного напряжения при уменьшении тока нагрузки, а второе заставляет завышать установочную мощность силовых транзисторов и затрудняет получение высоких значений КПД преобразования.

Для обоснования расчетных соотношений рассмотрим процессы, протекающие в более простой моделирующей схеме (рис. 12.29, а), где отсутствует трансформатор.

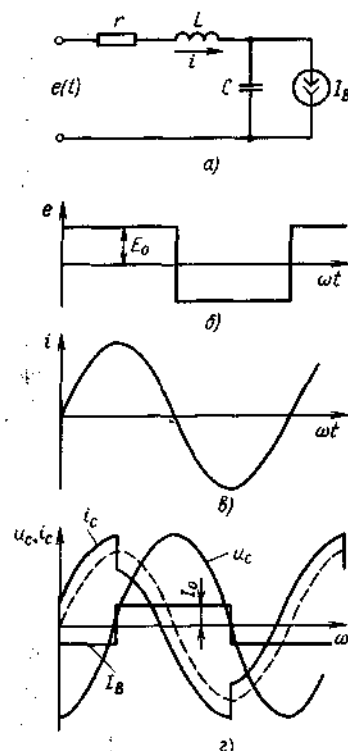


Рис. 12.29

тор. ЭДС, возбуждающая колебания в контуре, имеет прямоугольную форму, ее частота равна резонансной частоте контура  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ , а амплитуда каждой полу волны равна  $E$  (рис. 12.29, б). Под действием положительной полу волны ЭДС в индуктивном элементе контура создается импульс тока (рис. 12.29, в), который при малом значении затухания практически синусоидален:

$$i(t) \approx \frac{E + U_m}{\rho} e^{-\frac{d}{2} \sin \omega t}, \quad (12.72)$$

где  $U_m$  — начальное для данного полу периода напряжение на конденсаторе  $C$ ;  $\rho = \sqrt{L/C}$  — характеристическое сопротивление контура;  $d = r/\rho$  — затухание контура при отсоединенном выпрямителе.

Напряжение на емкостном элементе контура возрастает от  $-U_m$  до  $U_m$  (рис. 12.29, г) и изменяется по закону

$$u(t) \approx E - (E + U_m) e^{-\frac{d}{2} \cos \omega t}. \quad (12.73)$$

В следующий полу период изменяется полярность ЭДС, ток в контуре меняет знак, а напряжение на конденсаторе  $C$  спадает до  $-U_m$ . Ток, потребляемый выпрямителем, постоянен в течение каждого из полу периодов напряжения  $u(t)$  и меняет знак со сменой полу периода. Из-за этого ток конденсатора  $C$  при прохождении напряжения на конденсаторе  $C$  через нулевые значения (рис. 12.29, г) изменяется скачками.

Хорошим приближением для амплитуды напряжения на емкостном элементе является выражение

$$U_m \approx E \frac{1 + e^{-\frac{d}{2}}}{1 - e^{-\frac{d}{2}}} - \frac{2I_0 \rho}{1 - e^{-\frac{d}{2}}} \approx \frac{4}{\pi d} (E - I_0 \rho), \quad (12.74)$$

а для амплитуды тока через индуктивный элемент

$$I_m \approx \frac{4}{\pi} (E/\rho - I_0). \quad (12.75)$$

Так как постоянная составляющая напряжения на выходе выпрямителя равна  $2U_m/\pi$ , то для нее

$$U_0 \approx \frac{8}{\pi^2 d} (E - I_0 \rho). \quad (12.76)$$

Если коэффициент трансформации трансформатора  $n = U_1/U_2$ , то для внешней характеристики источника получим

$$U_0 \approx \frac{8}{\pi^2 d n} (E - I_0 \rho/n). \quad (12.77)$$

Выходное напряжение в сравнении с (12.76) снижается в  $n$  раз, а выходное сопротивление — в  $n^2$  раз.

В цепь обратной связи, делающей регулируемый преобразователь стабилизирующим (см. рис. 12.28), входят цепь сравнения (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ), источник опорного напряжения ( $E_{оп}$ ), усилитель сигнала ошибки (УСО), звено гальванической развязки (ГР) и генератор импульсов

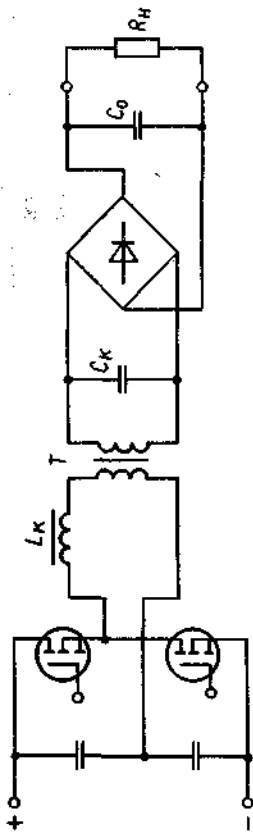
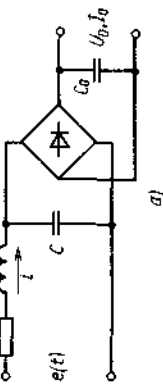


Рис. 12.30

управления (ГИУ). Помимо названных звеньев обычно включают и цепь синхронизации, обеспечивающую переключение силовых транзисторов в моменты перехода тока индуктивных элементов через нулевые значения.

В некоторых случаях для регулировки выходного напряжения используют режим работы с расстройкой контура. Однако при этом теряется основное преимущество такого преобразователя. Силовые транзисторы переключаются не при нулевых токах. Более рационально регулировать выходное напряжение изменением индуктивности контура, точнее — его характеристическое сопротивление.

Когда нагрузка выпрямителя преобразователя начинается с емкостного элемента (рис. 12.30), характер процессов меняется. В данном случае



расчетной моделью (рис. 12.31, а) является контур с подсоединенным к нему выпрямителем. Смена полярности напряжения возбуждения (рис. 12.31, б) приводит к росту тока через индуктивный элемент контура. Этот ток (рис. 12.31, в) полностью проходит в емкостный элемент контура, так как диоды выпрямителя на данном этапе заперты напряжением на конденсаторе выпрямителя  $C_0$ . Зарядка емкостного контура приводит к росту напряжения на ней (рис. 12.31, г), и, когда фазовый угол достигает значения  $\omega t_1$ , оно сравнивается с выходным напряжением  $U_0$ . После этого открываются диоды выпрямителя и ток через индуктивный элемент, проходя через вентили, подзаряжает конденсатор  $C_0$ . Из-за того, что емкость конденсатора  $C_0$  относительно велика, можно считать напряжение на нем при подзарядке и разрядке на

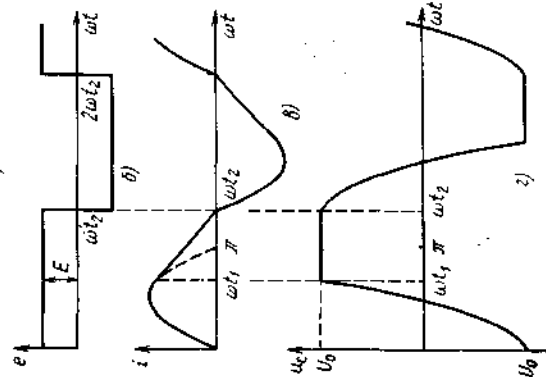


Рис. 12.31

нагрузку неизменным и равным  $U_0$ ; в интервале  $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$  становится постоянным и напряжение на емкостном элементе контура  $C$ , и напряжение на индуктивном элементе контура  $L$ . Из-за этого ток через индуктивный элемент спадает во времени линейно и в момент, соответствующий фазовому углу  $\omega t_2$ , становится равным нулю. В этот момент и необходимо переключать силовые транзисторы, что приведет к смене полярности возбуждающего напряжения  $e(t)$ . При  $\omega t > \omega t_2$  в контуре генерируется вторая полуволна тока через индуктивный элемент и к моменту, соответствующему  $\omega t = \omega t_2 + \omega t_1$ , напряжение на емкостном элементе контура уменьшается от  $U_0$  до  $-U_0$ . Снова отпираются диоды выпрямителя и подзаряжается конденсатор  $C_0$ .

