

А. И. Иванов-Цыганов

**ЭЛЕКТРО-
ТЕХНИЧЕСКИЕ
УСТРОЙСТВА
РАДИОСИСТЕМ**

для вузов

*издательство
Высшая
Школа*

А. И. Иванов-Цыганов

ЭЛЕКТРО- ТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА РАДИОСИСТЕМ

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ, ПЕРЕРЕБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника
для студентов вузов,
обучающихся по специальности «Радиотехника»



МОСКВА
«ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1984

ББК 32.84
И20
УДК 621.396.6

Рецензент — кафедра ТО и ОЭ Таганрогского радиотехнического института

Иванов-Цыганов А. И.

И20 Электротехнические устройства радиосистем. Учебник для студентов радиотехн. спец. вузов.— 3-е изд., перераб. и доп.— М.: Высш. шк., 1984.— 280 с., ил.

В пер.: 1 р.

В книге изложены принципы работы и основные технические характеристики трансформаторов, дросселей, магнитных усилителей, электрических машин постоянного и переменного токов и др. Описание устройств, входящих во вторичные источники питания, сопровождается выводом расчетных соотношений и примерами расчета. В 3-м издании (2-е вышло в 1979 г.) большее внимание уделено микроминиатюризации вторичных источников питания и способам снижения интенсивности помех, создаваемых ключевыми схемами стабилизаторов и преобразователей.

И $\frac{2402020000-236}{001(01)-84}$ 134—84

ББК 32.84
БФ2.12

© Издательство «Высшая школа», 1973
© Издательство «Высшая школа», 1984, с изменениями

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года подчеркиваются возросшие требования, предъявляемые к качеству продукции, и ставится задача перевооружения производства на базе создания и повсеместного внедрения новой техники и новых материалов, внедрения прогрессивной технологии и т. д.

В связи с этим от разработчиков радиоэлектронной аппаратуры требуются более глубокая теоретическая подготовка и умение использовать знания в своей практической деятельности.

При подготовке настоящего издания автор стремился это учесть: освещены новые перспективные направления развития вторичных источников питания радиоустройств, большее внимание уделено микроэлектронным устройствам и вопросам электромагнитной совместимости, теоретический материал сопровождается примерами расчета.

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

Автор

ВВЕДЕНИЕ

В настоящей книге рассматриваются электронные и электромеханические устройства, которые используются в различных радиосистемах и работают на постоянном токе или переменном токе относительно низкой нерадиотехнической частоты. Эти устройства не связаны непосредственно с обработкой и преобразованиями радиосигнала и выделением несомой им информации. Их задача другая: они обеспечивают работоспособность радиотехнических звеньев радиосистемы и их согласованное надежное функционирование.

К таким узлам и устройствам относятся электрические двигатели, обеспечивающие перемещение узлов или самих радиоустройств, например антенн, специальные электромашины и магнитные усилители, формирующие электрические колебания или механические воздействия, использующиеся при управлении звеньями радиосистемы, источники электропитания радиоустройств, необходимые для энергоснабжения радиоаппаратуры.

Широкое использование цифровой техники в современных радиоэлектронных устройствах и выполнение их на микроэлектронной базе приводит к относительному сокращению числа и видов электротехнических устройств. Вместе с тем в результате функционального усложнения радиоэлектронных устройств повышаются требования к качеству электропитания. Поэтому такие электротехнические устройства, как вторичные источники электропитания, становятся в настоящее время более сложными и по своей структуре, и по характеру протекающих в них процессов.

Необходимо отметить, что источник вторичного электропитания в некоторых радиоэлектронных устройствах занимает до 60% массы и объема. Следовательно, заметное улучшение массогабаритных показателей радиоэлектронной аппаратуры не может быть достигнуто без улучшения соответствующих показателей источников электропитания.

Характеристики источника вторичного электропитания в значительной степени влияют на многие характеристики самого радиоустройства. Поэтому разработку источников вторичного электропитания осуществляют непосредственно радиоинженеры, работающие в тех же радиотехнических организациях, где проектируются радиоэлектронные устройства и радиосистемы.

В связи с изложенным основное внимание в книге уделено источникам вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

§ 1.1. Основные сведения

Трансформаторы и дроссели, представляющие собой катушки с ферромагнитным сердечником, 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 ферромагнитного сердечника индуктивное сопротивление катушки зависит от значения и формы переменного напряжения и от значения 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 э. д. с., возникающую в катушке, определяют как производную от потокосцепления ψ по времени:

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

где ω — число витков обмотки; Φ — магнитный поток в сердечнике.

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

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

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

Связь между напряженностью магнитного поля и магнитным потоком в сердечнике определяется магнитными свойствами материала сердечника, 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 определенному значению амплитуды магнитной индукции B_m . Предельная петля гистерезиса получается при амплитуде B_m , вызывающей полное насыщение сердечника.

Для каждой из амплитуд B_m конфигурация петель гистерезиса зависит от скорости перемагничивания, т. е. от формы кривой

напряжения сети e_c и его частоты. Поэтому при расчетах следует пользоваться характеристикой магнитного материала сердечника, 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).

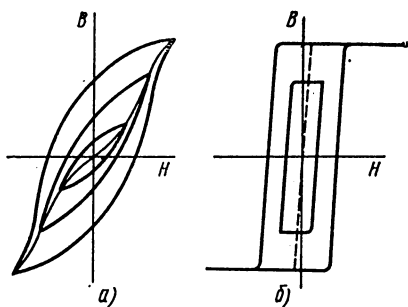


Рис. 1.1

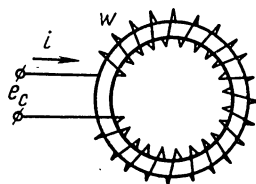


Рис. 1.2

Рассчитаем ток в катушке с кольцевым замкнутым сердечником (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 сердечнике. Предположим, что поток магнитной индукции распределен по сечению сердечника равномерно и магнитная проницаемость материала сердечника настолько велика, что весь магнитный поток сосредоточен в самом сердечнике. В этом случае выражение для э. д. с., возбуждаемой в обмотке и определяемой формулой (1.1), может быть записано несколько иначе:

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

где S — площадь сечения сердечника; B — магнитная индукция.

Приложенное к катушке напряжение и наведенная в ней э. д. с. уравниваются падением напряжения на омическом сопротивлении обмотки:

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

При большой добротности катушки наведенная э. д. с. много больше падения напряжения ir , что позволяет записать

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

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, представляющихся отрицательной и положительной полуволнами, 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_ϕ , причем

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

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

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

Этот закон позволяет определить 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 значение коэффициента формы кривой равно единице. Для гармонического напряжения с амплитудой E_m , следуя определению, вычислим

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

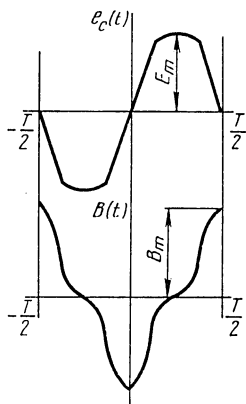


Рис. 1.3

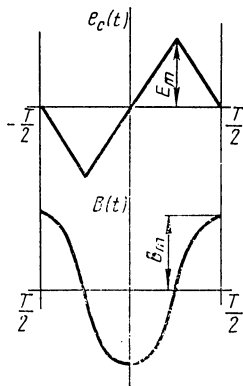


Рис. 1.4

Для напряжения пилообразной формы (рис. 1.4) аналогичные вычисления дают значение коэффициента формы, равное 1,16. График изменения индукции в течение периода состоит из двух отрезков парабол.

Если амплитуда E_m мала и рабочий участок кривой намагничивания линеен, 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 сердечника 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

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

Отсюда находим ток

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

который 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

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

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:

$$I_m = B_m l_{cp}/(\mu\tau\omega) = El_{cp}/(4\mu fS\omega^2). \quad (1.17)$$

При гармоническом напряжении $e_c(t)$ изменения индукции получаются тоже гармоническими, но отстают по фазе на угол $\pi/2$. Ток катушки, совпадающий по фазе с индукцией, получается чисто индуктивным и имеет амплитуду

$$I_m = B_m l_{cp}/(\mu\tau\omega) = El_{cp}/(4\mu k_\phi fS\omega^2). \quad (1.18)$$

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

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

где L — индуктивность катушки с сердечником.

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

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

В тех случаях, когда амплитуда индукции B_m получается значительной, рабочий участок кривой намагничивания уже нельзя считать линейным. Нахождение формы тока в этом случае усложняется.

Исходным для расчетов является график кривой намагничивания. Поэтому нахождение формы кривой тока удобно производить 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 значения напряженности магнитного поля для угла ωt_1 , получаем ординаты H_1 и H_2 . Аналогичные построения для других значений ωt позволяют найти графики изменения $H_1(t)$ и $H_2(t)$, которые в масштабе,

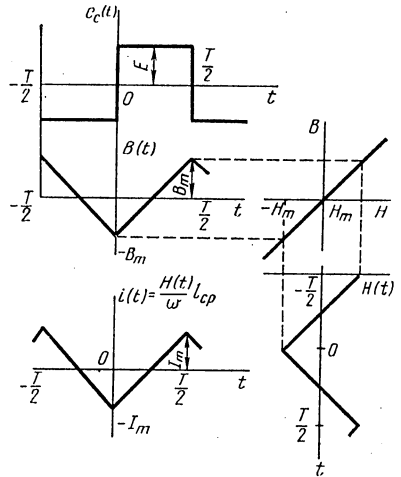


Рис. 1.5

определяемом I_{cp} и ω , 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 сердечника.

Ток $i_2(t)$ поэтому 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, сердечник которых насыщается, пользуются формулой, аналогичной по записи (1.20), но магнитную проницае-

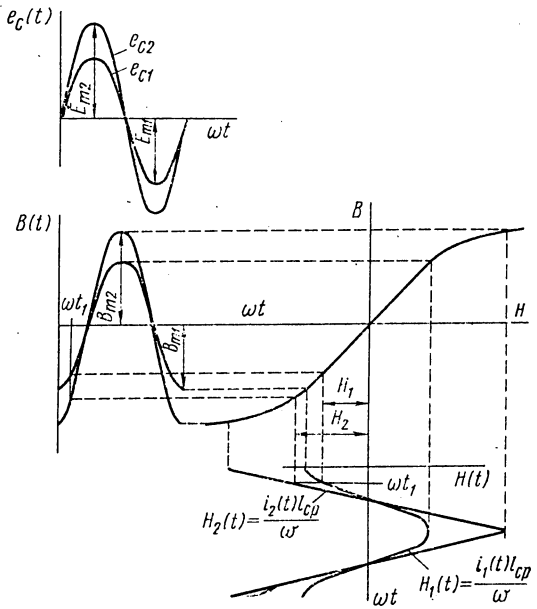


Рис. 1.6

мость в ней определяют как некую среднюю за период, т. е. исходя из соотношений (1.21). Определенная таким образом магнитная проницаемость μ_{cp} оказывается зависящей от амплитуды приложенного к катушке напряжения, а характер ее изменения монотонно падающим (рис. 1.7).

Более сложные процессы возникают в катушке с ферромагнитным сердечником при одновременном ее намагничивании постоянным и переменным токами. Постоянное подмагничивание сдвигает рабочую область на более пологий участок кривой намагничивания, которому соответствует меньшее значение μ_{cp} и который асимметричен. Поэтому при дополнительном подмагничивании катушки постоянным током ее эквивалентная индуктивность для переменного тока уменьшается, а в токе, потребляемом

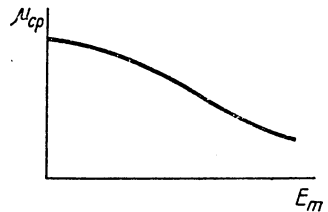


Рис. 1.7

катушкой, возникают дополнительные как нечетные, так и четные гармоники. Сказанное иллюстрируется формой тока (рис. 1.8), потребляемого катушкой, находящейся под переменным гармоническим напряжением $e_c(t)$, как при постоянном подмагничивании током I_0 , так и без подмагничивания. Без подмагничивания напряжение $e_c(t)$ вызывает в сердечнике 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 э. д. с. уравновешивает 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 ферромагнитным сердечником и тем самым снижает величину средней магнитной проницаемости. Следует обратить внимание и на другую сторону рассматриваемого явления. Намагничивающее действие постоянного тока снижается, когда к катушке приложено переменное напряжение. Так, ток I_0 в отсутствие переменного напряжения создал бы в сердечнике магнитный поток с индукцией B'_0 (см. 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 сердечнике с нелинейной кривой намагничивания является то, что средняя магнитная проницаемость уменьшается при постоянном подмагничивании, а постоянный магнитный поток уменьшается под действием переменного напряжения, приложенного к катушке.

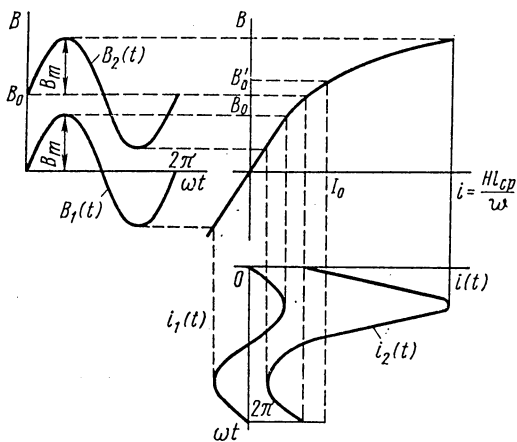


Рис. 1.8

§ 1.2. Потери в сердечнике

Переменный магнитный поток, проходя по сердечнику, разогревает его. Связано это с активными потерями, которые возникают при перемагничивании сердечника. Потери в сердечнике 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, найденным по основной кривой намагничивания. Это означает, что первая гармоника тока запаздывает по отношению к напряжению уже не на 90° , 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:

Рис. 1.9

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

Так как $e_c(t)$ определяется соотношением (1.5), а ток $i(t)$ — соотношением (1.14), то подстановка под интеграл дает

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

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 записать выражение для потерь на гистерезис проще:

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

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

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

где G — масса сердечника; γ — удельная масса.

Связано это с тем, что для тел сложной формы массу определить значительно проще, чем объем. Таким образом, потери на гистерезис пропорциональны частоте, массе перематываемого 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 $i_r(t)$ и ее действующее значение подсчитывают по соотношению

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

где E_c — действующее значение напряжения сети.

Такие ферромагнитные материалы, как сталь и ее сплавы, обладают заметной проводимостью. Поэтому переменный магнитный поток, проходя по стальному сердечнику, возбуждает в нем вторичные вихревые токи. Эти токи разогревают сердечник, т. е. вызывают активные потери и, кроме того, создают свое вторичное магнитное поле.

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

Чтобы избежать нежелательных последствий возникновения вихревых токов, сердечники выполняют наборными из тонких пластин, изолированных электрически друг от друга, или навивают из тонкой ленты, покрытой с одной стороны изолирующей пленкой.

Определим потери мощности в одном кольцевом витке витого сердечника. 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 можем считать действующее значение э. д. с., наведенной в этом контуре магнитным потоком,

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

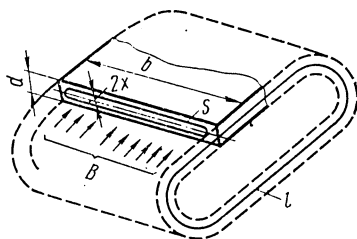


Рис. 1.10

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 ldx :

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

где l — длина витка; ρ — удельное сопротивление материала листа.

Элементарные потери в рассматриваемом контуре

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

Полные потери мощности в витке, обусловленные вихревым током, получим как результат суммирования элементарных потерь по всем контурам s , покрывающим сечение листа. Для этого необходимо проинтегрировать (1.29) на интервале изменения x от 0 до $d/2$:

$$P_{B1} = \int_0^{d/2} dP_B = (32k_\Phi^2 b f^2 B_m^2 l / \rho) \int_0^{d/2} x^2 dx = 4k_\Phi^2 f^2 B_m^2 V_1 d^2 / (3\rho), \quad (1.30)$$

где $V_1 = bld$ — объем части листа, образующей один виток.

Потери на вихревые токи пропорциональны квадрату частоты, объему листа, образующего виток, и квадрату толщины листа. По этой причине сердечники высокочастотных катушек выполняются 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 сердечнике, есть сумма потерь во всех составляющих его витках:

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

где G/γ — объем, занимаемый ферромагнитным материалом в сердечнике.

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

$$I_B = P_B / E_c. \quad (1.32)$$

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 полной мощности активных потерь в сердечнике P_a производят умножением удельных потерь на массу сердечника:

$$P_a = P_r + P_B = P_{уд} G. \quad (1.33)$$

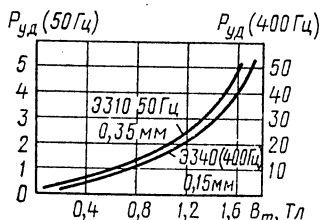


Рис. 1.11

§ 1.3. Векторная диаграмма и схема замещения катушки с ферромагнитным сердечником

Рассмотренная ранее идеализированная модель катушки позволяет определить лишь основной магнитный поток в сердечнике по известной наводимой в катушке э. д. с. и ток в обмотках, необходимый для ее возбуждения. Основной магнитный поток сцепляется со всеми витками обмоток, нанесенных на сердечник.

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.

Начнем с построения векторной диаграммы. Уже было выяснено, что для возбуждения в катушке с сердечником э. д. с. e по ней должен проходить ток $i(t)$, имеющий индуктивную составляющую I_μ , создающую магнитное поле с индукцией B_m , и активную составляющую I_a , покрывающую потери в сердечнике.

Токи I_μ и I_a (действующие значения) называют током намагничивания и током потерь; их геометрическая сумма дает действующее значение тока, проходящего по обмотке катушки.

Поскольку магнитная проницаемость реального ферромагнитного материала не бесконечно большая, не весь магнитный поток, создаваемый проходящим по катушке током, сосредоточивается в сердечнике и сцепляется со всеми витками обмоток, нанесенных на него. Часть магнитного потока проходит по толще катушки и по воздуху (рис. 1.12, а). Эту часть магнитного потока Φ_s в отличие от основного магнитного потока Φ_0 называют потоком рассеяния.

Подводимое к катушке напряжение сети E_c и возбуждаемые магнитными потоками Φ_0 и Φ_s э. д. с. $e_0 = -\omega \frac{d\Phi_0}{dt}$ и $e_s = -\omega \frac{d\Phi_s}{dt}$ уравновешиваются падением напряжения на омическом сопротивлении катушки $u_r = i(t)r$:

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

где \dot{E}_c — действующее значение напряжения сети; \dot{E}_0 и \dot{E}_s — действующие значения э. д. с. e_0 и e_s .

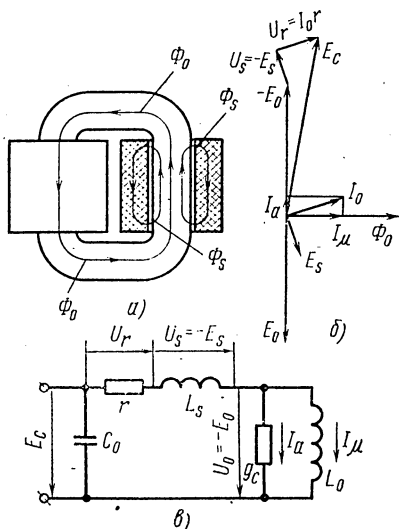


Рис. 1.12

На векторной диаграмме (рис. 1.12, б) каждая из э. д. с. и падение напряжения \dot{U}_r представлены векторами. Поток рассеяния Φ_s создается током I_0 и, следовательно, вектор $-\dot{E}_s$ будет ортогонален вектору \dot{I}_0 . Напряжение \dot{U}_r определяется вектором, совпадающим по направлению с вектором \dot{I}_0 .

Если вместо э. д. с. \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 ферромагнитным сердечником (рис. 1.12, в). Индуктивность катушки L_0 пропускает через себя ток намагничивания I_μ , и на ней создается падение напряжения, равное \dot{U}_0 . Параллельно этой индуктивности включена проводимость g_c , определяющая активные потери в сердечнике (потери на перемагничивание и вихревые токи). Последовательно с этой цепочкой включено активное сопротивление обмоток r и индуктивность рассеяния L_s . Последний элемент схемы замещения — это не учитывавшаяся ранее распределенная емкость обмотки C_0 , оказывающая заметное влияние лишь при относительно высоких (несколько килогерц) частотах напряжения сети.

Расчет элементов схемы замещения может быть произведен по следующим формулам:

1. Индуктивность L_0 определяется формулой (1.20), выведенной для кольцевой катушки. Нелинейность катушки учитывается тем, что магнитная проницаемость считается зависящей от амплитуды E_m и имеет значение $\mu_{ср}$. При высокой магнитной проницаемости сердечника изменения его конфигурации (с неизменной $l_{ср}$) мало сказываются на значении магнитного потока. По этой причине формулой (1.20) пользуются для расчета катушек с любой конфигурацией сердечника. Из-за того что сердечник 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 сердечника сталью или другим ферромагнитным материалом:

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

где S — площадь стали; S_c — площадь сечения всего сердечника. Таким образом,

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

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

2. Проводимость потерь в сердечнике g_c можно определить по рассчитанному току потерь I_a и э. д. с. E_0 , которая примерно равна приложенному к катушке напряжению E_c :

$$g_c = I_a / E_c. \quad (1.37)$$

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

$$r = \omega \rho_m l_{\text{ср.м}} / S_{\text{пр}}, \quad (1.38)$$

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

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

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

$$C_0 = 0,12 \cdot 10^{-4} \varepsilon l_{\text{ср.м}} l_n (n - 1) / (dn^2), \quad (1.39)$$

где C_0 — емкость, мкФ; ε — диэлектрическая проницаемость изоляции провода; l_n — длина намотки, м; n — число слоев намотки; d — расстояние между двумя соседними слоями меди, мм.

§ 1.4. Расчет катушек с неоднородным сердечником

Постоянное подмагничивание смещает рабочую точку на пологий участок кривой намагничивания и тем самым уменьшает среднее значение магнитной проницаемости. Чтобы избежать резкого уменьшения индуктивности катушки из-за уменьшения $\mu_{\text{ср}}$, сердечник катушек, работающих со значительным постоянным подмагничиванием, выполняют с воздушным зазором.

Воздушный зазор создает сопротивление магнитному потоку и тем самым уменьшает постоянную составляющую индукции B_0 , вызванную подмагничиванием. Уменьшение постоянной индукции смещает рабочую точку на крутой участок кривой намагничивания, где дифференциальная магнитная проницаемость (наклон касательной к кривой намагничивания) выше. Вследствие этого магнитное сопротивление сердечника становится меньше и общее сопротивление всего магнитопровода, несмотря на имеющийся в нем воздушный зазор, также уменьшается.

Для каждого значения постоянной намагничивающей силы (тока подмагничивания) получается некоторый оптимальный зазор, при котором магнитопровод имеет наименьшее магнитное со-

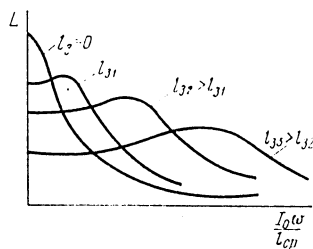


Рис. 1.13

противление, а катушка оказывает наибольшее сопротивление переменному току. Рис. 1.13 иллюстрирует зависимость индуктивности катушки от намагничивающей силы постоянного тока, проходящего по катушке с различными по длине зазорами.

§ 1.5. Трансформаторы

Трансформатором называют устройство, представляющее собой ферромагнитный сердечник 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 сердечник Ш-образный и катушка выполнена на одной катушке. У вторых сердечник П-образный и две катушки. У третьих сердечник кольцевой. Отличаются эти конструктивные разновидности в основном условиями охлаждения сердечника и катушки. В броневом трансформаторе поверхность сердечника, с которой отдается теплота в окружающую среду, больше, чем у стержневого и кольцевого трансформатора того же размера. Но у стержневого и кольцевого 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 трансформатора. Однако трансформатор броневой конструкции несколько дешевле в изготовлении. Наборные сердечники трансформаторов (рис. 1.14, *б, д*) собирают, вкладывая в готовую катушку лист за листом.

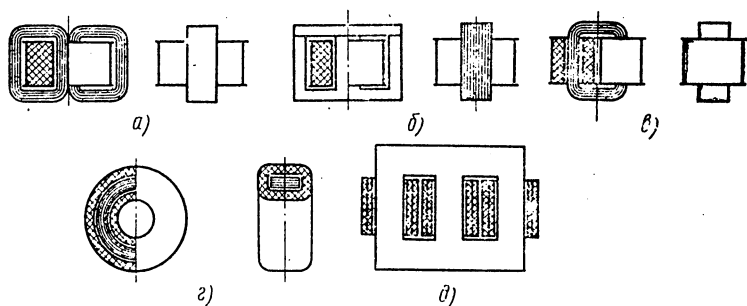


Рис. 1.14

Витые сердечники выполняют разрезными (рис. 1.14, *а, в*) или кольцевыми (рис. 1.14, *г*). Первые вкладывают в готовую катушку и затем скрепляют. На кольцевые сердечники 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 в следующей форме:

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

Здесь члены $-w_1 \frac{d\Phi_0}{dt}$ и $-w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}$ определяют э. д. с., наводимые основным магнитным потоком Φ_0 в первичной и вторичной обмотках; члены $-w_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt}$ и $-w_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt}$ определяют э. д. с., наводимые в соответствующих обмотках потоками рассеяния Φ_{s1} и Φ_{s2} ; $i_1 r_1$ и $i_2 r_2$ — падения напряжения на омических сопротивлениях проводов первичной и вторичной обмоток. Два последних члена в правой части второго из уравнений (1.40) определяют падение напряжения на нагрузке Z_2 , которая для конкретности представлена последовательным соединением омического сопротивления R_2 и емкости C_2 .

При записи этих уравнений пришлось ввести новое неизвестное — основной магнитный поток, и для того, чтобы система (1.40) стала полной, необходимо третье уравнение. В качестве такого уравнения удобно записать усло-

вия намагничивания сердечника трансформатора. Суммарная намагничивающая сила двух обмоток создает поток Φ_0 и, следовательно, должна быть равна намагничивающей силе, создаваемой током намагничивания I_μ и током, покрывающим потери в сер-

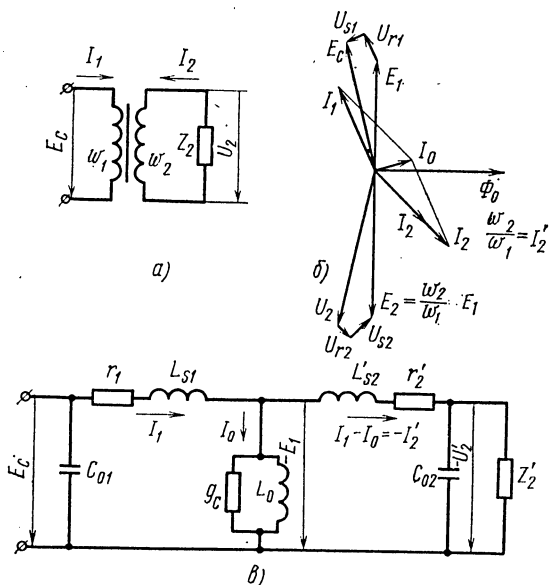


Рис. 1.15

дечнике I_a , т. е. током I_0 . Амплитуда и фаза тока I_0 определяются при известном Φ_0 по кривой намагничивания и кривой потерь, так же как делалось для катушки с ферромагнитным сердечником.

Записав это, получим

$$i_1\omega_1 + i_2\omega_2 = i_0\omega_1. \quad (1.41)$$

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

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

$$\begin{aligned} \dot{E}_c - j\omega\omega_1\dot{\Phi}_0 - j\omega\omega_1\dot{\Phi}_{s1} &= \dot{I}_1r_1, \\ -j\omega\omega_2\dot{\Phi}_0 - j\omega\omega_2\dot{\Phi}_{s2} &= \dot{I}_2r_2 + \dot{I}_2R_2 + I_2/(j\omega C_2), \\ \dot{I}_1\omega_1 + \dot{I}_2\omega_2 &= \dot{I}_0\omega_1. \end{aligned} \quad (1.42)$$

Обычно э. д. с., индуцируемые потоками рассеяния Φ_{s1} и Φ_{s2} , представляют как падение напряжения на индуктивностях рассеяния, т. е. переносят соответствующие члены в правые части и записывают в виде: $j\omega\omega_i\dot{\Phi}_{si} = j\omega L_{si}\dot{I}_i$.

Аналогично, как падение напряжения \dot{E}_1 , представляют и э. д. с., наводимую основным магнитным потоком в первичной обмотке. С учетом этих изменений система (1.42) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}_c &= \dot{E}_1 + j\omega L_{s1}\dot{I}_1 + r_1\dot{I}_1, \\ -(\omega_2/\omega_1)\dot{E}_1 &= j\omega L_{s2}\dot{I}_2 + r_2\dot{I}_2 + \dot{I}_2R_2 + \dot{I}_2/(j\omega C_2), \\ \dot{I}_1\omega_1 + \dot{I}_2\omega_2 &= \dot{I}_0\omega_1. \end{aligned} \quad (1.43)$$

Решения данной системы уравнений определяют в явном виде токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 и напряжение \dot{E}_1 , затрачиваемое на преодоление э. д. с., наводимой основным магнитным потоком в первичной обмотке. Так, для тока \dot{I}_1 решение получится в виде

$$\dot{I}_1 = (\dot{E}_c + \dot{I}_0 Z_2 m^2)/(Z_1 + Z_2 m^2), \quad (1.44)$$

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

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

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

где $\dot{E}'_c = \dot{E}_c - \dot{I}_0 Z_1$ — э. д. с., меньшая э. д. с. сети из-за падения напряжения, создаваемого током холостого хода I_0 на собственном сопротивлении первичной обмотки Z_1 .

Выражение для тока \dot{I}_{1p} можно истолковывать так: ток, трансформируемый из первичной цепи во вторичную, является результатом действия э. д. с. \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.

Для тока вторичной цепи из решения системы имеем

$$\dot{I}_2 = -m \dot{E}'_c / (Z_1 + m^2 Z_2) = -m \dot{I}_{1p}, \quad (1.47)$$

т. е. трансформированный ток \dot{I}_{1p} .

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

$$\dot{I}_2 = -n \dot{E}'_c / (n^2 Z_1 + Z_2), \quad (1.48)$$

допускающее иную трактовку. Трансформированная во вторичную обмотку э. д. с. \dot{E}'_c , деленная на сумму полного сопротивления вторичной цепи и трансформированного во вторичную цепь сопротивления первичной обмотки, дает ток вторичной обмотки.

Для напряжения \dot{E}_1 из системы (1.43) получаем

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

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, получим векторную диаграмму трансформатора (рис. 1.15, б).

Многоугольник из векторов \dot{E}_1 , \dot{E}_c , $\dot{U}_{r1} = r_1 \dot{I}_1$ и $\dot{U}_{s1} = j\omega L_{s1} \dot{I}_1$ соответствует первому уравнению системы.

Многоугольник, состоящий из векторов $-\dot{E}_2$, $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 (R_2 + 1/j\omega C)$, $\dot{U}_{r2} = r_2 \dot{I}_2$ и $\dot{U}_{s2} = j\omega L_{s2} \dot{I}_2$, представляет собой второе уравнение, а параллелограмм, построенный на векторах $\dot{I}_2 n$, \dot{I}_1 и \dot{I}_0 , — третье.

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 (1.15, в). В данном случае эквивалентная схема приведена к первичной цепи трансформатора. В ней $L'_{s2} = m^2 L_{s2}$, $r_2 = m^2 r_2$, $Z'_2 = m^2 Z_2$, $\dot{U}'_2 = m \dot{U}_2$, $\dot{I}'_2 = n \dot{I}_2$.

Правило приведения вытекает из соотношений (1.47) и (1.48) для трансформированных токов и сопротивлений. Чтобы привести ее ко вторичной цепи, необходимо пересчитать сопротивления r_1 , $j\omega L_{s1}$, $j\omega L_0$, проводимость g_c , э. д. с. сети \dot{E}_c и токи \dot{I}_1 и \dot{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 $\dot{I}'_1 = \dot{I}_1 m$.

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

$$L_{стр} = \mu_0 \frac{l_{н.ср}}{h_{II}} \omega^2 [\alpha_{12} + (\alpha_1 + \alpha_2)/3], \quad (1.50)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; $l_{н.ср}$ — средняя длина витков катушки; h_{II} — высота катушки; α_{12} — толщина зазора между первичной и вторичной обмотками; α_1 и α_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 неучитывавшиеся ранее распределенные емкости первичной и вторичной обмоток C_{01} и C_{02} . Обычно собственное сопротивление первичной обмотки и ток холостого хода трансформатора малы. Это значительно облегчает расчеты. Напряжение E_1 оказывается практически равным э. д. с. сети:

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

а э. д. с., 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 пересчета позволяют с помощью обычных методов теории цепей находить 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 забирают от источника E_c ток холостого тока I_0 . Что же касается индуктивностей рассеяния и омических сопротивлений обмоток, то они могут быть включены в соответствующие сопротивления Z_i . Аналогично учитывают и распределенные емкости каждой из обмоток. Так и определяются обычно токи в нагрузках многообмоточных трансформаторов.

При проектировании трансформатора отправной 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 всегда учитывать полную мощность (как активную, так и реактивную), передаваемую трансформатором в нагрузку.

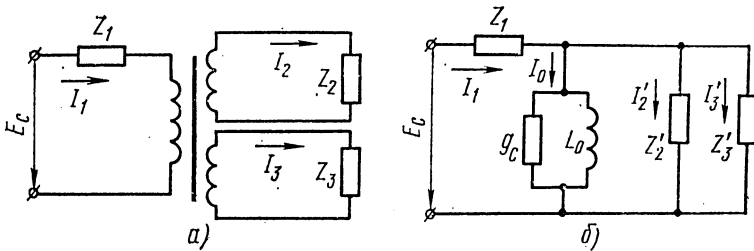


Рис. 1.16

Полная мощность (вольт-амперы), 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 вольт-ампер 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

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

где $S_{\text{при}i}$ — 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 с 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 и колеблется в пределах 0,15—0,4.

С учетом этого коэффициента запишем формулу 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 сердечнике и обмотках трансформатора не позволяют выбрать большими значения амплитуды индукции B_m и плотности тока J , чем и ограничивается мощность, передаваемая в нагрузку трансформатором с заданными размерами.

Габаритная мощность трансформатора пропорциональна произведению площади его окна на площадь сечения сердечника. Это свидетельствует о том, что при увеличении линейного размера трансформатора в m раз его габаритная мощность возрастает в m^4 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 нагрузки 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 сердечнике 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 сердечников. Из-за непостоянного шага этой дискретизации может оказаться, что несколько трансформаторов меньшей мощности имеют массу, меньшую, чем масса одного трансформатора на суммарную мощность. Помимо этого частоту тока сети с трансформаторами меньшей мощности можно выбрать заметно большей, чем при одном мощном трансформаторе. Все это увеличивает преимущества применения нескольких

трансформаторов вместо одного. Такой подход к проектированию дает хороший эффект при частоте тока сети 10—100 кГц.

Формула мощности позволяет проектировать на одну габаритную мощность трансформаторы с различными сечениями окна и сердечника. В трансформатор с большим окном и тонким сердечником надо будет заложить относительно много меди, а в трансформатор с большим сердечником и малым окном — относительно много стали. Наиболее удачными получаются трансформаторы с примерно равными площадями сердечника и окна. Среди других, обладающих той же габаритной мощностью, они имеют более высокий к. п. д.

В заключение следует сказать о к. п. д. трансформатора. Потери мощности в нем происходят как в сердечнике, 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 — мощность потерь в сердечнике; $r_{\text{тр}} = r_2 + n^2 r_1$ — сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к его вторичной цепи.

Коэффициент полезного действия 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, к. п. д. становится равным нулю, а при некотором значении $I_2 = I_{20}$ — достигает максимума. Поделив выражение (1.61) на I_2 и приравняв нулю производную от знаменателя, получим условие максимума к. п. д.

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

что дает

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

Таким образом, при равенстве потерь в сердечнике и в обмотках к. п. д. трансформатора достигает максимума. Этот максимум достаточно расплывчатый, но стремиться выполнить условие равенства потерь всегда целесообразно. Это обстоятельство и определяет часто выбор сердечника и обмоток трансформатора.

§ 1.6. Расчет трансформатора

При расчете силового трансформатора по заданной габаритной мощности выбирают нормализованный сердечник, определяют тип провода и число витков в каждой из обмоток, размещают конструктивно обмотки в окне сердечника и проверяют тепловой режим. Если тепловой режим получился удовлетворительным, то конструируют катушку и кожух трансформатора.

Последовательность расчета удобно показать на примере. Рассчитаем силовой трансформатор, работающий от сети $E_1 = 220$ В при $f = 50$ Гц (гармоническое напряжение) и создающий во вторичной обмотке э. д. с. $E_2 = 39,4$ В. Ток вторичной обмотки активный и равен $I_2 = 1,35$ А.

1. Выбираем тип сердечника трансформатора и режим его работы. Пусть сердечник Ш-образный витой и выполнен из стали с толщиной листов $0,35$ мм. Мощность, отдаваемая в нагрузку, мала ($VA_2 = 53,2$ В·А), поэтому выбираем значение амплитуды магнитной индукции $B_m = 1,3$ Тл. Такой индукции соответствует удельная мощность потерь в стали $P_{y1} = 3$ Вт/кг (см. рис. 1.11) и удельная намагничивающая мощность $Q_{y1} = 30$ В·А/кг. Плотность тока J возьмем равной $2,7$ А/мм², коэффициенты заполнения окна медью $\sigma = 0,3$ и сердечника сталью $k_c = 0,9$.

2. Определяем рабочий ток в первичной обмотке и габаритную мощность трансформатора:

$$I_{1p} = I_2 E_2 / E_1 = 1,35 \cdot 39,4 / 220 = 0,242 \text{ А,}$$

$$VA_{Tp} = 1,35 \cdot 39,4 = 53,2 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

3. Определяем по формуле мощности (1.59) произведение площади окна на площадь сечения сердечника трансформатора:

$$S_c S_0 = \frac{VA_{Tp} \cdot 10^2}{2 f k_{\Phi} k_c \sigma J B_m} = \frac{53,2 \cdot 10^2}{2 \cdot 50 \cdot 1,11 \cdot 0,9 \cdot 0,3 \cdot 2,7 \cdot 1,3} = 51 \text{ см}^4.$$

4. Выбираем типовой броневого магнитопровод с произведением $S_c S_0$ больше 51 см⁴. Таким ближайшим к рассчитанному является магнитопровод ШЛ20 × 32, у которого $S_c S_0 = 61$ см⁴ (рис. 1.17). Этот сердечник имеет массу 735 г и сечение стали его среднего стержня равно $5,7$ см².