Как и в случае выпрямителя гармонического напряжения, представить выходную характеристику такого преобразователя в аналитическом виде в силу трансцендентности исходных соотношений не удастся. Графическое построение внешней характеристики можно выполнить, вычислив ее ординаты

$$\frac{U_0}{E} = \frac{1 - e^{-0,5d\omega t_1} (\cos\omega t_1 + 0,5d \sin\omega t_1)}{1 + e^{-0,5d\omega t_1} (\cos\omega t_1 + 0,5d \sin\omega t_1)} \quad (12.78)$$

и абсциссы

$$\frac{I_0 \rho}{E} = \frac{e^{-0,5d\omega t_1} \sin\omega t_1}{\sqrt{1 - d^2/4} [1 + e^{-0,5d\omega t_1} (\cos\omega t_1 + 0,5d \sin\omega t_1)]} \frac{\omega t_2 - \omega t_1}{\omega t_2} \quad (12.79)$$

Задаваясь рядом последовательных значений фазового угла отпирания вентилей  $\omega t_1$  и получив соответствующие им значения фазового угла запираания

$$\omega t_2 = \omega t_1 + \frac{\sin\omega t_1}{0,5d \sin\omega t_1 - \cos\omega t_1}, \quad (12.80)$$

получим внешнюю характеристику по соотношениям (12.78) и (12.79). Параметрами полученного семейства кривых являются как фазовый угол отпирания вентилей  $\omega t_1$ , так и затухание ненагруженного контура  $d$ . При малом затухании режим холостого хода преобразователя ( $I_0 \rightarrow 0$ ) приводит к значительному росту выходного напряжения  $U_0$ . Так как малые значения затухания обеспечивают получение высокого КПД, то обычно требуются дополнительные меры по предотвращению увеличения выходного напряжения на холостом ходу.

Схема стабилизирующего преобразователя (рис. 12.32) содержит силовую часть (полумостовой инвертор, контур и выпрямитель), цепь обратной связи для регулировки индуктивного элемента контура  $L$  и цепь синхронизации (компаратор  $K$  и усилитель импульсов), которая обеспечивает переключение силовых транзисторов в моменты перехода тока индуктивного элемента через нулевые значения.

Таким образом, преимуществами высокочастотных резонансных преобразователей являются малые потери мощности при переключении транзисторов, малая интенсивность и неширокий спектр помех, отсутствие перегру-

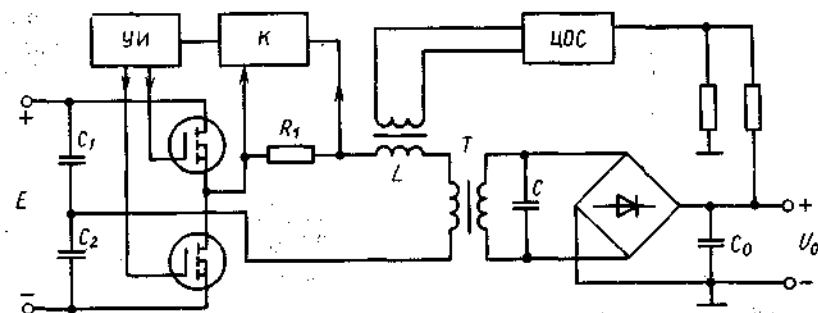


Рис. 12.32

зок транзисторов при несимметричном режиме работы. Однако из-за того, что по сопротивлению  $r$ , отражающему в модели потери в силовой цепи, проходит контурный ток  $i(t)$ , значительно превышающий ток нагрузки  $I_0$ , получить высокое значение КПД преобразования затруднительно.

## § 12.15. Преобразователи с пьезокерамическими трансформаторами

В источниках вторичного электропитания с высоким (несколько киловольт) выходным напряжением и токами нагрузки порядка единиц миллиампера находят применение пьезокерамические трансформаторы. Такой трансформатор представляет собой пластину из пьезокерамики с напыленными электродами (рис. 12.33, а). Входное переменное напряжение  $U_{вх}$ , приложенное к электродам, нанесенным на широкие поверхности пластины, возбуждает в ней упругие поперечные колебания, направление деформаций которых показано вертикальными стрелками. Из-за упругих связей в толще пьезокерамической пластины возникают продольные колебания. Деформации, соответствующие продольным колебаниям, условно показаны горизонтальными стрелками. Если частота возбуждающих колебаний совпадает с частотой механического резонанса пластины, то амплитуды упругих деформаций достигают максимума и на торцевых поверхностях пластины возникает переменное напряжение значительной амплитуды.

Работа пьезотрансформатора возможна как на первой гармонике механического резонанса, так и на второй. На рис. 12.33, б приведены распределения смещений деформаций  $\xi$  вдоль пластины при работе на первой (кривая 1) и второй (кривая 2) гармониках. И в том и в другом случае на торцевых поверхностях наблюдаются максимумы смещения, которым соответ-

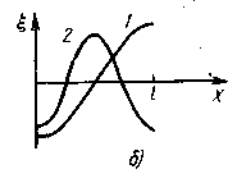
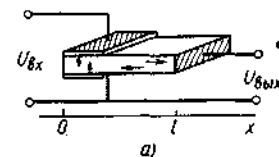


Рис. 12.33



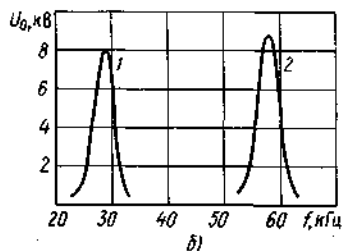
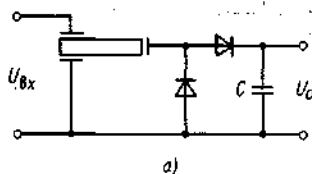


Рис. 12.34

Зависимость напряжения  $U_0$ , получаемого с помощью выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 12.34, а), от частоты  $f$  возбуждающей ЭДС (рис. 12.34, б) иллюстрируют механический резонанс как на первой (кривая 1), так и на второй (кривая 2) гармонике.

Постоянное выходное напряжение  $U_0$  существенно зависит от тока нагрузки  $I_0$  (рис. 12.35), что свидетельствует о большом выходном сопротивлении преобразователя с пьезотрансформатором.

При применении качественной пьезокерамики, такой, например, как титанат бария, КПД трансформатора  $\eta > 90\%$ .

Достоинствами пьезокерамических трансформаторов являются простота технологии изготовления, планарность конструкции, высокая надежность.

Схема преобразователя с пьезокерамическим трансформатором (рис. 12.36) содержит силовые транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ , образующие полумостовой инвертор, катушку индуктивности  $L_1$ , обеспечивающую настройку цепи возбуждения в резонанс, пьезотрансформатор с высоковольтным выпрямителем  $VD_1$ ,  $VD_2$  и  $C$ . В цепь обратной связи включены усилитель (УОС),

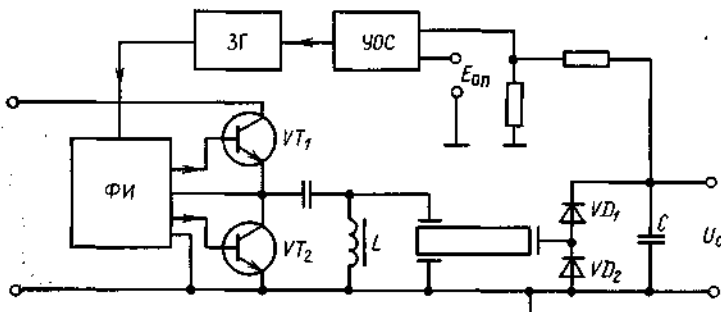


Рис. 12.36

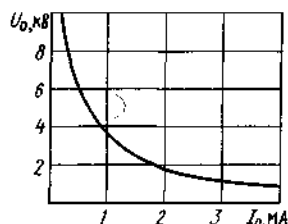


Рис. 12.35

ствуют большие амплитуды напряжений. Выходное переменное напряжение  $u_{\text{вых}}$  имеет амплитуду, в 100—1000 раз большую амплитуды возбуждающего напряжения. Выпрямление выходного переменного напряжения позволяет получить выходное постоянное напряжение  $U_0$ , равное нескольким киловольт.

сравнивающий выходное постоянное напряжение с опорным и усиливающий сигнал ошибки. Усилитель управляет частотой колебаний задающего генератора (ЗГ), из которых в формирователе импульсов (ФИ) получают импульсные последовательности для управления силовыми транзисторами.

Исходная частота задающего генератора выбирается такой, что пьезопластина работает на склоне своей резонансной кривой. Изменяя в небольших пределах частоту ЗУ добиваются как роста, так и снижения постоянного выходного напряжения. Цепь обратной связи превращает регулируемый преобразователь в стабилизирующий.

Возможны и иные способы регулировки выходного напряжения пьезотрансформатора.

## § 12.16. Расчет преобразователей напряжения

**Пример 1.** Рассчитать преобразователь, который должен работать от источника напряжением 36 В и обеспечить напряжение на нагрузке 6,3 В при токе нагрузки 10 А. Пульсации выходного напряжения не должны превышать 10 мВ.

Поскольку мощность, передаваемая в нагрузку, близка к 100 Вт, выбираем схему преобразователя с независимым возбуждением, причем и усилитель мощности и выпрямитель выполнены по схеме с дифференциальным трансформатором (см. рис. 12.8). Такая схема выпрямителя при малых выходных напряжениях предпочтительнее мостовой, так как в ней падение напряжения на вентилях меньше. Для инвертора переход к мостовой схеме был бы выгоднее при большем напряжении источника  $E_n$ , когда допустимое для силового транзистора напряжение коллектор — эмиттер меньше, чем получающееся в выбранной схеме.

Ориентировочные данные для выбора транзистора и диода следующие:

1) допустимый прямой ток диода выпрямителя должен быть больше 10 А, допустимый средний ток — больше 5 А, обратное напряжение — больше  $2 \cdot 6,3 = 12,6$  В;

2) коллекторный ток транзистора в насыщенном состоянии должен быть больше  $10 \cdot 6,3/36 = 1,75$  А, допустимое напряжение коллектор-эмиттер — больше  $2E_n = 72$  В.

Выберем в качестве вентилей выпрямителя диоды 2Д213А, у которых  $I_{np} = 10$  А;  $E_{обр} = 200$  В;  $\tau_d = 0,3$  мкс;  $U_{np} = 1$  В.

Из вольт-амперных характеристик диода 2Д213А находим  $E_{пор} = 0,6$  В;  $r_b = 0,04$  Ом.

Выберем для инвертора транзистор типа КТ903А, имеющие  $I_k = 3$  А;  $U_{кн} = 1$  В;  $I_{b \max} = 0,6$  А;  $U_{кз} = 80$  В;  $U_{б \max} = 1,5$  В;  $H_{213} = 15 \div 70$  при  $I_k = 3$  А;  $U_{бн} = 1$  В;  $\tau_r = 0,06$  мкс;  $P_k = 30$  Вт с теплоотводом и  $r_{тк} = 3,3$  °С/Вт.

ЭДС одной из вторичных полуобмоток трансформатора, согласно (12.16),  $U_{2m} = E_0 + E_{пор} + I_0 r_b = 6,3 + 0,6 + 10 \cdot 0,04 = 7,3$  В.

Напряжение на первичной полуобмотке трансформатора  $E_{1m} = E_n - U_{кн} = 36 - 1 = 35$  В.

Коэффициент трансформации силового трансформатора  $n = U_{2m}/E_{1m} = 7,3/35 = 0,208$ .

Уточненное значение тока коллектора транзистора  $I_{кн} = nI_0 = 0,208 \cdot 10 = 2,08$  А, что меньше допустимого для выбранного транзистора.

Выберем амплитуду импульса тока базы транзистора. Пусть при  $H_{213 \min}$  коэффициент насыщения  $k_1 = 1,3$ . Тогда  $I_{бн} \geq k_1 I_{кн}/H_{213} = 1,32 \cdot 2,08/15 = 0,18$  А. Пусть амплитуда импульса базового тока равна 0,2 А.

Фактическая степень насыщения транзистора с максимальным значением  $H_{213 \max} = 70$   $k_{\phi} = 0,2 \cdot 70/2,08 = 6,73$ .

Амплитуду коммутационного выброса коллекторного тока  $I_{кнк}$  найдем по (12.42):  $I_{кнк} = I_{кн}(k_{\phi} + 2)/3 = 2,08 \cdot 8,73/3 = 6,05$  А, что больше, чем допускается для выбранного транзистора.

Таким образом, в выбранной схеме инвертора транзистор КТ903А работать не может. Чтобы облегчить условия работы транзистора, следует применить какую-либо из схем инверторов с облегченной коммутацией. Выберем схему инвертора, приведенную на рис. 12.13, б. В качестве микросхем  $DD_1$ ,  $DD_2$  и  $DD_3$  применим микросхемы серии 133, для которых требуется источник питания напряжением 5 В. Эти микросхемы следующие: триггер — 133ТВ1 ( $DD_1$ ), схемы совпадения — 133ЛА7 ( $DD_2$  и  $DD_3$ ). Для их питания используем дополнительный источник  $E_{п2}$  напряжением 5 В. От этого же источника будут питаться и базовые цепи транзисторов силовой цепи. Так как ток нагрузки, допускаемый для микросхем 133ЛА7, меньше тока базы силового транзистора КТ903А, то необходимо применить дополнительный усилитель мощности управляющих импульсов инвертора. Проверим возможность выполнения этого усилителя на транзисторах КТ608А, у которых  $I_{к\max} = 0,4$  А;  $U_{кз} = 80$  В;  $H_{21} = 20 \div 80$ ;  $P_{к\max} = 0,5$  Вт;  $r_{1к} + r_{1кз} = 200^\circ\text{C}/\text{Вт}$ ;  $U_{кз\max} = 0,3$  В.

Сопротивления резисторов цепи базы транзисторов  $VT_3$  и  $VT_4$  должны быть не более  $R_5 = R_6 = (E_{п2} - U_{бэ3})/I_{б3} = (5 - 1)/0,2 = 20$  Ом.

Выберем ток базы усилительных транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , исходя из минимальной степени насыщения  $k_1 = 1,3$ ;  $I_{б1} = k_1 I_{к1}/H_{21} = 1,3 \cdot 0,2/20 = 0,013$  А. Такой ток нагрузки для микросхем 133ЛА7 допустим.

Сопротивления резисторов базовой цепи транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$   $R_3 = R_4 = (E_{п1} - U_{бэ1})/I_{б1} = (5 - 1)/0,013 = 308$  Ом.

Рассчитаем сопротивления резисторов делителей напряжения  $R_1R_6$  и  $R_2R_4$ , подающих напряжение, соответствующее уровню логического «0», на вход схем совпадения. На коллекторе запертого транзистора силовой цепи получаем напряжение, равное удвоенному значению напряжения источника  $E_{п1}$ , т. е.  $2 \cdot 3,6 = 7,2$  В. На вход микросхемы следует подавать напряжение не более 5 В. Таким образом,  $2E_{п1}R_1/(R_1 + R_6) = 5$  В или  $14,4R_1 = R_1 + R_6$ . Пусть  $R_1 = R_2 = 3,9$  кОм. Тогда  $R_7 = R_8 = 56$  кОм.

Так как выбросы коллекторного тока в выбранной схеме инвертора отсутствуют, то ток, потребляемый от источника транзистором КТ903А, имеет прямоугольную форму длительностью, равной половине периода, и амплитудой, несколько большей 2,08 А (из-за потерь мощности в трансформаторе инвертора).

Коммутационные процессы в данной схеме преобразователя также не связаны с возникновением значительных обратных токов диодов, так как рассасывание заряда неосновных носителей в базовых областях диодов выпрямителя происходит при запертых транзисторах инвертора.

Разрядка конденсатора выпрямителя через еще не запертые диоды происходит по цепи, содержащей вторичную обмотку трансформатора. Так как первичная обмотка трансформатора в это время разомкнута, то он оказывает току разрядки большое индуктивное сопротивление, а ток разрядки конденсатора (обратный ток диода) крайне мал.

Можно считать, что после запирающего транзистора инвертора ток диода падает, стремясь к нулевому значению, т. е.  $T_{р3-4} \approx 3\tau_a = 3 \cdot 0,3 = 0,9$  мкс.

Коммутационные потери мощности при таком режиме запирающего диода практически отсутствуют. Поэтому в соответствии с (11.3) считаем, что

$$P_a = 0,5(E_{п2} + r_{е1}I_{б1})I_{б1} = 0,5(0,6 + 0,04 \cdot 10) \cdot 10 = 5 \text{ Вт};$$

$$P_{т3-4} = 0,5U_{кн}I_{кн} = 0,5 \cdot 1 \cdot 2,08 = 1,04 \text{ Вт}.$$

Оценим время рассасывания заряда неосновных носителей в базах транзисторов. Согласно (12.33), для транзисторов КТ903А ( $VT_3$  и  $VT_4$ )

$$T_{р3-4} = \tau_r \ln[3k_{ф}/(2k_{ф} + 1)] = 0,6 \ln[3 \cdot 6,73/(2 \cdot 6,73 + 1)] = 0,02 \text{ мкс};$$

для транзисторов КТ608А ( $VT_1$  и  $VT_2$ )

$$T_{р1-2} = 0,064 \ln[3 \cdot 5,2/(2 \cdot 5,2 + 1)] = 0,0205 \text{ мкс}.$$

Полное время задержки включения

$$T_3 = T_{р3} + T_{р1-2} + T_{р3-4} = 0,9 + 0,02 + 0,02 = 0,94 \text{ мкс}.$$

Считая время задержки равным 0,1 от длительности импульса коллекторного тока полупериода, определим частоту переключения:  $f = 50$  кГц.