5. Определяем мощность потерь в стали трансформатора:

$$P_{ст} = P_{уд} G = 3 \cdot 0,735 = 2,2 \text{ Вт.}$$

6. Определяем (реактивную) мощность, идущую на намагничивание:

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

7. Определяем активную составляющую тока холостого хода:

$$I_a = P_a / E_1 = 2,2 / 220 = 0,01 \text{ А.}$$

8. Определяем ток намагничивания:

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

9. Определяем ток в первичной обмотке:

$$I_1 = \sqrt{(I_{1p} + I_a)^2 + I_{\mu}^2} = \sqrt{0,252^2 + 0,1^2} = 0,271 \text{ А.}$$

10. Определяем сечение проводов обмоток:

$$S_{np1} = I_1 / \delta = 0,271 / 2,7 = 0,1 \text{ мм}^2,$$

$$S_{np2} = I_2 / \delta = 1,35 / 2,7 = 0,5 \text{ мм}^2.$$

11. Выбираем провод для первичной обмотки ПЭЛ с сечением $0,113$ мм². Диаметр его (с изоляцией) равен $0,42$ мм. Для вторичной обмотки выбираем провод с $d_{из} = 0,89$ мм и $S_{np2} = 0,541$ мм².

12. Определяем число витков в обмотках. Чтобы амплитуда индукции в сердечнике составляла 1,3 Тл, число витков в первичной обмотке должно быть в соответствии с (1.11)

$$\omega_1 = E_1 \cdot 10^4 / (4k_{\Phi} f S_C B_m) = 220 \cdot 10^4 / (4 \cdot 1,11 \cdot 50 \cdot 5,7 \cdot 1,3) = 1350.$$

Во вторичной обмотке получим соответственно 242 витка.

13. Проверяем, уместится ли данная обмотка в окне сердечника. Положим толщину одного слоя первичной обмотки с изоляционной прокладкой равной 0,45 мм и вторичной — 0,9 мм.

Тогда, разместив в одном слое по длине катушки 110 витков первичной и 51 виток вторичной обмотки, определим толщины этих обмоток:

$$\alpha_1 = \omega_1 \cdot 0,45 / \omega_{1\text{с\lambda}} = 1350 \cdot 0,45 / 110 = 5,5 \text{ мм},$$

$$\alpha_2 = \omega_2 \cdot 0,9 / \omega_{2\text{с\lambda}} = 0,9 \cdot 242 / 51 = 4,25 \text{ мм}.$$

Общая толщина катушки получилась меньше ширины окна. Следовательно, катушка разместится в окне сердечника.

14. По эскизному чертежу катушки (см. рис. 1.17) определяем длину среднего витка обмотки $l_{\text{н.ср}}$. Для первичной обмотки она получается равной 0,127 м, для вторичной (она намотана поверх первичной) — 0,1565 м.

15. Определяем омическое сопротивление провода первичной обмотки:

$$r_1 = \rho'_{\text{ср}} \omega_1 / S_{\text{пр1}} = 1,72 \cdot 10^{-2} \cdot 0,127 \cdot 1350 / 0,113 = 25,4 \text{ Ом}.$$

Для вторичной обмотки $r_2 = 1,2 \text{ Ом}$.

Сопротивление трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке,

$$r_{\text{тр}} = n^2 r_1 + r_2 = (39,4/220)^2 \cdot 25,4 + 1,2 = 2 \text{ Ом}.$$

16. Определяем потери мощности на сопротивлениях обмоток:

$$P_{\text{м}} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = 0,271^2 \cdot 25,4 + 1,35^2 \cdot 1,2 = 4,06 \text{ Вт}.$$

17. Проверяем тепловой режим трансформатора. Перегрев сердечника по отношению к окружающей среде для открытого трансформатора находим по приближенной формуле:

$$\Delta T_{\text{с}} \approx 750 P_{\text{а}} / S_{\text{охл.с}} = 750 \cdot 2,2 / 148 \approx 11,2^\circ \text{С}.$$

Здесь $S_{\text{охл.с}}$ — открытая поверхность сердечника, см², определенная по эскизу трансформатора (см. рис. 1.17).

Перегрев катушки находим по аналогичной формуле:

$$\Delta T_{\text{к}} = 1000 P_{\text{м}} / S_{\text{охл.к}} = 1000 \cdot 4,06 / 110 = 37,5^\circ \text{С}.$$

Тепловой режим получился легким, что явилось следствием выбора малой амплитуды индукции и небольшой плотности тока.

18. Определяем по (1.50) приведенную ко вторичной обмотке индуктивность рассеяния трансформатора:

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

Здесь $\alpha_{12} = 1 \text{ мм}$ — толщина прокладки между обмотками.

Глава 2

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 2.1. Общие сведения. Принцип действия

В магнитных усилителях используется свойство катушек с ферромагнитным сердечником изменять свое индуктивное сопротивление под действием постоянного подмагничивающего тока. Усилитель (рис. 2.1) состоит из двух трансформаторов Tp_1 и Tp_2 , первичные обмотки которых включены последовательно с нагрузкой в цепь источника переменного напряжения e_c . Вторичные обмотки включены встречно и через них проходит постоянный ток управления I_y , создаваемый источником сигнала, который представлен на схеме постоянной э. д. с. E_y и некоторым выходным сопротивлением R_y . Встречное включение вторичных обмоток препятствует трансформации напряжения от источника e_c в цепь управления.

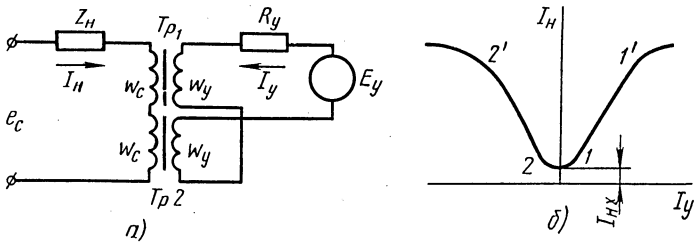


Рис. 2.1

При нулевом токе управления ($E_y = 0$) первичные обмотки трансформаторов обладают большим индуктивным сопротивлением и в силовой цепи (цепи нагрузки) проходит малый по значению ток I_{Hx} (рис. 2.1, б). При увеличении тока I_y из-за подмагничивания сердечника индуктивное сопротивление первичных обмоток падает и ток нагрузки растет. Его рост продолжается до полного насыщения сердечников, после чего он перестает зависеть от тока управления. От направления тока I_y магнитная проницаемость сердечников не зависит и поэтому для отрицательных значений этого тока у характеристики вход—выход получается ветвь, симметричная первой (рис. 2.1, б). Рабочим участком этой характеристики является либо первый ($1-1'$), либо второй ($2-2'$) наклонные отрезки, где изменения тока управления вызывают изменения значения переменного тока, проходящего через нагрузку.

Мощность, выделяющаяся в нагрузке (выходная мощность), определяется переменным током источника e_c и сопротивлением нагрузки. Она велика по сравнению с мощностью, затрачиваемой в цепи управления постоянным током I_y на преодоление омиче-

ских сопротивлений вторичных обмоток (входная мощность). Таким образом, магнитный усилитель позволяет управлять большой мощностью, потребляемой нагрузкой, при малой затрате мощности в управляющей цепи.

Преимуществом магнитного усилителя является то, что он изготовлен из неизнашивающихся надежных деталей, имеет высокий к. п. д., обеспечивает хорошее усиление и очень стабильную характеристику вход — выход, может быть выполнен практически на любую мощность с любым числом входных обмоток.

Недостаток магнитных усилителей — их большая инерционность, значительные габариты и масса по сравнению с транзисторными усилителями. Несмотря на это, они находят применение в устройствах автоматики как усилители с большим коэффициентом усиления, как преобразователи постоянного тока в переменный (модуляторы) и как преобразователи постоянного напряжения в фазу переменного напряжения в прямоугольной формы.

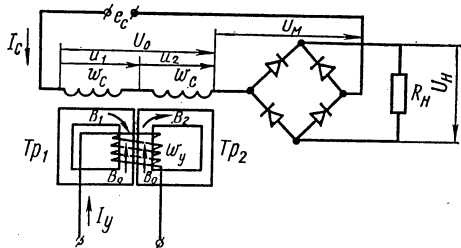


Рис. 2.2

Приведенный на рис. 2.1, а магнитный усилитель управляется постоянным током, а в его нагрузке проходит переменный ток. Такое преобразование иногда бывает желательным, например, в том случае, когда нагрузкой является двигатель переменного тока. Если необходимо обеспечить постоянный ток и на выходе магнитного усилителя, то нагрузку можно включить в диагональ выпрямительного моста (рис. 2.2). В приведенной схеме магнитного усилителя обмотка управления с числом витков w_y выполнена так, что ее ток намагничивает сразу два сердечника. Такое конструктивное усовершенствование позволяет уменьшить расход обмоточного провода и габариты усилителя.

Переменные магнитные потоки каждого из сердечников пронизывают ее во взаимно противоположных направлениях и возбуждают в обмотке управления э. д. с. противоположной полярности. Поэтому, так же как и в схеме рис. 2.1, в цепь источника сигнала напряжение сети e_c не трансформируется. Такой усилитель может быть выполнен и на Ш-образном сердечнике. В этом случае обмотка управления наносится на средний стержень, а силовые обмотки — на два крайних.

§ 2.2. Основные показатели идеального магнитного усилителя в режиме свободного намагничивания

Управление током силовой цепи (цепи нагрузки) магнитного усилителя достигается насыщением его сердечников. Чтобы коэффициент усиления был большим, необходимо материал сердечни-

ков выбрать таким, у которого кривая намагничивания имеет резкий излом, т. е. четко выраженное насыщение. К таким материалам относятся сплавы железа с никелем (пермаллой) и ферриты. Сам сердечник должен иметь как можно меньший воздушный зазор, т. е. быть кольцевым.

У сплавов типа пермаллой, у ферритов петля гистерезиса довольно узкая и имеет прямоугольную форму (рис. 2.3, а). Это позволяет при первоначальном рассмотрении основываться на средней кривой намагничивания и идеализировать ее линейно-ломаной линией с бесконечно крутым наклонным участком.

В идеальном сердечнике, имеющем кривую намагничивания, показанную на рис. 2.3, б, не может быть индукцией, по абсолютному значению больших, чем индукция насыщения B_s . Магнитная проницаемость у идеального ненасыщенного сердечника равна бесконечности, а при насыщении — нулю.

Ток силовых обмоток магнитного усилителя определяется

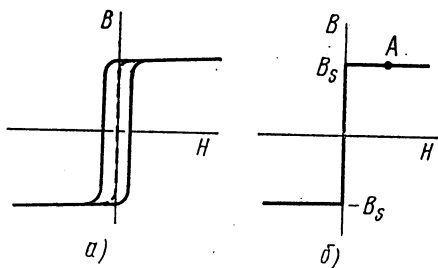


Рис. 2.3

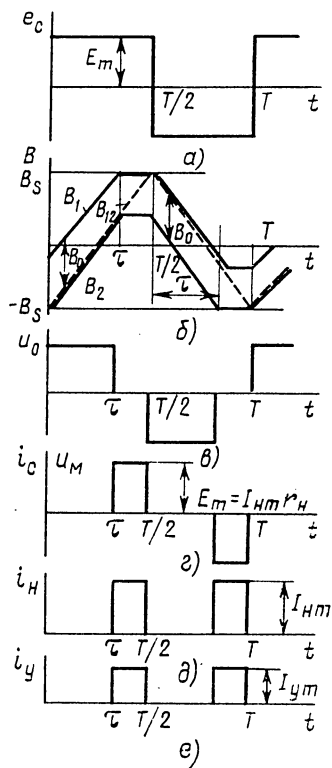


Рис. 2.4

в общем случае как сопротивлением нагрузки, так и сопротивлениями цепи уравнения. Различают два режима работы магнитного усилителя: режим свободного и вынужденного намагничивания.

В режиме свободного намагничивания сопротивление цепи управления, трансформированное в силовую цепь через один из трансформаторов, входящих в схему магнитного усилителя, много меньше ее собственного сопротивления:

$$r_y \omega_c^2 / \omega_y^2 \ll r_{н.} \quad (2.1)$$

где $r_y = R_{0y} + R_y$ — суммарное сопротивление обмотки управления и источника сигнала; $r_n = R_n + 2r_b + R_{0c}$ — суммарное сопротивление нагрузки, открытых диодов выпрямительного моста и силовой обмотки. В этом режиме обмотка управления по ее реакции на ток в силовой цепи как бы замкнута накоротко.

В режиме вынужденного намагничивания ток в силовой цепи определяется сопротивлением цепи управления, так как для этого режима характерно соотношение сопротивлений обмоток, обратное (2.1):

$$r_y \omega_c^2 / \omega_y^2 \gg r_n. \quad (2.2)$$

Рассмотрим режим свободного намагничивания. Для этого обратимся к схеме усилителя рис. 2.2 и примем, что напряжение сети e_c имеет прямоугольную форму с амплитудой E_m и периодом T (рис. 2.4, а). Если E_y и соответственно I_y равны нулю (холостой ход усилителя), то индукция в каждом из сердечников содержит только переменные составляющие и меняется по пилообразному закону (штриховая линия B_{12} на рис. 2.4, б). Обычно амплитуду напряжения сети выбирают по условию

$$E_m = 8\omega_c f S B_s, \quad (2.3)$$

что обеспечивает значение амплитуды переменной составляющей индукции в каждом из сердечников, равное B_s . При этом на холстом ходу ни один из сердечников не насыщается. Рабочая точка обоих сердечников на кривой намагничивания перемещается по бесконечно крутому участку и ток в силовой цепи оказывается равным нулю. Напряжение сети полностью падает на силовых обмотках усилителя и $u_{II} = 0$.

При э. д. с. источника сигнала E_y , не равной нулю, постоянная составляющая индукции, создаваемая обмоткой управления, в одном из сердечников складывается с переменной составляющей, создаваемой э. д. с. сети e_c . Из-за этого сердечники попеременно на некоторый интервал времени насыщаются и по обмоткам усилителя и его нагрузке проходят импульсы тока.

Так, в первый полупериод (рис. 2.4, б) в первом сердечнике индукции складываются: $B_1 = B_{12} + B_0$ и при $t > \tau$ он переходит в насыщение. Магнитная индукция во втором сердечнике $B_2 = B_{12} - B_0$ достигает значения $-B_s$ при $t = T/2 + \tau$, после чего он насыщается.

Смена знака э. д. с. e_c через каждый полупериод приводит к выходу из насыщения ранее насыщенного сердечника, так как меняется направление изменений магнитного потока.

Пока ни один из сердечников не насыщен, токи в силовых обмотках и обмотке управления равны нулю из-за большой магнитной проницаемости материала сердечников и соответственно бесконечно большой индуктивности нанесенных на сердечники обмоток (рис. 2.4, в, г).

В тот интервал времени, когда один из сердечников насыщен, другой сердечник с нанесенными на него обмотками превращает-

ся в трансформатор, включенный своей силовой обмоткой в цепь источника e_c последовательно с нагрузкой (рис. 2.5): В силу условия (2.1) ток в цепи определяется не напряжением E_y , а нагрузкой, т. е.

$$i_c = I_{um} \approx E_m / r_{\Pi} \quad (2.4)$$

и напряжение на обмотке ω_c оказывается близким к нулю. Из-за этого и магнитный поток ненасыщенного сердечника практически постоянен. Ток i_c , трансформируясь в цепь управления, создает в ней импульс длительностью $T/2 - \tau$ и с амплитудой

$$I_{ym} = I_{um} \omega_c / \omega_y. \quad (2.5)$$

Таким образом получается, что ток по силовым и управляющей обмоткам протекает только в течение интервала времени $T/2 - \tau$ (интервала насыщения) и имеет вид прямоугольных импульсов (рис. 2.4, г, д, е). Импульсы тока в силовой цепи разно-

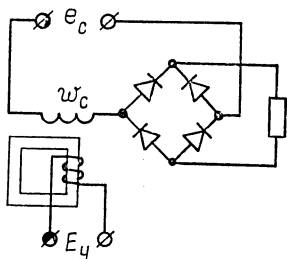


Рис. 2.5

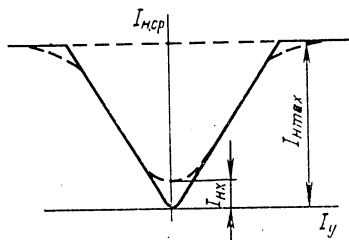


Рис. 2.6

полярны, а в цепи управления однополярны, так как при различных полярностях напряжения сети насыщаются разные сердечники и трансформация тока в цепь управления происходит через разные силовые обмотки (рис. 2.4, е). Выпрямительный мост в силовой цепи превращает разнополярные импульсы тока в однополярные, проходящие по нагрузке (рис. 2.4, д).

Длительность интервала насыщения $T/2 - \tau$ зависит от постоянного магнитного потока и, следовательно, от э. д. с. источника сигнала E_y . С ростом E_y интервал насыщения увеличивается и возрастает соответственно среднее значение тока нагрузки. Э. д. с. источника сигнала создает в цепи управления постоянную составляющую тока, а импульсный характер ток управления приобретает под влиянием трансформирующейся из силовой цепи переменной составляющей тока. Из-за смены сердечников каждые полпериода трансформирующаяся переменная составляющая имеет частоту, в два раза большую частоты сети.

Поскольку токи цепи управления и силовой цепи связаны соотношением (2.5), характеристика вход — выход магнитного усилителя имеет два прямолинейных наклонных участка и горизонтальные участки $I_{н.сп} = I_{н.мах}$, соответствующие полному (по времени) насыщению сердечников (рис. 2.6).

Коэффициент усиления по току идеального магнитного усилителя, определяющий наклон характеристики вход — выход,

$$k_i = \Delta I_{н.ср} / \Delta I_y = \omega_y / \omega_c. \quad (2.6)$$

Выходной мощностью усилителя является мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки, а входная выделяется источником сигнала на сопротивлении обмотки управления. Поэтому для коэффициента усиления по мощности имеем

$$k_p = \Delta I_{н.ср}^2 R_n / (\Delta I_y^2 R_{оу}) = (\omega_y^2 / \omega_c^2) R_n / R_{оу}. \quad (2.7)$$

Характеристика вход — выход магнитного усилителя с реальными сердечниками (см. рис. 2.5) отличается от идеализированной тем, что ток холостого хода $I_{нх}$ не равен нулю, ибо магнитная проницаемость реальных сердечников имеет конечное значение, а также тем, что переход в насыщение происходит не резко, а постепенно. На основном рабочем участке характеристики реального и идеального усилителей почти совпадают, что позволяет применять полученные соотношения для практических схем.

Линейная зависимость длительности импульса тока силовой цепи от напряжения E_y является одной из отличительных черт рассматриваемой схемы магнитного усилителя при прямоугольной форме напряжения сети. Часто это свойство используется для линейного преобразования напряжения во временной интервал. Такая необходимость возникает в ряде схем стабилизаторов напряжения и в цифровых вычислительных устройствах.

§ 2.3. Обратная связь в магнитных усилителях

Для улучшения характеристик магнитного усилителя широко применяют обратную связь. В самом простом случае цепь обратной связи представляет собой дополнительную обмотку, нанесенную на сердечники таким же способом, как и обмотка управления, и включенную в цепь выпрямленного тока нагрузки (рис. 2.7).

Если намагничивающие силы обмоток обратной связи и управления совпадают по направлению, то такую обратную связь называют положительной. При встречном их включении получаем отрицательную обратную связь.

Как было определено, в магнитном усилителе средние значения ампер-витков обмоток силовой цепи и постоянного намагничивания равны.

В усилителе с обратной связью постоянный подмагничивающий поток создается двумя обмотками: управления и обратной связи. Поэтому для него

$$I_y \omega_y \pm I_{н.ср} \omega_{ос} = I_{н.ср} \omega_c. \quad (2.8)$$

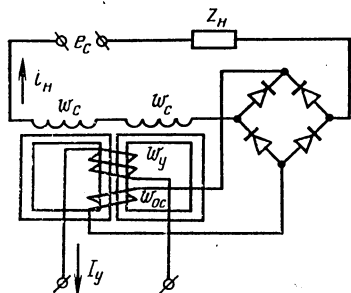


Рис. 2.7

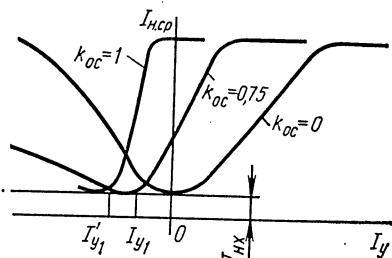


Рис. 2.8

Знак плюс в левой части равенства соответствует положительной, а знак минус — отрицательной обратной связи.

Из (2.8) находим наклон характеристики вход — выход, равный коэффициенту усиления по току магнитного усилителя:

$$\frac{I_{н.ср}}{I_y} = \frac{\omega_y}{\omega_c \pm \omega_{oc}} = \frac{\omega_y/\omega_c}{1 \pm \omega_{oc}/\omega_c}. \quad (2.9)$$

При положительной обратной связи коэффициент усиления возрастает, а при отрицательной — падает. Поскольку коэффициент усиления по току магнитного усилителя очень стабилен (он определяется отношением чисел витков), то в нем можно применять даже сильную положительную обратную связь (ω_{oc}/ω_c немногим меньше и даже равно единице), не опасаясь самовозбуждения.

При $\omega_{oc}/\omega_c=1$ усилитель с идеальным сердечником приобретает бесконечно большое усиление. Однако в усилителе с реальным сердечником из-за влияния динамических потерь усиление по току остается конечным.

При умеренной положительной обратной связи рост коэффициента усиления не сопровождается ростом инерционности усилителя, определяемой индуктивностью обмотки управления. При сильной положительной обратной связи сказывается инерционность силовой цепи усилителя. Однако качество усилителя непрерывно растет при приближении k_{oc} к единице.

Влияние обратной связи на характеристику вход — выход реального усилителя (рис. 2.8) приводит к увеличению крутизны участка, на котором намагничивающая сила тока управления совпадает с намагничивающей силой обмотки обратной связи (обратная связь положительна), и уменьшению крутизны ее участка, соответствующего противоположному направлению тока управления. Так как направление тока, проходящего по обмотке обратной связи, определяется только включением диодов выпрямительного моста и не меняется в процессе работы усилителя, то изменение направления тока I_y на противоположное приводит к смене знака обратной связи.

Помимо изменения крутизны наклонных участков характеристики вход—выход под влиянием обратной связи смещается влево. Это смещение происходит под действием тока холостого хода усилителя. При $I_y=0$ из-за обратной связи возникает подмагничивание сердечников, ток нагрузки возрастает и, следовательно, точка характеристики вход—выход, соответствующая $I_y=0$, смещается вверх. При отрицательном токе управления I_{y1} , создающем ампер-витки $I_{y1}\omega_y$, равные $I_{нх}\omega_c$, сердечники усилителя полностью размагничены, в его силовой цепи должен проходить ток $I_{нх}$, что и отражено на рис. 2.8.

Особенность магнитного усилителя оставаться устойчивым при $k_{ос}=1$ используют в схемах с внутренней обратной связью или, как их еще называют, в схемах с самонасыщением (рис. 2.9, а).

В таких усилителях постоянный магнитный поток обратной связи создается самими силовыми обмотками. Последовательно с каждой из силовых обмоток включается выпрямительный диод. В схему усилителя введены еще две дополнительные обмотки смещения с числом витков $\omega_{см}$. Они служат для смещения характеристики вход—выход вдоль оси

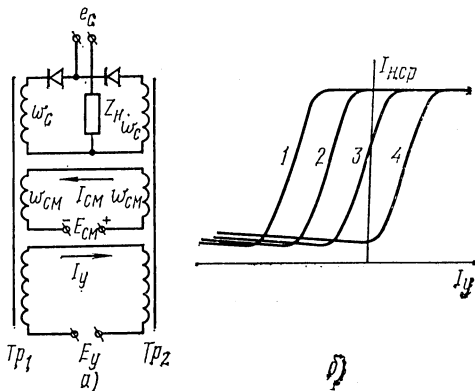


Рис. 2.9

токов управления (рис. 2.9, б). В зависимости от особенностей источника сигнала подбирают такое смещение, чтобы усиливаемые изменения тока управления попадали на крутой участок характеристики вход—выход. Аналогично включаются обмотки смещения и в схемах усилителей без обратной связи. Простота схемы, высокие показатели усилителей с внутренней обратной связью привели к тому, что они почти полностью заменили другие схемы магнитных усилителей.

§ 2.4. Двухтактные схемы магнитных усилителей

Рассмотренные ранее схемы магнитных усилителей давали возможность уменьшать или увеличивать ток, проходящий в силовой цепи, но направление этого тока оставалось всегда одним и тем же. Во многих случаях, например для реверсирования работающего от магнитного усилителя двигателя, требуется изменение направления тока нагрузки при изменении полярности сигнала управления. Это достигается в двухтактных схемах магнитных усилителей.

Ограничимся рассмотрением только одной мостовой схемы двухтактного магнитного усилителя без обратной связи. Мостовые схемы имеют ряд положительных качеств по сравнению с другими схемами двухтактных усилителей.

В ней (рис. 2.10) четыре силовые обмотки образуют мост, в одну диагональ которого ($a-b$) включена нагрузка, а в другую ($b-z$) — напряжение сети. Ток смещения намагничивает в одинаковой степени все четыре сердечника усилителя, поэтому при $I_y=0$ мост сбалансирован, а напряжение на нагрузке равно нулю. Ток управления создает намагничивающую силу, которая в двух левых сердечниках направлена встречно намагничивающей силе обмотки смещения, а в двух правых — согласно с ней. Поэтому при указанной на рис. 2.10, а полярности входного постоянного напряжения ток управления размагничивает левые и намагничивает правые сердечники. Сопротивление силовых обмоток

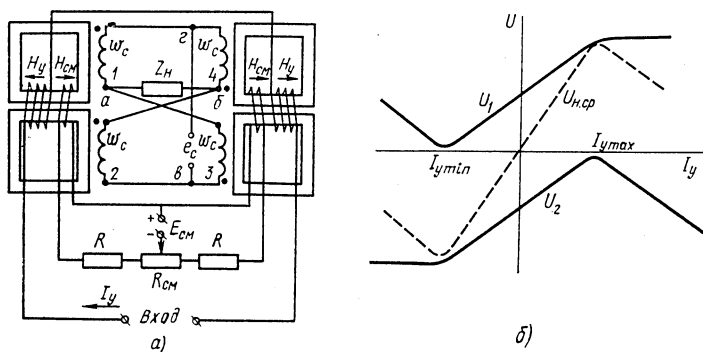


Рис. 2.10

1 и 2 возрастает, а обмоток 3 и 4 — уменьшается. Мост разбалансируется, в нагрузке возникнет ток. Смена полярности входного напряжения вызовет увеличение сопротивлений силовых обмоток 3 и 4 и уменьшение сопротивлений обмоток 1 и 2. Напряжение на нагрузке также сменит свою полярность, т. е. его фаза изменится на угол π .

Напряжение U_1 между точками a и b при изменении тока управления от $I_{y \min}$ до $I_{y \max}$ возрастет от нуля до e_c (рис. 2.10, б). Напряжение U_2 между точками b и v уменьшается. Среднее значение напряжения на нагрузке, равное разности этих двух напряжений,

$$U_{н.ср} = (U_1 - U_2), \quad (2.10)$$

изображено штриховой линией на рис. 2.10, б. Эта линия является характеристикой вход — выход двухтактного магнитного усилителя. Начальная балансировка моста достигается в приведенной схеме усилителя с помощью переменного резистора $R_{см}$.

§ 3.1. Устройство машин постоянного тока

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

На вращающемся якоре 1, в пазах 8 размещены обмотки, каждая секция которых подключена к двум пластинам 9 кол-

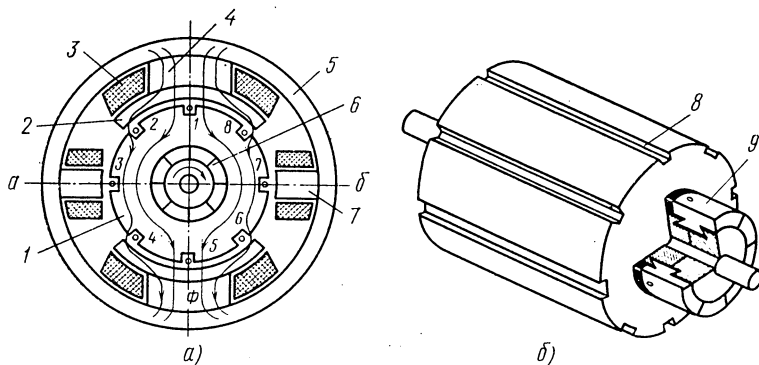


Рис. 3.1

лектора 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, выштампованных 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 генератором, так и двигателем.

При работе в генераторном режиме якорь машины раскручивается каким-либо двигателем, в его обмотках возбуждается э.д.с., создающая постоянный ток в нагрузке, подключаемой к щеткам. Ток в обмотках возбуждения 3 создается либо э.д.с., возбуждаемой в обмотках якоря, либо от постороннего источни-

ка. 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 яре.

При вращении якоря против часовой стрелки в активных проводниках, уложенных в его пазы и перемещающихся вместе с якорем в магнитном поле, наведется э. д. с. Эта э. д. с. 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, э. д. с. не наводится, так как они перемещаются вдоль магнитного поля.

Чтобы подвести возбуждаемые в активных проводниках э. д. с. к нагрузке (машина работает генератором), необходимо соблюсти следующие условия:

1) вращение якоря, приводящее к смене места, занимаемого каждым из проводников, должно оставить 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 э. д. с., наводимых в каждом из них, исключить возможность появления короткозамкнутых витков.

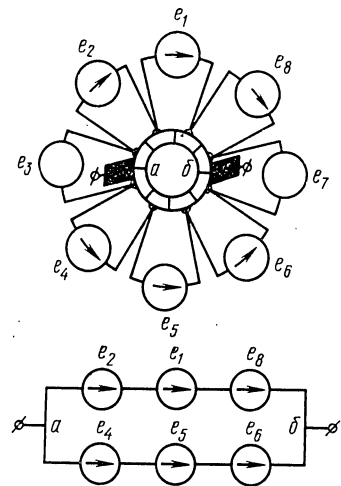


Рис. 3.2

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 *a* и *b*, 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 рис. 3.2 неудобна, так как для ее осуществления 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 внешней торцевой поверхности 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 каж-

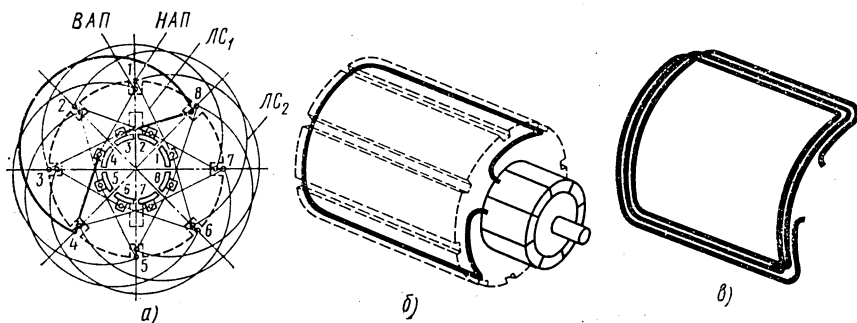


Рис. 3.3

дом пазу (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 — $ЛС_1$) используют и для вывода на коллектор. Его припаивают к пластине коллектора 1. Продолжающий обмотку якоря провод, проходящий по тыльной торцевой поверхности ротора, соединяет активные проводники, расположенные по диаметру. Тыльный провод, называемый также лобовым соединением ($ЛС_2$), связывает конец нижнего активного проводника, находящегося в шестом пазу, с концом верхнего активного провода второго паза. Это соединение показано на рис. 3.3, а условно внешней дугой.

Далее соединяем со второй пластиной коллектора наружный активный проводник второго паза и внутренний активный проводник седьмого паза. Следующий тыльный провод соединяет внутренний активный проводник седьмого паза с наружным активным проводником третьего паза и т. д. Завершающий весь обход тыльный соединительный провод протянут от внутреннего активного проводника пятого паза к наружному первого паза. Такая обмотка называется петлевой (параллельной). В многополюсных машинах применяют и волновые обмотки, в которых порядок укладки активных проводников несколько иной.

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

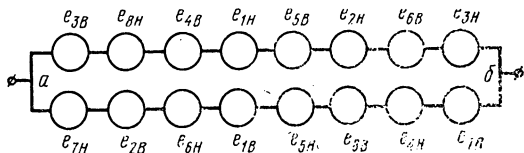


Рис. 3.4

Одновитковые секции встречаются редко, только в низковольтных машинах. Чаще применяют многовитковые (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. 3.3 и 3.1, одинаково, то щетки (показанные штриховыми линиями) должны быть подсоединены так, чтобы замыкать пластины коллектора 3 и 2, а также 6 и 7, которые подсоединены к секциям, уложенным в пазы ротора 3 и 7. В этих секциях при положении якоря, как указано на рис. 3.1, не наводится э. д. с. Обмотка, схема построения которой уже приводилась, образует две параллельные ветви (рис. 3.4). В каждой ветви восемь активных проводников и, следовательно, восемь эквивалентных генераторов. Но э. д. с. e_{3B} , e_{3B} , e_{7B} и e_{7B} активных проводников, находящихся в третьем и седьмом пазу, равны нулю.

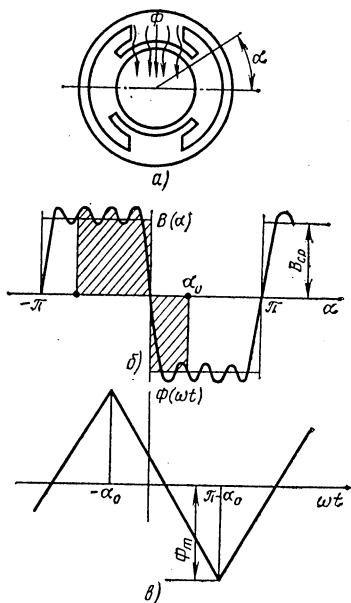


Рис. 3.5

Э. д. с., 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 в сердечнике 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 якром радиальным, т. е. нормальным к активным проводникам каждой секции.

Найдем сначала магнитный поток, пронизывающий одну из секций обмотки якоря, как функцию угла поворота ротора ωt . Секция, выделенная на рис. 3.3, в, вращаясь вместе с якорем против часовой стрелки, перемещается из-под 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 π . При выбранном равномерном распределении индукции магнитный поток полюсов возбуждения

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

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

Вращению ротора соответствует передвижение активных сторон катушки на рис. 3.5, б вдоль оси α вправо. Магнитный поток, пронизывающий витки рассматриваемой секции, определяется площадью, заштрихованной на рис. 3.5, б. Он меняется от Φ_m (при $\omega t = -\alpha_0$) до $-\Phi_m$ (при $\omega t = \pi - \alpha_0$). При изменении ωt от $\pi - \alpha_0$ до $2\pi - \alpha_0$ магнитный поток нарастает от $-\Phi_m$ до Φ_m (рис. 3.5, в). Изменение магнитного потока происходит по линейному закону. Наводимая в секции э. д. с. в течение каждой половины периода постоянна и меняет свой знак при смене полупериода.

Амплитуда э. д. с.

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

где $T = 60/n$ — период вращения якоря; n — число оборотов, совершаемое якорем 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 э. д. с., возникающая на щетках машины,

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

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

Э. д. с., 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,

$$F = I [B l]. \quad (3.4)$$

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 $B_{cp}I_{я}$, а механический момент, возникающий на валу машины,

$$M = \Phi_m I_{я} c_m, \quad (3.5)$$

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

Данный механический момент определяет лишь силы электро-механического взаимодействия магнитного поля статора и токов якоря.

Если машина работает генератором, то приводящий во вращение ее якорь двигатель должен раскрутить машину до частоты вращения n_y , при которой э. д. с., развиваемая в обмотке якоря, превышает напряжение сети U на величину падения напряжения на обмотке якоря и щеточных контактах, т. е.

$$E = U + I_{я} r_{я}. \quad (3.6)$$

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

Если машина работает двигателем, 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 э. д. с., развиваемая в обмотке якоря, оказывается меньше напряжения сети на величину падения напряжения на сопротивлении обмотки и на щеточных контактах:

$$U = E + I_{я} r_{я}. \quad (3.7)$$

С увеличением нагрузки на двигатель ток якоря растет и э. д. с., развиваемая 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 $I_{я}$.

В приведенном рассмотрении не учитывается вторичное магнитное поле, возбуждаемое в машине токами, проходящими по обмотке якоря (реакция якоря). Это вторичное поле отрицательно сказывается на показателях машины. Уменьшается э. д. с., 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 сжимается по направлению вращения якоря, а в двигателе — навстречу ему. Щетки машины из-за реакции якоря оказываются

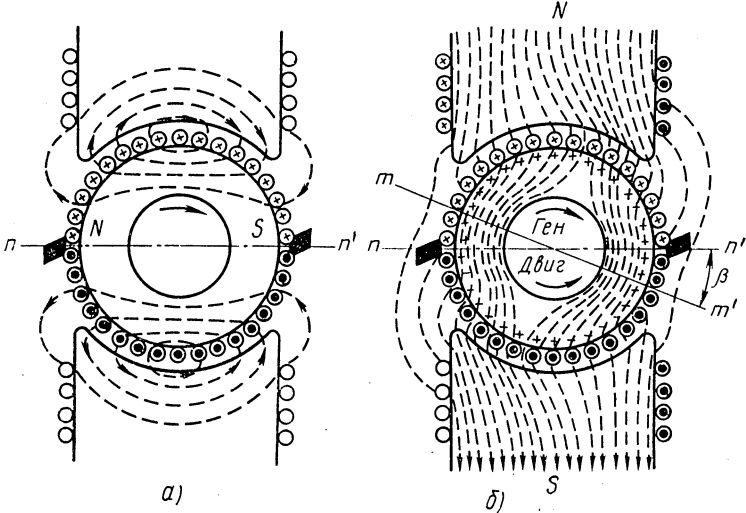


Рис. 3.6

сдвинутыми с электрической нейтральной и в некоторых активных проводниках обмотки якоря развиваются э. д. с., встречные остальным. Поэтому-то и снижается результирующая э. д. с. обмотки якоря и под щетками возникает искрение.

Для уменьшения вторичного магнитного поля машины предусматриваются дополнительные полюса возбуждения. Создаваемый ими магнитный поток направлен встречно вторичному потоку и компенсирует 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 э. д. с., наводимой в якоре машины. В первом случае машина имеет независимое возбуждение (рис. 3.7, а), а во втором —

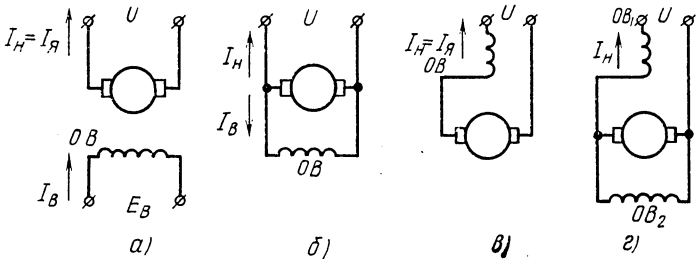


Рис. 3.7

в зависимости от способа подсоединения обмотки к якору либо параллельное (рис. 3.7, б), либо последовательное (рис. 3.7, в) возбуждение. Применяются и машины со смешанным возбуждением (рис. 3.7, г), у которых одна обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря, а другая параллельно 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 скорости 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 весьма пологая (рис. 3.8). Напряжение на ее выходе отличается от индуцируемой в якоре э. д. с. лишь из-за падения напряжения, создаваемого током якоря I_a на относительном малом сопротивлении его обмотки r_0

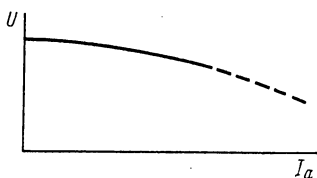


Рис. 3.8

и сопротивлению щеточных контактов $r_{щ}$. В (3.6) и (3.7) принято, что $r_я = r_0 + r_{щ}$.

Если бы э. д. с., индуцируемая в якоре, 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 э. д. с. уменьшается. Из-за этого внешняя характеристика генератора с независимым

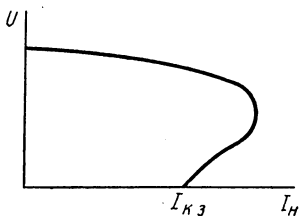


Рис. 3.9

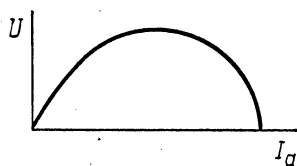


Рис. 3.10

возбуждением нелинейна и ее наклон всегда больше определяемого значением $r_я$.

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 э. д. с. E :

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

где r_b — омическое 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 и это приводит к уменьшению тока возбуждения и э. д. с. 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 мал ($I_b = I_n = 0$), а при больших токах нагрузки вся э. д. с. гасится сопротивлением обмотки возбуждения. Такая внешняя характеристика весьма неудобна для питания обычных нагрузок и поэтому генератор с последовательным возбуждением практически не применяют.

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

Генераторы с независимым возбуждением, создаваемым постоянным магнитом, используют как тахогенераторы, т. е. машины, создающие 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 э. д. с., развиваемая в обмотке якоря, в соответствии с (3.7) оказалась бы равной напряжению сети. Из-за этого двигатель по (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 $r_{я}$ э. д. с. 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 (штриховая линия 1 на рис. 3.11, а). Вместе с тем реакция якоря вызывает снижение э. д. с., наводимой в якоре, при росте тока якоря и пропорционального ему момента на валу. Поэтому частота вращения якоря машины, в которой действует этот фактор, должна расти с увеличением момента нагрузки (штриховая линия 2 на рис. 3.11, а). В реальной машине действуют оба названных фактора и ее механическая характеристика

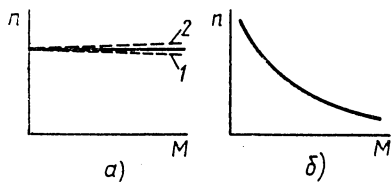


Рис. 3.11

может иметь как небольшой отрицательный, так и небольшой положительный наклон.

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 $I_{я}$ велик и значительная часть напряжения, подведенного к двигателю, падает на сопротивлении обмотки возбуждения. Э. д. с., развиваемая в обмотке якоря, должна уравновешивать разность $U - I_{я}r_{я}$, а для этого в соответствии с (3.3) требуется небольшая частота вращения якоря, так как требуемая э. д. с. невелика, а магнитный поток, определяемый током $I_{я}$, 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 сглаживает нагрузку генератора. При малых нагрузках она 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. Применяют 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 весьма широким спектром. Эти составляющие напряжения и создают помехи радиоприему. Для уменьшения уровня помех каждую из машин 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 направления 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 сердечник трансформатора, набирают из тонких изолированных листов электротехнической стали.

Набор сердечника статора 1 осуществляют из колец, а сердечника ротора 4 — из дисков (рис. 4.1, а, б). В пазы, имеющиеся как на статоре 2, так и на роторе 3, укладывают обмотки. Подшипниковые щиты 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.

Рассмотрим получение многофазных переменных токов на примере трехфазного синхронного генератора (рис. 4.2). Обмотка

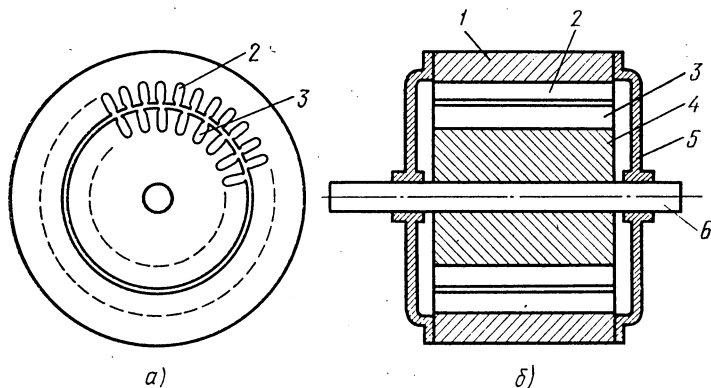


Рис. 4.1

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° 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

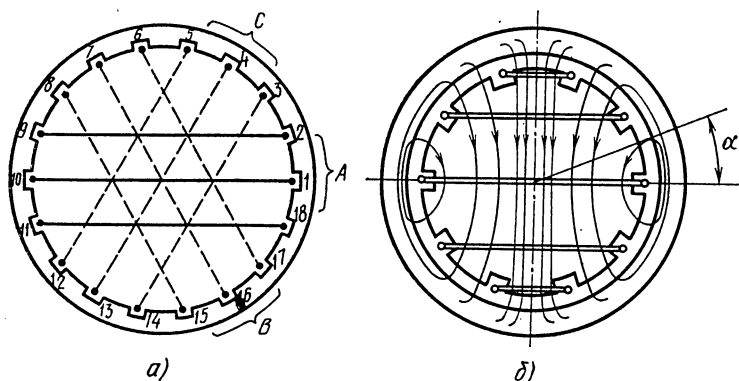


Рис. 4.2

тока через коллектор, состоящий из двух неразрезных колец.

При вращении ротора в активных проводниках обмоток статора, уложенных в пазы, наводятся э.д.с. Лобовые соединения обмоток статора выполняют так, чтобы наводимые в каждом из витков катушек э.д.с. складывались. Для этого витки должны

охватывать ротор. Так, в группе обмоток *A*, состоящей из трех катушек, активные стороны витков первой катушки уложены в пазы 18 и 11, активные стороны второй катушки, расположенной по диаметру, уложены в пазы 1 и 10, а активные стороны третьей катушки — в пазы 2 и 9. Эти три катушки соединяются последовательно. В группах *B* и *C* укладка и соединение 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 э. д. с. Отличаются эти э. д. с. лишь фазами. Поэтому группы обмоток *A*, *B* и *C* называются фазами генератора.

Частота э. д. с. 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 э. д. с. равен времени, затрачиваемому ротором на один оборот. При двух парах полюсов на роторе (крестообразный ротор) частота э. д. с. в два раза больше и т. д.

По виткам обмотки ротора проходит постоянный ток, вызываемый внешней постоянной э. д. с., 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 $\alpha = \pm \pi/2$, а углам $\alpha = 0$ и π соответствует индукция, равная нулю.

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

$$B(\alpha) = B_m \sin \alpha, \quad (4.1)$$

где угол α , определяющий координаты точек окружности, отсчитывают от горизонтальной оси (см. рис. 4.2).

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

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

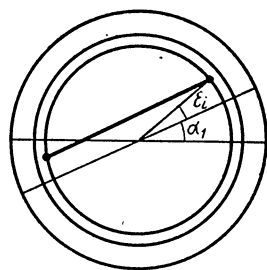


Рис. 4.3

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

$$\Phi_i = lr \int_{\alpha_1 + \epsilon_i}^{\pi + \alpha_1 - \epsilon_i} B(\alpha, \omega t) = \Phi_m \cos \epsilon_i \cos(\alpha_1 - \omega t), \quad (4.3)$$

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

Наводимая э. д. с. в i -й катушке, число витков в которой w ,

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

В фазе обмотки статора разовьется гармоническая э. д. с. с частотой ω , фазовым сдвигом α_i и амплитудой, равной сумме амплитуд э. д. с. в каждой из составляющих ее катушек, т. е.

$$e_1 = w\omega\Phi_m \left(\sum_{i=1}^N \cos \varepsilon_i \right) \sin(\omega t - \alpha_i), \quad (4.5)$$

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

$$e_1 = E_m \sin(\omega t - \alpha_i), \quad (4.6)$$

получим для амплитуды э. д. с.

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

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

Для действующего значения этой гармонической э. д. с. в соответствии с последним выражением найдем

$$E = E_m / \sqrt{2} = (2\pi / \sqrt{2}) w N f k_0 \Phi_m = 4w N k_0 k_\phi f \Phi_m, \quad (4.8)$$

где $k_\phi = 1,11$ — коэффициент формы кривой гармонического напряжения.

Сравнив полученное выражение с (1.11), отметим совпадение результатов, так как оба выражения определяют э. д. с., 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 э. д. с., получаемой в группе катушек, определяется углом α_i , т. е. расположением обмоток на статоре.

В рассматриваемом генераторе группы катушек расположены под углом 120° друг к другу и поэтому в них создадутся э. д. с., отличающиеся по фазе на 120° (рис. 4.4):

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

Эти э. д. с. и создают токи в нагрузке генератора.

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

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

то получим на основе принципа обратимости в воздушном зазоре машины такой же магнитный поток, как и создаваемый вращающимся ротором в генераторе, т. е. магнитный поток, посто-

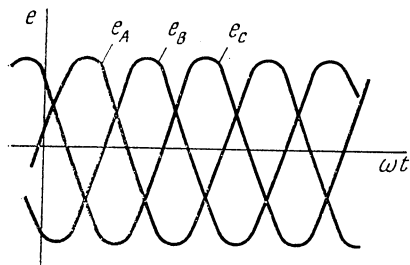


Рис. 4.4

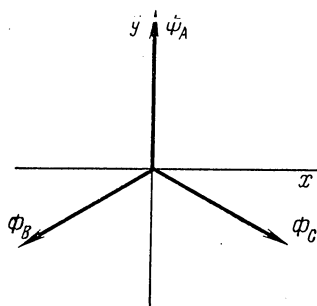


Рис. 4.5

янный по амплитуде и вращающийся со скоростью ω . 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 частотой ω , причем эти пульсации в отсутствие насыщения стали машины происходят по гармоническому закону, определяемому током соответствующей фазы.

Таким образом, для трех магнитных потоков, пульсирующих вдоль осей, смещенных относительно друг друга в пространстве на 120° (рис. 4.5), получим:

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

Для проекции вектора суммарного поля на вертикальную ось получим

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

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 ω против часовой стрелки. При $\omega t=0$ вектор суммарного поля направлен влево по оси x .

Поместив в пространстве между полюсами статора закрепленный на вращающейся оси электромагнит, получим синхронный двигатель. В этом случае электромагнит, ориентируясь по полю статора, вращается с угловой скоростью ω , и с его вала можно снимать некоторую механическую энергию. При частоте тока питающей 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 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) возбуждает в ее витках гармоническую э.д.с., действующее значение которой в соответствии с (4.8)

$$E_2 = 4\omega_p k_\phi f_2 1,5\Phi_m \quad (4.14)$$

Частота наводимой в роторе э.д.с. зависит от скорости вращения ротора. При неподвижном роторе круговая частота ω_2 равна частоте вращения магнитного поля ω . Если же ротор вращается со скоростью ω_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.

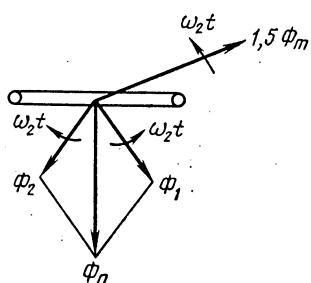


Рис. 4.6

Переменный ток i_2 , вызываемый э.д.с. 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 Φ_1 и Φ_2 (рис. 4.6). Вектор магнитного потока Φ_1 вращается

относительно витков обмотки ротора с угловой скоростью $\omega_2 = \omega - \omega_p$ против часовой стрелки, а вектор Φ_2 с той же угловой скоростью, но по часовой стрелке.

Магнитный поток, определяемый вектором Φ_1 , взаимодействует с неподвижным относительно него первичным магнитным потоком, имеющим амплитуду $1,5\Phi_m$, так 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 Φ_2 , вращается относительно первичного магнитного потока, создаваемого обмотками статора, с частотой $2\omega_2$, и поэтому не создает постоянного вращающего момента.

Следует отметить, что при синхронной частоте вращения ротора $\omega_p = \omega$ частота и, следовательно, амплитуда э. д. с., 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. Оценивают отставание ротора от магнитного поля 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 Φ_1 . При малых скольжениях момент пропорционален самому скольжению, как и э. д. с., наводимая в обмотках ротора. С увеличением скольжения возрастает частота тока в обмотке ротора $\omega_2 = \omega \mp \omega_p = s\omega$ и начинает сказываться индуктивное сопротивление роторных обмоток. Из-за этого амплитуда тока ротора уменьшается и вместе с ней спадают как амплитуда магнитного потока Φ_1 , так и вращающий момент.

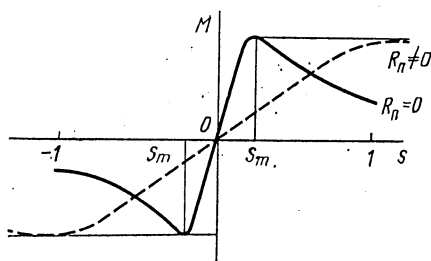


Рис. 4.7

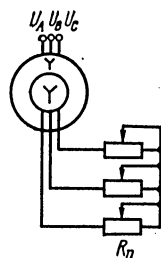


Рис. 4.8

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 скорость ротора, большую скорости вращения первичного магнитного потока, можно лишь в генераторном режиме, когда ротор машины раскручивается первичным двигателем.

Значение пускового момента ($s=1$), меньшее максимального ($s=s_m$), характерно 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_p (рис. 4.8).

После того как двигатель раскрутится, сопротивление резисторов R_p уменьшается, частота вращения двигателя увеличивается и при $R_p=0$ достигает установившейся. В хорошей машине сопротивление обмоток ротора r_p мало, и 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 коротко обмотками ротора, которые удобно выполнять в виде беличьего колеса (рис. 4.9). Активные проводники обмоток замкнуты боковыми кольцами коротко.

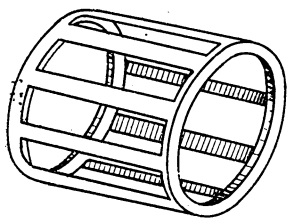


Рис: 4.9

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

§ 4.3. Однофазный асинхронный двигатель

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 схематически изображена одна статорная обмотка и короткозамкнутый ротор. Магнитный поток, вызванный током источника $e_c = E_m \cos \omega t$ и представленный двумя вращающимися векторами Φ_1 и Φ_2 , наводит токи в активных проводниках обмотки ротора (рис. 4.10, б). Векторы Φ_1 и Φ_2 вращаются в разные стороны с частотой ω . Поэтому при неподвижном рото-

ре вращающие моменты, являющиеся результатом взаимодействия токов ротора и потоков Φ_1 и Φ_2 , уравновешивают друг друга. Если же раскрутить ротор против часовой стрелки, то токи, наведенные в нем потоками Φ_1 и Φ_2 , уже не будут равны. Ток, созданный потоком Φ_1 , будет больше, так как он имеет меньшую частоту (ротор вращается вслед за вектором Φ_1) и, следовательно, индуктивное сопротивление обмотки ротора для него меньше.

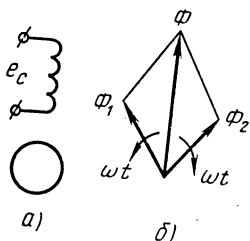


Рис. 4.10

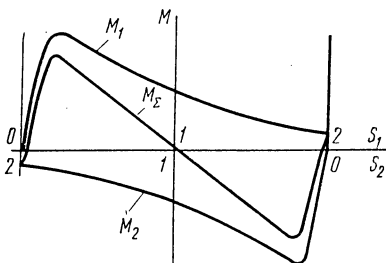


Рис. 4.11

Ток, наведенный потоком Φ_2 , уменьшается, так как ротор вращается навстречу этому потоку. Появившийся разностный момент раскручивает ротор до вращения, близкого к синхронному. При такой скорости частота тока, наводимого потоком Φ_2 , близка к 2ω , индуктивное сопротивление, оказываемое ему обмоткой ротора, большое и угол сдвига этого тока по отношению к э. д. с. ψ близок к 90° . В данном случае тормозящий момент, создаваемый током, наведенным от потока Φ_2 , будет очень мал. Если раскрутить двигатель по часовой стрелке, то момент будет вырабатываться из-за взаимодействия с потоком Φ_2 .

Таким образом, у однофазного асинхронного двигателя пусковой момент равен нулю, а после начальной раскрутки он работает с небольшим скольжением и развивает заметный вращающий момент. Сказанное иллюстрируется рис. 4.11, на котором представлены зависимости от скольжения моментов M_1 и M_2 , создаваемых потоками Φ_1 и Φ_2 .

При неподвижном роторе скольжение по отношению к обоим потокам Φ_1 и Φ_2 равно единице. При достижении синхронной скорости и вращении против часовой стрелки скольжение по отношению к потоку Φ_1 — s_1 станет равным нулю, а скольжение по отношению к потоку Φ_2 — s_2 —двум. При вращении по часовой стрелке увеличивается s_1 и уменьшается s_2 . Кривая результирующего момента $M_E = M_1 + M_2$ на валу двигателя проходит через нуль при $s = s_1 = s_2 = 1$, что и показывает отсутствие пускового момента у такого двигателя.

Чтобы однофазный двигатель самостоятельно запускался и имел лучшие характеристики, применяют дополнительную об-

мотку возбуждения, смещенную пространственно по отношению к основной (рис. 4.12). Ток дополнительной обмотки отличается 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. Конек вектора Φ_m описывает в пространстве эллипс. Но этого достаточно для создания двигателем некоторого пускового момента. Такие двигатели называют конденсаторными.

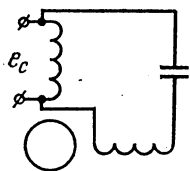


Рис. 4.12

§ 4.4. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы

В устройствах автоматического управления нашли широкое применение асинхронные исполнительные двигатели, отличительной особенностью которых является возможность управления частотой вращения его ротора и малая инерционность. Самыми хорошими 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 относительно друг друга на 90° в пространстве обмотки статора, короткозамкнутый ротор, представляющий собой легкий металлический полый цилиндр.

Одна из обмоток статора называется обмоткой возбуждения, а другая — обмоткой управления. К этим обмоткам подводят напряжения, отличающиеся сдвигом по фазе в 90° . При одинаковых намагничивающих

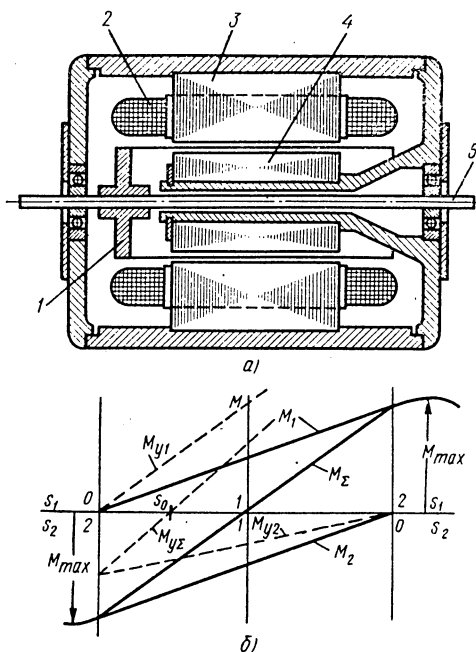


Рис. 4.13

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 сильнее 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 скорость, 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 омическое сопротивление его ротора, чтобы максимальный момент достигался при скольжении s_m , равном 2—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), и 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.

Максимальный момент M_{\max} пропорционален амплитуде соответствующего вращающегося вектора. Если в результате подачи сигнала управления увеличится амплитуда вектора Φ_1 и уменьшится амплитуда вектора Φ_2 , то возрастет момент M_1 и упадет момент M_2 . Эти моменты станут равными M_{y1} и M_{y2} (см. рис. 4.13, б). Суммарный вращающий момент при таком сигнале управления $M_{y\sum}$ равен нулю, если в двигателе установится скорость вращения, соответствующая некоторому скольжению $s_1 = s_0 < 1$.

При скорости ротора, меньшей, чем $(1-s_0)\omega_1$, развиваемый двигателем момент положителен, т. е. ротор вращается с ускорением, а при скорости, 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 скорости вращения, т. е. суммарному моменту, равному нулю, снижается, стремясь к 0.

Изменение фазы тока обмотки управления на 180° приведет к смене направления вращения магнитного поля на противоположное. В соответствии с этим и ротор изменит 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 ватта до нескольких сотен ватт. Частоты их вращения

достигают 30 000 об/мин. Из-за относительно больших омических 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.

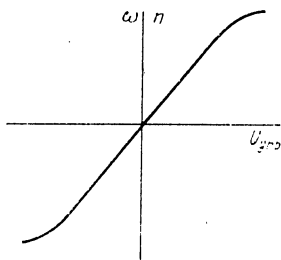


Рис. 4.14

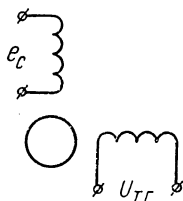


Рис. 4.15

Однако более точное интегрирование, меньшую постоянную времени имеет интегратор с тахогенератором. По своему устройству асинхронный тахогенератор аналогичен исполнительному асинхронному двигателю с полым ротором. Его обмотку возбуждения (рис. 4.15) подключают к сети переменного напряжения, имеющего частоту ω , а со второй обмотки статора снимается напряжение той же частоты, но отличающееся по фазе на 90° и по амплитуде пропорциональное частоте вращения ротора.

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

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

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

где $U_{mг}$ — максимальная амплитуда, получаемая при работе тахогенератора на линейном участке своей характеристики; ω_0 — частота вращения ротора в этом максимальном режиме; ω_p — текущее значение частоты вращения ротора.

Тахогенератор удается выполнить с более линейной и более

стабильной зависимостью амплитуды снимаемой с него э. д. с. от частоты вращения. Используется он для измерения частоты вращения машин и 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 с напряжением

$$u(t) = U_{mb} \sin \omega t. \quad (4.18)$$

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

Определим основные характеристики этой схемы. Напряжение, получающееся на входе усилителя, равно разности входного сигнала и напряжения тахогенератора. Оба они имеют одинаковую фазу и одинаковую частоту, равную частоте тока сети ω . Поэтому на выходе усилителя получаем напряжения

$$u_y(t) = U_{мл}(t) \cos \omega t = k_y [U_{mc}(t) - U_{мг\omega_p}(t)/\omega_0] \cos \omega t. \quad (4.21)$$

Здесь k_y — коэффициент усиления усилителя по напряжению.

Выходное напряжение усилителя подается на обмотку управления двигателя и в соответствии с его регулировочной характе-

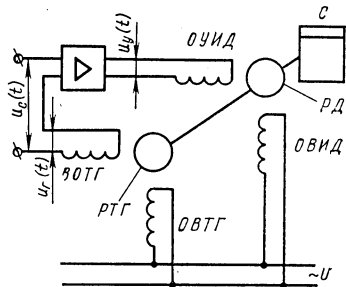


Рис. 4.16

ристикой, имеющей наклон $k_d = \omega_d / U_{mд}$, ротор двигателя будет вращаться со скоростью

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

Амплитуда напряжения, развиваемого тахогенератором, пропорциональна скорости вращения его ротора. Пусть роторы двигателя и тахогенератора соединены непосредственно, тогда $\omega_p(t) = \omega_d(t)$.

Подставив последнее выражение в (4.22), получим уравнение, из которого легко определить скорость 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:

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

Одно из преимуществ, которое получается при введении 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 скорости вращения двигателя (нелинейность характеристики управления).

В схеме с обратной связью практически всегда можно выбрать произведение $k_y k_d k_r \gg 1$.

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

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

Характеристику тахогенератора можно получить более стабильной, чем характеристики двигателя и усилителя. Поэтому 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 $k_y k_d k_r$ по сравнению с единицей. Эта ошибка может быть сделана весьма малой, если выбрать усиление усилителя k_y 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 интегрировать очень медленные изменения амплитуды сигнала и даже неизменяющийся во времени по амплитуде сигнал.

Быстродействие рассмотренного интегратора зависит от инерционности двигателя. Инерционность двигателя заключается в том, что при подаче скачком на его обмотку напряжения управления ротор приобретает соответствующую скорость 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 усилению постоянная времени, определяемая моментом инерции всех вращающихся частей интегратора, уменьшается в $1 + k_y k_d k_r$ 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 ($(1 + k_y k_d k_r) \gg 1$), 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.

§ 4.5. Сельсины

В устройствах автоматического управления блоками радиосистем широкое применение находят специальные синхронные машины для передачи с помощью электрических сигналов угла поворота от одного из механизмов к другому или для обеспечения синхронного поворота этих двух механизмов. Называются такие машины сельсинами.

Сельсин представляет собой асинхронную машину с контактными кольцами, через которые осуществляется включение роторных обмоток. Обычно на роторе выполняется трехфазная обмотка, а на статоре — однофазная с явными полюсами (рис. 4.17).

В системе передачи угла поворота применяют две аналогичные машины, одна из которых является сельсином-датчиком (СД), а вторая сельсином-приемником (СП). Обмотки возбуждения и датчика, и приемника подключают к сети, а обмотку ротора через щетки соединяют проводами друг с другом (см. рис. 4.17).

При одинаковом положении роторов двух сельсинов по отношению к своим статорам в их обмотках наводятся одинаковые э. д. с. и уравнивательные токи в соединительных проводах нет.

Если ротор одного из сельсинов повернуть на некоторый угол θ , то э. д. с., наводимые в его роторных обмотках, изменяются по амплитуде. В соединительных проводах и обмотках двух роторов возникнут уравнивательные токи. Эти токи, взаимодействуя с полем возбуждения, создадут вращающие моменты, стремящиеся повернуть роторы так, чтобы угол рассогласования θ стал равным нулю. Повернется ротор сельсина приемника, преодолевая меньший нагрузочный момент. Так осуществляется передача угла поворота θ от сельсина-датчика к сельсину-приемнику.

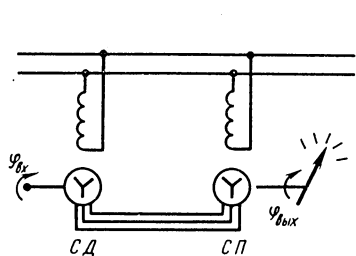


Рис. 4.17

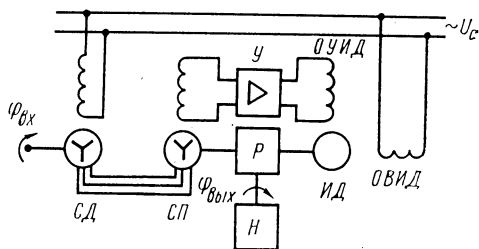


Рис. 4.18

Рассмотренный режим работы сельсинной передачи называется индикаторным, так как применяется только для передачи угла поворота на индикаторную стрелку, установленную на оси сельсина-приемника. Большая нагрузка сельсина-приемника приводит к большим ошибкам в передаче угла. Чтобы передать угол поворота на нагрузку, требующую значительного момента, применяют иное включение сельсина-приемника, называемое трансформаторным.

Обмотка возбуждения сельсина-трансформатора (рис. 4.18) включается на вход усилителя, управляющего исполнительным двигателем. К валу исполнительного двигателя через редуктор подсоединены как нагрузка, так и ротор сельсина-трансформатора.

Если ротор сельсина-трансформатора стоит в положении, согласном с ротором сельсина-датчика, то пульсирующее магнитное поле возбуждения сельсина-датчика наводит токи в его роторных обмотках, а эти токи, протекая по обмоткам ротора сельсина-трансформатора, вызывают в его магнитной цепи появление такого же пульсирующего магнитного поля. Это наводит большую э. д. с. в обмотке возбуждения сельсина-трансформатора.

Если теперь повернуть ротор сельсина-трансформатора на 90° , то создаваемый токами его роторных обмоток магнитный поток будет пульсировать в плоскости витков обмотки статора и наводимая в ней э. д. с. станет равной нулю. Повернув ротор сельси-

на-трансформатора еще на 90° в том же направлении, получим в его обмотке возбуждения опять большую э. д. с., но фаза ее будет отличаться от первоначальной на 180° . Эта особенность системы из двух сельсинов и используется для управления исполнительным двигателем.

В кольцо обратной связи, управляющее вращением двигателя, входят: обмотка возбуждения сельсина-трансформатора, усилитель, обмотка управления исполнительного двигателя, обмотка ротора сельсина-трансформатора. Направление вращения двигателя выбирается таким, что поворот ротора приводит к уменьшению амплитуды напряжения, наведенного в обмотке возбуждения сельсина-трансформатора (обратная связь отрицательная).

В такой системе регулирования получается только одно устойчивое состояние, соответствующее нулевому напряжению на входе усилителя и, следовательно, ротору сельсина-трансформатора, сдвинутому на 90° по отношению к ротору сельсина-датчика. Двигатель, управляемый усилителем, вращает ротор сельсина-трансформатора и нагрузку до тех пор, пока напряжение, снимаемое с ротора и подаваемое на вход усилителя, не станет равным нулю. Это произойдет при угле рассогласования роторов, равном 90° .

Момент, вращающий вал нагрузки, зависит от мощности двигателя и замедления, даваемого редуктором. Так осуществляется передача угла с большим моментом с помощью сельсина-трансформатора.

Глава 5

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ РАДИОУСТРОЙСТВ И СХЕМЫ ИХ ПОСТРОЕНИЯ

§ 5.1. Схемы построения источников питания радиоустройств

Источник питания предназначен для снабжения электрической энергией радиоустройств. Представление о входящих в него устройствах и блоках, их физическом содержании и роли в процессах преобразования энергии дает структурная схема источника (рис. 5.1).

Первым элементом этой схемы является первичный источник электрической энергии (*ПИЭЭ*), или просто первичный источник питания (*ПИП*). Первичный источник — это устройство, в котором вырабатывается электрическая энергия. Он является преобразователем одного из неэлектрических видов энергии (механической, тепловой, химической и др.) в электрическую. Поэтому к нему либо подводят энергию от какого-нибудь неэлектрического генератора, например тепловую, механическую, либо он содержит запас энергии, например химической.

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

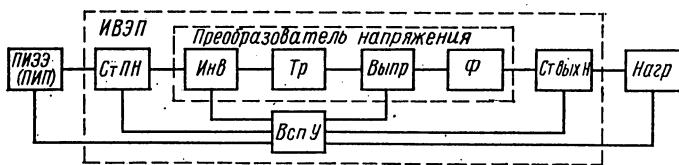


Рис. 5.1

Преобразователями химической энергии являются гальванические элементы и аккумуляторы. В атомных источниках электрической энергии используется энергия распада или синтеза 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 изменения значения, а иногда и формы напряжения первичного источника и тем самым облегчает 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. Если первичный источник генерирует переменный ток, то между ним и инвертором включают дополнительный выпрямитель, не показанный на структурной схеме.

Преобразование постоянного электрического тока в переменный преследует три цели. Первая — применить трансформатор

(Тр) для гальванической развязки выходных звеньев от первичного источника. Вторая — изменить до удобного значения напряжение, подаваемое на последующие звенья. Третья — получить переменное напряжение повышенной частоты для успешной реализации возможности выполнения этого трансформатора с малыми габаритами и массой.

Выпрямитель (*Выпр* на рис. 5.1), являющийся последующим каскадом рассматриваемой структурной схемы, превращает переменное напряжение, полученное на выходе инвертора и повышенное или пониженное трансформатором, 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* на рис. 5.1).

Между фильтром и нагрузкой (*Нагр*) 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 количество других элементов и устройств, которые называют вспомогательными (*ВспУ* на рис. 5.1). 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 так называемый источник вторичного электропитания (*ИВЭП*). Он является преобразователем электрической энергии, получаемой от первичного источника, и обеспечивает ряд ее характеристик и качество (номинал напряжения, род электрического тока, стабильность и др.), необходимые для питания нагрузки (радиоэлектронного устройства).

Малый 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 струк-

турной схеме. В ряде случаев отдельные каскады могут и исключаться. Связь между каскадами 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.

Первичный источник не всегда включают в состав источника питания радиоустройств. Во многих случаях первичным источником является электрическая сеть промышленного предприятия, самолета, корабля и т. д., которая снабжает энергией не только радиоустройства, но и большое число других потребителей энергии. Поэтому ее (сеть) и неудобно включать в состав источника питания.

Стабилизация выходного напряжения может осуществляться стабилизатором первичного напряжения, если управлять его работой с помощью чувствительного элемента, подсоединенного к нагрузке. Такие схемы называют схемами стабилизированных источников с регулированием на входе, а при первичном источнике переменного тока — схемами с регулированием на стороне переменного тока.

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

Ряд каскадов в многоканальных источниках могут быть общими. Разветвление каналов может быть произведено как после первичного источника, так и после стабилизатора первичного напряжения, инвертора и т. д. Отдельные каналы одного источника питания могут содержать различное число каскадов 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 электропитание в различных условиях работы. Переключение первичных источников, постановку части их на подзаряд или резервирование 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.

Примером несколько иной компоновки структурной схемы источника вторичного электропитания является схема с «вольтдобавкой» (рис. 5.2, а). В ней вторичный источник, построенный по рассмотренной ранее схеме, формирует не все напряжение питания, подводимое к нагрузке, а только его часть — «вольтдобавку». Полное выходное напряжение E_0 является суммой напряже-

ний первичного источника E_1 и вторичного вольтдобавочного источника (ВДУ) — E_2 . Регулируя вольтдобавочное напряжение, можно получить выходное напряжение E_0 нужного значения и с необходимой стабильностью.

Преимуществом подобной схемы является то, что ВИП — ВДУ преобразовывает не всю мощность, забираемую нагрузкой от первичного источника, а только часть, и поэтому получается конструктивно проще.

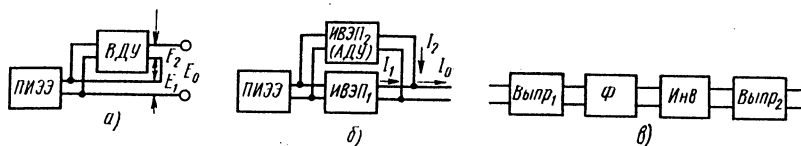


Рис. 5.2

Если нагрузка такова, что ей свойственно время от времени забирать от первичного источника аномально большие по сравнению со средним значением тока, то удобно выполнить ИВЭП по схеме рис. 5.2, б, содержащей помимо основного (ИВЭП₁) дополнительный источник (ИВЭП₂), который можно назвать «ампердобавочным» устройством (АДУ). Кратковременность режима перегрузок аномальными токами позволяет выполнить ИВЭП₂ конструктивно простым.

В приведенных схемах как основные блоки, так и вольт- и ампердобавочные формируются из каскадов, включенных в ИВЭП, показанном 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 к. п. д. и поэтому их стали применять во вторичных источниках, работающих от промышленной сети переменного тока (рис. 5.2, в). Эти источники включают в себя бестрансформаторный выпрямитель сетевого напряжения (Выпр₁), фильтр (Ф), инвертор (Инв) и выпрямитель выходного напряжения инвертора (Выпр₂). Преимущества такого построения заключаются в том, что трансформатор оказывается здесь 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 омическим сопротивлением, поглощающим ту же мощность. Иначе говоря, сопротивление нагрузки R_n заменя-

ющее радиоустройство, потребляющее постоянный ток I_0 при постоянном напряжении U_0 ,

$$R_{\text{н}} = U_0/I_0. \quad (5.1)$$

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 омического сопротивления $R_{\text{н}}$. 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 $U_{\text{он}}$ изменению напряжения на ΔU соответствует прирост потребляемого тока ΔI_0 , не равный приросту тока при линейной нагрузке $R_{\text{н}}$ (линия 2).

Линейную схему замещения реальной нагрузки для небольших изменений напряжения питания можно получить, заменив участок

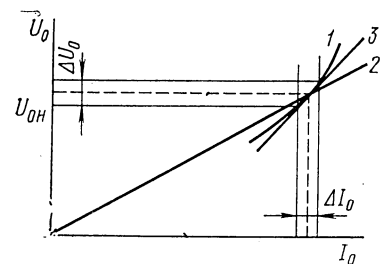


Рис. 5.3

кривой 1 касательной (линия 3). Наклон этой касательной определит дифференциальное сопротивление нагрузки:

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

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

В процессе работы радиоустройства потребляемый им ток колеблется. Быстрые колебания тока с частотой, равной или большей частоты выпрямляемого 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).