В рассчитанном инверторе габаритная мощность силового трансформатора

$$VA_{тп} = 0,5(2E_{п1}I_1 + 2E_{п2}I_2) = 0,5(2 \cdot 35 \cdot 2,08 \cdot 0,707 + 2 \cdot 7,3 \cdot 10 \cdot 0,707) = 83,2 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Задаввшись плотностью тока в обмотках трансформатора  $J = 5 \text{ А/мм}^2$ , амплитудой магнитной индукции в магнитопроводе  $B_m = 0,12$  Тл (феррит) и коэффициентами заполнения окна-медью  $\sigma = 0,15$  (кольцевой магнитопровод), по (1.59) найдем

$$S_c S_0 = \frac{VA_{тп} \cdot 10^2}{2k_f k_{ф} B_m J \sigma} = \frac{83,2 \cdot 10^2}{2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 5 \cdot 0,12} = 0,9 \text{ см}^4.$$

Выберем (с запасом) магнитопровод из феррита марки М2000НМ-1 типа К28  $\times$  16  $\times$  9, у которого наружный диаметр составляет 28 мм, внутренний — 16 мм, высота — 9 мм, масса — 19 г,  $S_c = 0,54 \text{ см}^2$ ,  $S_c S_0 = 1,08 \text{ см}^4$ , где  $S$  — площадь сечения магнитопровода;  $S_0$  — площадь его окна.

Число витков во вторичной полуобмотке найдем по (1.16):

$$w_2 = E_2 \cdot 10^4 / (4f B_m S_c) = 7,3 \cdot 10^4 / (4 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,12 \cdot 0,54) = 5,6.$$

Принимаем  $w_2 = 6$ . Тогда для первичной полуобмотки

$$w_1 = w_2 E_1 / E_2 = 6 \cdot 35 / 7,3 = 29.$$

Диаметры проводов при выбранной плотности тока  $d_1 = 0,67$  мм;  $d_2 = 1,35$  мм. Потери мощности в магнитопроводе трансформатора при выбранной амплитуде магнитной индукции получаются равными 1,1 Вт. Потери мощности в первичной обмотке составляют 0,23 Вт, а во вторичной — 0,24 Вт. Таким образом, общие потери мощности в трансформаторе  $P_{тп} = P_c + P_a = 1,1 + 0,47 \approx 1,6$  Вт.

Повышение температуры трансформатора относительно температуры окружающей среды

$$\Delta T \approx 1000 P_{тп} / S_{пов} = 1000 \cdot 1,6 / 30 = 53^\circ\text{C},$$

где  $S_{пов} = 30 \text{ см}^2$  — площадь наружной поверхности обмотки трансформатора, с которой и происходит отдача теплоты в окружающую среду в тороидальном трансформаторе.

Полагаем температуру воздуха в блоке  $45^\circ\text{C}$ . Тогда рабочая температура трансформатора примерно равна  $100^\circ\text{C}$ , что приемлемо.

Оценим КПД преобразователя. Мощность, потребляемая от источника  $E_{п1}$ , равна сумме мощностей, выделяющихся на транзисторах  $VT_3$  и  $VT_4$ , трансформаторе и диодах выпрямителя. Из-за относительно прямого падения напряжения на выпрямительных диодах (1 В) потери мощности в них оказываются равными 10 Вт. Потери мощности в силовых транзисторах составляют 2 Вт. Таким образом, полная мощность, потребляемая от источника  $E_{п2}$ , становится равной 76,6 Вт.

Мощность, потребляемая от источника  $E_{п2}$ , затрачивается на питание микросхем, ток потребления которых составляет 30 мА, и на возбуждение транзисторов силовой цепи:

$$P_2 = E_{п2}(3I_{мк} + 2I_{R3-4} + 2I_{R7-8}) = 5(3 \cdot 30 + 2 \cdot 16 + 2 \cdot 250) = 626 \text{ мВт},$$

где  $I_{R3-4} = E_{п2}/R_3$  и  $I_{R7-8} = E_{п2}/R_7$ .

Таким образом, общее потребление мощности преобразователем составляет 77,3 Вт при полезной мощности 63 Вт. Отсюда  $\eta = P_{пол}/P_{потр} = 63/77,3/0,815$ .

Наибольшая мощность теряется в выпрямительных диодах. Замена диодов КД213А на диоды с барьером Шоттки привела бы к заметному увеличению КПД преобразователя.

**Пример 2.** Рассчитать преобразователь напряжения, предназначенный для работы от сети напряжением 24 В и создающий на своем выходе напряжение 16 В при токе нагрузки 0,5 А.

Мощность на выходе преобразователя невелика:  $16 \cdot 0,5 = 8$  Вт, поэтому можно выбрать преобразователь напряжения с самовозбуждающимся инвертором. Хорошие массогабаритные показатели преобразователя будут иметь при повышенной частоте преобразования. Поэтому выберем для инвертора одну из схем с улучшенной коммутацией — схему с переключающим дросселем.

Выпрямленное напряжение значительно больше прямого падения напряжения на импульсных диодах, поэтому в выпрямителе преобразователя можно применить мостовую схему выпрямления. Пусть нагрузка выпрямителя начинается с емкостного элемента, что обеспечит более крутые фронты переменного напряжения и позволяет использовать более компактный фильтр.

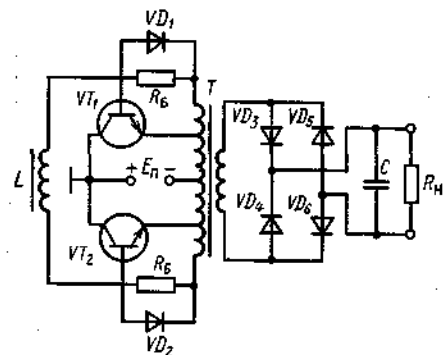


Рис. 12.37

Схема преобразователя (рис. 12.37) несколько отличается от приведенной в § 12.8. Транзисторы включены с общими эмиттерами, дроссель подсоединен между базами транзисторов под большее напряжение. Это обстоятельство позволяет получить более высокую частоту коммутации при том же числе витков обмотки дросселя.

Определим требования к полупроводниковым приборам, входящим в преобразователь, и выберем их типы.

К диоду мостового выпрямителя прикладывается обратное напряжение, примерно равное выпрямленному. В нашем случае это 16 В. Прямой ток диода должен быть равен или больше тока нагрузки, составляющего 0,5 А. Выберем диод Д310 с малым прямым падением напряжения. Его параметры: допустимый прямой ток 0,5 А, допустимое обратное напряжение 20 В, прямое падение напряжения 0,6 В, постоянная времени 0,3 мкс.

Напряжение, прикладываемое к запертому транзистору инвертора, в два раза больше напряжения источника:  $2 \cdot 24 = 48$  В. Ток насыщения транзистора должен быть больше  $I_0 E_0 / E_n = 0,5 \cdot 16 / 25 = 0,33$  А. Используем в качестве ключей инвертора транзисторы КТ630А, у которых максимальный ток коллектора 1 А, допустимое напряжение коллектор — эмиттер 120 В,  $H_{21\beta} = 50 \div 160$ , постоянная времени 0,4 мкс, напряжение коллектор — эмиттер в насыщенном состоянии  $U_{\text{кн}} = 0,3$  В. Напряжение между базой и эмиттером  $U_{\text{бн}}$  при насыщении не более 0,75 В.

Найдем напряжения на обмотках силового трансформатора. На вторичной обмотке следует обеспечить напряжение, равное сумме выпрямленного и прямого напряжений на двух диодах моста, т. е.

$$U_{2\text{н}} = E_0 + 2U_{\text{пр}} = 16 + 20,6 = 17,2 \text{ В.}$$

На первичной обмотке получается напряжение, равное разности напряжения первичной сети и напряжения на насыщенном транзисторе:  $E_{1\text{н}} = E_n - U_{\text{кн}} = 24 - 0,3 = 23,7$  В.