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 выражает ту же зависимость, но при более интенсивном освещении, а кривая 3 выражает эту зависимость при нормальных условиях освещения, но батарея работает при более низкой температуре. 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 значения 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 *AB* в одну линию.

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

Нестабильность напряжения, вызванная изменением температуры, качественно оценивается температурным коэффициентом, измеряемым в В/град:

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

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

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

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

Например, для относительного коэффициента нестабильности по входному напряжению получим

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

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 опреде-

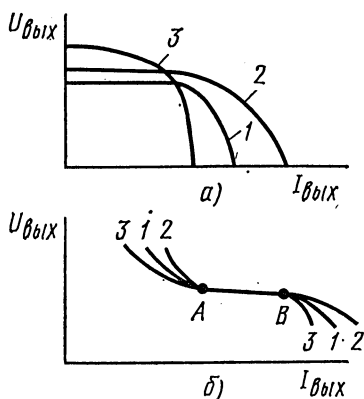


Рис. 5.4

ляется 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 двух элементов: э. д. с. 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, будут соответственно:

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

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

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

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, определяющее вольт-амперную характеристику нагрузки:

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

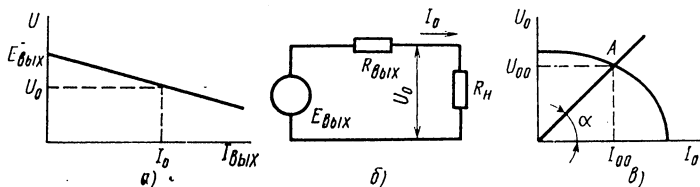


Рис. 5.5

Если нагрузка определяется как линейное сопротивление, то ее характеристика представляется на графике прямой линией с наклоном (угол α), определяемым сопротивлением $R_{\text{н}}$. Точка пересечения A характеристик (рис. 5.5, в) дает совместное решение двух уравнений и, следовательно, определяет установившиеся

выходное напряжение U_{00} и ток I_{00} . Мощность, отдаваемая источником, определяется площадью прямоугольника с вершиной, лежащей в точке A . Произведя несколько последовательных построений для разных значений $R_{н}$, 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 отдаваемого источником тока приводит также к связи между несколькими радиоустройствами, подключенными к этому источнику, или каскадами одного радиоустройства. Эта связь через общий источник питания (общее $R_{вых}$ 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 и приходится применять стабилизаторы напряжения, имеющие очень малое выходное сопротивление, а в каскадах радиоустройства, чувствительных к такому влиянию или являющихся источниками нестабильности, предусматривать фильтры-развязки, изолирующие их от общего источника питания.

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

Связь между двумя устройствами Y_1 и Y_2 (их эквивалентные нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$) определяется емкостью конденсатора C и при существенных значениях $\omega_{н}$ окажется весьма слабой.

До сих пор речь шла лишь об источниках и стабилизаторах напряжения. Источник 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

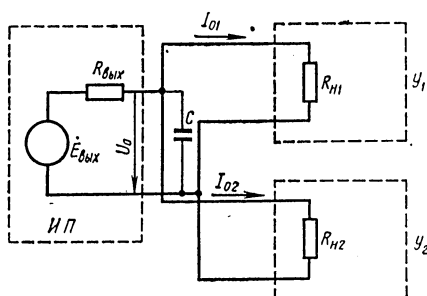


Рис. 5.6

можно больше и в соответствии с этим рабочий участок его внешней характеристики получается почти вертикальным.

Это отличие источника напряжения от источника тока накладывает отпечаток и на показатели соответствующих схем. Для источника напряжения приводились коэффициенты неустойчивости, учитывающие изменение выходного напряжения, а для источника 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 источники и стабилизаторы напряжений встречаются гораздо чаще, чем источники и стабилизаторы тока.

Самой общей и наиболее часто применяемой оценкой качества источника питания являются его удельные массовые и объемные характеристики. Они позволяют сравнивать совершенно различные по принципу работы источники питания по массе и объему, приходящемуся на один ватт мощности, отдаваемой в нагрузку (удельные мощностные характеристики), или один ватт-час энергии, отдаваемой 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, 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 . Эти характеристики определяются отношениями:

$$q_V = Q_n/V, \quad (5.12)$$

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

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

Все удельные характеристики зависят от режима работы источника, запасов, 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 харак-

теристикам 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.

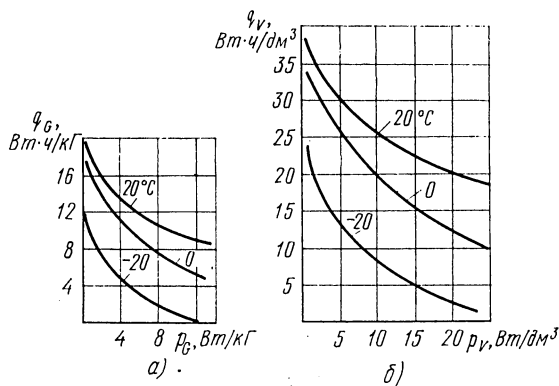


Рис. 5.7

Построенные на рис. 5.7 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.

Глава 6

ВЫПРЯМИТЕЛИ И ФИЛЬТРЫ

§ 6.1. Схема электрического выпрямителя и его показатели

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

Выпрямление в электрическом выпрямителе достигается из-за включения в его состав электрического вентиля. Излом вольт-амперных характеристик вентиля приводит к тому, что он пропускает ток преимущественно в одном направлении (рис. 6.1, а).

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

В качестве вентиля в настоящее время применяют почти исключительно 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 десяти вольт) порог выпрямления кремниевых вентиля составляет заметную часть выходного напряжения и его следует обязательно учитывать при расчетах, выбирая в качестве расчетной модель вентиля с порогом. Для выпрямителей с выходным напряжением более 10 В можно проводить расчет и на основе модели вентиля без порога выпрямления.

Наклон спрямленной характеристики вентиля с потерями определяет внутреннее сопротивление вентиля — r_n .

Значения сопротивлений r_n , применяемых в настоящее время вентилях, составляют от десятков ом (слаботоч-

ные диоды) до долей ома (сильноточные диоды).

Прямой ток вентиля ограничивается его разогревом из-за потерь электрической мощности, пропорциональных падению напряжения на вентиле. При обратном напряжении полупроводниковый 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 предела. 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 к величине, удобной для дальнейшего выпрямления и гальванической развязки нагрузки выпрямителя от сети.

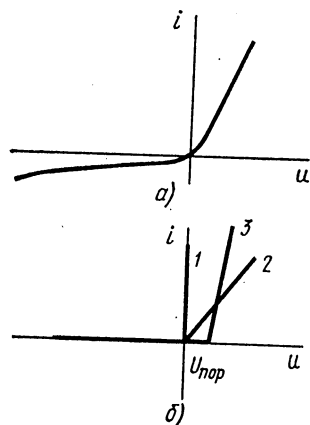


Рис. 6.1

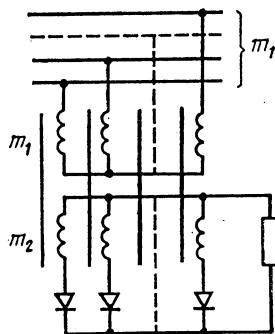


Рис. 6.2

В общем случае у него m_1 обмоток (фаз) в первичной цепи и m фаз во вторичной цепи.

В приведенной схеме как первичные, так и вторичные обмотки соединены в звезду. В подавляющем большинстве схем вторичные обмотки именно так и соединяются. 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) берет от средней точки звезды вторичных обмоток трансформатора. К этим выводам и подключают нагрузку выпрямителя.

Из-за нелинейности характеристик вентилях 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 вызывается 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, запаасающий 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 (запаасаение) 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 индуктивность 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 прихо-

дится усложнять и включать второй реактивный элемент — конденсатор C , как это показано на рис. 6.3, в.

Аналогичный фильтр для дополнительного сглаживания пульсаций (дроссель L и конденсатор C) может подключаться и к выпрямителю с емкостным накопителем, приведенным на рис. 6.3, б. Тогда его схема приобретает вид (рис. 6.3, г).

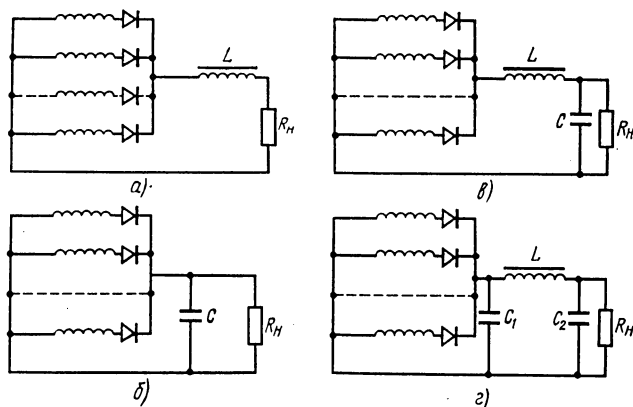


Рис. 6.3

Чем больше число фаз выпрямляемого переменного напряжения, тем чаще и с меньшей амплитудой пульсирует мгновенная мощность переменного тока. Поэтому в многофазном выпрямителе уменьшается как запасаемая в реактивностях фильтра 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 сократить 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 (вентиллях и трансформаторе). Это объясняется тем, что цепи постоянного и переменного токов в электрическом выпрямителе связаны через вентили. Поэтому включение реактивности 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 той реактивностью, которая создает основное сопротивление переменной составляющей выпрямленного тока. Прочие реактивности фильтра не меняют картины процесса, а сказываются лишь на некоторых его количественных характеристиках.

Именно поэтому получаются практически одинаковыми формы

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 приводит лишь к несколько большему постоянству тока разряда конденсатора C_1 . Поэтому относят конденсатор C_1 к выпрямителю, а дроссель L и конденсатор C_2 рассматривают как отдельное фильтрующее звено.

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 индуктивности (рис. 6.3, в);

б) выпрямитель, нагрузка которого начинается с емкости (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). Оно, как говорят, пульсирует. Коэффициентом пульсаций называют отношение пикового напряжения переменной составляющей выпрямленного напряжения E_m к его постоянной составляющей E_0 :

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

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, заключающаяся в том, что он пригоден для получения как высоких, так и малых напряжений и токов; значительный к. п. д. преобразования; относительно небольшие габариты и масса; возможность выпрямлять переменные токи повышенной частоты; отсутствие подвижных частей и, следовательно, быстроизнашивающихся и вибрирующих деталей; отсутствие переключаемых контактов и связанных с переключени-

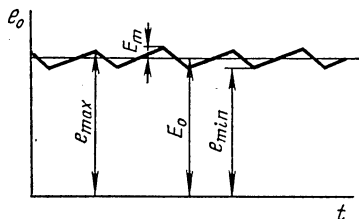


Рис. 6.4

ем искрения и истирания контактов; малый уровень радиопомех; значительный срок службы и высокая надежность; отсутствие при работе шума, выделения газов и дыма; нетребовательность к условиям эксплуатации; относительно низкая стоимость.

Вместе с тем электрическому выпрямителю свойственны и недостатки: чувствительность к изменению значения и формы выпрямляемого напряжения; необходимость в 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 следует определить цель электрического расчета, а затем, следуя этой цели, строить расчетные формулы.

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

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 получаются приемлемыми, то считают, что первый этап проведен успешно и определяют исходные данные для расчета моточных изделий и, проведя их расчет, уточняют показатели режима, полученные на первом этапе. После этого рассчитывают показатели выпрямительного устройства.

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

Таким образом, расчетные формулы используются двояко. На первом этапе проектирования — выборе готовых изделий — как ориентировочные, а на втором этапе — расчете показателей — как проверочные. Ни в том, ни в другом случае от формул не требуется высокой точности. Сначала они используются для прикидки, а затем для оценки запасов по режимам. Поэтому выводиться в последующем будем только те формулы, которые определяют проверяемые показатели режимов, и получать их будем упрощенными, с точностью не хуже 10%, что удовлетворяет целям проверки.

Режим электрических вентилях характеризуют средним прямым выпрямленным током, максимальным значением прямого тока и максимальным значением обратного напряжения. Помимо этих величин для последующего теплого 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.

На определение этих величин и будет направлено рассмотрение процессов в выпрямительных схемах.

§ 6.2. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с индуктивности

Показатели этой схемы (рис. 6.5) 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 всего того интервала, когда мгновенная мощность в сети переменного тока меньше мощности, потребляемой нагрузкой, то ток в дросселе i_0 (выпрямленный ток) непрерывен. В этом случае в выпрямителе всегда открыт какой-нибудь из вентиляей.

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 индуктив-

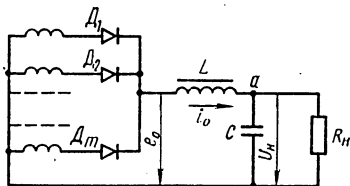


Рис. 6.5

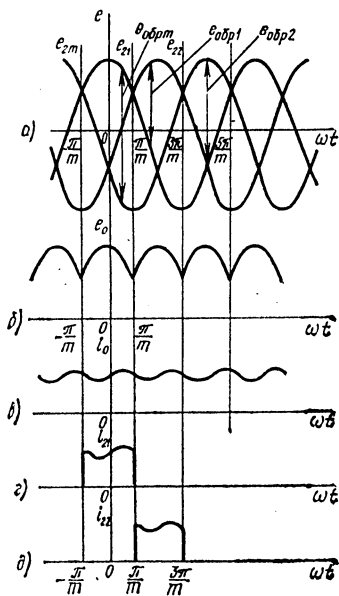


Рис. 6.6

ности 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 омического 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, $a-d$, на котором изображены графики э. д. с., наводимых во всех фазах вторичной обмотки трансформатора, $e_{21} = E_{2m} \cos \omega t, \dots$ $\dots e_{2i} = E_{2m} \cos \left(\omega t - \frac{i-1}{m} 2\pi \right)$ и рассмотрим состояние схемы в момент $t=0$. Этот момент характерен тем, что э. д. с. 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 $e_0 = E_{2m}$. Оно существует на входе фильтра, т. е. на катодах всех вентилях, и больше, чем э. д. с. 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 D_1 целиком.

Такое состояние схемы, когда 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 э. д. с. e_{21} больше каждой из остальных (рис. 6.6, a).

На интервале $\pi/m < t < 3\pi/m$ э. д. с. второй фазы e_{22} становится больше каждой из остальных, вентиль D_1 закрывается, а открывается вентиль D_2 и выпрямленный ток проходит целиком по второй фазе (рис. 6.6, b). Затем в работу включается третья фаза, а вторая закрывается и т. д.

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

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

Выпрямленное напряжение e_0 по форме повторяет огибающую э. д. с. всех фаз (рис. 6.6, b). Таким образом, для выпрямленного напряжения имеем

$$e_0 = e_{2i}$$

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 вентиляй 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.

Поскольку 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 э. д. с. e_{2i} (рис. 6.6, а).

При четном числе фаз выпрямляемого напряжения минимум e_{2i} и максимум e_0 совпадают во времени и для пикового значения обратного напряжения $E_{обр\ m}$ получим

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

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

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

Получим 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 меняется по косинусоидальному закону, то, разложив его в ряд Фурье, получим

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

$$\begin{aligned} \text{и} \quad E_{mk} &= (m/\pi) \int_{-\pi/m}^{\pi/m} E_{2m} \cos \omega t \cos k\omega t d\omega t = \\ &= 2E_{2m} (m/\pi) \sin(\pi/m) / [(km^2) - 1], \end{aligned} \quad (6.7)$$

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, равный 1,11; 0,855 и 0,74 для $m=2$; 3 и 6.

Отсюда для коэффициента пульсаций имеем

$$k_{пк} = 2 / [(km^2) - 1]. \quad (6.8)$$

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

В схеме рис. 6.7, а нелинейная часть выпрямителя заменена источником напряжения уже известных нам формы и значения e_0 , а ток в оставшейся линейной части выпрямителя, содержащей дроссель L , конденсатор C и нагрузку R_H , 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 .

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, который ограничен углами

$-\pi/m$ и π/m , найдем выпрямленный ток i_0 в упрощенной схеме, проинтегрировав падение напряжения на дросселе L :

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

где c — константа, оказывающаяся равной постоянной составляющей выпрямленного тока

$$I_0 = (E_{2m}/R_H) (m/\pi) \sin(\pi/m).$$

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

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

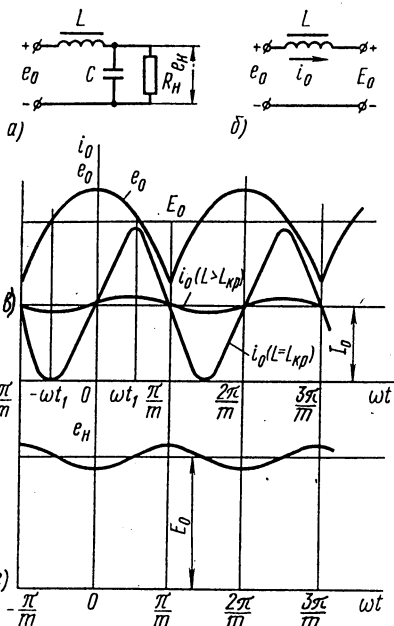


Рис. 6.7

Если индуктивность дросселя равна критической, то минимум тока i_0 равен нулю (см. рис. 6.7, в), а это дает условие для определения $L_{кр}$:

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

Угол ωt_1 является функцией только числа фаз m и поэтому

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

где

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

Значения коэффициента $x(m)$, зависящего только от числа фаз, получаются 0,332; 0,083 и 0,01 для m , равного соответственно 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

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

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

Коэффициент пульсаций выходного напряжения получается на основе (6.18):

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

Функция $\Delta(m)$ для числа фаз $m=2$; 3 и 6 соответственно равна 0,169; 0,284 и 0,00162.

Представим выпрямленный ток, определяемый (6.14) рядом Фурье:

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

где $I_{mk} = \frac{E_{mk}}{km\omega L} = \frac{2E_0}{km\omega L (k^2 m^2 - 1)}$ — 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 сказанному (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, з, д).

Действующее значение тока вентиля подсчитаем по определению

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

При $L \gg L_{кр}$

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

Использование вторичной обмотки трансформатора и вентиля по току (в рассматриваемой схеме ток $I_2 = I_B$ 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 величину, также зависящую только от m :

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

откуда отношение габаритной мощности вторичной обмотки и выпрямленной мощности

$$a_{2тр} = \sqrt{m} B(m). \quad (6.21)$$

Для числа фаз $m=2$; 3 и 6 значения коэффициента $a_{2тр}=1,57$; 1,48 и 1,81.

Следует отметить, что однофазная схема при работе на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, дает очень плохие показатели и не применяется. Критическое значение индуктивности дросселя для нее равно бесконечности и поэтому в этой схеме выпрямления нельзя получить непрерывный выпрямленный ток. Все формулы этого раздела верны только при $m > 1$.

Усложним теперь модель выпрямителя. Учтем внутреннее сопротивление вентиля, взяв идеализированный вентиль с потерями, и сопротивления обмоток трансформатора. Эквивалентная схема выпрямителя в этом случае имеет вид, представленный на рис. 6.8, а, где в каждую из фаз включен идеальный вентиль $ИВ$ (ключ), сопротивление r , равное сумме сопротивлений вентиля r_v и трансформатора $r_{тр}$, и э. д. с. e_{2i} .

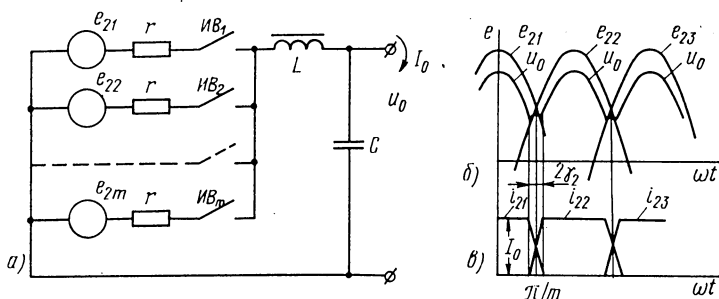


Рис. 6.8

Идеальный вентиль открыт при напряжении на аноде e_{2i} большем напряжения на катоде u_0 , т. е. при $e_{2i} > u_0$, и закрыт при $e_{2i} < u_0$. В этой схеме процесс коммутации токов фаз, т. е. процесс перехода выпрямленного тока с одной из фаз на другую, не мгновенный, а продолжается в течение некоторого промежуточного промежутка времени. Для определения такого промежутка обратимся к рис. 6.8, б, на котором построены графики э. д. с. e_{2i} и выпрямленного напряжения u_0 . При $t=0$, когда открыт вентиль первой фазы, выпрямленное напряжение равно э. д. с. первой фазы за вычетом падения напряжения на сопротивлении r , т. е. $u_0 = e_{21} - i_0 r$. Это напряжение больше э. д. с. любой другой фазы и поэтому все остальные вентили закрыты. Ток i_0 , который при $L \gg L_{кр}$ положим равным I_0 , проходит целиком через вентиль и вторичную обмотку первой фазы трансформатора.

В точке $\omega t_1 = \pi/m - \gamma_r$ (рис. 6.8, б) кривая э. д. с. e_{22} пересекает кривую выпрямленного напряжения u_0 . Следовательно, при $t > t_1$ открывается вентиль второй фазы $ИВ_2$ и по обмотке второй фазы начинает проходить часть выпрямленного тока. Из-за падений напряжения на сопротивлениях r и e_{21} и e_{22} оказываются одновременно большими u_0 . Поэтому отпирание вентиля $ИВ_2$ не

приводит в данном случае к запираанию вентиля IB_1 и в течение некоторого времени они работают параллельно. Запретится вентиль IB_1 в момент, соответствующий углу $\pi/m + \gamma_r$, когда э. д. с. e_{21} станет меньше выпрямленного напряжения.

Угол перекрытия γ_r пропорционален rI_0/E_0 и при $r/R_{II} < 0,1$, что получается практически во всех выпрямительных схемах, не превышает нескольких градусов. Из-за этого зависимостью выпрямленного напряжения от угла γ_r часто пренебрегают и при расчетах выпрямителей с сопротивлениями потерь в фазах учитывают только падение напряжения на этих сопротивлениях r . Иначе говоря, считают что выпрямленное напряжение

$$U_0 = E_0 - I_0 r, \quad (6.22)$$

где E_0 — выпрямленная э. д. с., определяемая соотношением (6.6); r — сопротивление фазы, определяющее выходное сопротивление выпрямителя.

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

Часто в фазах выпрямителя преобладающими оказываются реактивные сопротивления, создаваемые индуктивностями рассеяния трансформатора L_s . Тогда, выбрав в качестве модели схему рис. 6.9, а, не содержащую омических сопротивлений, получим несколько иную картину коммутационных процессов. Падение напряжения на индуктивностях L_s , приводящее к отличию выпрямленного напряжения от выпрямленной э. д. с., появляется только при изменениях токов фаз. Поэтому, пока по фазной обмотке проходит выпрямленный ток I_0 ($L \gg L_{кр}$), выпрямленное напряжение, как и в идеализированной схеме рис. 6.5, равно э. д. с. e_{2i} , т. е.

$$u_0 = e_0 = e_{2i}. \quad (6.23)$$

Такое положение сохраняется до угла $\omega t = (2i - 1)\pi/m$ (рис.

6.9, б). При $\omega t = \pi/m$ в схеме без L_s ток первой фазы i_{21} скачком спадает, а ток i_{22} скачком возникает. В схеме с индуктивностями в цепях вторичных обмоток скачкообразные изменения токов

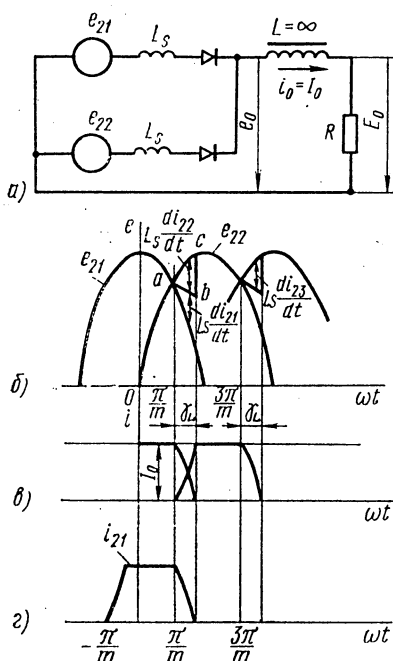


Рис. 6.9

невозможны. Поэтому при $\omega t > \pi/m$ ток i_{21} плавно спадает, а ток i_{22} плавно нарастает (рис. 6.9, в, з). Таким образом, перекрытие первой и второй фаз, вызванное индуктивностями рассеяния трансформатора, начинается при угле π/m и продолжается до угла $\pi/m + \gamma_L$, когда ток i_{21} спадает до нуля, а ток i_{22} нарастает до I_0 . Скорости роста и спада токов i_{21} и i_{22} равны, так как в сумме эти токи всегда дают общий выпрямленный ток $i_0 = I_0$. Аналогично затягивается рост и спадание токов других фаз.

В течение интервала перекрытия фаз выпрямленное напряжение меньше э. д. с. e_{22} на падение напряжения $L_s di_{22}/dt$ и больше э. д. с. e_{21} на $L_s di_{21}/dt$. Поскольку производные токов i_{21} и i_{22} равны между собой по абсолютному значению, выпрямленное напряжение определяется полусуммой э. д. с., перекрывающихся фаз e_{21} и e_{22} , т. е.

$$u_0 = 0,5(e_{21} + e_{22}). \quad (6.24)$$

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 и выпрямленное напряжение равным э. д. с. e_{22} , значение которой оно достигает скачком (рис. 6.9, б).

Угол перекрытия, вызванного индуктивностью рассеяния трансформатора γ_L , тем больше, чем больше выпрямленный ток и индуктивность рассеяния.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения при перекрытии фаз уменьшается на площадь 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, связанной с возникновением скачков и изломов.

При расчетах выпрямителей средней и малой мощности влияние перекрытия фаз учитывают только при подсчетах выпрямленного напряжения и 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 омических 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 дается выражением (6.22):

$$U_0 = E_{0x} - I_0 R_{\text{вых}} = E_0 - E_{\text{пор}} - I_0 (r_b + r_{\text{тр}} + mfL_s + r_{\text{др}}), \quad (6.26)$$

где $E_0 = E_2/B(m)$ — выпрямленная э.д.с.; $r_{\text{тр}}$ — омическое сопротивление обмотки трансформатора; r_b — внутреннее сопротивление вентиля; mfL_s — часть выходного сопротивления, обязанная индуктивности рассеяния трансформатора; $r_{\text{др}}$ — омическое сопротивление обмотки дросселя.

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

При токах нагрузки, меньших некоторого значения определяемой индуктивностью дросселя,

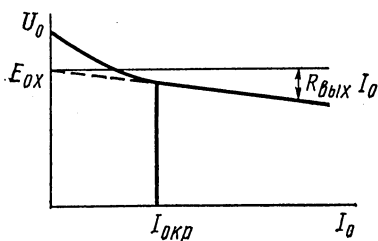


Рис. 6.10

стоящего в схеме, правая часть (6.12) становится больше левой и ток дросселя прерывистым. Выпрямленное напряжение в таком режиме оказывается большим, чем это следует из (6.26), что и отмечено на рис. 6.10. Прямая, представляющая уравнение (6.26), продолжена за область, где $L < L_{\text{кр}}$, штриховой линией.

§ 6.3. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с емкости

Чтобы конденсатор C , шунтирующий нагрузку выпрямителя (рис. 6.11, а), сглаживал пульсации выходного напряжения, его емкость должна быть настолько большой, что при разрядке на сопротивление нагрузки напряжение на конденсаторе спадает медленнее, чем уменьшается э.д.с. заряжавшей его перед этим фазы. Поэтому в некоторый момент напряжение на конденсаторе окажется большим э.д.с. любой из фаз вторичной обмотки трансформатора и все вентили будут закрытыми.

Длительность работы каждой из фаз будет меньше, чем $2\pi/m$. Это является характерным для выпрямителя, нагрузка которого начинается с емкости.

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

При $\omega t = -\theta_1$ спадающее напряжение на конденсаторе сравняется с возрастающей э.д.с. первой фазы e_{21} , вентиль этой фазы

откроется и начнет пропускать ток. Ток вентиля частично идет на подзаряд конденсатора, а частично в нагрузку.

При зарядке конденсатора напряжение на нем растет и при угле θ_2 сравнивается с уменьшающейся э. д. с. первой фазы. Вентиль закрывается и начинается разрядка конденсатора на сопротивление нагрузки, которая продолжается до угла $2\pi/m - \theta_1$.

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

Определим ток вентиля, исходя из эквивалентной схемы открытой фазы (рис. 6.11, б). Разность э. д. с. фазы и выпрямленного напряжения u_0 получается в данной схеме из-за падения напряжения на сопротивлении обмотки трансформатора и вентиля. Следовательно,

$$i_{B1} = (e_{21} - u_0)/r, \quad (6.27)$$

где $r = r_B + r_{TP}$ — сумма сопротивлений трансформатора и вентиля. Таким образом, по форме ток вентиля совпадает с напряжением e_B , равным разности э. д. с. 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) и, подходя к точке а, делится. Часть его i_H течет через нагрузку, а часть i_C через конденсатор. Ток, проходящий в нагрузке, повторяет по форме выпрямленное напряжение (рис. 6.11, ж), а ток, проходящий через конденсатор, можно найти, отняв ток нагрузки от общего выпрямленного тока (рис. 6.11, з).

Напряжение на вентиле первой фазы, равное $e_{B1} = e_{21} - u_0$,

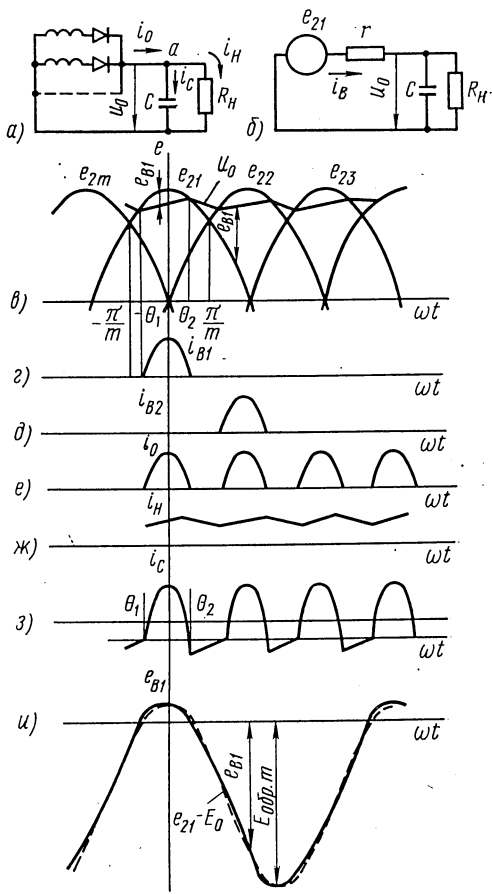


Рис. 6.11

меняется по сложному закону, правда, близкому к косинусоидальному (рис. 6.11, u) и положительно лишь в небольшой части периода ($-\theta_1 < \omega t < \theta_2$). Отрицательное обратное напряжение достигает максимума $\omega t \approx \pi$ и этот максимум, равный

$$E_{\text{обр}m} = |u_0(\pi) + E_{2m}|, \quad (6.28)$$

значительно больше выпрямленного напряжения.

Увеличение сопротивления нагрузки приводит к уменьшению тока нагрузки и замедлению разрядки конденсатора. Поэтому э.д.с. первой фазы сравняется с выпрямленным напряжением несколько позже, т.е. угол θ_1 по абсолютному значению станет меньше (рис. 6.12, a). При зарядке конденсатора в большее сопротивление нагрузки ответвляется меньшая часть тока вентиля и, следовательно, конденсатор зарядится быстрее, а это вызовет уменьшение угла θ_2 . Таким образом, уменьшение тока нагрузки привело к уменьшению углов отсечки тока (рис. 6.12, b), увеличению значения выпрямленного напряжения от u_{01} до u_{02} и уменьшению его пульсаций. При токе нагрузки, равном нулю, конденсатор не разряжается и на нем создается постоянное напряжение $U_{0\text{max}}$, равное амплитуде э.д.с. E_{2m} . Пика обратного напряжения на вентиль получается при этом максимальной и равной

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

Из рассмотренного можно сделать вывод, что внешняя характеристика выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкости, есть ниспадающая кривая (рис. 6.12, b), 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 θ_1 и θ_2 равны.

При уменьшении емкости импульс немного искажается по форме и сдвигается в сторону опережения. Угол отсечки θ_1 становится больше угла θ_2 .

В итоге необходимо отметить следующее:

1. При нагрузке, начинающейся с емкости, выпрямитель работает с отсечкой тока. Импульсы тока вентиля 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 возра-

стает и напряжение на выходном конденсаторе нарастает круче, чем это показано на рис. 6.11, в. В бестрансформаторных выпрямителях сопротивление вентилей и проводов, подводящих энергию к выпрямителю, настолько мало, что напряжение на конденсаторе при зарядке следует за э. д. с. работающей фазы (рис. 6.13, а). Ток вентилей при этом может быть найден как

$$i_b \approx C \frac{du_c}{dt} + I_0 = C \frac{de_{21}}{dt} + I_0 = -\omega CE_m \sin \omega t + I_0, \quad (6.30)$$

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

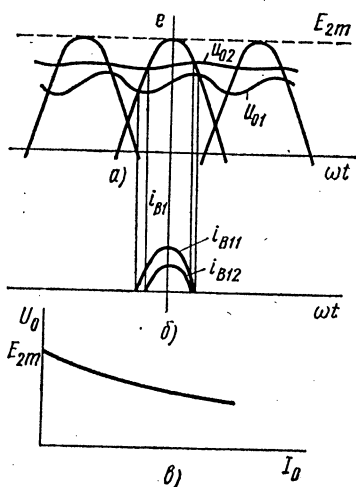


Рис. 6.12

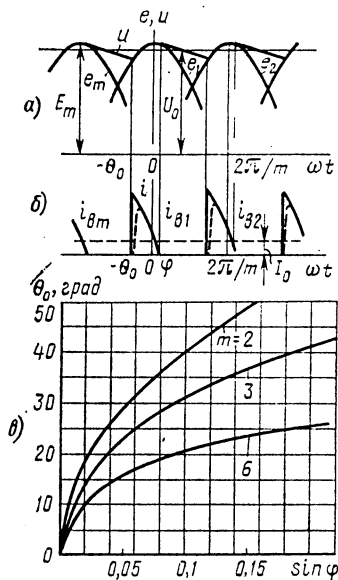


Рис. 6.13

По сравнению с предыдущим 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 вентилей продолжается до угла $\omega t = 0$ (первая фаза). При $\omega t > 0$ ток вентилей 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 φ :

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

При $\omega t > \varphi$ напряжение на конденсаторе падает линейно, так как мы приняли ток нагрузки постоянным. Когда ωt достигает значения $2\pi/m - \theta_0$, спадающее напряжение на конденсаторе

сравнивается с возрастающей э. д. с. второй фазы e_{22} и вслед за этим начинается подзарядка конденсатора током второй фазы. Таким образом, минимальное напряжение на выходном конденсаторе оказывается равным $E_m \cos \theta_0$. Углы φ и θ_0 связаны нелинейной зависимостью (рис. 6. 13, θ). 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.

Важно отметить заметную зависимость выходного напряжения выпрямителя от емкости C выходного конденсатора. При увеличении емкости C спадание напряжения из-за разрядки замедляется и угол открывания вентиля θ_0 становится меньше.

В свете сказанного при расчете выпрямителя пользуются двумя расчетными моделями. Первая хорошо отражает процессы в бестрансформаторном выпрямителе и в нее закладываются малые омическое 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 немногим более вольта, что составляет менее одного процента напряжения сети переменного тока.

Вторая расчетная модель применяется при расчетах трансформаторных выпрямителей, когда ток зарядки выходного конденсатора ограничивается омическим и индуктивным сопротивлениями фазы трансформатора и сопротивлением вентиля.

Поскольку характер процессов выпрямителей определяется не только сопротивлениями зарядной цепи, а и емкостью выходного конденсатора, т.е. постоянной времени заряда, 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

$$r/R > 10 / (m\omega CR)^2 \quad (6.33)$$

емкость выходного конденсатора уже мало влияет на значение выпрямленного напряжения. Следовательно, при выполнении неравенства (6.33) применима вторая модель. При $r/R < 4 / (m\omega CR)^2$ лучшие результаты получаются при применении первой расчетной модели. В промежуточном случае ни одна из названных моделей не является адекватной. В этих случаях либо изменяют емкость выходного конденсатора так, чтобы сделать модель адекватной, либо, не ожидая высокой точности от расчета по полученным данным, выполняют макет и по результатам его испытаний уточняют требования к выбранным элементам выпрямителя.

Проследим за методикой получения расчетных формул на примере бестрансформаторного выпрямителя.

Ток вентиля, определенный по формуле (6.30), удобнее записать несколько иначе:

$$i_{в1} = I_0 (1 - \sin \omega t / \sin \varphi). \quad (6.34)$$

Постоянная составляющая тока всех вентиляей дает ток нагрузки I_0 и, следовательно,

$$I_0 = (m/2\pi) \int_{-\theta_0}^{\varphi} i_{в1} d\omega t = (m/2\pi) \int_{-\theta_0}^{\varphi} I_0 (1 - \sin \omega t / \sin \varphi) d\omega t. \quad (6.35)$$

Сократив ток I_0 и проведя интегрирование в (6.35), получим выражение

$$2\pi/m = \theta_0 + \varphi + (\cos \varphi - \cos \theta_0) / \sin \varphi, \quad (6.36)$$

являющееся трансцендентным уравнением для нахождения угла θ_0 при известном из (6.31) угле φ . Решение этого уравнения для $m=2, 3, 6$ дано графиками рис. 6.13, а. Для углов φ , меньших 0,02 рад, можно для определения угла θ_0 воспользоваться приближенной формулой

$$\theta_0 \approx \sqrt{(4\pi/m) \sin \varphi} - \sin \varphi. \quad (6.37)$$

К выражению (6.36) можно прийти и другим путем, а именно, приравнять напряжение на выходном конденсаторе э. д. с. второй фазы в момент времени, соответствующий углу $(2\pi/m - \theta_0)$ (см. рис. 6.13, а).

Углы θ_0 и φ , определяющие режим работы выпрямителя, связаны однозначной зависимостью (6.36), поэтому при записи последующих расчетных соотношений можно пользоваться как функциями угла φ , так и функциями угла θ_0 . Критерием выбора может служить простота получаемых выражений.