Коэффициент трансформации силового трансформатора  $n_c = 17,2 / 23,7 = 0,734$ . Уточненное значение тока коллектора  $I_{\text{кн}} = I_{0\text{н}} n_c = 0,5 \cdot 0,734 = 0,367$  А, что меньше допустимого для транзистора.

Ток базы силового транзистора инвертора

$$I_{\text{бн}} > I_{\text{кн}} / H_{21\beta \text{ мин}} = 0,367 / 50 = 0,0074 \text{ А.}$$

Выбираем ток базы  $I_{\text{бн}} = 0,037$  А. Фактическая степень насыщения транзистора при таком токе базы

$$k_{\text{ф мин}} = I_{\text{бн}} H_{21\beta \text{ мин}} / I_{\text{кн}} = 5; \quad k_{\text{ф макс}} = I_{\text{бн}} H_{21\beta \text{ макс}} / I_{\text{кн}} = 16.$$

Перейдем к расчету цепи возбуждения транзисторов. Пусть напряжение на базовой обмотке силового трансформатора  $U_0 = 2,5$  В, что больше напряжения база — эмиттер при насыщении почти в три раза. Тогда сопротивление базового резистора  $R_0 = (U_{\text{бн}} - U_{\text{бэ}}) / I_{\text{бн}} = (2,5 - 0,75) / 0,037 = 49$  Ом. Эти резисторы при запирающем напряжении базовых обмоток шунтируются диодами. Диоды пропускают относительно небольшой ток, и их выбор достаточно произволен. Используем диоды типа КД522.

Время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода найдем по (12.59):  $T_{\text{ра}} \approx 3\tau_d = 0,9$  мкс. Ввиду малости времени рассасывания можем выбрать повышенную частоту переключения в инверторе, что благоприятно скажется на габаритах силового трансформатора. Пусть длительность линейных процессов в инверторе  $T_{\text{л}} = 5$  мкс. За это время дроссель перемагнитится и его индукция в магнитопроводе изменится от  $-B_s$  до  $+B_s$ . Напряжение, приложенное к дросселю во время протекания линейных процессов,  $U_{\text{др}} = 2E_0 + U_{03} + U_0 - U_{\text{ак}} = 2 \cdot 24 + 0,75 + 2,5 - 1 = 50$  В.

Выберем магнитопровод дросселя из феррита НМ6000 с относительной магнитной проницаемостью в ненасыщенном состоянии  $\mu_r = 6000$  и в насыщенном состоянии  $\mu_{\text{н}} = 600$ . Возьмем кольцевой магнитопровод типа К784882 с  $S_{\text{др}} = 3 \text{ мм}^2$ ,  $l_{\text{д}} = 17,3 \text{ мм}$  и  $B_s = 0,3$  Тл. Тогда число витков обмотки дросселя

$$w_{\text{др}} = T_{\text{л}} U_{\text{др}} / (2B_s S_{\text{др}}) = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 50 / (2 \cdot 0,3 \cdot 3 \cdot 10^{-6}) = 140.$$

Индуктивность насыщенного дросселя с таким числом витков обмотки

$$L_{\text{н}} = 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 600 \cdot 140^2 \cdot 3 \cdot 10^{-6} / (17,3 \cdot 10^{-3}) = 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

В соответствии с (12.60) время спада базового тока

$$T_0 = I_{\text{кн}} L_{\text{н}} / (H_{21\beta} U_{\text{др}}) = 0,367 \cdot 2,6 \cdot 10^{-3} / (50 \cdot 50) = 0,374 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Так как  $T_0 \approx \tau_t$ , то время спада, согласно (12.61),

$$T_{\text{сп}} = \sqrt{0,374^2 + 0,3^2} \approx 0,5 \text{ мкс.}$$

Следовательно, полупериод генерируемого напряжения найдем по (12.62):  $T = 5 + 0,5 + 0,9 = 6,4$  мкс. Частота колебаний инвертора  $f = 1 / (2T) = 1 / (2 \cdot 6,4 \cdot 10^{-6}) = 80 \text{ кГц.}$

## ГЛАВА 13

### Стабилизаторы и стабилные источники переменного тока

#### § 13.1. Основные особенности стабилизаторов и стабильных источников переменного тока

Стабилизаторы и стабильные источники переменного тока широко использовались на ранних этапах развития радиоэлектроники. В них применялись электрические конденсаторы совместно с насыщающимися дросселями и трансформаторами (феррорезонансные стабилизаторы, стабилизаторы с магнитными усилителями или дросселями насыщения). В настоящее время использование таких устройств ограничено. Это связано с тем, что

такие стабилизаторы и источники переменного тока содержат сетевые трансформаторы и другие моточные изделия, плохо совместимые с микроэлектронной аппаратурой. Поэтому если и возникает необходимость использования переменного электрического тока, то применяют ток не промышленной, а значительно более высокой частоты и негармонической формы. В том случае, когда используют электромеханическое устройство, работающее на переменном токе повышенной частоты, предпочитают для его электропитания применять полупроводниковый инвертор с регуляторами, обеспечивающими заданную стабильность выходных напряжения и тока.

В тех редких случаях, когда необходимо получить стабилизированный переменный ток промышленной частоты, используют тиристорные регуляторы, которые работают аналогично тиристорным выпрямителям, но не имеют в своем составе выпрямителей, поскольку отдают энергию в нагрузку переменного тока.

Следовательно, в настоящей главе будут рассмотрены лишь некоторые простейшие стабилизаторы переменного тока, что поможет изучающим курс представить себе проблемы, решаемые при конструировании подобных устройств, и их схемотехнические особенности.

По способу построения стабилизаторы (переменного и постоянного тока) могут быть параметрическими и компенсационными. В параметрических стабилизаторах стабильность переменного тока в нагрузке или напряжения на ней достигается путем использования нелинейности вольт-амперной характеристики элементов. В компенсационных стабилизаторах стабильности выходного тока (напряжения) добиваются путем управления характеристиками силовой цепи с помощью сигнала обратной связи.

Следует отметить определенные отличия стабилизаторов переменного тока (напряжения) от аналогичных устройств, и их схемотехнические особенности.

Во-первых, стабилизаторы переменного тока искажают форму кривой переменного напряжения. Выходное напряжение, если не принять специальных мер, значительно отличается от входного. Поэтому необходимо всегда обращать внимание на то, какой из показателей переменного напряжения стабилизируется: амплитудное, действующее или среднее значение. При изменении формы кривой выходного напряжения, возникающем при возрастании или уменьшении входного напряжения, стабилизируется только один из названных показателей, а не все вместе. Стабилизируемый показатель выбирается с учетом назначения стабилизатора, т. е. в зависимости от нагрузки, на которую он работает. Если на нагрузку необходимо получить напряжение, близкое по форме к гармонической, то ее нужно подключить к выходу стабилизатора через резонансный фильтр, подавляющий все высшие гармоники. Так как форма выходного напряжения в данном случае неизменна, то амплитудное, действующее и среднее значения напряжения на нагрузке оказываются одинаково стабильными.

Во-вторых, в стабилизаторах переменного тока необходимо учитывать влияние частоты на выходные показатели, а в инверторах обеспечивать необходимую стабильность частоты.

В-третьих, следует принимать во внимание зависимость процессов, протекающих в стабилизаторе переменного тока, от характера реактивности нагрузки. В некоторых стабилизаторах, успешно работающих на активную нагрузку, показатели качества резко ухудшаются при подключении активно-индуктивной или активно-емкостной нагрузки.

### § 13.2. Простейшие стабилизаторы переменного напряжения

В качестве примера простейшего параметрического стабилизатора переменного тока рассмотрим схемы на стабилитронах, включенных в диагональ выпрямительного моста, или на двух встречноключенных стабилитронах (рис. 13.1, а, б). Эти схемы представляют собой ограничители каждой полувольты переменного напряжения. В каждой полувольте отсекаются напряжения, большие напряжения стабилизации стабилитрона. При стабилитроне с идеальной вольт-амперной характеристикой на первичной обмотке трансформатора получается переменное напряжение трапециевидной формы (рис. 13.1, в). Трансформатор повышает или понижает это напряжение до необходимого значения. Стабильность как среднего, так и действующего значения напряжения такого стабилизатора даже при идеальном стабилитроне невысока. Это связано с тем, что при изменении амплитуды входного напряжения в выходном напряжении остается постоянной лишь амплитуда, равная напряжению стабилизации стабилитрона  $E_{ст}$ , а угол отсечки  $\theta$  и форма напряжения меняются.

Косинус угла отсечки  $\theta$  определяется как отношение напряжения стабилизации стабилитрона  $E_{ст}$  к амплитуде входного напряжения  $E_m$ :

$$\cos \theta = E_{ст} / E_m. \quad (13.1)$$

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$\begin{aligned} U_{cp} &= \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{2}{\pi} \left( \int_0^\theta E_{ст} d\omega t + \int_0^{\pi/2} E_m \cos \omega t d\omega t \right) = \\ &= \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{2}{\pi} E_{ст} \left( \frac{1 - \sin \theta}{\cos \theta} + \theta \right) = \frac{\omega_2}{\omega_1} k_1(\theta) E_{ст} \end{aligned} \quad (13.2)$$

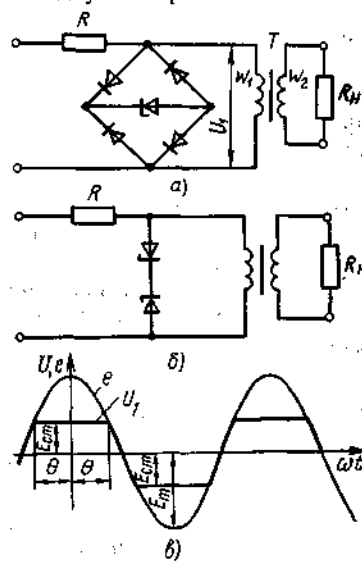


Рис. 13.1

действующее значение

$$U = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \int_0^{\theta} E_{ct}^2 d\omega t + \int_{\theta}^{\pi/2} E_m^2 \cos^2 \omega t d\omega t \right)} = \frac{\omega_2}{\omega_1} E_{ct} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( 2\theta + \frac{\pi - 2\theta}{2 \cos^2 \theta} - \operatorname{tg} \theta \right)} = \frac{\omega_2}{\omega_1} k_2(\theta) E_{ct} \quad (13.3)$$

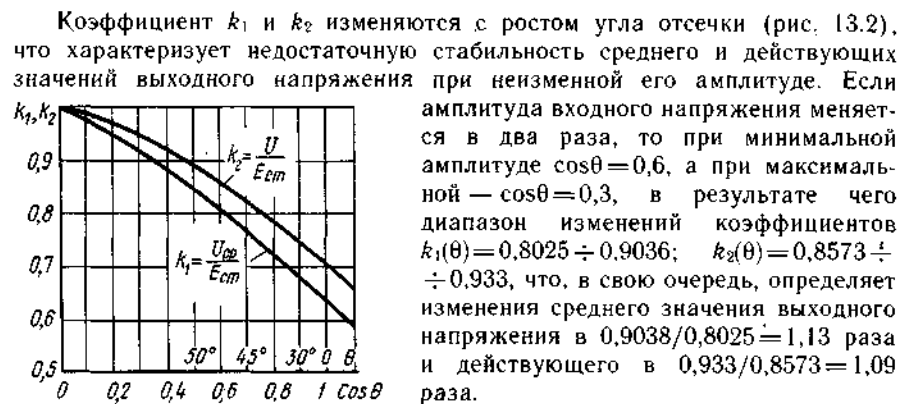


Рис. 13.2.

литудное значение выходного напряжения и то только потому, что стабилитрон принят идеальным.

Если к выясненным недостаткам такого стабилизатора добавить низкое значение КПД из-за применения стабилитронов и плохие показатели трансформатора вследствие его малой габаритной мощности (относительно большие значения тока холостого хода и потерь в обмотках), то станет понятным его редкое использование.

### § 13.3. Инверторы с выходным гармоническим напряжением

В наиболее простом случае инвертором с выходным гармоническим напряжением является любой автогенератор гармонических колебаний. КПД такого автогенератора невелик и для двухтактной схемы имеет значение, равное  $(\pi/4)(E_{n \min}/E_{n \max})$ . При изменении входного напряжения (напряжения питания)  $E_n$  на  $\pm 20\%$  от номинального значения максимальный КПД при идеальных элементах составляет  $52\%$ . Таким образом, в транзисторах такого инвертора рассеивается почти половина мощности, потребляемой от источника питания. Поэтому автогенераторы гармонических колебаний, используемые в качестве инверторов, находят применение лишь при малых мощностях переменного тока.

Значительно больший КПД возможен при использовании транзисторов в режиме переключения; при этом форма выходного напряжения самого

инвертора становится ступенчатой. Включив в состав инвертора фильтр, подавляющий высшие гармонические составляющие, можно получить выходное напряжение гармонической формы с заданной степенью точности. В инверторах с одноуровневым и многоуровневым выходным напряжением выходное напряжение имеет одну (рис. 13.3, а) или несколько (рис. 13.3, б) ступенек. При выборе числа ступенек и их амплитуд исходят из условия получения нулевых значений для наибольшего числа низких гармоник и малых значений остальных гармоник.

Качество спектрального состава генерируемого напряжения оценивают коэффициентом гармоник, который определяется отношением суммы квадратов амплитуд всех высших гармоник к квадрату амплитуды первой гармоники:

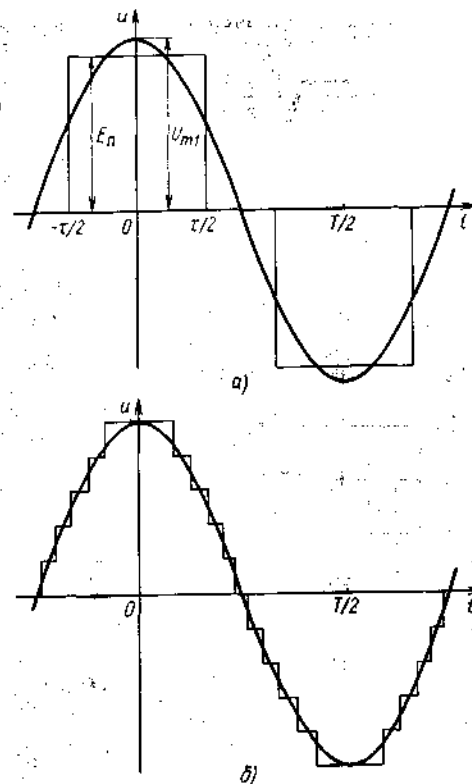


Рис. 13.3

$$k_r = 100 \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} (U_{nn}/U_{m1})^2} = 100 \sqrt{(U/U_{m1})^2 - 1}. \quad (13.4)$$

При одноуровневом выходном напряжении с длительностью импульса каждой полярности  $\tau = 0,666T/2$  амплитуда первой гармоники составляет  $1,1 E_n$ , амплитуда третьей и кратных ей гармоник равны нулю, а амплитуда пятой гармоники (она стала наименьшей в спектре) —  $22\%$  от амплитуды первой гармоники  $U_{m1}$ . В этом случае коэффициент гармоник  $k_2 = 31,2\%$ . При таком переменном напряжении фильтр рассчитывают на подавление пятой и седьмой гармоник. Минимальный коэффициент гармоник составляет  $29\%$  при  $\tau = 0,742T/2$ . В этом случае фильтр должен обеспечивать подавление еще и третьей гармоники, которая составляет  $12,3\%$  от первой.

При многоуровневом выходном напряжении номер низшей гармоники равен  $2N_{yp} + 1$ ; ее амплитуда составляет, как правило, лишь несколько процентов от  $U_{m1}$ .

Регулировка амплитуды выходного напряжения инвертора с переключающимися транзисторами осуществляется чаще всего путем изменения длительности импульсов, формирующих гармоническое напряжение.