При заданном действующем напряжении фазы сети переменного тока E_c постоянная составляющая выходного напряжения выпрямителя

$$U_0 = E_c \sqrt{2} (1 + \cos \theta_0) / 2 = E_c / B_0, \quad (6.38)$$

где $B_0 = \sqrt{2} (1 + \cos \theta_0)$ — коэффициент, записанный в данном случае как функция угла θ_0 .

Действующее значение тока вентиля, значение которого необходимо для определения разогрева вентиля и выбора сечения проводов сети, подводящих энергию к выпрямителю, получим по определению

$$I_B = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\varphi} i_{в1}^2 d\omega t} = (I_0/m) (m/\sqrt{2\pi}) \times$$

$$\times \sqrt{4\pi/m - \theta_0 - \varphi + [\theta_0 + \varphi + \sin(\theta_0 + \varphi) \cos(\theta_0 - \varphi)] / (2\sin^2 \varphi)} = \\ = (I_0/m) D_0, \quad (6.39)$$

где D_0 — коэффициент, зависящий от числа фаз m и режима работы выпрямителя.

Своего максимального значения ток вентиля достигает в выбранной модели скачком при открывании вентиля, т. е. при угле θ_0 , поэтому

$$I_m = I_0 (1 + \sin \theta_0 / \sin \varphi) = (I_0/m) F_0, \quad (6.40)$$

где $F_0 = m (1 + \sin \theta_0 / \sin \varphi)$ — коэффициент.

При получении выражения для полного коэффициента пульсаций вспомним, что $u_{0 \max} = E_m$, а $u_{0 \min} = E_m \cos \theta_0$, и поэтому

$$k_n = \frac{u_{0 \max} - u_{0 \min}}{u_{0 \max} + u_{0 \min}} = \frac{1 - \cos \theta_0}{1 + \cos \theta_0}. \quad (6.41)$$

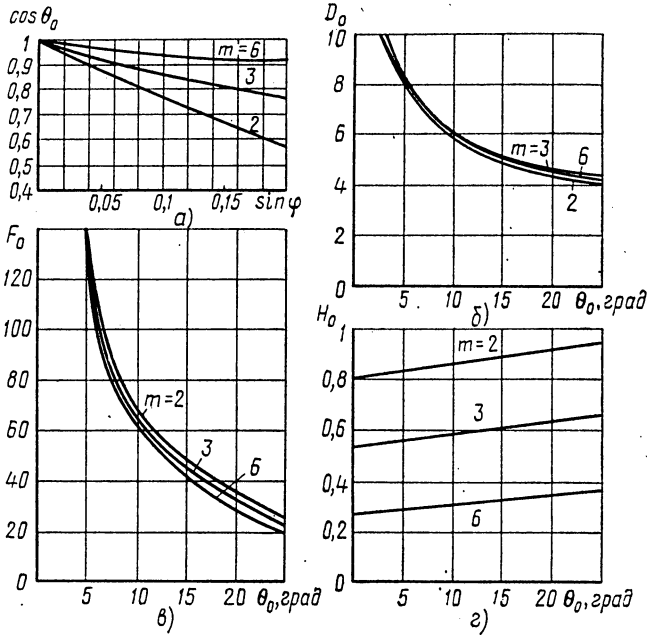


Рис. 6.14

Если представляет интерес не полный коэффициент пульсаций, а пульсации по первой гармонике, то, определив амплитуду этой гармонике выходного напряжения

$$U_{m1} = \frac{m}{2\pi} \left| \int_{-\theta_0}^{2\pi/m - \theta_0} u_0 e^{-jm\omega t} d\omega t \right| \approx \approx 2E_m \frac{1 - \cos \theta_0}{2\pi - m\theta_0} \frac{\sin(m\theta_0/2)}{m\theta_0/2}, \quad (6.42)$$

найдем и значение этого коэффициента

$$k_{н1} = U_{m1}/U_0 \approx \frac{1}{m\pi} \frac{\sin(m\theta_0/2)}{m\theta_0/2} \frac{1}{fCR} = \frac{H_0}{fCR}, \quad (6.43)$$

где H_0 — коэффициент, зависящий от режима работы выпрямителя и от числа фаз, примерно равный $10^6/(m\pi)$, при C выраженной в мкФ.

Полученные выражения удобны для расчета, так как в них определяемые величины U_0 , I_b , I_m находят через соответствующие заданные величины E_m , I_0 и безразмерные коэффициенты, зависящие от режима работы и схемы выпрямления. Удобство пользования такими соотношениями будет показано на примере в конце главы.

Значения коэффициентов D_0 , F_0 даны на графиках рис. 6.14, а—в. На рис. 6.14, г даны значения $k_{н1}$ для $m=2, 3$ и 6.

Условие (6.33) выполняется, если в состав выпрямителя включен трансформатор. Тогда расчет производят на основе другой модели (рис. 6.15, а). Для упрощения расчетных формул ток вентиля определяют приближенно, положив $u_0 = U_0$, т. е. как бы при бесконечно большой емкости конденсатора C . Уравнение для тока вентиля получается следующим:

$$e_{21} - U_0 = r i_{в1} + L_s di_{в1}/dt. \quad (6.44)$$

Импульс тока начинается при $\omega t = -\theta$ и заканчивается при $\omega t = \theta + \psi$ (рис. 6.15, б). Если реактивное сопротивление фазы выпрямителя относительно мало: $x = \omega L_s/r < 1$, то импульс тока получается симметричным. Он начинается при $\omega t = -\theta$ и заканчивается при $\omega t = \theta$ (штриховая линия на рис. 6.15, б).

Интегрировав (6.44) на интервале $2\pi/m$, получим уравнение, определяющее режим работы выпрямителя (угол θ), аналогичное по содержанию (6.36). Его удобно записать в виде

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta = I_0 \pi r / (m U_0). \quad (6.45)$$

Остальные интересующие расчетчика соотношения находят так же, как это было сделано ранее, и им придают вид, аналогичный (6.38), (6.39), (6.40), (6.42), т. е.

$$\begin{aligned} U_0 &= E_2 B(\theta, x), \quad I_b = (I_0/m) D(\theta, x), \\ I_m &= (I_0/m) F(\theta, x), \quad k_{н1} = H(\theta, x, m)/(f r C). \end{aligned} \quad (6.46)$$

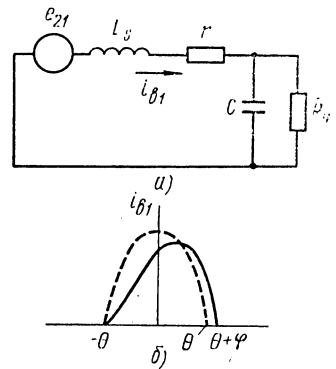


Рис. 6.15

Графики для определения коэффициентов угла отсечки и параметра $xB(\theta, x)$, $D(\theta, x)$, $F(\theta, x)$ и $H(\theta, x, m)$ по известным значениям параметра A приведены на рис. 6.16, а—е.

Поскольку исходным для расчетов является ток вентиля i_B , а он получен приближенно, то необходимо оговорить условия, накладываемые, как ограничения, на значение емкости выходно-

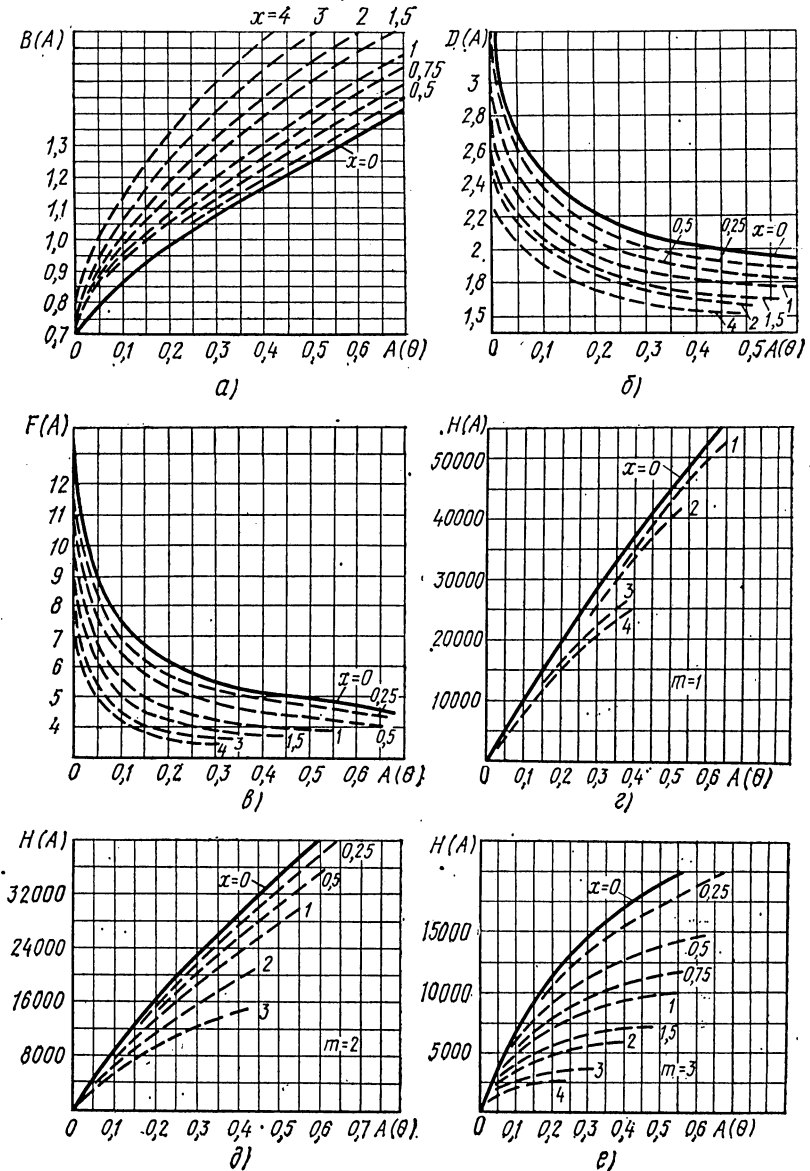


Рис. 6.16

го конденсатора выпрямителя C . Эти ограничения даются одной из формул (6.46), определяющей коэффициент пульсаций выпрямителя. Однако форма его записи такова, что в нее входит сопротивление фазы выпрямителя r , которое на начальном этапе проектирования неизвестно. Поэтому его удобно преобразовать к иной форме. Для двухфазных схем ($m=2$) $H \approx 10^5/(R/r)$, когда C выражена в мкФ, и оно приобретает вид

$$k_n \approx 10^5/(fCR). \quad (6.47)$$

Если считать, что при значении коэффициента пульсаций, меньшем 0,1, форма тока вентиля мало отличается от принятой в модели с $C=\infty$, то для адекватности следует соблюдать условие $C > C_{\min}$, а значения емкости C_{\min} в мкФ:

$$C_{\min} \approx 10^6/(fR). \quad (6.48)$$

Для бестрансформаторного выпрямителя условие получения в двухфазной схеме пульсаций, меньших 0,1, имеет в два раза больший числовой коэффициент.

Отметим еще одну особенность расчета трансформаторного выпрямителя. Она заключается в том, что при расчете низковольтных ($U_0 < 10$ В) выпрямителей следует применить модель вентиля, учитывающую нелинейность прямой ветви его характеристики, т.е. модель с идеальным диодом, порогом выпрямления и сопротивлением потерь (ломаная 2 на рис. 6.1, б).

Соотношения (6.46) получены на основе тока вентиля, определяемого по (6.44), т.е. для модели вентиля без порога выпрямления. Э.д.с. $E_{\text{пор}}$, отражающая порог вентиля в его модели, оказывается всегда включенной согласно с выпрямленным напряжением. Поэтому рассчитанное по первой формуле (6.46) выходное напряжение в основной схеме выпрямления больше реального напряжения на конденсаторе C на $E_{\text{пор}}$.

Если считать значение напряжения U_0 расчетным и равным для основной схемы выпрямления сумме $E_{\text{пор}}$ и заданного постоянного напряжения $U_{0 \text{ зад}}$, которое получается реально на выходном конденсаторе выпрямителя:

$$U_0 = U_{0 \text{ зад}} + E_{\text{пор}}, \quad (6.49)$$

то формулы (6.45) и (6.46) сохранят свою справедливость и для выпрямителя, вентили которого имеют сравнимый с выпрямленным напряжением порог выпрямления.

Полученные соотношения при усреднении коэффициентов, зависящих от режима работы выпрямителя, превращаются в оценочные, которые предназначены для первоначального выбора вентиля и конденсатора выпрямителя. Эти оценки имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} E_2 &= (0,75 \div 1) U_0; I_n \approx (2 \div 3) I_0/m; \\ I_m &\approx (5 \div 10) I_0/m; U_{C \text{ max}} \approx (1,2 \div 1,5) U_0. \end{aligned} \quad (6.50)$$

Большие значения усредненных коэффициентов следует брать для бестрансформаторного выпрямителя.

§ 6.4. Определение токов в обмотках трансформатора выпрямительных схем. Вынужденное подмагничивание

В отличие от задачи нахождения токов в обмотках трансформатора, решаемой в гл. 1 с помощью системы уравнений (1.43), в данном случае нагрузка трансформатора является нелинейной. Однако нелинейность нагрузки была учтена при определении тока, проходящего по вторичным обмоткам. Таким образом, на данном этапе следует по известным токам фаз вторичной обмотки

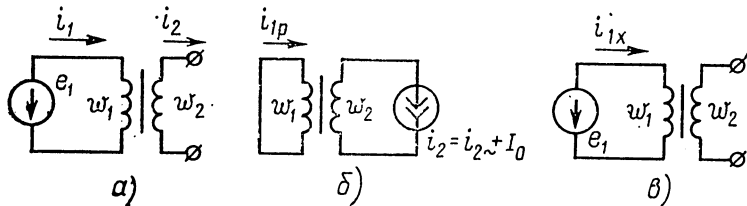


Рис. 6.17

трансформатора i_{2i} определить токи фаз первичной обмотки i_{1i} . При этом можно считать трансформатор примерно 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 положить трансформатор идеальным, т. е. лишенным индуктивностей рассеяния и омических сопротивлений проводов.

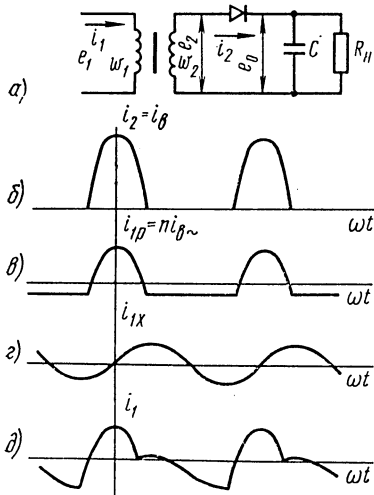


Рис. 6.18

Все сказанное позволяет в данном случае исходить из простой схемы рис. 6.17, а. Принцип наложения позволяет ток i_1 представить как сумму тока i_{1p} , вызываемого источником тока i_2 (рис. 6.17, б), и тока i_{1x} , вызываемого э. д. с. e_1 (рис. 6.17, в):

$$i_1 = i_{1p} + i_{1x}. \quad (6.51)$$

При этом следует иметь в виду, что постоянная составляющая тока i_2 , если она имеется, не создает переменного магнитного поля и не трансформируется в первичную обмотку, т. е.

$$i_{1p} = (\omega_2/\omega_1) (i_2 - I_{02}) = (\omega_2/\omega_1) i_{2\sim}, \quad (6.52)$$

где I_{02} — постоянная составляющая; $i_{2\sim}$ — переменная составляющая тока i_2 .

Так, для однофазного выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкости (рис. 6.18, *a*), ток во вторичной обмотке имеет форму усеченных косинусоидальных импульсов [r велико (рис. 6.18, *b*)]. 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*) дает с хорошим приближением полный ток первичной обмотки.

Для действующего значения тока I_{1p} данной схемы выпрямления согласно определению получим при $n = \omega_2/\omega_1$

$$I_{1p} = n \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2 - I_0)^2 dt} = n \sqrt{T} \times \\ \times \sqrt{\int_0^T i_2^2 dt - 2I_0 \int_0^T i_2 dt + I_0^2 \int_0^T dt}. \quad (6.53)$$

Заменив во втором интеграле i_2 на $i_{2\sim} + I_0$ и представив его как сумму двух подчиненных интегралов, получим для первого из них $\int_0^T i_{2\sim} dt = 0$, как среднее за период от чисто переменного тока и $I_0 T$ от второго. С учетом этого выражение (6.53) приобретает простой вид:

$$I_{1p} = n \sqrt{I_2^2 - I_0^2}. \quad (6.54)$$

Первые гармоники тока i_{1p} и i_{1x} сдвинуты на угол $\pi/2$ и поэтому действующее значение полного тока первичной обмотки

$$I_1 = \sqrt{I_{1p}^2 + I_{1x}^2}. \quad (6.55)$$

М. д. с. от постоянной составляющей тока вторичной обмотки не компенсируется соответствующей м. д. с. от тока первичной обмотки и вызывает значительный постоянный магнитный поток в сердечнике трансформатора. Это явление называют вынужденным намагничиванием трансформатора. Оно приводит к завышению габаритной мощности трансформатора и поэтому является нежелательным.

В рассмотренной однофазной схеме выпрямителя постоянный поток вынужденного подмагничивания замыкается по сердечнику трансформатора и может привести к его насыщению. Для уменьшения этого потока в сердечнике необходимо предусматривать воздушный зазор. Сердечник с воздушным зазором обладает хотя и меньшей эквивалентной магнитной проницаемостью, но поток

вынужденного подмагничивания в нем тоже меньше, и такой трансформатор получается меньшим 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 вто-

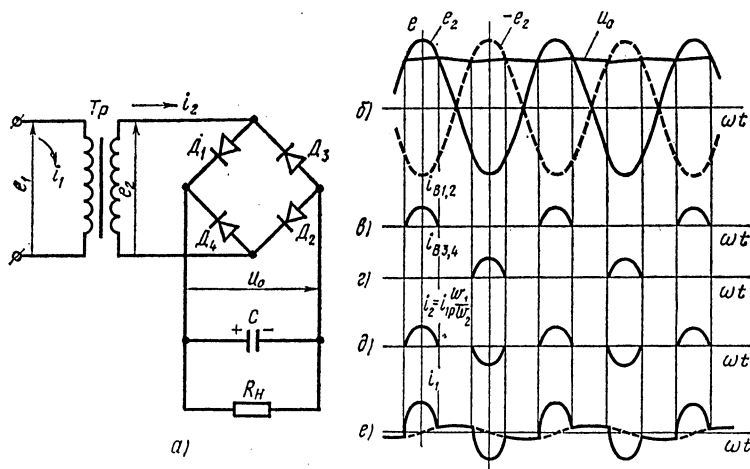


Рис. 6.19

ричной обмотке трансформатора. Подзаряд емкости при одной полярности напряжения происходит через вентили D_1 и D_2 , а при противоположной — через вентили D_3 и D_4 . Наложив на графики э. д. с. e_2 и противофазной ей косинусоиды $-e_2$ график выпрямленного напряжения u_0 (рис. 6.19, б), определим моменты открывания и закрывания вентилях. Токи двух групп вентилях D_1, D_2 (рис. 6.19, в) и D_3, D_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 $i_{B1} = i_{B2}$, т. е. снизу вверх.

Ток вторичной обмотки равен сумме токов двух групп вентилях 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:

$$i_{1p} = ni_2 \text{ и } I_{1p} = nI_2. \quad (6.56)$$

Сложив ток i_{1p} с током холостого хода, получим полную форму 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.

Действующее значение тока вторичной обмотки определим, исходя из известного значения тока вентилля:

$$I_B = (I_0/m) D(A) = \sqrt{(1/2\pi) \int_{-\theta}^{\theta} i_B^2 d\omega t} \quad (6.57)$$

что дает для тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{(1/2\pi) \int_{-\theta}^{\theta} i_{B1}^2 d\omega t + (1/2\pi) \int_{\pi-\theta}^{\pi+\theta} i_{B3}^2 d\omega t} = \sqrt{2} I_B \quad (6.58)$$

Относительно простые рассуждения, позволяющие определить токи в первичных обмотках однофазной и мостовой схем, в применении к многофазным схемам сохраняют силу, если эти схемы симметричны. При одинаковой нагрузке каждой из фаз трехфазного трансформатора его фазовые стержни со своими обмотками могут рассматриваться как три независимых однофазных трансформатора (рис. 6.20, б).

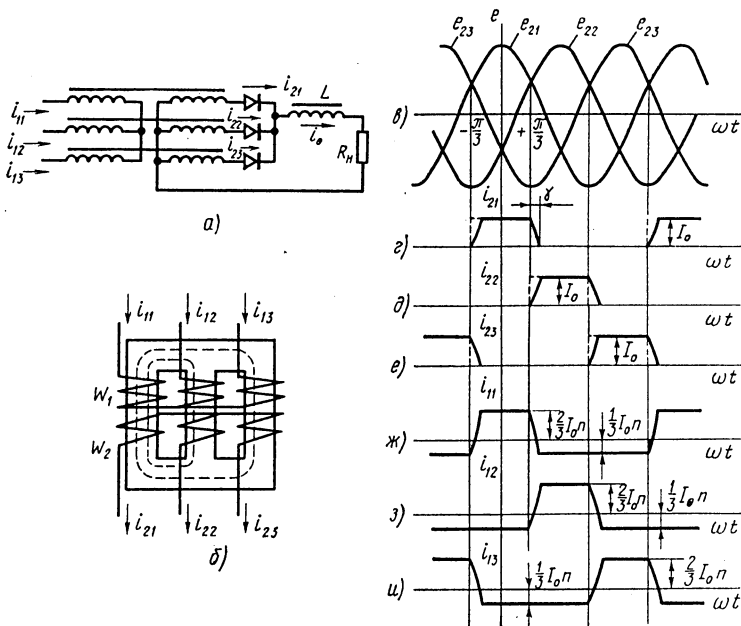


Рис. 6.20

Таким образом, для трехфазного выпрямителя с нагрузкой, начинающейся с индуктивности (рис. 6.20, а), на основе известных токов i_{21} , i_{22} и i_{23} (рис. 6.20, г, д, е) получим токи первичных обмоток (рис. 6.20, ж, з, и).

Токи первичных обмоток повторяют по форме токи вторичных обмоток соответствующих фаз, но не имеют постоянных составляющих.

Следовательно,

$$i_{1i} = n (i_{2i} - I_0/3). \quad (6.59)$$

Здесь учтено, что выпрямленный ток I_0 распределяется поровну между фазами вторичной обмотки.

Для действующего значения тока первичной обмотки рассматриваемой схемы выпрямителя, предположив угол перекрытия фаз и ток холостого хода равными нулю, получим

$$I_1 = n \sqrt{(1/2\pi) \int_{-\pi/3}^{\pi/3} (2I_0/3)^2 d\omega t + (1/2\pi) \int_{\pi/3}^{5\pi/3} (-I_0/3)^2 d\omega t} = 0,47 I_0 n. \quad (6.60)$$

Постоянная составляющая тока каждой из фаз создает постоянную нескомпенсированную токами первичных обмоток намагничивающую силу, и, следовательно, на трансформатор действует вынужденное подмагничивание.

Однако действие этого подмагничивания несколько иное, чем в однофазной схеме. В трехфазной схеме постоянные составляющие намагничивающих сил на каждом фазовом стержне направлены в одну сторону. Поэтому трехфазный трансформатор при работе выпрямителя превращается в три параллельно соединенных электромагнита. Магнитный поток вынужденного подмагничивания замыкается через воздух вокруг трансформатора. Магнитное сопротивление воздушного промежутка очень велико и даже при больших ампер-витках поток вынужденного подмагничивания получается настолько малым, что с ним можно не считаться.

§ 6.5. Схемы выпрямителей

Принято классифицировать схемы выпрямителей по числу выпрямленных фаз переменного напряжения. Различают одно-, двух-, трех- и шестифазные схемы. Выпрямители с большим числом фаз встречаются редко.

Число выпрямленных фаз совпадает с числом вторичных обмоток и числом вентилях только в простых схемах выпрямителей, построенных по основному принципу, рассмотренному в начале настоящей главы. Эти схемы при $m > 3$ характеризуются плохим использованием трансформатора и его сложностью.

Для лучшего использования трансформатора прибегают к комбинированному включению его обмоток, т.е. построению многофазной схемы с уменьшенным числом вторичных обмоток. Уже была рассмотрена мостовая схема выпрямителя, которая, будучи двухфазной, построена на одной вторичной обмотке трансформатора. В некоторых схемах выпрямителей вентили подключают ко вторичным обмоткам трансформатора таким образом, 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 самых хороших 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. Параллельное включение вентиля принимать при этом во внимание не следует.

В основных схемах выпрямителей, рассмотренных в предыдущих разделах, постоянная составляющая тока вентиля определялась делением тока нагрузки на число фаз:

$$I_{0в} = I_0/m. \quad (6.61)$$

По этому соотношению можно определять фазность выпрямителя в сложных схемах. В характеристике выпрямительной схемы нужно указывать число фаз, число вентиляей, число вторичных обмоток трансформатора и частоту первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения. В основной схеме выпрямителя число фаз, число вторичных обмоток и число вентиляей совпадают и равны 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 низкой их основной частоте. Помимо этого, однофазные, как и двухфазные, схемы создают несимметричную нагрузку на трехфазную сеть.

Однако простота однофазных схем заставляет отдавать им предпочтение перед многофазными в ряде случаев, в особенности для получения высоких напряжений при малых токах нагрузки. Более часто из однофазных схем применяют основную схему, схему удвоения и схемы умножения напряжения.

Все они работают только на нагрузку, начинающуюся с емкости.

Формы и значения токов в обмотках трансформатора, напряжение на нагрузке основной однофазной схемы выпрямления были рассчитаны раньше. Остальные показатели этой схемы при-

ведены в табл. 6.1 как функции расчетных параметров $B(A, x)$ и $D(A, x)$. Оценочные соотношения для основной схемы получаются следующими:

$$E_2 \approx U_0, I_2 \approx 2,5I_0, I_m \approx 7I_0,$$

$$E_{\text{обрт}} \approx 2,65U_0, VA_{\text{тр}} \approx 2,2P_0. \quad (6.62)$$

Недостатками однофазной схемы выпрямления являются значительные переменные составляющие токов обмоток трансформатора по сравнению с током нагрузки, наличие вынужденного подмагничивания, малая частота пульсаций и большое их значение, существенное выходное сопротивление выпрямителя.

Схема удвоения напряжения (рис. 6.21, а) представляет собой два однофазных выпрямителя, построенных на одной вторичной обмотке трансформатора. На нагрузке складываются их выпрямленные напряжения.

Относительно точки a (средней точки ветви, содержащей конденсаторы C_1 и C_2) верхний и нижний выпрямители создают одинаковые постоянные напряжения U_{01} и U_{02} , но противоположной полярности. Получается это потому, что верхний вентиль подсоединен ко вторичной обмотке своим анодом, а нижний — катодом.

Общее выходное напряжение, снимаемое с двух конденсаторов, равно их сумме:

$$U_0 = U_{01} + U_{02} = 2U_{01}. \quad (6.63)$$

Каждый из выпрямителей отдает в свою нагрузку ток I_0 . Расчет коэффициента A

проводят для каждого из входящих в схему простых выпрямителей:

$$A = \pi r I_0 / U_{01} = 2\pi r I_0 / U_0. \quad (6.64)$$

По проводу, соединяющему точки a и b , проходят два одинаковых постоянных тока, причем в разные стороны. Суммарный ток получается равным нулю и 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

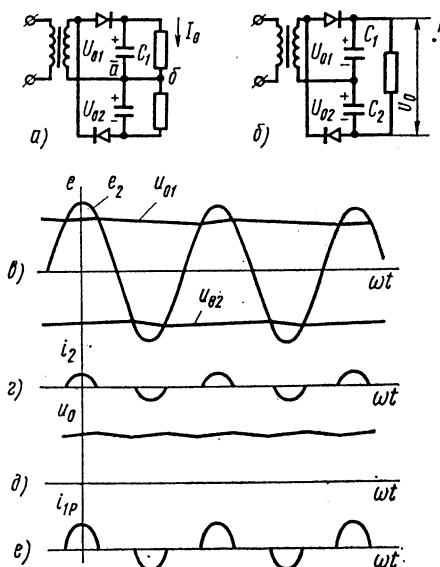


Рис. 6.21

кривую э. д. с. 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 вентиляей (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, е) повторяет по форме ток первичной обмотки.

Выпрямленное напряжение равно сумме напряжений u_{01} и u_{02} (рис. 6.21, д). Помимо удвоения постоянной составляющей при сложении компенсируются 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

$$I_2 \approx 3,5I_0; I_m \approx 7I_0; E_2 \approx 0,5U_0;$$

$$E_{\text{обрм}} \approx 1,4U_0; VA_{\text{ср}} \approx 1,6P_0. \quad (6.65)$$

По ним видно, что преимуществами схемы являются: повышенное напряжение на выходе, хорошее использование трансформатора, малое обратное напряжение на вентиле. 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 и с корпусом устройства. Однако пульсации на ее выходе имеют основную частоту, равную частоте сети.

Напряжение на вентиле D_1 (обратное напряжение), равное сумме напряжений на конденсаторе C_1 и вторичной обмотке трансформатора (рис. 6.22, б, в), имеет пиковое значение $\sim 2E_{2m}$. Добавив еще одну выпрямительную ячейку (вентиль D_2 , конденсатор C_2), получим при малом угле отсечки выпрямленное напряжение, почти равное удвоенной амплитуде $2E_{2m}$. Таким образом, в этой схеме достигается удвоение напряжения.

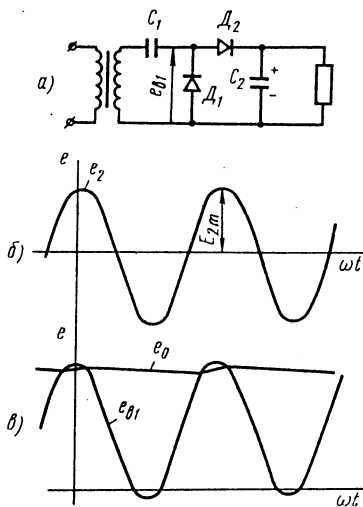


Рис. 6.22

Продолжив логически данный принцип, можно построить схемы утроения, учетверения (рис. 6.23, а, 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.

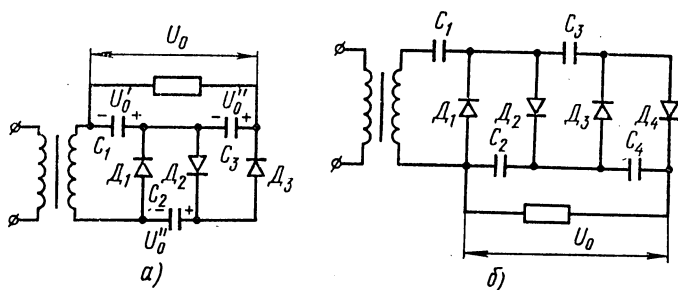


Рис. 6.23

Число вентилях и конденсаторов в схемах умножения оказывается равным коэффициенту умножения. Опуская подробности построения расчетных формул для схем умножения напряжения, приведем только формулу для расчета параметра A . Так, для схемы умножения в p раз сопротивление фазы выпрямителя следует определять по формуле

$$r = 0,5pr_{\text{тр}} + r_{\text{н}}, \quad (6.66)$$

а параметр A по соотношению

$$A(\theta) = \pi rp/R_{\text{н}}. \quad (6.67)$$

Остальные расчетные формулы можно найти в табл. 6.1.

Для расчета коэффициента пульсаций удобно пользоваться следующим выражением:

$$k_{\text{н}} = (p + 2) p / (16fR_{\text{н}}C), \quad (6.68)$$

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 к. п. д. применяют их лишь при малых токах.

§ 6.7. Двухфазные схемы выпрямителей

Двухфазные схемы выпрямителей по сравнению с однофазными дают более высокую частоту пульсаций при меньшем их значении. Поэтому хорошая фильтрация выпрямленного напряжения в них достигается значительно проще. Этим и объясняется широ-

кое применение двухфазных схем. Из них наиболее популярны основная и мостовая схемы.

Основная схема (рис. 6.24, а, б) построена по принципу, изложенному в начале главы. Две фазы во вторичной обмотке трансформатора получаются благодаря выводу ее средней точки. Иногда такой трансформатор называют дифференциальным. При работе на нагрузку, начинающуюся с емкости, выпрямлен-

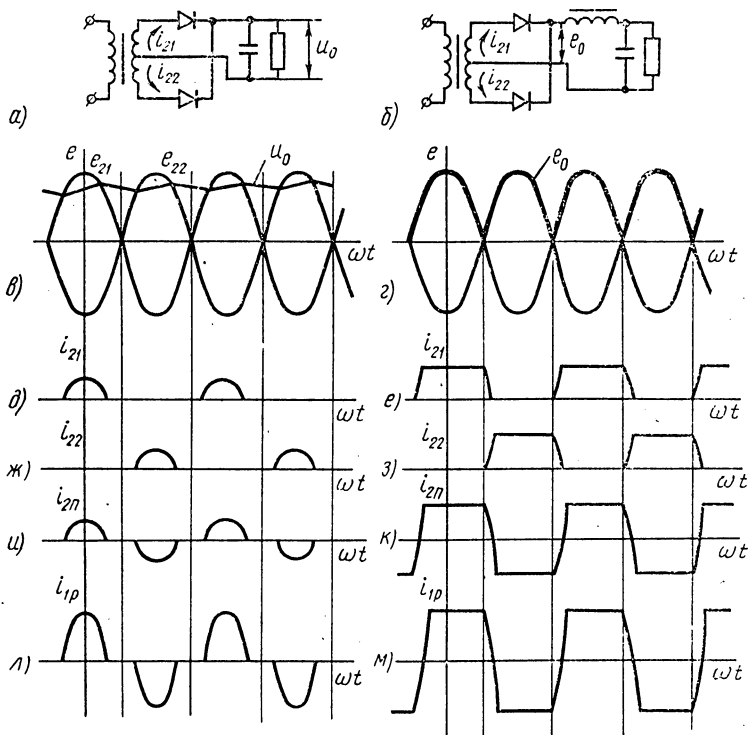


Рис. 6.24

ное напряжение получается пилообразной формы, а токи фаз имеют вид почти косинусоидальных импульсов (рис. 6.24, в, д, ж).

Общий ток двух вторичных обмоток

$$i_{2n} = i_{21} - i_{22} \quad (6.69)$$

не содержит постоянной составляющей (рис. 6.24, в), поэтому ток первичной обмотки совпадает с ним по форме, а по амплитуде больше его в коэффициент трансформации раз (рис. 6.24, л):

$$i_{1p} = n (i_{21} - i_{22}). \quad (6.70)$$

Поскольку импульсы токов i_{21} и i_{22} во времени не перекрываются, то действующее значение тока первичной обмотки

$$I_{1p} = n \sqrt{2} I_n. \quad (6.71)$$

Габаритная мощность трансформатора для рассматриваемой схемы

$$VA_{\text{тр}} = 0,5 [V \sqrt{2} n I_B E_2 / n + 2 I_B E_2] = 1,7 I_B E_2 \approx 2 P_0. \quad (6.72)$$

Отсюда для этой схемы $a_{\text{тр}} \approx 2$. Использование трансформатора в двухфазной схеме лучше, чем в однофазной, но не на много. Амплитуда обратного напряжения на вентиле, как и в однофазной схеме, равна удвоенной амплитуде E_{2m} .

При работе на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, выпрямленное напряжение имеет форму огибающей положительных значений э.д.с. фаз

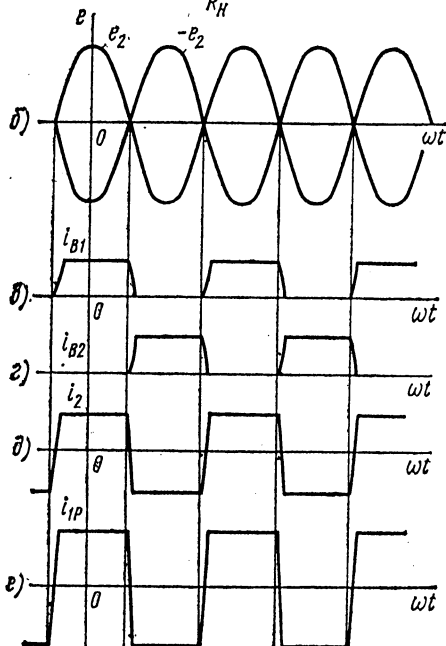
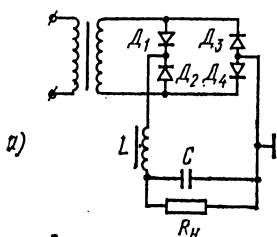


Рис. 6.25

ных значений э.д.с. фаз (рис. 6.24, з). Токи фаз по форме близки к прямоугольникам (рис. 6.24, е, з). Общий ток вторичных обмоток $i_{2п}$ получается в виде 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

$$I_1 = n \sqrt{2} I_B = n I_0, \quad (6.73)$$

а габаритная мощность трансформатора

$$VA_{\text{тр}} = 0,5 (I_1 E_1 + 2 I_B E_2) = 1,2 I_0 E_2 = 1,34 P_0, \quad (6.74)$$

что дает $a_{\text{тр}} = 1,34$.

Использование трансформатора в схеме, работающей на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, значительно лучше, чем в схеме с нагрузкой, начинающейся с емкости. Объясняется это тем, что индуктивность, обладающая большим сопротивлением переменным составляющим тока, в процессе работы выпрямителя вклю-

чается последовательно на определенную часть периода в цепь каждой фазы. Поэтому и переменные составляющие токов фазы относительно невелики.

Главный недостаток основных двухфазных схем состоит в том, что необходимо симметризовать вторичные обмотки трансформа-

тора. При их асимметрии в выпрямленном напряжении возникает составляющая пульсаций с частотой выпрямляемой сети и двухфазная схема лишается своего основного преимущества — повышенной частоты пульсаций.