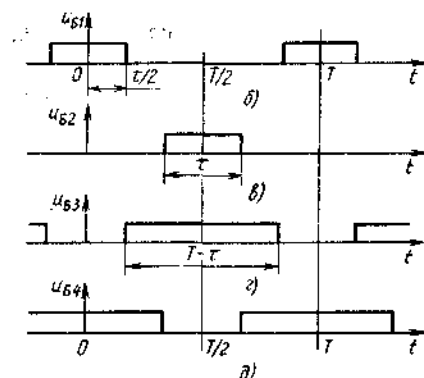
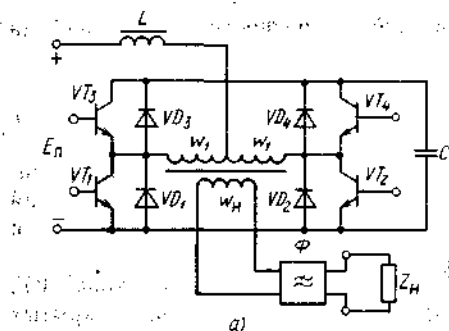


Рис. 13.4

сами, поступающими от возбудителя. На транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  подаются импульсы длительностью, меньшей полупериода (рис. 13.4, б, в), а на транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$  — большей половины периода (рис. 13.4, г, д). На первом этапе открыты транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$ . На каждой из первичных полуобмоток трансформатора поддерживается напряжение, равное половине напряжения на конденсаторе  $C$ . В нагрузке трансформируется прямоугольный импульс напряжения амплитудой  $mU_C/2$  и длительностью  $\tau$ , где  $m = w_2/w_1$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Энергия в нагрузку поступает как от источника постоянного напряжения  $E_n$ , так и частично за счет разрядки конденсатора  $C$ . К дросселю  $L$  приложено напряжение

$$U_{L1} = E_n - U_C/2. \quad (13.5)$$

В момент времени  $t = \tau/2$  транзистор  $VT_1$  запирается, а транзистор  $VT_3$  отпирается. Начинается второй этап, в течение которого одновременно открыты транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$ . Они как бы замыкают накоротко первичные полуобмотки трансформатора, что приводит к подзарядке конденсатора  $C$  током дросселя  $L$ . Расход энергии, запасенной в дросселе, и энергии источника компенсирует энергию конденсатора  $C$ . К дросселю  $L$

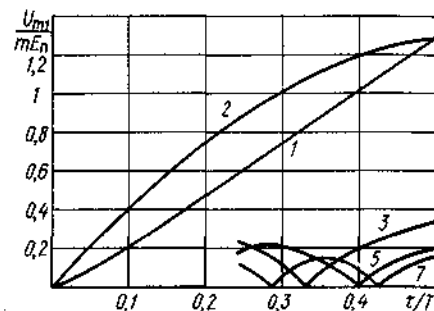


Рис. 13.5

Примером инвертора с выходным одноуровневым напряжением и стабилизацией с использованием совместной амплитуды и широтно-импульсной модуляции (А и ШИМ) является устройство, схема которого приведена на рис. 13.4, а. Оно включает в себя инвертор и регулятор амплитуды, являющийся стабилизатором с последовательным дросселем и параллельным силовым транзистором.

Коммутация силовых транзисторов инвертора производится импуль-

сами, поступающими от возбудителя. На транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  подаются импульсы длительностью, меньшей полупериода (рис. 13.4, б, в), а на транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$  — большей половины периода (рис. 13.4, г, д). На первом этапе открыты транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$ . На каждой из первичных полуобмоток трансформатора поддерживается напряжение, равное половине напряжения на конденсаторе  $C$ . В нагрузке трансформируется прямоугольный импульс напряжения амплитудой  $mU_C/2$  и длительностью  $\tau$ , где  $m = w_2/w_1$  — коэффициент трансформации трансформатора.

$$U_{L2} = -(U_C - E_n). \quad (13.6)$$

Длительность второго этапа равна  $T/2 - \tau$ . Этап завершается запирающим транзистора  $VT_4$  и отпирающим транзистора  $VT_2$ . Наступает третий этап, в течение которого на нагрузке (входе фильтра) формируется вторая отрицательная полуволна напряжения (рис. 13.4, е).

После запирающего транзистора  $VT_2$  и отпирающего транзистора  $VT_4$  наступает четвертый этап — этап подзарядки конденсатора  $C$  при открытых транзисторах  $VT_3$  и  $VT_4$ .

Исходя из равенства нулю среднего за период напряжения на дросселе  $L$ , запишем

$$(E_n - U_C/2)\tau = (U_C - E_n)(T/2 - \tau). \quad (13.7)$$

Тогда напряжение на конденсаторе  $C$

$$U_C = E_n T / (T - \tau). \quad (13.8)$$

а амплитуда выходного напряжения

$$U_m = m U_C / 2 = m E_n T / 2 (T - \tau). \quad (13.9)$$

Среднее значение напряжения на входе фильтра

$$U_{cp} = m E_n \tau / (T - \tau), \quad (13.10)$$

а амплитуда первой гармоники

$$U_{m1} = m (2/\pi) E_n \frac{\sin(\pi\tau/T)}{1 - \tau/T}. \quad (13.11)$$

При снижении напряжения источника  $E_n$  сохранение неизменной амплитуды первой гармоники достигается увеличением длительности импульса коммутации  $\tau$  (рис. 13.4, б, в). Это производится в возбудителе инвертора под воздействием сигнала обратной связи и возрастания амплитуды импульса на входе фильтра, являющемся следствием увеличения его длительности. Увеличение амплитуды первой гармоники на входе фильтра из-за возрастания ее длительности учитывает числитель дроби (13.11), а влияние роста амплитуды — ее знаменатель. Таким образом и осуществляется совместная амплитудная и широтно-импульсная модуляция в данном источнике.

Относительное значение высших гармонических составляющих в напряжении на входе фильтра, имеющем прямоугольную форму, определяется выражением

$$U_{mn}/U_{m1} = \frac{1}{n} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{\sin(\pi\tau/T)}. \quad (13.12)$$

Регулировочная характеристика такого инвертора, т. е. зависимость относительной амплитуды первой гармоники напряжения на нагрузке от длительности импульса, дана на рис. 13.5 (кривая 1). Для сравнения на

этом же рисунке приведена и регулировочная характеристика инвертора с одной ШИМ (кривая 2). В рабочей области  $\tau/T=0,3\div 0,5$  первая идет значительно круче второй, что свидетельствует о меньшем изменении регулируемого параметра  $\tau/T$  для получения стабильной амплитуды напряжения на выходе при одном и том же изменении входного напряжения  $E_n$ . На этом же рисунке показаны относительные значения амплитуд третьей, пятой и седьмой гармоник (кривые 3, 5 и 7), вычисленные по (13.12).

Меньший диапазон изменений регулируемого параметра  $\tau/T$  позволяет выбрать участок регулировочной характеристики, соответствующий меньшим значениям амплитуд высших гармоник. Так, в приведенном стабилизирующем инверторе достигается лучшее значение коэффициента гармоник при заданном диапазоне регулирования при сниженных требованиях к фильтру, выделяющему первую гармонику.

Рассмотренный инвертор, как было отмечено, создает на выходе одноуровневое напряжение. Для получения многоуровневого выходного напряжения используют иные принципы управления. Чаще всего в таких случаях коммутируют первичную либо вторичную обмотки трансформатора инвертора несколько раз за период. Каждая из коммутаций приводит к появлению ступеньки в выходном напряжении.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наиболее перспективным направлением усовершенствования средств вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры является повышение частоты преобразования электрической энергии. В настоящее время реализованы источники с частотой преобразования порядка единиц мегагерц. Однако их широкое применение и дальнейшее развитие ограничиваются рядом технологических трудностей и несовершенством элементной базы. Так, повышение частоты преобразования должно в первую очередь снизить массу и габариты таких точных изделий, как трансформаторы и дроссели. Материалом для их магнитопроводов в высокочастотных преобразователях являются ферриты. Имеющиеся в распоряжении разработчиков ферриты марок 1500НМ, 2000НМ и 2500НМ обладают значительными потерями мощности при их применении на частотах в несколько сотен килогерц и единиц мегагерц. При магнитной индукции 0,1—0,2 Тл они превышают 500 Вт/кг. Данное обстоятельство заставляет ограничивать магнитную индукцию значениями 0,05 Тл и менее, что заметно снижает выигрыш, ожидаемый от повышения частоты преобразования. Поэтому для построения хорошего высокочастотного источника желательно разработать ферриты новых марок, которые обладали бы меньшими потерями мощности на частотах более 1 МГц.

Для реализации современных схемотехнических решений источников электропитания магнитная проницаемость высокочастотных ферритов оказывается чрезмерно большой. Так, при выполнении катушки индуктивности на напряжении 100—200 В число витков должно быть не более 20—40. Поэтому катушка с таким числом витков на магнитопроводе имеет индуктивность больше необходимой для работы на частотах 1—1,5 МГц.

Требования снижения последовательного сопротивления потерь и паразитной индуктивности предъявляются и к конденсаторам высокочастотных источников, что затрудняет реализацию блока конденсаторов с большой емкостью.

Более быстродействующими должны быть транзисторы и выпрямительные диоды высокочастотных преобразователей. В этом плане перспективными оказываются полевые транзисторы с малым падением напряжения сток — исток в открытом состоянии. При их применении перезарядка емкости сток — затвор за малое время переключения требует использования достаточно мощных устройств управления.

Диоды с барьером Шоттки по своему быстродействию удовлетворяют условиям работы в высокочастотных источниках, но из-за небольшого допустимого обратного напряжения они используются только в низковольтных выпрямителях. Современные высоковольтные диоды имеют время восстановления обратного сопротивления порядка 0,5—1,0 мкс, что ограничивает возможные значения частоты преобразования в высоковольтных источниках десятками килогерц.

Значительному ускорению разработок новых источников электропитания способствует применение ЭВМ при их проектировании. Большинство опубликованных работ по автоматизированному проектированию средств вторичного электропитания посвящено тривиальным схемотехническим решениям, и ЭВМ используется для перебора вариантов, а не для оптимизации проектируемого источника. Такие вопросы, как режимы работы элементов в аномальных ситуациях, ускользают от внимания составителей программы. А именно по аномальным режимам и производится чаще всего выбор полупроводниковых приборов средств вторичного электропитания.

В последнее время появились программы, позволяющие моделировать как нормальные, так и аварийные процессы в функциональных узлах источников. На основе испытания таких моделей определить режимы схемы в критических ситуациях и выбрать элементную базу источника и параметры вспомогательных цепей несложно. Если такие программы дополнить моделями перспективных узлов и источников, то они несомненно найдут широкое применение при разработке средств вторичного электропитания.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### Основная

- Алексеев О. В., Китаев В. Е., Шихин А. Я. Электротехнические устройства. — М.: Энергоиздат, 1981.  
Бокуняев А. А. и др. Электропитание устройств связи/Под ред. В. Е. Китаева. — М.: Радио и связь, 1988.

### Дополнительная

- Источники вторичного электропитания/С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983.  
Источники электропитания РЭА: Справочник/Под ред. Г. С. Найвелта. — М.: Радио и связь, 1985.  
Ромаш Э. М. и др. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1988.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
<b>Глава 1. Трансформаторы и дроссели</b>	6
§ 1.1. Основные сведения	6
§ 1.2. Потери в магнитопроводе	12
§ 1.3. Векторная диаграмма и схема замещения катушки с ферромагнитным магнитопроводом	15
§ 1.4. Расчет катушек с неоднородным магнитопроводом	18
§ 1.5. Трансформаторы	19
§ 1.6. Расчет трансформатора	26
<b>Глава 2. Широкополосные и импульсные трансформаторы</b>	28
§ 2.1. Широкополосные трансформаторы	28
§ 2.2. Импульсные трансформаторы	31
§ 2.3. Сверхширокополосные трансформаторы	34
<b>Глава 3. Электрические машины постоянного тока</b>	37
§ 3.1. Устройство машин постоянного тока	37
§ 3.2. Характеристики генераторов постоянного тока	43
§ 3.3. Основные характеристики двигателей постоянного тока	44
§ 3.4. Основные области применения машин постоянного тока	45
<b>Глава 4. Электрические машины переменного тока</b>	45
§ 4.1. Устройство машин переменного тока	45
§ 4.2. Трехфазные асинхронные машины	49
§ 4.3. Однофазные асинхронные двигатели	51
§ 4.4. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы	52
<b>Глава 5. Схемы построения и основные характеристики источников схемы питания радиоустройств</b>	56
§ 5.1. Схемы построения источников питания радиоустройств	56
§ 5.2. Характеристики источника питания и его отдельных каскадов	61
<b>Глава 6. Выпрямители и фильтры</b>	65
§ 6.1. Схема электрического выпрямителя и его показатели	65
§ 6.2. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента	70

§ 6.3. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с емкостного элемента	79
§ 6.4. Определение токов в обмотках трансформатора выпрямительных схем. Вынужденное подмагничивание	89
§ 6.5. Схемы выпрямителей	93
§ 6.6. Однофазные схемы выпрямителей	94
§ 6.7. Двухфазные схемы выпрямителей	98
§ 6.8. Трехфазные схемы выпрямителей	103
§ 6.9. Неуправляемые полупроводниковые вентили	107
§ 6.10. Сглаживающие фильтры	108
§ 6.11. Переходные процессы в фильтрах	111
§ 6.12. Выбор характера нагрузки двухфазного выпрямителя	115
§ 6.13. Расчет выпрямителей напряжения гармонической формы	116

<b>Глава 7. Регулируемый выпрямитель. Выпрямители напряжения прямоугольной формы</b>	121
§ 7.1. Основная схема тиристорного регулируемого выпрямителя	121
§ 7.2. Схема выпрямителя с обратным диодом	125
§ 7.3. Мостовые схемы с тиристорами	128
§ 7.4. Схема регулируемого выпрямителя с вольтодобавкой	129
§ 7.5. Включение тиристорov в цепь выпрямленного тока и в первичную обмотку трансформатора	130
§ 7.6. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с индуктивного элемента	131
§ 7.7. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с емкостного элемента	135
§ 7.8. Коммутационные процессы в выпрямителях напряжения прямоугольной формы	137
§ 7.9. Расчет выпрямителя напряжения прямоугольной формы	143

<b>Глава 8. Основные схемы построения стабилизаторов постоянного напряжения</b>	144
§ 8.1. Принципы работы линейных стабилизаторов	144
§ 8.2. Принципы работы импульсных стабилизаторов	149

<b>Глава 9. Стабилизаторы на стабилитронах</b>	152
§ 9.1. Полупроводниковые стабилитроны	152
§ 9.2. Эквивалентная схема стабилитрона	154
§ 9.3. Показатели схемы стабилизации на стабилитроне	157
§ 9.4. Графический расчет режима работы стабилитрона	159
§ 9.5. Схемы стабилизации на стабилитронах	160

<b>Глава 10. Линейные стабилизаторы с обратной связью</b>	162
§ 10.1. Определение режима работы транзисторов	162
§ 10.2. Эквивалентные схемы транзисторов	166
§ 10.3. Расчет дифференциальных показателей линейных стабилизаторов	171
§ 10.4. Схемы силовых цепей линейных стабилизаторов	178
§ 10.5. Схемы усилителей и цепей сравнения линейных стабилизаторов	179
§ 10.6. Транзисторные фильтры	183
§ 10.7. Стабилизаторы тока с усилителями	185
§ 10.8. Расчет линейного стабилизатора	187

<b>Глава 11. Стабилизаторы, работающие в ключевом режиме</b>	189
§ 11.1. Работа транзисторов в ключевом режиме	189
§ 11.2. Силовая цепь импульсного стабилизатора с последовательным включением дросселя	191



§ 11.3. Силовая цепь импульсного стабилизатора с параллельным включением дросселя	196
§ 11.4. Силовая цепь стабилизатора с последовательным дросселем и параллельным транзистором	199
§ 11.5. Особенности силовой цепи импульсных стабилизаторов	201
§ 11.6. Схема и показатели двухпозиционного стабилизатора напряжения	203
§ 11.7. Схемы цепей управления и показатели стабилизаторов с широтно-импульсной стабилизацией	204

## Глава 12. Преобразователи и инверторы 208

§ 12.1. Структурные схемы преобразователей	208
§ 12.2. Однотактные преобразователи	209
§ 12.3. Двухтактные инверторы и преобразователи	212
§ 12.4. Линейные процессы в силовой цепи двухтактного инвертора	215
§ 12.5. Линейные процессы в силовой цепи преобразователя напряжения	218
§ 12.6. Схемы силовых цепей инверторов	221
§ 12.7. Коммутационные процессы в преобразователе с независимым возбуждением	223
§ 12.8. Самовозбуждающиеся инверторы	228
§ 12.9. Самовозбуждающийся инвертор в преобразователе напряжения	235
§ 12.10. Потери мощности в преобразователе напряжения	237
§ 12.11. Схемы управления инверторами и преобразователями	240
§ 12.12. Структурные схемы источников питания с преобразователями напряжения	242
§ 12.13. Дополнительные меры по улучшению показателей транзисторных преобразователей	246
§ 12.14. Преобразователи с высокочастотными резонансными инверторами	250
§ 12.15. Преобразователи с пьезокерамическими трансформаторами	255
§ 12.16. Расчет преобразователей напряжения	257

## Глава 13. Стабилизаторы и стабильные источники переменного тока 261

§ 13.1. Основные особенности стабилизаторов и стабильных источников переменного тока	261
§ 13.2. Простейшие стабилизаторы переменного напряжения	263
§ 13.3. Инверторы с выходным гармоническим напряжением	264

## Заключение 268

## Список литературы 269