Мостовая схема (рис. 6.25, *a* и 6.19, *a*) строится на одной вторичной обмотке трансформатора. Токи обмоток трансформатора при работе выпрямителя на нагрузку, начинающуюся с емкости, были определены раньше [см. (6.56) и (6.58)]. Все необходимые расчетные соотношения помещены в табл. 6.1. Поэтому ограничимся лишь перечислением преимуществ такой схемы. К ним можно отнести относительно малое обратное напряжение на вентиль, хорошее использование трансформатора.

При работе на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, выпрямленное напряжение и токи вентиля, как и в основной схеме, имеют форму, показанную на рис. 6.25, *б—e*. Расчетные соотношения для такой схемы приведены в табл. 6.2. Очень хорошее использование трансформатора ($a_{\text{тр}}=1,11$) является существенным преимуществом рассматриваемой схемы.

Помимо отмеченных преимуществами мостовых схем являются простой двухобмоточный трансформатор и отсутствие вынужденного подмагничивания.

К недостаткам мостовых схем относятся: снижение выпрямленного напряжения и увеличение выходного сопротивления из-за последовательного соединения вентиля, а также возникновение постоянного потенциала, равного половине выпрямленного, на вторичной обмотке трансформатора.

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:

$$U_0 = U_{\text{озад}} + 2E_{\text{пор}} \quad (6.75)$$

Из-за этого возрастает и сопротивление фазы выпрямителя: $r = r_{\text{тр}} + 2r_{\text{в}}$ против $r_{\text{тр}} + r_{\text{в}}$ у основной схемы. Рост сопротивления фазы приводит к росту угла отсечки и выходного сопротивления выпрямителя.

Порог выпрямления у кремниевых вентилях достигает 0,7 В и в низковольтных выпрямителях такое увеличение расчетного напряжения существенно. Поэтому при выпрямлении напряжений, меньших 5—7 В, часто применяют не мостовую схему, а основную. 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), но относительно сложный трансформатор. Применяют их при средних и больших ($P_0 > 1$ кВт) мощностях и невысоких требованиях к пульсациям. При высоких тре-

Расчетные показатели выпрямительных схем, нагрузка которых начинается с емкости

Схема	Число фаз m	Число пентодов m_p	Число вторичных обмоток m_2	$\frac{E_{обр} m}{U_0}$	$a_E = E_{эл} U_0$	$a_1 / m_2 = I_2 / I_0$	I_{11} / I_2	$m I_m / I_0$	$a_{ТР} = \frac{V_{A_{ТР}}}{P_0}$	$f_{нл} / f$
Основная однофазная	1	1	1	2,65	$B(A, x)$	$D(A, x)$	$n\sqrt{1 - I_0/I_2^2}$	$F(A, x)$	2,25	1
Удвоенная	1	2	1	1,33	$0,5B(A, x)$	$\sqrt{2}D(A, x)$	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	$0,578B(A, x)$	$D(A, x)/3$	n	$0,5F(A, x)$	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 $2(r_{ТР} + r_B)$, для мостовой — $(r_{ТР} + 2r_B)$, а для всех остальных схем — $r_{ТР} + r_B$.

Таблица 6.2

Расчетные соотношения для выпрямительных схем, нагрузка которых начинается с индуктивности

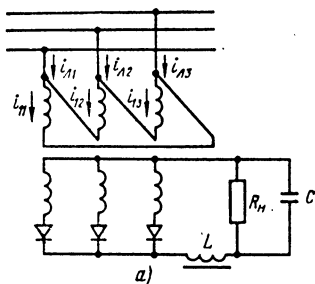
Схема	Векторная диаграмма	Число фаз m	Число вентилей m_n	Число вторичных обмоток m_2	$uE = E_2/E_0$	$E_{\text{обр}}/E_0$	$D(m) = \frac{m}{n}$	$\frac{a}{l} = I_2/I_0$	I_2/I_0	I_2/I_0	$a_{\text{тр}} VA_{\text{тр}}/P_0$	$f_{\text{нл}}/f$	$k_{\text{нл}}$
Основная двух- фазная		2	2	2	1,11	3,14	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	n	n	1,34	2	0,666
Мостовая		2	4	1	1,11	1,57	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	n	n	1,1	2	0,666
Трехфазная звезда — звезда		3	3	3	0,855	2,1	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,472n$	$0,472n$	1,35	3	0,25
Трехфазная тре- угольник — звез- да		3	3	3	0,855	2,1	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,472n$	$0,472n$	1,35	3	0,25
Трехфазная звезда — зигзаг		3	3	6	0,492	2,1	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	$0,817n$	$0,817n$	1,46	3	0,25

Схема	Векторная диаграмма	Число фаз m	Число вентиляей m_B	Число вторичных обмоток m_2	$aE = E_2/E_0$	$E_{06p} m \frac{E_0}{E_0}$	$D(m) = \frac{m I_B}{I_0}$	$a \frac{I}{I_0} = I_B/I_0$	$I_B/I_0 n$	$I_B/I_0 n$	a_{TP}	f^{II}/f	k_{III}
Трехфазная треугольник — зигзаг		3	3	6	0,492	2,1	$\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	0,817	1,413	1,46	3	0,25
Ларионова звезда — звезда		3	6	3	0,43	1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,817	0,817	1,05	6	0,06
Ларионова треугольник — звезда		3	6	3	0,43	1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,817	1,413	1,05	6	0,06
Ларионова звезда — треугольник		3	6	3	0,74	1,05	$\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3}$	0,47	0,47	1,05	6	0,06
Основная шестифазная		6	6	6	0,74	2,1	$\sqrt{6}$	$1/\sqrt{6}$	0,47	0,47	1,43	6	0,06

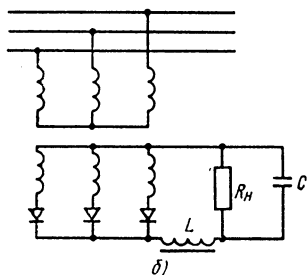
Примечание: k везде взято как отношение E_2/E_1 .

бованиях к пульсациям более выгодными оказываются усложненные трёхфазные схемы, например схема Ларионова.

Отличаются друг от друга трехфазные схемы способом соединения обмоток трансформатора. Имеется два варианта основной схемы, в которых первичная обмотка соединена в треугольник и в звезду (рис. 6.26, а, б). В схемах выпрямителей, в которых вторичная обмотка соединена в зигзаг (рис. 6.27), отсутствует вынужденное подмагничивание трансформатора. При значительных мощностях выгоднее работать на нагрузку, начинающуюся с индуктивности. Вместе с тем данные табл. 6.1 позволяют рассчитать и трехфазные схемы с нагрузкой, начинающейся с емкости.



а)



б)

Рис. 6.26

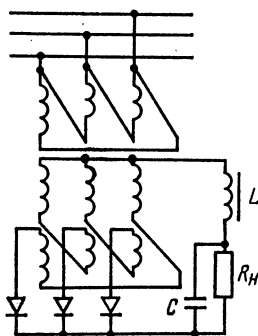


Рис. 6.27

Очень хорошие показатели у схемы Ларионова (рис. 6.28, а). Обладая, по сути дела, лишь одними преимуществами, она получила широкое распространение.

Схема Ларионова строится на трехфазном трансформаторе и содержит шесть вентилях. Вентили 1, 2 и 3 образуют один трехфазный выпрямитель с выходным напряжением e_{01} , являющимся огибающей положительных значений э. д. с. 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 напряжение является огибающей отрицательных значений э. д. с. всех фаз, так как вторая группа вентилях 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 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, ж). Поэтому схема Ларионова имеет на выходе шестифазные пульсации.

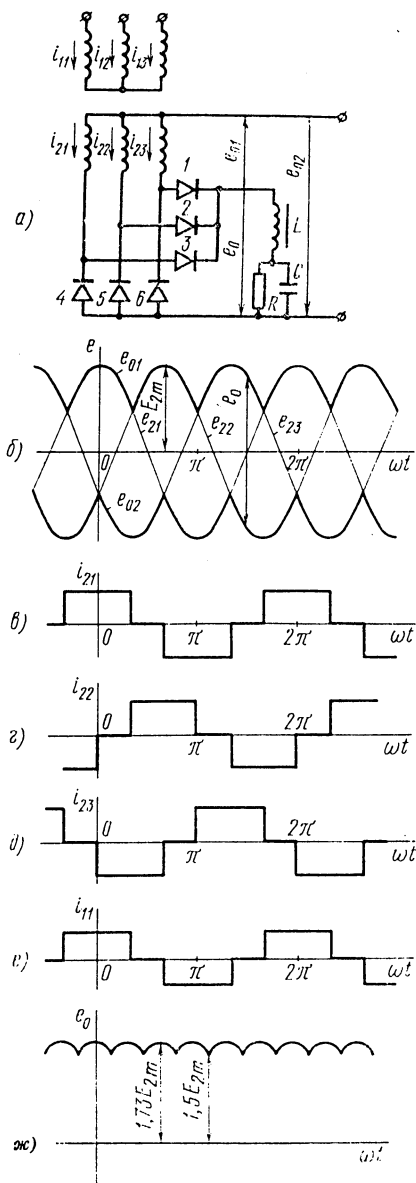


Рис. 6.28

В каждой фазной обмотке токи двух выпрямителей не перекрываются во времени, так как из-за различного подключения вентилей сдвинуты по фазе на угол, равный π .

Ток первой фазы вторичной обмотки равен сумме токов через вентили 1 и 6. Ток $i_{в1}$ проходит в положительном направлении в ту часть периода, когда напряжение первой фазы наибольшее и положительное, т. е. в интервале углов от $-\pi/3$ до $\pi/3$ (перекрываем фаз пренебрегаем). Ток $i_{в6}$ проходит в противоположном направлении и в те моменты времени, когда напряжение на первой фазе отрицательно и наибольшее по модулю, т. е. в интервале углов от $2\pi/3$ до $4\pi/3$ (рис. 6.28, в).

Действующее значение тока фазы поэтому в $\sqrt{2}$ раз больше действующего значения тока вентиля:

$$I_2 = \sqrt{2} I_v = I_0 \sqrt{2} / \sqrt{3}. \quad (6.77)$$

Графики токов остальных фаз, построенные по этому принципу, показаны на рис. 6.28, г, д. 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, е).

Подсчет габаритной мощности трансформатора для схемы Ларионова дает

$$VA_{\text{тр}} = 3I_2E_2 = 3 \cdot 0,815I_0 0,427E_0 = 1,05P_0 \quad (6.78)$$

что соответствует наилучшему из всех схем множителю вольт-ампер $a_{\text{тр}} = 1,05$.

Так как в схеме Ларионова происходит удвоение напряжения, то обратное напряжение на вентиль получается относительно малым:

$$E_{\text{обрм}} = 1,05E_0. \quad (6.79)$$

Все эти показатели привели к широкому распространению схемы Ларионова.

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 применение получили полупроводниковые диоды, которые отличают хорошие выпрямительные свойства. Их выпускают в различных конструктивных оформлениях. Помимо одиночных полупроводниковых диодов промышленность производит сборки из нескольких, 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:

$$I_{0\text{max}} > I_0/m. \quad (6.80)$$

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, наконец, диапазон ра-

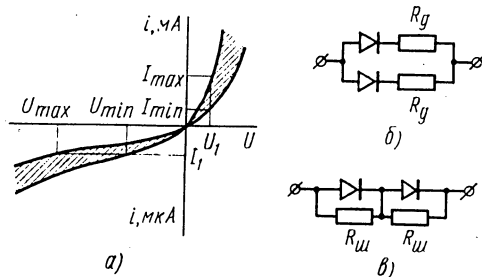


Рис. 6.29

бочих температур. Максимальное обратное напряжение определяют по возрастанию обратного тока диода.

Из-за разброса прямых ветвей характеристик полупроводниковых диодов (области, заштрихованные на рис. 6.29, а) при параллельном их соединении, что увеличивает выпрямленный ток, необходимо последовательно с каждым из диодов включать добавочный резистор R_d (рис. 6.29, б). Без добавочных резисторов распределение общего тока между диодами будет неравномерным и при некотором напряжении U_1 определяется ординатами I_{\max} и I_{\min} .

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 вентилях цепочки. Для равномерного распределения обратного напряжения в такой цепи необходимо к диодам подключать шунтирующие резисторы $R_{ш}$ (рис. 6.29, 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 сказано, радиоустройства потребляют от источника питания не только постоянный, но и быстроменяющийся ток. Чтобы фильтр не являлся «проб-

кой», 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,

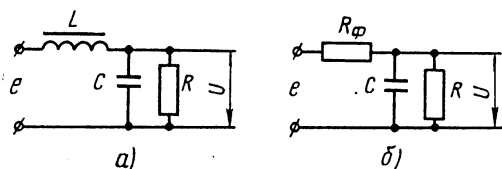


Рис. 6.30

включенных по Г-образной схеме. Последовательный элемент обладает большим сопротивлением переменному току, а параллельный элемент (конденсатор) — малым.

В качестве последовательного элемента (рис. 6.30) 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:

$$q_k = k_{пквх}/k_{пквых} = \frac{E_{mk}}{E_0} \left| \frac{U_{mk}}{U_0} \right|, \quad (6.81)$$

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 $k\omega_n$:

$$e = E_0 + E_{m1} \cos(\omega_n t + \varphi_1) + E_{m2} \cos(2\omega_n t + \varphi_2) + \dots, \quad (6.82)$$

$$u = U_0 + U_{m1} \cos(\omega_n t + \psi_1) + U_{m2} \cos(2\omega_n t + \psi_2) + \dots. \quad (6.83)$$

Здесь $\omega_n = m\omega_c$ — основная гармоника частоты пульсаций, равная частоте тока сети ω_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. 6.30, а) имеем

$$E_0 = U_0 \quad (6.84)$$

и

$$U_{mk} = \frac{E_{mk}|R/(1 + jk\omega_n CR)|}{|jk\omega_n L + R/(1 + jk\omega_n CR)|} = \frac{E_{mk}}{|1 + j\omega_n kL/R - (k\omega_n)^2 LC|}. \quad (6.85)$$

Поскольку выходное сопротивление фильтра для любой из переменных составляющих должно быть меньше сопротивления нагрузки, емкость конденсатора фильтра следует выбирать по условию

$$k\omega_n CR \gg 1, \quad (6.86)$$

а это позволяет пренебречь единицей в сумме $1 + jk\omega_n CR$, что в свою очередь дает

$$U_{mk} \approx \frac{E_{mk}}{|1 - (k\omega_n)^2 LC|}, \quad (6.87)$$

отсюда

$$q_k = E_{mk}/U_{mk} \approx k^2 \omega_n^2 LC - 1 = (k\omega_n/\omega_\Phi)^2 - 1. \quad (6.88)$$

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 омическим 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 пульсаций, 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. 6.30, 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

$$\begin{aligned} U_{mk} &= [E_{mk} / |R_\phi + R| (1 + jk\omega_n CR)] |R| / |1 + jk\omega_n CR| = \\ &= [R / (R_\phi + R)] E_{mk} / \sqrt{1 + [k\omega_n CRR_\phi / (R_\phi + R)]^2}, \end{aligned} \quad (6.90)$$

что для коэффициента сглаживания пульсаций дает

$$q_k = \sqrt{1 + [k\omega_n CRR_\phi / (R + R_\phi)]^2} \approx k\omega_n CR_\phi. \quad (6.91)$$

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_ϕ , 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.

Из более сложных схем однозвенных фильтров находит применение схема LC -фильтра с компенсирующей обмоткой (рис. 6.31). 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 (зажимы 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. Более выгодно применение многозвенных фильтров (рис. 6.32). 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

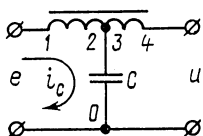


Рис. 6.31

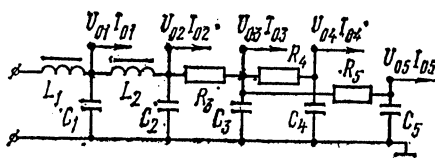


Рис. 6.32

постоянный ток, чем звено L_1C_1 , и, следовательно, дроссель L_2 работает с меньшим подмагничиванием. А это позволяет выполнить его в меньших габаритах.

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 со-

противления 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. 6.32,

$$k_{1п1} = k_{пв1}/q_{11}, \quad (6.94)$$

$$k_{2п1} = k_{пв1}/(q_{11} q_{21}) = k_{1п1}/q_{21}, \quad (6.95)$$

$$k_{3п1} = k_{пв1}/(q_{11} q_{21} q_{31}) = k_{2п1}/q_{31}, \quad (6.96)$$

$$k_{4п1} = k_{пв1}/(q_{11} q_{21} q_{31} q_{41}) = k_{3п1}/q_{41}, \quad (6.97)$$

$$k_{5п1} = k_{пв1}/(q_{11} q_{21} q_{31} q_{41} q_{51}) = k_{4п1}/q_{51}. \quad (6.98)$$

Здесь $k_{пв1}$ — коэффициент пульсаций по первой гармонике напряжения выпрямителя, подводимого к фильтру; $k_{iп1}$ — 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

Уже было сказано, 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 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 тот

запас энергии, о котором уже говорилось, и это приводит как к перегрузке выпрямителя, так и к перенапряжениям на фильтре.

Определить основные особенности переходных процессов в фильтре можно с помощью эквивалентной схемы (рис. 6.33). На ней выпрямитель представлен источником постоянного напряжения E_0 , сопротивление L включает в себя как выходное сопротивление выпрямителя, так и омическое сопротивление дросселя L , а нагрузка источника питания представлена проводимостью G .

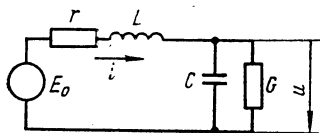


Рис. 6.33

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 от искомым переменных, получим:

$$E_0(p) + I_{II}L = I(p)(r + pL) + U(p), \quad (6.101)$$

$$U_{II}C = -I(p) + U(p)(pC + G), \quad (6.102)$$

где $E_0(p)$, $I(p)$, $U(p)$ — изображения входного напряжения, тока дросселя и выходного напряжения фильтра; I_{II} , U_{II} — начальные значения тока дросселя и выходного напряжения.

Изображения тока и напряжения из (6.101) и (6.102) определяются с помощью формул Крамера и оказываются равными:

$$U(p) = \frac{E_0(p) + I_{II}L + U_{II}C(r + pL)}{(r + pL)(pC + G) + 1}, \quad (6.103)$$

$$I(p) = \frac{[E_0(p) + I_{II}L](pC + G) - U_{II}C}{(r + pL)(pC + G) + 1}. \quad (6.104)$$

Положив напряжение E_0 постоянным при $t > 0$, что дает

$$E_0(p) = E_0/p, \quad (6.105)$$

применим к этим выражениям обратное преобразование Лапласа и найдем временные зависимости тока дросселя и выходного напряжения:

$$i(t) = \frac{E_0G}{1 + rG} \left[1 - e^{-0,5dx} \left(\cos ax + \frac{d}{2a} \sin ax \right) \right] + \left(\frac{E_0 - U_{II}}{\rho a} \right) e^{-0,5dx} \sin ax + I_{II} e^{-0,5dx} \left[\cos ax + \left(\frac{d_G - d_r}{2a} \right) \sin ax \right], \quad (6.106)$$

$$u(t) = \frac{E_0}{1 + rG} \left[1 - e^{-0,5dx} \left(\cos ax + \frac{d}{2a} \sin ax \right) \right] + \frac{I_{II}\rho}{a} e^{-0,5dx} \sin ax + U_{II} e^{-0,5dx} \left(\cos ax - \frac{d_G - d_r}{2a} \sin ax \right). \quad (6.107)$$

Здесь $x = t/\sqrt{LC}$ — относительное время; $d_G = G\sqrt{L/C}$ — затухание, вносимое в контур нагрузкой; $d_r = r\sqrt{C/L}$ — затухание, вносимое в контур сопротивлением; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристика контура, образующего фильтр; $a = \sqrt{1 + rG - d^2/4}$ — безразмерный коэффициент; $d = d_r + d_G$ — полное затухание контура.

Полученные выражения позволяют определить ток и напряжение при различных переходных процессах. Так, для переходного процесса, возникающего при включении выпрямителя, необходимо положить $I_{II} = U_{II} = 0$, что дает

$$i(t) = \frac{E_0 G}{1+rG} \left[1 - e^{-dt/(2\sqrt{LC})} \left(\cos \frac{at}{\sqrt{LC}} + \frac{d}{2a} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}} \right) \right] + \frac{E_0}{\rho a} e^{-dt/(2\sqrt{LC})} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}}, \quad (6.108)$$

$$u(t) = \frac{E_0}{1+rG} \left[1 - e^{-dt/(2\sqrt{LC})} \left(\cos \frac{at}{\sqrt{LC}} + \frac{d}{2a} \sin \frac{at}{\sqrt{LC}} \right) \right]. \quad (6.109)$$

Как ток, так и напряжение имеют значительные переменные составляющие (рис. 6.34). 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 весьма нежелательны для конденсатора фильтра и для радиоустройства, питаемого от данного источника. Максимальное значение тока дросселя зависит от характеристики контура, образующего фильтр, и 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 вентилей выпрямителя и токонесящих 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 несколькими небольшими по сравнению с полным значением E_0 ступенями.

Другим способом гашения переходного процесса в фильтре является включение гасящих резисторов, которые увеличивают затухание фильтра и тем самым уменьшают как интенсивность возникающих в фильтре колебаний, так и время их успокоения. После успокоения переходного процесса, вызванного включением напряжения, эти резисторы замыкаются накоротко специальными реле, входящими в схему запуска источника питания.

Другим видом переходного процесса, связанного со значительными перенапряжениями, является процесс, возникающий при

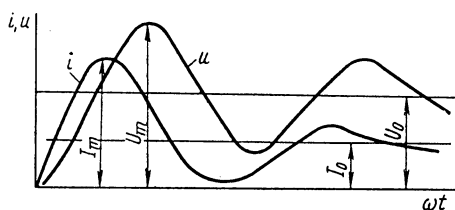


Рис. 6.34

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 . После такой подстановки будем иметь

$$u(t) = E_0 \{ 1 - e^{-d_r t / (2\sqrt{LC})} [Gr / (1 + rG)] [\cos(at / \sqrt{LC}) + (d_r / 2a - 1 / d_r a) \sin(at / \sqrt{LC})] \}. \quad (6.113)$$

При малом затухании ($d_r \ll 1$) переходный процесс определяется практически полностью последним синусоидальным слагаемым и максимальное напряжение на конденсаторе

$$U_m \approx E_0 (1 + Gr/a^2), \quad (6.114)$$

что при большой характеристике контура ($\rho > 1/G$) может значительно превысить E_0 .

Для уменьшения перенапряжений, вызванных изменением тока нагрузки, следует уменьшить характеристику контура ρ . Однако при малой характеристике контура велики броски тока в индуктивности в момент включения выпрямителя.

Удовлетворить этим двум противоречивым требованиям и выбрать характеристику контура, образующего фильтр такой величины, чтобы получить и малые перенапряжения, и малые броски тока, достаточно трудно. Часто для увеличения затухания переходных процессов в фильтре его индуктивность шунтируют резистором. Нахождение 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, он должен выдерживать и обрабатывать 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 проектировать, нужно всесторонне учитывать конкретные особенности радиоустройств, 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

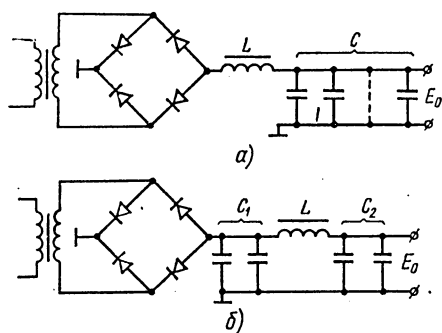


Рис. 6.35

емкости всех конденсаторов, входящих в схему. Тут необходимо решить вопрос, куда выгоднее включать эти конденсаторы. Их можно включить все на выход LC -фильтра и тогда выпрямитель работает на нагрузку, начинающуюся с индуктивности (рис. 6.35, а), а конденсаторы, имеющие емкость C , вместе с дросселем L образуют LC -фильтр.

Можно распределить конденсаторы в схеме по разным узлам, включив часть их на выход выпрямителя, часть на выход фильтра (рис. 6.35, б). В этом случае выпрямитель работает на нагрузку, начинающуюся с емкости C_1 , а дроссель L с оставшейся частью конденсаторов C_2 служит фильтром.

Одно из положительных качеств схемы, работающей на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, заключается в том, что габаритная мощность трансформатора при ее применении будет меньше. Вторым показателем, по которому можно производить сравнение, является перегрузка, которую вентили выпрямителя испытывают в пусковом режиме. В схеме выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкости, в момент включения, пока не зарядился конденсатор C_1 , вентили работают в тяжелом режиме, близком к короткому замыканию.

Выпрямитель, нагрузка которого начинается с индуктивности, 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. 6.34) также приводят к перегрузке вентилей выпрямителя. Поэтому оценка максимального тока вентиля, длительности его перегрузки нужно производить с учетом конкретного значения характеристического сопротивления фильтра, т. е. значения индуктивности его дросселя.

Третьим показателем, по которому проводят сравнение, является коэффициент пульсаций на выходе схем при одинаковых индуктивностях дросселя L . Но прежде необходимо выработать правило для выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкости, определяющее распределение конденсаторов, входящих в общую батарею, между C_1 и C_2 . Наименьшим коэффициент пульсаций будет при $C_1 = C_2 = 0,5C$.

Сравнить пульсации двухфазных схем выпрямителей можно по соотношению (6.48), определяющему минимальную емкость конденсатора выпрямителя. Если емкость выбранного конденсатора больше минимальной, то схема с нагрузкой, начинающейся с емкости, даст меньшие пульсации, чем схема с нагрузкой, начинающейся с индуктивности. В противном случае выбирают вторую схему.

§ 6.13. Примеры расчета выпрямителей

При проектировании выпрямителя необходимо выбрать его схему, определить требования к готовым изделиям и исходные данные для расчета трансформатора. Выведенные в предыдущих параграфах формулы позволяют провести эти расчеты. Порядок их покажем на примерах.

Пример 1. Рассчитываем выпрямитель, создающий на нагрузке постоянное напряжение $U_{\text{п}} = 28$ В при ее токе $I_0 = 1,35$ А. Напряжение сети возьмем равным $U_{\text{с}} = 220$ В, а его частоту $f = 50$ Гц. Пусть конденсаторы, входящие в схему выпрямителя и фильтра, имеют общую емкость $C = 300$ мкФ. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке меньше 0,04.

1. Сопротивление нагрузки в данном случае

$$R_{\text{н}} = U_{\text{п}}/I_0 = 28/1,35 = 20,7 \text{ Ом.}$$

2. Выпрямленная мощность $P_0 = U_{\text{п}}I_0 = 28 \cdot 1,35 = 37,8$ 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 сравним заданную емкость с минимально допустимой для выпрямителя, нагрузка которого начинается с емкости. Согласно (6.48)

$$C_{\text{min}} = 10^6/(fR_{\text{н}}) = 10^6/(50 \cdot 20) = 1000 \text{ мкФ.}$$

Так как $C_{\text{min}} > C_{\text{зад}}$, то выбираем схему с нагрузкой, начинающейся с индуктивности.

5. Выпрямленный ток, приходящийся на один вентиль мостовой схемы, в два раза меньше тока нагрузки, $I_{\text{об}} = 0,675$ А. Выбираем в качестве вентиля кремниевый диод КД202Г, обеспечивающий выпрямленный ток $I_{\text{А}}$, выдерживающий обратное напряжение $E_{\text{обр}} = 100$ В и имеющий порог выпрямления $E_{\text{пор}} = 0,7$ В, прямое падение напряжения $U_{\text{пр}} = 1$ В и обратный ток 2 мкА (см. [5]). По обратному напряжению вентиля имеют хороший запас. Подсчитаем сопротивление вентиля:

$$r_{\text{в}} = (U_{\text{пр}} - E_{\text{пор}})/I_{\text{пр}} = (1 - 0,7)/1 = 0,3 \text{ Ом.}$$

6. Определяем ориентировочные значения омического и индуктивного сопротивлений обмотки трансформатора, омического сопротивления обмотки

дросселя [2]. Зададимся значением амплитуды индукции в сердечнике трансформатора, равным 1 Тл. Получим

$$r_{\text{тр}} = 3,5 \frac{U_{\text{н}}}{I_0 f B_m} \sqrt[4]{\frac{f B_m}{U_{\text{н}} I_0}} = 3,5 \frac{27}{1,35 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{50 \cdot 1}{27 \cdot 1,35}} = 1,55 \text{ Ом},$$

$$L_S = 5 \cdot 10^{-3} \frac{U_{\text{н}}}{I_0 f B_m} \sqrt[4]{\frac{U_{\text{н}} I_0}{f B_m}} = 5 \cdot 10^{-3} \frac{27}{1,35 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{27 \cdot 1,35}{50 \cdot 1}} = 1,85 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Омическое сопротивление обмотки дросселя примем равным 2 Ом, что равно около 10% от $R_{\text{н}}$.

7. Определяем выходное сопротивление выпрямителя и э.д.с. холостого хода на основе (6.26):

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{тр}} + 2r_{\text{в}} + m f L_S + r_{\text{др}} = 1,55 + 2 \cdot 0,3 + 2 \cdot 50 \cdot 1,85 \cdot 10^{-3} + 2 = 4,3 \text{ Ом},$$

$$E_{\text{ох}} = U_{\text{н}} + 2E_{\text{пор}} + I_0 R_{\text{вых}} = 28 + 2 \cdot 0,7 + 4,3 \cdot 1,35 = 35,4 \text{ В}.$$

8. Определяем по (6.6) напряжение на вторичной обмотке трансформатора:

$$E_2 = E_{\text{ох}} B(m) = 35,4 \cdot 1,11 = 39,4 \text{ В}.$$

9. Определяем по (6.12) критическое значение индуктивности дросселя:

$$L_{\text{кр}} = R_{\text{н}} x(m) / \omega = 20 \cdot 0,332 / (6,28 \cdot 50) = 0,0212 \text{ Гн}.$$

10. Определяем по (6.14) индуктивность дросселя, обеспечивающую получение пульсаций, меньше заданных:

$$L = \Delta(m) / (\omega^2 C k_{\text{н}}) = 0,169 / (6,28 \cdot 50)^2 \cdot 300 \cdot 10^{-6} \cdot 0,04 = 0,143 \text{ Гн}.$$

Выбираем с некоторым запасом значение $L = 0,16 \text{ Гн}$ (нормализованный дроссель Д172 для тока $I_0 = 1,6 \text{ А}$). При этом коэффициент пульсаций равен 0,0358.

11. Определяем ток нагрузки, критический для выбранной индуктивности дросселя:

$$I_{\text{окр}} = E_{\text{ох}} \left/ \left(\frac{\omega L}{x(m)} + R_{\text{вых}} \right) \right. = 35,4 \left/ \left(\frac{6,28 \cdot 50 \cdot 0,16}{0,332} + 4,3 \right) \right. = 0,226 \text{ А}.$$

12. Для $I_0 \gg I_{\text{окр}}$ действующее значение тока вентиля определяем по (6.18):

$$I_{\text{в}} = 0,707 I_0 = 0,953 \text{ А}.$$

13. Действующее значение тока вторичной обмотки находим по (6.58):

$$I_2 = \sqrt{2} I_{\text{в}} = I_0 = 1,35 \text{ А}.$$

14. Действующее значение рабочего тока первичной обмотки находим по (6.56):

$$I_{1\text{р}} = n I_2 = 39,4 \cdot 1,35 / 220 = 0,242 \text{ А}.$$

15. Определяем габаритную мощность трансформатора:

$$VA_{\text{тр}} = VA_2 = E_2 I_2 = 39,4 \cdot 1,35 = 53,2 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

16. Определяем значение напряжения на нагрузке при холостом ходе, которое, как и в схемах выпрямителей, работающих на емкость, равно $E_{2\text{м}}$:

$$E_{\text{оmax}} = \sqrt{2} E_2 = \sqrt{2} \cdot 39,4 = 55,6 \text{ В}.$$

Такими же будут и максимальное напряжение на конденсаторе фильтра и обратное напряжение на вентиле.

17. Рассчитываем коэффициент пульсаций по первой гармонике для выходного напряжения. На основании (6.88) коэффициент сглаживания пульсаций фильтром

$$q = \omega_{II}^2 LC - 1 = (2 \cdot 6,28 \cdot 50)^2 \cdot 0,16 \cdot 300 \cdot 10^{-6} - 1 = 18,2,$$

отсюда

$$k_{\text{ПВМХ}} = 0,666/18,2 = 0,0367.$$

Он практически равен $k_{\text{П}}$. Трансформатор к этому выпрямителю рассчитан в примере к гл. 1.

Пример 2. Рассчитаем выпрямитель, создающий на нагрузке постоянное напряжение $U_{\text{II}} = 8$ В при ее токе $I_0 = 0,8$ А. Напряжение сети равно $U_{\text{С}} = 115$ В, а частота $f = 400$ Гц. Конденсаторы, входящие в схему выпрямителя и фильтра, имеют общую емкость $C = 800$ мкФ. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения не более 0,005.

1. Из-за малого значения U_{II} выбираем основную схему двухфазного выпрямителя.

2. Подсчитываем сопротивление нагрузки:

$$R_{\text{II}} = U_{\text{II}}/I_0 = 10 \text{ Ом}.$$

3. Определяем минимальную емкость конденсатора по (6.48)

$$C_{\text{min}} = 10^3/(fR_{\text{II}}) = 10^3/(400 \cdot 10) = 250 \text{ мкФ}.$$

Поскольку $C_{\text{min}} < C_{\text{зад}}$, выпрямитель должен работать на нагрузку, начинающуюся с емкости. Берем $C_1 = C_2 = 400$ мкФ.

4. Подсчитаем средний ток одного вентиля и примерное значение обратного напряжения на вентиле:

$$I_{\text{об}} = I_0/2 = 0,8/2 = 0,4 \text{ А};$$

$$E_{\text{обр}} \approx 2,66E_0 = 2,66 \cdot 8 = 21,3 \text{ В};$$

Выбираем в качестве вентиля германиевые диоды с малым прямым падением напряжения Д302, у которых $I_{\text{доп}} = 1$ А:

$$E_{\text{обр, доп}} = 200 \text{ В}, E_{\text{пор}} = 0,11 \text{ В}, r_{\text{в}} = 0,1 \text{ Ом},$$

$$I_{\text{обр}} = 0,1 \text{ мА}.$$

5. Поскольку возникающее в схеме выпрямителя обратное напряжение на вентилях значительно меньше допустимого, имеем хороший запас по напряжению.

6. Определяем ориентировочные значения сопротивления и индуктивности рассеяния трансформатора [2]:

$$r_{\text{тр}} = 4,7 \frac{E_0}{I_0 f B_m} \sqrt{\frac{f B_m}{I_0 E_0}} = 4,7 \frac{8}{0,8 \cdot 400 \cdot 1} \sqrt{\frac{400 \cdot 1}{8 \cdot 0,8}} = 0,31 \text{ Ом}.$$

$$L_{\text{С}} = 4,3 \cdot 10^{-3} \frac{E_0}{I_0 f B_m} \sqrt{\frac{E_0 I_0}{f B_m}} = 4,3 \cdot 10^{-3} \frac{8}{400} \sqrt{\frac{8 \cdot 0,8}{400}} = 0,039 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

7. Омическое сопротивление обмотки дросселя фильтра $r_{\text{др}}$ возьмем равным 2% от сопротивления нагрузки, т. е. равным 0,2 Ом, и рассчитаем выпрямитель на нагрузку $R_{\text{II}} + r_{\text{др}} = 10,2$ Ом и выпрямленное напряжение: $U_{\text{оза1}} = 1,02 \cdot 8 = 8,16$ В и $U_0 = U_{\text{оза1}} + E_{\text{пор}} = 8,27$ В.

8. Определяем по (6.45) значения параметров A и x :

$$A = \frac{\pi(r_{\text{тр}} + r_{\text{в}})I_0}{mU_0} = \frac{3,14(0,31 + 0,1)0,8}{2 \cdot 8,27} = 0,062,$$

$$x = \omega L_S / (r_{\text{тп}} + r_{\text{в}}) = 6,28 \cdot 400 \cdot 0,39 \cdot 10^{-4} / 0,41 = 0,24.$$

9. Находим по графикам рис. 6.17 значения функций $B(A, x) = 0,815$, $D(A, x) = 2,55$, $F(A, x) = 6,3$ и $H(A, x) = 4500$.

10. Определяем по (6.46) действующее значение э.д.с. во вторичной обмотке трансформатора:

$$E_2 = U_0 B(A, x) = 8,27 \cdot 0,815 = 6,74 \text{ В.}$$

11. Определяем по (6.46) действующее значение тока вентиля:

$$I_{\text{в}} = 0,5 I_0 D(A, x) = 0,5 \cdot 0,8 \cdot 2,55 = 1,02 \text{ А.}$$

12. Определяем по (6.73) действующие значения токов первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$I_1 = n \sqrt{2} I_{\text{в}} = (6,74/115) \sqrt{2} \cdot 1,02 = 0,086 \text{ А,}$$

$$I_2 = I_{\text{в}}.$$

13. Определяем габаритную мощность трансформатора:

$$VA_{\text{тр}} = 0,5(E_1 I_1 + 2E_2 I_2) = 0,5(115 \cdot 0,86 + 2 \cdot 6,74 \cdot 1,02) = 11,9 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

14. Определяем пик обратного напряжения на вентиле:

$$E_{\text{обрт}} = 2E_{2\text{м}} = 2\sqrt{2} \cdot 6,74 = 19 \text{ В.}$$

15. Определяем по (6.46) коэффициент пульсаций по первой гармонике на выходе выпрямителя:

$$k_{\text{пв1}} = H(A, x, m) / (f r C_1) = 4500 / (400 \cdot 0,41 \cdot 400) \approx 0,07.$$

16. Определяем коэффициент сглаживания первой гармонике пульсаций фильтром, необходимый для достижения заданных пульсаций напряжения на нагрузке:

$$q = 0,07 / 0,005 = 14.$$

17. Рассчитываем индуктивность дросселя фильтра, исходя из (6.88):

$$L = (14 + 1) / [(2 \cdot 6,28 \cdot 400)^2 \cdot 400 \cdot 10^{-6}] = 0,00148 \text{ Гн.}$$

Рассчитываем выходное сопротивление выпрямителя. Для этого зададимся двумя значениями параметра $A(\theta, x)$, соседними с полученным в п. 8. Пусть эти значения составляют 0,1 и 0,05. Им соответствуют коэффициенты $B(A, x) = 0,87$ и 0,8, а отношения I/U_0 соответственно равны 0,155 и 0,0776.

При известном E_2 находим значения $E_0 = E_2 / B(A, x)$ для двух выбранных значений A . Получаем

$$E_{01} = 6,74 / 0,87 = 7,75 \text{ В и } E_{02} = 6,74 / 0,8 = 8,42 \text{ В.}$$

Полученным значениям расчетного напряжения соответствуют значения заданного напряжения, равные 7,64 и 8,31 В.

Найдем теперь токи, получающиеся на выходе выпрямителя при выбранных значениях параметра A . По определенным отношениям находим

$$I_{01} = 0,155 \cdot 7,75 = 1,2 \text{ А и } I_{02} = 0,0776 \cdot 8,42 = 0,65 \text{ А.}$$

Подсчитываем значение выходного сопротивления выпрямителя

$$R_{\text{вых. в}} \approx (E_{02} - E_{01}) / (I_{01} - I_{02}) = (8,42 - 7,75) / (1,2 - 0,65) = 1,23 \text{ Ом.}$$

Вместе с сопротивлением дросселя фильтра $r_{\text{др}} = 0,2$ Ом выходное сопротивление источника

$$R_{\text{вых. и}} = 1,23 + 0,2 = 1,5 \text{ Ом.}$$

Пример 3. Рассчитаем бестрансформаторный выпрямитель для стационарной ЭВМ. Требуемая выпрямленная мощность $P_0 = 200$ Вт. Коэффициент пульсаций не более 2%. Питание от трехфазной сети переменного тока с частотой $f = 50$ Гц и напряжением фазы $E_{\text{ф}} = 220$ В.

1. Выбираем схему Ларионова с нагрузкой, начинающейся с емкости. В ней при зарядке выходного конденсатора открыты одновременно два вентиля и, следовательно, в цепи заряда оказывается включенной линейная э. д. с. сети с действующим значением $E_{\text{л}} = \sqrt{3} E_{\text{ф}}$ и амплитудным $E_{\text{мл}} = \sqrt{2} E_{\text{л}} = \sqrt{2} \sqrt{3} 220 = 539$ В.

2. Таково же максимальное значение выпрямленного напряжения $U_{0\text{max}}$. Минимальное значение выпрямленного напряжения при коэффициенте пульсаций 2% на 4% меньше максимального, т. е. равно $U_{0\text{min}} = 539 \cdot 0,96 = 517,5$ В.

3. Среднее значение выпрямленного напряжения, полагая его форму пилообразной, найдем по формуле $U_0 = (U_{0\text{max}} + U_{0\text{min}}) / 2 = 528$ В.

Следовательно, ток нагрузки

$$I_0 = P_0 / U_0 = 200 / 528 = 0,379 \text{ А.}$$

4. В соответствии с (6,52)

$$\cos \theta_0 = U_{0\text{min}} / E_{\text{мл}} = 517,5 / 539 = 0,930,$$

чему соответствует $\theta = 16^\circ$ или 0,279 рад.

5. По графику рис. 6.13 находим $\sin \varphi$, соответствующий такому θ_0 . Он для $m = 6$ получается равным 0,05 рад ($2^\circ 52'$).

6. Находим по (6,31) емкость выходного конденсатора:

$$C = I_0 / \omega E_{\text{мл}} \sin \varphi = 0,379 / (314 \cdot 539 \cdot 0,05) = 44,7 \cdot 10^{-6}.$$

7. Определим, при каком сопротивлении зарядной цепи применима расчетная модель бестрансформаторного выпрямителя. По (6,33)

$$r/R < 4 / (6 \cdot 314 \cdot 44,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1395)^2 = 0,0003.$$

В данном случае сопротивление нагрузки найдено как

$$R = U_0 / I_0 = 528 / 0,379 = 1395 \text{ Ом.}$$

Следовательно, должно выполняться условие $r < 0,418$ Ом.

8. По графикам рис. 6.14, σ , ν находим значения расчетных коэффициентов $D_0 = 5$ и $F_0 = 40$ для угла отпирания вентиля $\theta_0 = 16^\circ$.

9. Определяем по (6,39) действующее значение тока вентиля и по (6,40) максимальное

$$I_{\text{в}} = (I_0 / 6) D_0 \sqrt{2} = (0,379 / 6) \cdot 5 \cdot \sqrt{2} = 0,446 \text{ А.}$$

$$\text{и } I_{\text{м}} = (I_0 / 6) F_0 = (0,379 / 6) 40 = 2,47 \text{ А.}$$

В данном случае значение $I_{\text{в}}$ по сравнению с $I_{\text{в}}$ в (6,39) увеличено в $\sqrt{2}$ раз, так как за один период по каждому вентилю проходят два зарядных импульса тока.

10. Определяем теперь требования к вентилю. Он должен иметь $I_{0\text{отп}} > 0,379 / 3 = 0,126$ А и $E_{\text{обрм}} > E_{\text{мл}} = 539$ В. Поскольку в бестрансформаторном выпрямителе $I_0 / m \ll I_{\text{м}}$, то выбираем вентиль с большим запасом по

выпрямленному току. Подходящим является кремниевый диод КД 209 Б, у которого $I_{0,доп} = 0,7$ А, $E_{обрт} = 800$ В, $U_{пр}$ при токе 1 А $< 0,68$ В и $E_{пор} = 0,6$ В. Отсюда находим

$$r_b = (0,68 - 0,6)/1 = 0,08 \text{ Ом.}$$

11. Оценим сопротивление каждого из трех проводов, подводящих энергию от щита к выпрямителю в $0,03$ Ом (провод длиной 5 м и сечением $2,5$ мм²). Тогда сопротивление зарядной цепи

$$r = 2r_{пр} + 2r_b = 2 \cdot 0,03 + 2 \cdot 0,08 = 0,22 \text{ Ом,}$$

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 НАПРЯЖЕНИЯ 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. Ток нагрузки, проходя через открытый тиристор, смещает все три n - p -перехода тиристора в прямом направлении и управляющий электрод теряет влияние на процессы в тиристоре. При спаде 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 T и резистор нагрузки R (рис. 7.1, а), возможны два устойчивых состояния, одно из которых соответствует открытому, а второе закрытому тиристоры. Наложение характеристики цепи резистор — ис-

точник на характеристики тиристора (рис. 7.1, б) дает прямые токи отключенного (точка А) и включенного (точка В) тиристора. Повышение напряжения источника от нуля до E при $I_y = 0$ вызывает перемещение рабочей точки по нижней ветви характеристики до положения А. Если теперь подать управляющий импульс тока с амплитудой I_{y1} и с длительностью, достаточной для поддержания этого тока на время открывания тиристора, то рабочая точка перейдет в положение В, соответствующее открытому состоянию тиристора.

Спад открывающего импульса тока в цепи управления не оказывает влияния на процессы в открытом тиристоре, его рабочая точка остается в положении В. Восстановление управляющих свойств тиристора произойдет лишь при его обесточивании на время, большее времени его закрывания.

В открытом состоянии тиристор способен пропускать очень большие токи (до нескольких сот ампер) и оказывает им малое сопротивление. В этом его преимущество. Применяя тиристоры, следует иметь в виду, что скачкообразное изменение сопротивления в момент открывания может привести к очень большим

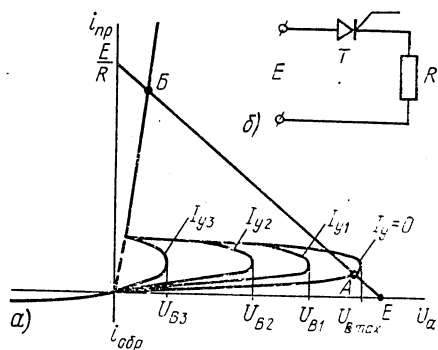


Рис. 7.1

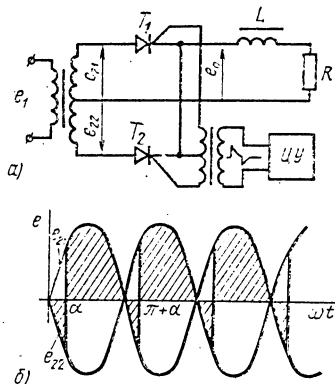


Рис. 7.2

броскам тока. Особенно велики эти броски в тех схемах, где ограничивающее ток сопротивление R шунтируется конденсатором.

Разряд конденсатора на открывшийся тиристор может вывести его из строя. Поэтому всегда для уменьшения бросков тока последовательно с тиристором включают дроссель. В выпрямительных схемах тиристоры гораздо лучше работают при омической нагрузке или при нагрузке, начинающейся с индуктивности.

В управляемый выпрямитель тиристор включают как обычный вентиль, а к его управляющему электроду подводят от цепи управления (ЦУ) импульсы, включающие тиристоры с запаздыванием на угол α , по отношению к выпрямляемому напряжению (рис. 7.2, а).

Через тиристор T_1 , включившийся 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 э. д. с. самондукции с полярностью и значением, обеспечивающими напряжение на катоде T_1 , меньшее, чем e_{21} .

При $\omega t = \pi + \alpha$ открывается тиристор T_2 , через который на выход передается напряжение e_{22} , являющееся на данном этапе положительным. Ток дросселя переходит на вторую фазу, а тиристор T_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. Эти части заштрихованы на рис. 7.2, б.

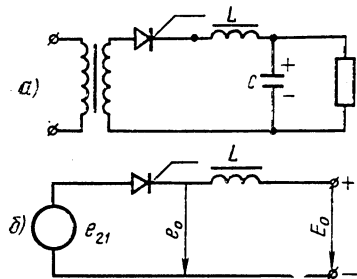


Рис. 7.3

Напряжение на нагрузке, получающееся почти равным постоянной составляющей напряжения e_0 , подводимого к фильтру LC , растет при уменьшении угла α 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 у обычных выпрямителей. Основное внимание в этом разделе уделено 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 индуктивностями рассеяния и омическими сопротивлениями их обмоток.

Сначала рассмотрим одну первую фазу регулируемого выпрямителя (рис. 7.3, а, б). Нагрузку выпрямителя полагаем состоя-

щей из индуктивности L и конденсатора C , образующих фильтр, и омического сопротивления 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 вентиля напряжение e_0 совпадает с э. д. с. 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

$$i_L = \frac{1}{\omega L} \int (e_{21} - E_0) d\omega t + c = \frac{E_{2m}}{\omega L} (-\cos \omega t - \frac{\omega t}{\pi} 2 \cos \alpha) + c. \quad (7.3)$$

Постоянную интегрирования c найдем из условия баланса для постоянных составляющих токов. Среднее значение тока i_L на интервале $\alpha \div \pi + \alpha$ должно быть равно току нагрузки. Подставив найденное таким образом значение c в (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 тогда, 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 $\alpha > 32,5^\circ$ и обеспечивает рост тока дросселя сразу после включения тиристора.

Подставив в (7.4) $\omega t = \pi + \alpha$, запишем это условие:

$$-\left(\frac{2E_m}{\pi \omega L}\right) \sin \alpha + \frac{E_0}{R} > 0. \quad (7.5)$$

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. А как только ток станет равным нулю, тиристор обесточится и выключится. Такой режим не очень выгоден, так как связан с большими переменными составляющими токов тиристорov 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 выпрямитель даст напряжение, большее, чем получается по выражению (7.1). В режиме непрерывного тока дросселя ток фазы приближается по форме к прямоугольнику (рис. 7.4, а, б). Его действующее значение без учета пульсаций

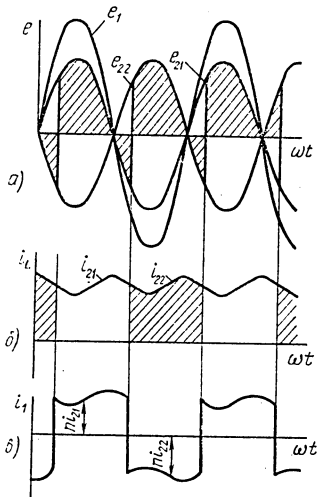


Рис. 7.4

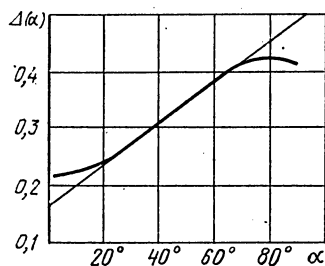


Рис. 7.5

$$I_2 = 0,707I_0. \quad (7.9)$$

Действующее значение тока первичной обмотки, в которую трансформируются, не перекрываясь во времени, токи двух фаз, получается в $\sqrt{2}$ раз больше, чем тока nI_2 , т. е.

$$I_{1p} = nI_0. \quad (7.10)$$

По форме ток первичной обмотки в каждый из полупериодов повторяет ток фазы, равный току i_L (рис. 7.4, в). Первая гармоника этого тока при малых пульсациях сдвинута на угол α по отношению к напряжению на первичной обмотке.

Таким образом, при $\alpha \neq 0$ тиристорный выпрямитель потребляет от сети не только активный, но и реактивный ток. Это обстоятельство 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):

$$k_n (U_{C_{\max}} - U_{C_{\min}}) / (2E_0) \approx \Delta(\alpha) \pi / (4\omega^2 LC \cos \alpha). \quad (7.11)$$

Здесь коэффициент $\Delta(\alpha)$ (рис. 7.5) является функцией угла α . Подводя итог, отметим следующие особенности схемы тиристорного регулируемого выпрямителя:

1. Уменьшение выходного напряжения в тиристорном выпрямителе достигается благодаря уменьшению отбора мощности от сети переменного тока и 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 α 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 D_1 заключается в том, что при достижении угла $\omega t = \pi$ ток дросселя L , уменьшаясь, создает на нем такую э. д. с., которая равна постоянному напряжению на выходе и приложенному «минусом» к катодам тиристора и обратного диода. При $\omega t > \pi$ эта наведенная э. д. с. становится больше напряжения E_0 , и обратный диод открывается. Дроссель разряжается через него, а тиристор, будучи обесточенным, закрывается.

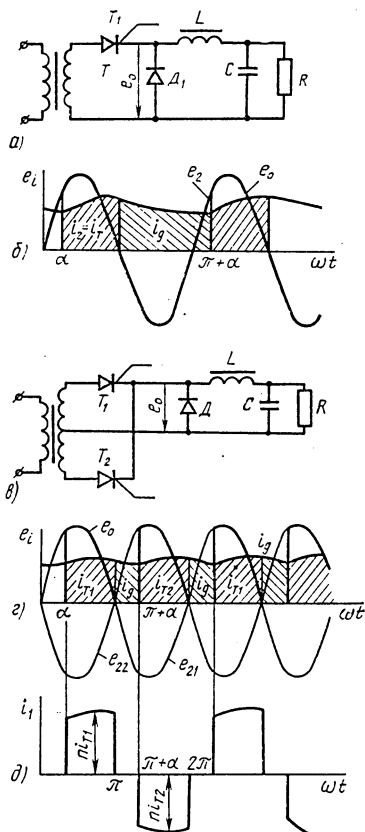


Рис. 7.6

Таким образом, угол закрывания тиристорov в схеме с обратным диодом всегда равен π . 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 регулировочная характеристика выпрямителя с обратным диодом мягче. Для сведения выпрямленного напряжения к нулю необходимо угол регулирования сделать равным π , а не $0,5\pi$, как в схеме без обратного диода.

При тех же предложениях, что были сделаны для схемы без обратного диода, постоянная составляющая выпрямленного напряжения в однофазной схеме

$$E_{01} = [E_m / (2\pi)] (1 + \cos \alpha) \quad (7.12)$$

и в двухфазной схеме

$$E_{02} = (E_m / \pi) (1 + \cos \alpha). \quad (7.13)$$

Проведя выкладки, аналогичные сделанным в предыдущем параграфе, определим для двухфазной схемы условие непрерывности тока в дросселе. Для $\alpha > 35,5^\circ$ оно 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 определяется формулой (7.13) и тиристоры открываются запускающими импульсами, т. е. при угле α .

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 действующее значение 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 получается по аналогии с (7.11)

$$k_n = \frac{\pi \Delta_{01}(\alpha)}{2\omega^2 LC (1 + \cos \alpha)}, \quad (7.19)$$

где $\Delta_{од}(\alpha)$ — 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 настоящего параграфа. Чтобы проиллюстрировать эти преимущества в цифрах, подсчитаем показатели двух схем при диапазоне регулировки выходного напряжения, равном трем. Начальный угол регулировки α_{\min} выберем в начале крутого участка регулировочной характеристики, что соответствует примерно 30° и 20° соответственно для схемы

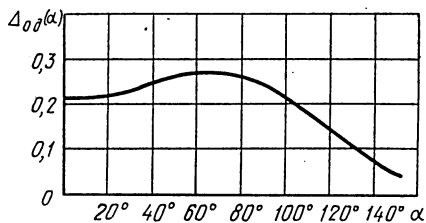


Рис. 7.7

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 α_{\min} до $0,45/(\omega^2 LC)$ при α_{\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° для схемы с обратным диодом и от 20° до $71,5^\circ$ для схемы без диода. Критическое значение индуктивности, определенное для α_{\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.

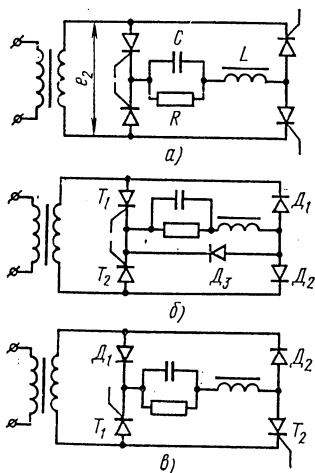


Рис. 7.8

§ 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 управляемых диодов, так как для управления достаточно включить один из двух последовательно соединенных диодов. В схеме рис. 7.8, б катоды управляемых диодов 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 нагрузки.

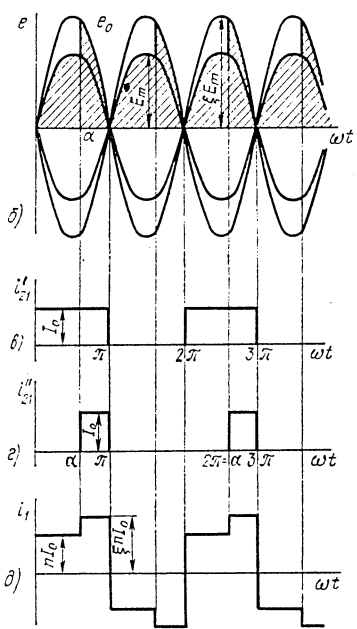
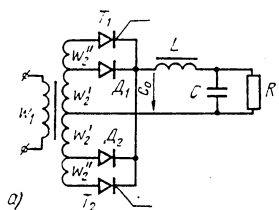


Рис. 7.9

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 D_1 и D_2 , повышение напряжения достигается включением тиристоров T_1 и T_2 , питающихся

Отключение открывающих тиристоры импульсов приведет в схеме рис. 7.8, б к запираанию лишь одного из тиристоров. Другой тиристор и два неуправляемых диода образуют схему однофазного выпрямителя, в котором из-за э.д.с., возникающей на дросселе фильтра, тиристор все время открыт. Среднее напряжение на нагрузке в этом случае равно E_m/π , как в однофазной схеме при $\alpha=0$.

В схеме рис. 7.8, в диоды D_1 и D_2 выполняют роль 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

через добавочные вторичные обмотки трансформатора с числом витков ω_2'' .

При включении тиристорov выпрямленное напряжение e_0 , возрастаая скачком, становится больше напряжения, подводимого к аноду открытого до этого диода, 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 $\alpha = \pi$:

$$E_{0\min} = 2E_m/\pi, \quad (7.20)$$

где E_m — амплитуда напряжения, снимаемого с основных вторичных обмоток трансформатора с числом витков ω_2' .

Максимальное постоянное напряжение, получающееся при $\alpha = 0$, больше минимального в ξ раз, причем

$$\xi = (\omega_2' + \omega_2'')/\omega_2'. \quad (7.21)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения, передающая через фильтр LC в нагрузку, зависит от угла α :

$$\begin{aligned} E_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha E_m \sin \omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \xi E_m \sin \omega t d\omega t = \\ &= (E_m/\pi)[(1 + \xi) + (\xi - 1) \cos \alpha]. \end{aligned} \quad (7.22)$$

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 с 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 вольтадобавками выполняют не только по обычной двухфазной схеме, но и по мостовой. В мощных устройствах питания применяют трехфазные схемы с вольтадобавкой.

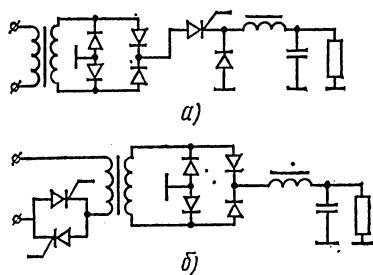


Рис. 7.10

§ 7.5. Включение тиристорov в цепь выпрямленного тока и в первичную обмотку трансформатора

При включении тиристора в цепь выпрямленного (рис. 7.10, а) 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 весьма жестко ограничивает частоту выпрямляемого напряжения.

Выпрямленное напряжение в этой схеме имеет такую же форму, как и в обычной двухфазной схеме тиристорного выпрямителя, но действующее значение тока тиристора в $\sqrt{2}$ раз больше. Целесообразно применять в схеме полностью управляемые тиристоры, которые могут запираются и при анодном токе, не равном 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 тиристорov является приведенная на рис. 7.10, б схема с двумя тиристорами в первичной обмотке трансформатора. Включены эти тиристоры параллельно, но навстречу друг другу, так что обеспечивают пропускание двух полуволн переменного тока. Трансформатор выпрямителя дает возможность получить либо ток в нагрузке, больший тока тиристорov, 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 учтены. 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 индуктивности

Транзисторные регулируемые преобразователи создают на выходе переменное напряжение прямоугольной формы (рис. 7.11, б), причем относительную длительность паузы между импульсами θ/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) э. д. с. между выходными точками моста e_0 совпадает по форме с подводимой к выпрямителю переменной э. д. с. e_1 , но все импульсы имеют одинаковую полярность (рис. 7.11, б). В активную часть полупериода (интервалы $(k-1)T < t < (kT - \theta)$) дроссель подзарядывается от э. д. с. e_0 и его ток i_L нарастает. В пассивную часть полупериода (интервалы $kT - \theta < t < kT$) дроссель разряжается на конденсатор и нагрузку, его ток спадает (рис. 7.11, в).

Зарядный ток (i_1) проходит по вторичной обмотке трансформатора, двум диодам D_1 и D_4 или D_2 и D_3 по параллельному соединению конденсатора C с нагрузкой R . Разрядный ток (i_2) проходит через выходные зажимы (конденсатор и нагрузку), а в выпрямительном мосте разделяется между двумя параллельными ветвями, каждая из которых состоит из двух последовательных диодов D_1, D_3 и D_2, D_4 (рис. 7.11, г). Э. д. с., возникающая в дросселе при спадании до нуля выпрямляемого напряжения, открывает все четыре выпрямительных диода и они работают как разрядные. По вторичной обмотке трансформатора проходит только зарядный ток дросселя (рис. 7.11, д).

С целью получения более простых расчетных соотношений примем емкость конденсатора C настолько большой, что пульсации напряжения на нем получаются малыми. Тогда при расчете токов в дросселе можно считать напряжение на нагрузке $u_n(t)$ постоянным и равным E_0 . При этих допущениях эквивалентные схемы заряда и разряда дросселя примут вид, представленный на рис. 7.12, а, б.

На основе этих двух схем получим для токов зарядки и разрядки дросселя:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (E - E_0) g_1 (1 - e^{-t/\tau_1}) + I_{T_1} e^{-t/\tau_1}, \\ i_2(t') &= -E_0 g_2 (1 - e^{-t'/\tau_2}) + I_0 e^{-t'/\tau_2}, \end{aligned} \quad (7.23)$$

где $E_0 = E_{0\text{зад}} + 2E_{\text{пор}}$ — расчетное выпрямленное напряжение; $E = nE_m$ — амплитуда переменной э. д. с. на вторичной обмотке

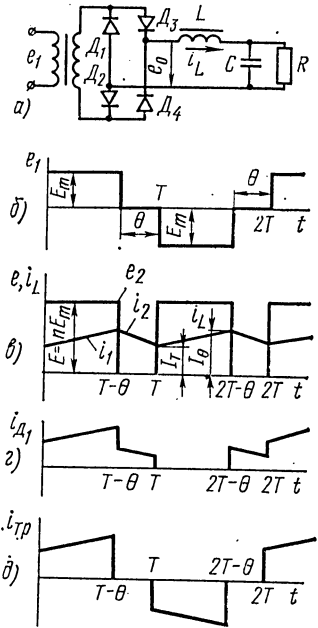


Рис. 7.11

трансформатора: $g_1 = 1/(r_{и} + r_{тр} + r_{др} + 2r_{в})$ — проводимость зарядной цепи; $g_2 = 1/(r_{в} + r_{др})$ — проводимость разрядной цепи; $\tau_1 = Lg_1$ и $\tau_2 = Lg_2$ — постоянные времени цепей; I_T и I_0 — значения тока дросселя, достигнутые к началу зарядной и разрядной частей полупериода (см. рис. 7.11, б), $t' = t - T + \theta$ — 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 τ_1 и τ_2 одинаковыми. Обозначим их g и τ .

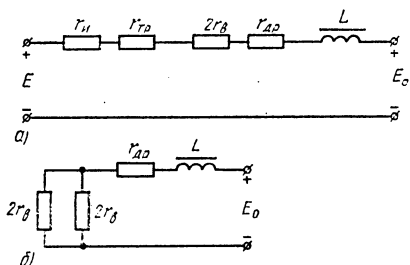


Рис. 7.12

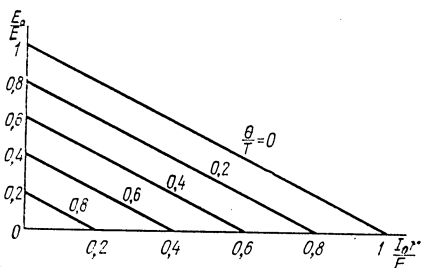


Рис. 7.13

Подставив в первое уравнение (7.23), определяющее зарядный ток $t = T - \theta$, получим ток I_0 . Аналогично при $t' = \theta'$ второе уравнение дает ток I_T . Решив полученную таким образом систему из двух уравнений относительно I_T и I_0 , найдем

$$\begin{aligned} I_T &= Eg(e^{-\theta/\tau} - e^{-T/\tau}) / (1 - e^{-T/\tau}) - E_0g, \\ I_0 &= Eg(1 - e^{-(T-\theta)/\tau}) / (1 - e^{-T/\tau}) - E_0g. \end{aligned} \quad (7.24)$$

Теперь, подставив найденные значения I_T и I_0 в (7.23), получим для зарядного и разрядного токов дросселя выражения, не содержащие неопределенных констант:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (E - E_0)g - Ege^{-t/\tau}(1 - e^{-\theta/\tau}) / (1 - e^{-T/\tau}), \\ i_2(t') &= Ege^{-t'/\tau}(1 - e^{-(T-\theta)/\tau}) / (1 - e^{-T/\tau}) - E_0g. \end{aligned} \quad (7.25)$$

Постоянная составляющая тока дросселя, равная току в нагрузке, определится как среднее значение токов i_1 и i_2 за полупериод выпрямляемого напряжения T :

$$I_0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T-\theta} i_1(t) dt + \int_0^{\theta} i_2(t') dt' \right] = Eg(T - \theta)/T - E_0g. \quad (7.26)$$

Это выражение определяет как выходную, так и регулировочную характеристики силовой цепи. Его удобнее записать в следующем виде:

$$E_0 = E(T - \theta)/T - I_0r. \quad (7.27)$$

где $r = 1/g$ — зарядное сопротивление.

Данные характеристики представлены на графике рис. 7.13 семейством прямых. Параметром семейства является регулируемое отношение θ/T . Выходное сопротивление такого выпрямителя равно r при любом значении отношения θ/T .

В течение паузы между выпрямленными импульсами дроссель, находясь под воздействием постоянного напряжения E_0 , сохраняющегося на конденсаторе C , стремится перезарядиться. Его ток, начинаясь с положительного значения I_0 , стремится к отрицательному значению $-E_0g$. Однако для отрицательных токов диоды D_1-D_4 закрыты, перезарядиться дроссель не может. Если до окончания паузы ток разряда станет равным нулю, диоды закроются, разряд дросселя прекратится. Ток нагрузки после этого поддерживается разрядом 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 θ , 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 разряда $i_2(t')$ к концу разрядной части периода ($t'=\theta$) становится равным нулю.

Приравняв I_T нулю в первом из выражений (7.24), получим уравнение, из которого можно найти критическую индуктивность дросселя:

$$Eg(e^{-\theta/\tau} - e^{-T/\tau})(1 - e^{-T/\tau}) - E_0g = 0. \quad (7.28)$$

Заменим в этом уравнении экспоненты тремя первыми членами ряда:

$$e^{-x} = 1 - x + 0,5x^2 - \dots \quad (7.29)$$

и 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 θ . Решение полученного линейного уравнения при замене в нем E_0 выражением (7.27) имеет следующий вид:

$$L_{кр} \approx 0,5T[E\theta(T - \theta)]/(I_0T^2) + r. \quad (7.30)$$

Только при $L > L_{кр}$ запас энергии, накопленный дросселем при заряде, 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:

$$I_{2cp} = I_0(T - \theta)/T; \quad I_2 = I_0\sqrt{(T - \theta)/T};$$

$$I_{1cp} = nI_0(T - \theta)/T; I_1 = nI_0 \sqrt{(T - \theta)/T};$$

$$I_{д.ср} = 0,5I_0; I_{д} = I_0 \sqrt{(T - 0,5\theta)/(2T)}. \quad (7.31)$$

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 является характерным для мостовых схем выпрямителя напряжения прямоугольной формы. Обратное напряжение на каждом из вентилей получается равным E .

Поскольку при расчете была принята модель диода с порогом выпрямления, то мощность, выделяющаяся в каждом из диодов выпрямителя,

$$P_d = 0,5I_0 U_{пр} + 0,25r_v I_0^2 (\theta/T). \quad (7.33)$$

Для приближенного определения пульсаций на выходе выпрямителя линеаризуем законы нарастания и спада тока дросселя. Тогда напряжение на выходном конденсаторе, равное $(1/C) \int i_0 dt + c$, меняется по параболическому закону и достигает максимума в середине пассивной части периода (интервал θ), а минимумов — в

середине активной части периода (интервал $T - \theta$). Вычислив $U_{н max}$ и $U_{н min}$, найдем

$$k_n = (U_{н max} - U_{н min}) / (2E_0) = E\theta(T - \theta) / (16LCE_0). \quad (7.34)$$

При относительно малом пороге выпрямления и сопротивлении зарядной цепи $E_0 \approx E(T - \theta)/T$ и для коэффициента пульсаций получим более удобное выражение:

$$k_n \approx T\theta / (16LC). \quad (7.35)$$

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 $E_0 = E_0 \text{ зад} + E_{пор}$. Токи вентилей в этой схеме совпадают с токами вторичных полуобмоток (рис. 7.14, в, г).

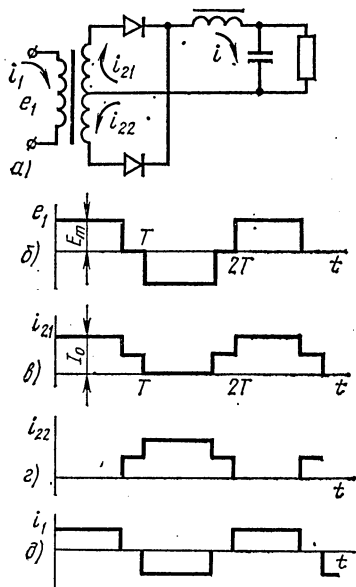


Рис. 7.14

Во время пауз в выпрямленном напряжении ток разрядки дросселя, подходя к средней точке вторичной обмотки трансформатора, разделяется на две равные части. Эти равные токи не намагничивают сердечник 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:

$$VA_{\text{тр}} = 0,5(E_1 I_1 + 2E_2 I_2) \approx 0,5 E_0 I_0 [1 + \sqrt{(2T - \theta)/(T - \theta)}]. \quad (7.36)$$

§ 7.7. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с емкости

При нагрузке, начинающейся с емкости (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 θ . Поэтому применяют такие выпрямители для выпрямления переменного напряжения без нулевой паузы.

При получении расчетных соотношений для мостовой схемы выпрямления (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:

$$e_2 = E_{2m} (1 - 2t_i/T_{\phi}). \quad (7.37)$$

На выходе выпрямительного моста действует напряжение u_m , образующееся из e_2 изменением полярности отрицательных полупериодов (рис. 7.16, б). Выпрямленное напряжение, получающееся на конденсаторе C , при открытых вентилях меньше э. д. с. e_2 на удвоенное прямое падение напряжения на диоде. При закрытых вентилях (интервал $t_1 - t_2$ на рис. 7.16) конденсатор C разряжается током дросселя L , равным току нагрузки I_0 . Поэтому напряжение на нем спадает и его перепад

$$\Delta U_{\text{н}} = I_0 (t_2 - t_1)/C. \quad (7.38)$$

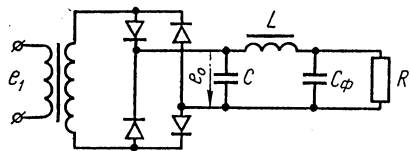


Рис. 7.15

Ток диода в первый момент после открывания заметно превышает ток нагрузки из-за подзаряда конденсатора C , а после восстановления заряда, отданного в нагрузку на интервале t_1-t_2 , становится равным I_0 (рис. 7.16, θ).

При расчете выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкости, обычно не считаются с разницей между

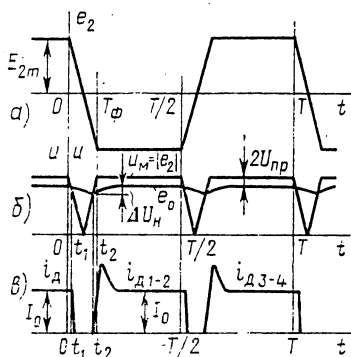


Рис. 7.16

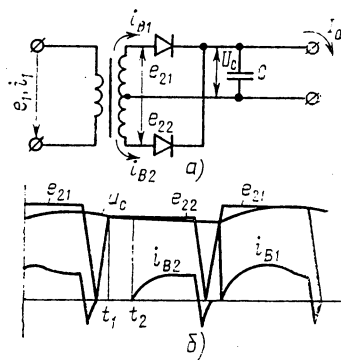


Рис. 7.17

прямым током диода и выпрямленным током, также как с разницей между интервалом t_1-t_2 и длительностью фронта T_ϕ , т.е. полагают

$$I_0 \approx I_{пр}, U_0 \approx E_{2m} - 2U_{пр} \text{ и } \Delta U_n \approx I_{пр} T_\phi / C. \quad (7.39)$$

Из-за малости обратного тока диодов потери мощности при запертых диодах не учитывают и считают

$$P_d \approx 0,5 U_{пр} I_0. \quad (7.40)$$

Приближенно подсчитывают и пульсации напряжения на конденсаторах C и C_ϕ . Перепад напряжения на конденсаторе C считают равным ΔU_n , а переменную составляющую на выходе фильтра находят на основании (7.35), заменив близкий по форме к треугольному 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: ΔU_n — примерное значение высоты треугольника: $\tau_{зар} = (r_n + r_b)C$ — постоянная времени зарядной цепи конденсатора C .

Заменив в (7.34) произведение $\dot{E}\theta$ на S_n и θ на T_ϕ , получим выражение для определения коэффициента пульсаций на выходе фильтра:

$$k_n = \frac{I_{пр} T_\phi}{C} \frac{T_\phi + 2\tau_{зар}}{2U_0} \frac{T - T_\phi}{16LC\phi}. \quad (7.42)$$

Такой способ оценки расчетных величин основан на относительной малости длительности фронта по сравнению с полупериодом выпрямляемого напряжения.

В выпрямителях с нагрузкой, начинающейся с емкости 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 D_2 (рис. 7.17, б). Чтобы избежать большого неравенства средних значений токов $i_{в1}$ и $i_{в2}$, приводящих к подмагничиванию сердечника трансформатора, следует выбирать емкость конденсатора C такой, что ΔU_n получается больше, чем $\Delta E_{2m \text{ ас}}$. Тогда каждый из вентилях открывается в течение фронта нарастания полуволны выпрямляемого напряжения.

§ 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 тогда, когда постоянные времени выпрямительных диодов меньше времени смены полярности (длительности фронта) выпрямляемого напряжения.

Современные малоинерционные полупроводниковые диоды имеют постоянные времени меньше одной микросекунды. Учитывать их инерционность следует при частоте выпрямляемого напряжения выше 5—10 кГц. Обычные полупроводниковые диоды имеют постоянные 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 $I_{пр}$ 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 течение процесса рассасывания диод обладает хорошей электропроводностью и через него проходит заметный обратный ток.

Кратковременные, но большие обратные токи увеличивают мощность потерь в диодах. Помимо этого, обратные токи запи-

рающихся 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 сопротивления и емкость. 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:

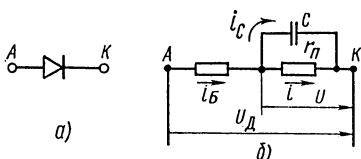


Рис. 7.18

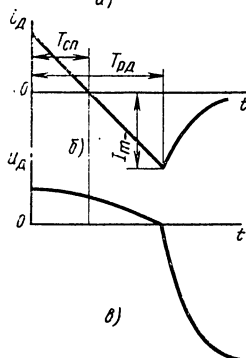
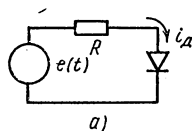


Рис. 7.19

$$i = I_{обр} (e^{u/U_0} - 1), \quad (7.43)$$

где $I_{обр}$ — 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 емкости C падение напряжения на диоде u_d сильно отличается от статического, так же как и омический 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 численно. Поэтому расчеты коммутационных процессов проводят на вычислительных машинах.

В приводимых далее расчетах используется решение, найденное в такой модели при наложении весьма жестких ограничений, а именно, ток диода падает 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 запириании и отпириании. Пусть в схеме рис. 7.19, а сопро-

тивление R много больше r_6 . Тогда при линейном спадании напряжения $e(t)$ ток, проходящий через диод на интервале рассасывания, также будет падать линейно (рис. 7.19, б). Запишем выражение для этого тока в виде:

$$i_d = I_{пр} (1 - t/T_{сп}). \quad (7.44)$$

По истечении времени $T_{сп}$ после начала процесса ток диода станет равным нулю, однако диод все еще остается открытым, так как напряжение на переходе (на емкости перехода C) все еще положительно и ток перехода i сохраняет прежнее направление. При $t > T_{сп}$ ток диода $i_d = i + i_C$ становится отрицательным, хотя ток перехода остается положительным. Только спустя время $T_{р.д}$ 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 $-I_{м-}$.

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 $I_{обр}$, 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 спадания обратного тока, а только определение мощности, выделяющейся в диоде, можно положить, что на этапе восстановления большого обратного сопротивления диода его обратный ток спадает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_d/2$, т. е.

$$i_d = -I_{м-} e^{-2(t-T_{р.д})/\tau_d}. \quad (7.45)$$

Здесь τ_d — постоянная времени диода, указываемая в его паспорте и оценивающая инерционность диода.

Длительность этапа рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода можно определить, решив уравнение диффузии для носителей заряда в $n-p$ -переходе. При линейно спадающем токе диода, определяемом уравнением (7.44), решение можно представить в виде

$$T_{р.д} \approx 1,43 \sqrt[3]{T_{сп}^2 \tau_d}. \quad (7.46)$$

для $\tau_d > 3T_{сп}$ и

$$T_{р.д} \approx 0,31\tau_d + 1,2T_{сп} \quad (7.47)$$

для $\tau_d < 3T_{сп}$.

Подставив эти соотношения в (7.44), найдем пиковое значение обратного тока диода:

$$I_{м-} \approx I_{пр} (T_{р.д}/T_{сп} - 1) = I_{пр} (1,43 \sqrt[3]{\tau_d/T_{сп}} - 1), \quad (7.48)$$

и

$$I_{m-} \approx I_{\text{пр}} (0,2 + 0,31\tau_d/T_{\text{сн}}). \quad (7.49)$$

Выражение (7.48) получено для $\tau_d > 3T_{\text{сн}}$, а (7.49) для $\tau_d < 3T_{\text{сн}}$. При $\tau_d/T_{\text{сн}}$ оба последних выражения дают $T_{\text{р.д}} \approx 2T_{\text{сн}}$ 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 $3T_{\text{сн}}$, пика обратного тока через диод равна прямому току. При более инерционном диоде пика 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 линейному закону:

$$e_{21} = E_{2m} (1 - 2t/T_{\Phi}) \quad (7.50)$$

и до момента t_1 был открыт вентиль D_1 . Тогда при $t < t_1$ напряжение на выходном конденсаторе C

$$u_C = U_0 = E_{2m} - U_{\text{пр}} - I_{\text{пр}}r_{\text{н}}, \quad (7.51)$$

где $r_{\text{н}}$ — 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 разряда также уменьшается, но при малых пульсациях это уменьшение относительно мало. Поэтому при определении тока диода положим его равным U_0 . Тогда напряжение, образующееся на сопротивлении $r_{\text{н}}$,

$$u_{r_{\text{н}}} = e_{21} - U_0 = (E_m - U_0) \left[1 - \frac{2(t - t_1)E_{2m}}{T_{\Phi}(E_{2m} - U_0)} \right] \quad (7.52)$$

и ток диода

$$i_{d1} = (e_{21} - U_0)/r_{\text{н}} = I_{\text{пр}} [1 - 2(t - t_1)/T_{\text{сн}}] \quad (7.53)$$

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.

$$T_{\text{сн}} = T_{\Phi} (E_{2m} - U_0)/E_{2m}. \quad (7.54)$$

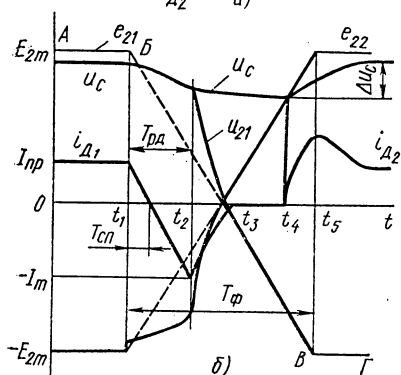
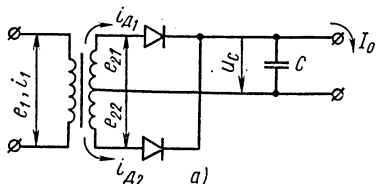


Рис. 7.20

До момента времени t_2 диод D_1 остается открытым, напряжение на вторичной обмотке трансформатора остается равным \bar{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. Его обратный ток спадает до $I_{обр} \approx 0$. При $t = t_4$ открывается диод D_2 . Его ток нарастает до значений, больших $I_{пр}$, что обеспечивает восстановление заряда выходного конденсатора C , израсходованного на поддержание тока нагрузки на интервале T_ϕ и на создание обратного тока через запирающийся диод D_1 . Затем ток диода D_2 становится равным $I_{пр}$.

В заключение данного рассматривания полезно подчеркнуть следующие особенности высокочастотного выпрямителя. Запирание диода в выпрямителе, работающем на емкость, 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 $t_1 - t_5$:

$$\begin{aligned} \Delta Q_k &= \int_{t_1}^{t_2} i_d(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} I_{пр} \left(\frac{t-t_1}{T_{сп}} - 1 \right) dt + \int_{t_2}^{t_5} I_{m-} e^{-\frac{2(t-t_2)}{\tau_d}} dt = \\ &= I_{m-} \left[T_{рл} + 0,5\tau_d \left(1 - e^{-\frac{2(T_\phi - T_{рл})}{\tau_d}} \right) \right] - I_{пр} T_{рл}^2 / 2T_{сп}. \end{aligned} \quad (7.55)$$

Из-за этого полный спад выходного напряжения ΔU_C больше ΔU_n , определяемого по формуле (7.38), на $\Delta Q_k / C$, т. е.

$$\Delta U_C = (I_{пр} T_\phi + \Delta Q_k) / C. \quad (7.56)$$

Основные потери энергии в запирающемся во время коммутационных процессов диоде происходят в интервале времени $t_2 - t_3$. Энергия, выделяющаяся в это время,

$$A_k = \int_{t_2}^{\infty} i_d e_{обр}(t) dt = 0,25 I_{m-} E_{обр} \frac{\tau_d^2}{T_\phi - T_{рл}} \left(1 - e^{-\frac{2(T_\phi - T_{рл})}{\tau_d}} \right). \quad (7.57)$$

Усреднив эту энергию за период, получаем коммутационные потери мощности в каждом из диодов:

$$P_{\text{ком}} = A_k / 2T = 0,125 f I_{m-} E_{обр} \tau_d^2 \frac{1 - e^{-2(T_\phi - T_{рл})/\tau_d}}{T_\phi - T_{рл}}. \quad (7.58)$$

Эти коммутационные потери являются дополнительными к статическим потерям, определяемым (7.40).

Рассмотрим теперь коммутационные потери в схеме выпрямителя с нагрузкой, начинающейся с индуктивности (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 таком выпрямителе включают разрядный диод.

Связано это с тем, что в выпрямителе без разрядного диода перед появлением импульса напряжения на вторичной обмотке

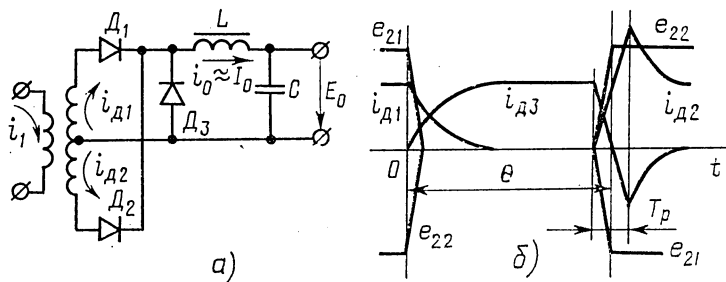


Рис. 7.21

трансформатора оба диода D_1 и D_2 открыты, так как через них проходит ток разряда дросселя L . Поэтому в течение времени коммутационных процессов, начинающихся с появлением импульса напряжения на вторичной обмотке, оба диода остаются открытыми и обе вторичные полуобмотки трансформатора замкнуты практически накоротко.

В выпрямителе с разрядным диодом за время нулевой паузы диоды выпрямителя D_1 и D_2 успевают закрыться. Весь ток разряда дросселя проходит через диод D_3 (рис. 7.21, б). Поэтому на этапе включения напряжения в выпрямителе будут открыты один выпрямительный диод и разрядный диод. Эти два диода замыкают только одну полуобмотку трансформатора.

Если исходить из той же модели выпрямителя, что и ранее, то на этапе рассасывания заряда неосновных носителей ток разрядного диода

$$i_{д3} = I_{пр} - i_{д1} = I_{пр} - E_{2m}t / (r_{и} T_{ф}), \quad (7.59)$$

где $T_{ф}$ — длительность фронта нарастания положительного импульса напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Так как $I_{пр} r_{и} = E_{2m} - U_m$ и $E_{обрл} = E_{2m}$, то

$$i_{д3} = I_{пр} \{1 - E_{2m}t / [T_{ф} (E_{2m} - U_m)]\}. \quad (7.60)$$

Таким образом,

$$T_{сп} = T_{ф} (E_{2m} - U_m) / E_{обр}. \quad (7.61)$$

и для определения времени рассасывания и потерь мощности в диоде во время коммутационных процессов можем воспользоваться выражениями (7.46), (7.47) и (7.58) и решить поставленную задачу.

§ 7.9. Пример расчета

Задание. Рассчитать выпрямитель, создающий на нагрузке $R_{н} = 20 \text{ Ом}$ напряжение $E_0 = 20 \text{ В}$. Пульсации выпрямленного напряжения ΔU не более $0,05 \text{ В}$. Переменное напряжение имеет трапецеидную форму с периодом $2T = 100 \text{ мкс}$ и длительностью фронтов $T_{\phi} = 2 \text{ мкс}$. Время спада тока источника $T_{сп} = 0,065 \text{ мкс}$, а его $r_{н} = 1 \text{ Ом}$.

Выбор схемы и вентиля. Источник выпрямляемого напряжения высокочастотный [$f = 1/(2T) = 10 \text{ ГГц}$], поэтому, воспользовавшись рекомендациями § 7.9, выбираем двухфазную схему со средней точкой (основную схему), с нагрузкой, начинающейся с емкости. Поскольку ток нагрузки выпрямителя $I_0 = E_0/R_{н} = 20/20 = 1 \text{ А}$, то диоды выпрямителя должны иметь допустимый выпрямленный ток не менее $0,5 \text{ А}$, а допустимый прямой ток 1 А . Обратное напряжение, действующее на вентилях основной схемы, в два раза превышает выпрямленное, поэтому допустимое обратное напряжение должно быть больше $2 \times 20 = 40 \text{ В}$.

Выбираем диод 2Д204З, у которого допустимый прямой ток 1 А , допустимое обратное напряжение 50 В , порог выпрямления $E_{пор} = 1,1 \text{ В}$, дифференциальное сопротивление $r_{в} = 0,3 \text{ Ом}$, постоянная времени $\tau_{д} = 1 \text{ мкс}$.

Расчет. 1. Определяем время рассасывания неосновных носителей заряда в базе диода. Поскольку значение отношения $\tau_{д}/T_{сп} = 1/0,065 = 15,4$ больше трех, то применяем формулу (7.46):

$$T_{р.д} = 1,43 \sqrt[3]{T_{сп}^2 \tau_{д}} = 1,43 \sqrt[3]{1 \cdot 0,065^2} = 0,231 \text{ мкс.}$$

2. Определяем необходимую амплитуду источника выпрямляемого напряжения E_{2m} . Согласно (7.39)

$$E_{2m} = E_0 + U_{пр} + I_0 r_{н} = 20 + 1,1 + 0,3 \cdot 1 + 1 \cdot 1 = 22,4 \text{ В.}$$

Уточненное значение обратного напряжения на диоде составляет $44,8 \text{ В}$.

3. Находим максимум обратного тока через диод по формуле (7.48):

$$I_{м-} = I_{пр} (T_{р.д}/T_{сп} - 1) = 1 (0,231/0,065 - 1) = 2,5 \text{ А.}$$

4. Находим мощность коммутационных потерь в каждом из диодов выпрямителя по формуле (7.58):

$$\begin{aligned} P_{д. ком} &= 0,125 I_{м-} E_{обр} \frac{\tau_{д}^2}{T(T_{\phi} - T_{р.д})} (1 - e^{-2(T_{\phi} - T_{р.д})/\tau_{д}}) = \\ &= 0,125 \cdot 2,5 \cdot 44,8 \frac{1^2}{50(2 - 0,23)} (1 - e^{-3,51}) = 0,147 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

5. Находим полную мощность, теряющуюся в диоде, по формулам (7.40) и (7.58):

$$\begin{aligned} P_{д} &= I_{пр} E_{пор} (T - T_{\phi})/(2T) + r_{в} I_{в}^2 + P_{д. ком} = 1 \cdot 1,1 \cdot 48/100 + \\ &+ 0,3 \cdot 0,7^2 + 0,147 = 0,83 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Действующее значение тока $I_{в} = 0,7 \text{ А}$ найдено по формуле (7.31) при $\theta/T = 0$.

6. Определяем емкость выходного конденсатора выпрямителя из условия получения на нем перепада напряжения ΔU_C , большего разницы э.д.с. двух фаз, вызванной асимметрией вторичных обмоток. Исходным для определения емкости конденсатора C является выражение (7.56). Примем асимметрию обмоток равной 2%. Тогда максимальная разница в э.д.с. составит $2\Delta E_{ac} = 2 \cdot 0,02 \cdot 22,4 = 0,89$ В. Допустим $\Delta U_C = 0,9$ В, тогда

$$C = \frac{\Delta Q_{II} + \Delta Q_{I}}{\Delta U_C} = \frac{2,5 [0,23 + 0,5 \cdot 1 \cdot (1-0)] - 1 \cdot 0,23^2 / (2 \cdot 0,65) + 1 \cdot 2}{0,9} = 3,8 \text{ мкФ.}$$

7. Выбираем элементы сглаживающего фильтра, обеспечивающего получение пульсации на выходе меньше 0,05 В. Для этого заменим в (7.41) ΔU_{II} на ΔU_C , тогда

$$k_{II} = \frac{(T_{\Phi} + 2\tau_{зар})\Delta U_C}{2U_0} \frac{T - T_{\Phi}}{16LC_{\Phi}},$$

откуда

$$LC_{\Phi} = \frac{T_{\Phi} + 2\tau_{зар}}{32U_0 k_{II}} \Delta U_C (T - T_{\Phi}) = \frac{2 + 2(1 + 0,3) \cdot 3,3}{32 \cdot 0,05} 1(50 - 2) = 317 \text{ мкс}^2 = 0,317 \text{ мГн мкФ.}$$

Помимо найденных импульсных пульсаций на выходе фильтра могут появиться пульсации, вызванные асимметрией обмоток. Для оценки пульсаций, вызванных асимметрией, воспользуемся (7.34). При асимметрии на входе фильтра получается ступенчатое напряжение с высотой ступенек ΔE_{ac} и длительностью каждой ступеньки T , т. е. периодом $2T$. Заменив в (7.34) E на ΔE_{ac} , T на $2T$ и θ на T , получим

$$k_{II} = \frac{\Delta U_{ac}}{U_0} = \frac{\Delta E_{ac} T^2}{16LC_{\Phi} U_0}.$$

Так как требуемое значение $\Delta U_{ac} < 0,05$ В, то находим требуемое значение произведения

$$LC_{\Phi} > \frac{\Delta E_{ac}}{\Delta U_{ac}} \frac{T^2}{16} = (1/0,05) 50^2 / 16 = 2,8 \cdot 10 \text{ мкс}^2 = 2,8 \text{ мГн мкФ.}$$

Для сглаживания пульсаций, вызванных асимметрией, требуется большее значение произведения LC_{Φ} , поэтому необходимо выбрать фильтр с $LC_{\Phi} > 2,8$ мГн мкФ. Примем емкость конденсатора фильтра равной 50 мкФ а дроссель с индуктивностью 60 мкГн. (стандартный дроссель на ток 1 А имеющий сопротивление обмотки 0,45 Ом).

8. Оцениваем выходное сопротивление выпрямителя, которое равно сумме сопротивлений вентиля и источника, что составляет $1 + 0,3 = 1,3$ Ом. Вместе с фильтром выходное сопротивление составит 1,75 Ом.

Глава 8

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

§ 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_H 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 , служащий для удержания рабочей точки на пологом участке характеристики стабилитрона.

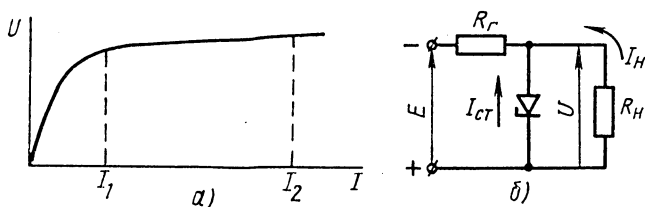


Рис. 8.1

При изменении входного напряжения E меняются токи, проходящие через стабилитрон $I_{ст}$ 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 нагрузки (сопротивления нагрузки) вызывают почти такие же по значению, но противоположные по знаку изменения тока стабилитрона. Поэтому падение напряжения на гасящем резисторе и, следовательно, выходное напряжение зависит от тока нагрузки очень мало.

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 используют регулируемые сопротивления и обратную связь, управляющую 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 берется от выходного напряжения стабилизатора и усиливается в усилителе постоянного тока (УПТ), затем воздействует на регулируемое сопротивление. Процессы стабилизации в схеме рис. 8.2 протекают следующим образом. Допустим, входное напряжение скачком возросло на некоторое значение ΔE . Это вызовет скачкообразный прирост выходного напряжения и, следовательно, сигнала на входе усилителя на ΔU_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

$$\Delta E = \Delta U_{\text{тр}}(t) + \Delta U(t), \quad (8.1)$$

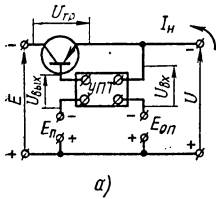


Рис. 8.2

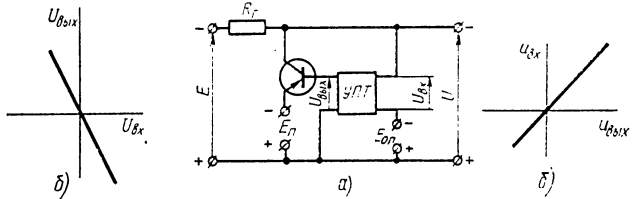


Рис. 8.3

то будет уменьшаться первоначальное отклонение выходного напряжения ΔU_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 ΔU_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, воздействуя 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. Поскольку для приращения напряжений в такой схеме соблюдается условие

$$\Delta E = [\Delta I_{\text{н}}(t) + \Delta I_{\text{тр}}(t)] R_r + \Delta U(t), \quad (8.2)$$

то с ростом $I_{\text{тр}}$ выходное напряжение начнет возвращаться к прежнему уровню, т.е. $U(t)$ 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 инер-

ционностью 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 весьма малой, а сам стабилизатор достаточно быстродействующим.

Вместе с тем введение обратной связи в стабилизатор придает ему ряд полезных качеств, важнейшими из которых являются: хорошая внешняя характеристика, высокие динамические показатели и хорошая стабильность выходного напряжения при изменении внешних условий.

Так, возрастание тока нагрузки, вызванное уменьшением ее сопротивления, в схемах рис. 8.2 приведет к первоначальному спаду выходного напряжения, а затем по мере приоткрывания транзистора выходное напряжение возвратится почти к первоначальному. Таким образом, введение обратной связи приводит к уменьшению выходного сопротивления стабилизатора, что, несомненно, полезно.

Аналогично влияние цепи 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) сопротивлениями и источниками э.д.с. Только при переходе от одного статического состояния к другому значения некоторых сопротивлений и э.д.с. изменяются. Поэтому такие стабилизаторы называются линейными.

Транзистор, а в схеме с параллельным включением и гасящий резистор R_4 , образуют силовую цепь стабилизатора. Цепь обратной связи стабилизатора включает в себя элементы, с помощью которых определяют знак и величину ухода выходного напряжения от стабилизируемого уровня, и усилитель этого 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 (рис. 8.4).

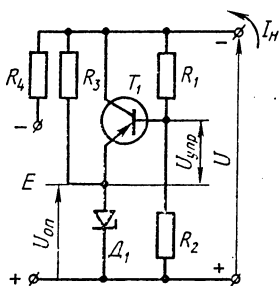


Рис. 8.4

Показатели нестабильности у схем с параллельным и последовательным включением отличаются незначительно. Основное различие этих схем — в к. п. д. Стабилизатор с последовательным

включением всегда имеет к. п. д. более высокий, чем с параллельным.

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 в гасящем резисторе, делают к. п. д. такой схемы заметно меньшим, чем у схемы с последовательным включением. По этой причине стабилизаторы с параллельным включением транзисторов применяют значительно реже, чем с последовательным.

Особенностью схем с последовательным включением (см. рис. 8.2) является то, что в них имеются две петли обратной связи. Одна из петель замыкается через усилитель, который на схемах показан как идеализированный четырехполюсник с характеристикой вход—выход вида, представленного на рис. 8.2, б, а вторая возникает из-за того, что выходное напряжение воздействует на эмиттер триода непосредственно, так как оно приложено к этому электроду.

Входная цепь усилителя вместе с опорным источником $E_{оп}$ образует в данной схеме цепь сравнения. Напряжение подпитки выхода усилителя $E_{п}$ отличается от опорного $E_{оп}$ на исходное смещение регулирующего транзистора. Возрастание выходного напряжения по сравнению с опорным на ΔU , вызванное увеличением входного напряжения ΔE , приведет из-за действия первой цепи обратной связи к появлению на базе транзистора некоторого запирающего напряжения $k_y \Delta U$ (k_y — коэффициент усиления усилителя) и из-за действия второй петли, к повышению напряжения на эмиттере на ΔU .

Таким образом, полное подзапирающее напряжение

$$\Delta U_{зап} = \Delta U (k_y + 1). \quad (8.3)$$

Изменение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора из-за даваемого им усиления много больше, чем подзапирающее напряжение:

$$\Delta U_{тр} = k_{тр} \Delta U (k_y + 1) \gg \Delta U (k_y + 1). \quad (8.4)$$

Так как согласно (8.1) все изменение входного напряжения распределяется между транзистором силовой цепи и выходом, установившаяся нестабильность выходного напряжения оказывается малой:

$$\Delta U = \Delta E / [1 + k_{тр} (k_y + 1)]. \quad (8.5)$$

Если даже первая петля обратной связи разомкнута, т. е. $k_y = 0$, то благодаря действию второй петли обратной связи стабилизатор сохраняет часть стабилизирующих свойств. При боль-

шом усилении усилителя ($k_y \gg 1$) основной оказывается первая петля обратной связи и ею определяются в этом случае все свойства стабилизатора.

Выходное напряжение рассмотренной схемы стабилизатора практически равно опорному. Поэтому с ее помощью нельзя получить выходное напряжение более стабильное, чем опорное.

В этой связи необходимо отметить особенности режима работы источника опорного напряжения в схеме стабилизатора. Через него не проходит ток нагрузки. Если в качестве опорного источника применен стабилитрон, то в силу подчеркнутой особенности на нем получается 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 и выходное сопротивление, меньшее выходного сопротивления опорного источника.

Нестабильности выходного напряжения, вызываемые изменениями напряжения подпитки ΔE_n и нестабильностью триода силовой цепи при большом k_y , оказываются значительно меньшими нестабильности, вызываемой опорным источником и дрейфом характеристики 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.

В схеме с параллельным включением транзистора (см. рис. 8.4) делитель (резисторы R_1 и R_2) подключен к выходным зажимам, напряжение с него подается на базу триода. Источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера.

Управляющее напряжение (напряжение - база — эмиттер) в этой схеме

$$U_{упр} \approx UR_2/(R_1 + R_2) - U_{оп}, \quad (8.6)$$

а его изменения, вызванные уходом выходного напряжения,

$$\Delta U_{упр} \approx \Delta UR_2/(R_1 + R_2). \quad (8.7)$$

В первом приближении изменение коллекторного тока можно представить как

$$\Delta I \approx S \Delta U_{упр}, \quad (8.8)$$

где S — крутизна характеристики транзистора.

Подставив соотношения (8.7) и (8.8) в уравнение (8.2), определяющее напряжение на резисторе силовой цепи R_4 , получим

$$(\Delta E - \Delta U)/R_4 = \Delta I_n + \Delta U R_2/(R_1 + R_2). \quad (8.9)$$

Здесь $\Delta I_n = \Delta U/R_{in}$ — прирост тока нагрузки, вызванный возрастанием выходного напряжения стабилизатора, обратно пропорциональный дифференциальному сопротивлению нагрузки R_{in} .

Из уравнения (8.9) находим нестабильность выходного напряжения, вызванную изменением входного напряжения ΔE , в виде

$$\frac{\Delta U}{\Delta E} \approx 1 \left[1 + \frac{R_4}{R_{in}} + \frac{SR_4R_2}{(R_1+R_2)} \right] \approx \frac{R_1+R_2}{SR_4R_2}, \quad (8.10)$$

Чем больше крутизна характеристики транзистора и сопротивление резистора силовой цепи R_4 , тем выше стабилизирующие свойства схемы.

Управляющее напряжение по значению много меньше опорного и выходного. Поэтому, опустив его в соотношении (8.6), получим

$$U \approx U_{оп} (R_1 + R_2) / R_2, \quad (8.11)$$

что показывает примерное значение выходного напряжения рассматриваемой схемы.

В данной схеме опорный источник (стабилитрон) включен в силовую часть стабилизатора, изменения его тока почти равны изменениям тока нагрузки. Поэтому выходное сопротивление стабилизатора с параллельным включением триода не может быть меньше выходного сопротивления источника опорного напряжения, а коэффициент стабилизации всегда хуже, чем у схемы, составленной из резистора R_3 и стабилитрона.

Влияние выходного сопротивления источника опорного напряжения (стабилитрона) в схеме стабилизатора с параллельным включением триода на ее показатели не исчерпывается сделанным замечанием. Выходное сопротивление опорного источника создает дополнительную внутреннюю отрицательную обратную связь, уменьшающую усиление транзистора.

Изменение тока коллектора $\Delta I_{тр}$, который в этой схеме проходит через опорный источник, вызывает изменение напряжения на нем, равное $r_{iоп}\Delta I_{тр}$. Это напряжение прикладывается к эмиттеру транзистора с такой полярностью, что действует навстречу первопричине (приоткрывает при уменьшении тока) и, таким образом, уменьшает усиление транзистора.

В схемах, удачно сочетающих положительные качества двух рассмотренных схем стабилизаторов (рис. 8.5), применяют и делители напряжения, и усиление по напряжению. Так, транзистор T_1 является усилителем напряжения, а резистор R_3 — его нагрузкой.

Изменения выходного напряжения, ослабленные затем усилителем, подводятся к управляющему промежутку последовательного транзистора — регулируемого сопротивления (T_2) и меняют падение напряжения на

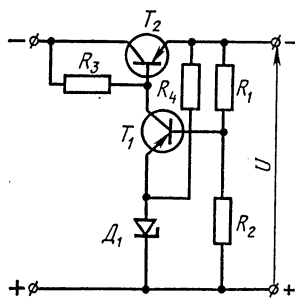


Рис. 8.5

нем, что и стабилизирует выходное напряжение. Источник опорного напряжения в этих схемах разгружен, так как по нему проходит лишь ток усилителя напряжения, значительно меньший тока нагрузки, поэтому подобные стабилизаторы позволяют получить очень высокий коэффициент стабилизации и малое выходное сопротивление.

Для улучшения показателей схем стабилизаторов, особенно при выполнении их на полупроводниковых триодах, применяют многокаскадные усилители.

§ 8.2. Принципы работы импульсных стабилизаторов

В линейном стабилизаторе избыток мощности, отдаваемой первичным источником, в сравнении с мощностью, потребляемой нагрузкой, выделяется в самом стабилизаторе, а точнее — в его силовой цепи. Это обуславливает выбор транзисторов силовой цепи по допустимой мощности рассеяния и в итоге определяет габариты и массу стабилизатора.

В стабилизаторах с импульсным регулированием регулируемое сопротивление заменяется ключом, что сводит до минимума рассеиваемую в нем мощность. Замыкаясь, ключ то подсоединяет, то отсоединяет нагрузку, и тем самым регулирует среднюю мощность, забираемую ею от источника. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения, вызываемых коммутацией ключа, в силовую цепь импульсного стабилизатора (рис. 8.6, а) включают специальный фильтр, состоящий из дросселя L , конденсатора C и разрядного диода D . 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 K 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, что необходимо для управления ключом, производится в специальном импульсном устройстве, входящем в цепь обратной связи стабилизатора. Работой ключа можно

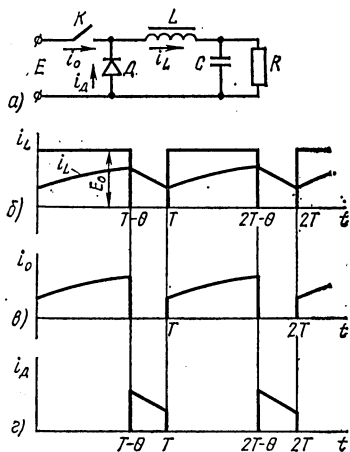


Рис. 8.6

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.

При замкнутом ключе напряжение на входе фильтра равно напряжению источника E . При разомкнутом ключе оно равно нулю (рис. 8.6, б). Положив потери напряжения на фильтре равными нулю, получим на нагрузке среднее напряжение

$$U = E(T - \theta)/T, \quad (8.12)$$

где θ — длительность паузы (время нахождения ключа в разомкнутом состоянии); T — период повторения замыкающих ключ импульсов.

Пульсации напряжения на нагрузке тем меньше, чем больше индуктивность дросселя L и чем меньше длительность паузы θ .

Если бы в силовой цепи не было диода D , то при размыкании ключа на дросселе наводилась бы очень большая э.д.с. (ток обрывался бы скачком) и либо дроссель, либо ключ пробивались бы.

В схеме с диодом в самом начале процесса нарастания этой э.д.с. 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 θ — через диод D (рис. 8.6, в, г). В приведенной на рис. 8.6 схеме дроссель фильтра L включен последовательно в силовую цепь стабилизатора. В такой схеме напряжение на нагрузке всегда меньше напряжения источника E .

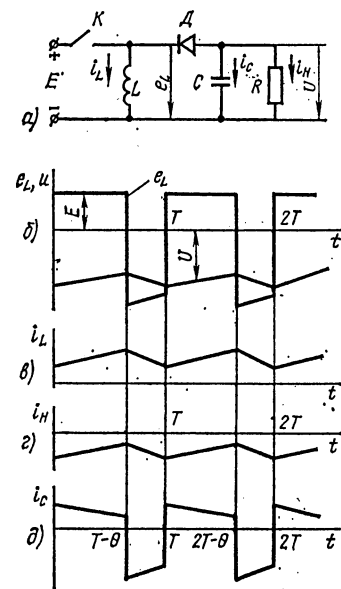


Рис. 8.7

Возможно и параллельное включение дросселя с нагрузкой (рис. 8.7, а). При замкнутом ключе K ($0 < t < T - \theta$) дроссель заряжается током от источника E (рис. 8.7, в). Полярность падения напряжения на дросселе при этом задается источником E и она такова, что диод D 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 тока и на дросселе наводится э. д. с. e_L с полярностью, противоположной той, которая существовала на нем ранее (рис. 8.7, б). Нарастание этой э. д. с. происходит до тех пор, пока не откроется диод D , подключающий параллельно дросселю конденсатор C и нагрузку R (разрядную цепь).

Разряжаясь, дроссель подзаряжает конденсатор C , восстанавливая уменьшившийся за предыдущую часть периода его заряд (рис. 8.7, в). Часть разрядного тока дросселя проходит и по нагрузке, поддерживая в ней близкий к постоянному ток I_0 (рис. 8.7, 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

$$A_{\text{и}} = EI_L(T - \theta), \quad (8.13)$$

где I_L — ток дросселя, который при бесконечной индуктивности постоянен.

При разрядке дроссель отдает полученную от источника E энергию конденсатору и нагрузке. Отдаваемая дросселем энергия

$$A_L = UI_L\theta. \quad (8.14)$$

Энергия, полученная при разрядке конденсатором C , затем опять попадает в нагрузку. Поэтому, приравняв правые части равенств (8.13) и (8.14), получим уравнение, из которого легко найти напряжение на нагрузке

$$U = E(T - \theta)/\theta. \quad (8.15)$$

При малых интервалах разряда ($\theta < T/2$) напряжение U получается большим, чем 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 запираанию обоих n - p -переходов.

Реальные транзисторы, работающие в ключевом режиме, дроссели и диоды обладают весьма малыми потерями, что позволяет выполнять силовую цепь стабилизатора в малых габаритах. 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 $50 \div 100$ кГц.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НА СТАБИЛИТРОНАХ

§ 9.1. Полупроводниковые стабилитроны

Полупроводниковый (кремниевый) стабилитрон имеет вольт-амперную характеристику (рис. 9.1) с достаточно протяженным участком $a-b$, на котором значительным приращениям тока соответствуют малые приращения напряжения. Этот участок получается при обратном смещении и характерен для режима так

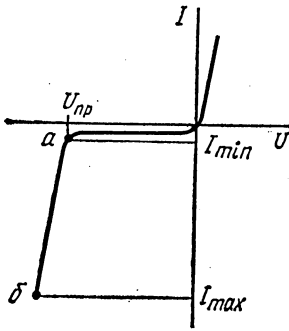


Рис. 9.1

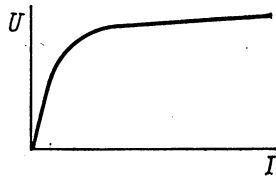


Рис. 9.2

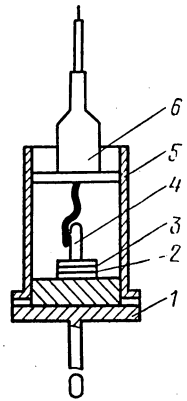


Рис. 9.3

называемого электрического пробоя $p-n$ -перехода. Если ток стабилитрона больше I_{max} , 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, и пологий участок характеристики стабилитрона повторяется 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 сплавления алюминиевого электрода 4 создают зону электропроводности n -типа, а сам электрод сваривают с токоотводом и выводом 6. В кристалле

образуется *p-n*-переход 3. Всю конструкцию помещают в металлический корпус 5, привариваемый к основанию. Токоотвод пропускают через изолятор.

Кремниевые стабилитроны в сравнении с применявшимися ранее газовыми имеют много преимуществ. У них небольшие габариты и масса. У кремниевых стабилитронов характеристика не имеет точки перегиба и, следовательно, напряжения зажигания более высокого, чем напряжение пробоя. Это облегчает расчет, улучшает характеристики схемы. У полупроводниковых стабилитронов отсутствует и участок характеристики с отрицательным наклоном, что позволяет подключать параллельно ему конденсатор любой емкости.

Стабилитрон сохраняет напряжение стабилизации от одного включения к другому с очень высокой точностью. Отклонения напряжения не превышают 0,01%.

В заключение необходимо отметить, что на характеристику стабилитрона не влияет 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 $-40 \div +60^\circ\text{C}$ напряжение стабилизации меняется у большинства стабилитронов практически линейно. Поэтому температурную нестабильность напряжения удобно учитывать с помощью температурного коэффициента напряжения по формуле

$$\Delta U_{\text{ст}} = \gamma \Delta t, \quad (9.1)$$

где γ — абсолютный температурный коэффициент; Δt — изменение температуры *n-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.

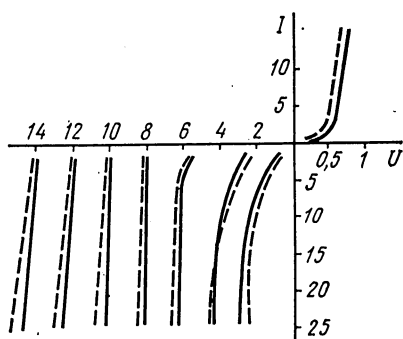


Рис. 9.4

§ 9.2. Эквивалентная схема стабилитрона

Стабилитроны применяют и как источники «эталонного» (опорного) напряжения в сложных схемах стабилизаторов, 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 разные. 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.

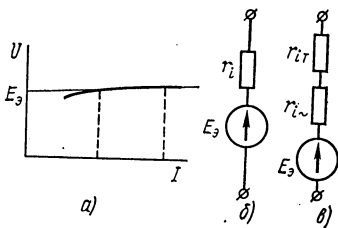


Рис. 9.5

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 всего два элемента: эквивалентную э.д.с.

E_3 и внутреннее сопротивление r_i . Эквивалентная э.д.с. определяется отрезком, отсекаемым прямой на оси напряжений, а внутреннее сопротивление — наклоном спрямленной характеристики.

Линейная схема замещения позволяет рассчитать все показатели стабилизатора, характерные для первого случая применения, с помощью обычных методов расчета линейных цепей.

Однако прежде чем перейти к расчету этих показателей, остановимся подробнее на физической сущности одного из элементов эквивалентной схемы, а именно внутреннего сопротивления стабилитрона.

Внутреннее сопротивление стабилитрона было определено, как наклон спрямленной 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 определяется двумя факторами: внешней температурой (температурой среды) и мощностью, рассеиваемой в самом стабилитроне.

Изменения внешней температуры оказывает влияние на эквивалентную э.д.с. стабилитрона, и их удобно учитывать с по-

мощью уже введенного температурного коэффициента напряжений γ :

$$E_{эТ} = E_{э0} + \gamma \Delta t_c, \quad (9.3)$$

где $E_{эТ}$ — эквивалентная э.д.с., получающаяся при измененной температуре; $E_{э0}$ — эквивалентная э.д.с. при нормальной температуре; Δt_c — отклонение температуры среды от нормальной.

Изменение мощности ΔP , 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 - n -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 - n -перехода не успевает следовать за этими изменениями, то внутреннее сопротивление определяют как наклон участка AB 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, и в соответствии с этим вольт-амперная характеристика стабилитрона смещается, что дает дополнительное изменение напряжения на стабилитроне.

Пусть ток стабилитрона меняется на ΔI (рис. 9.6) и большему току соответствует установившееся превышение температуры на Δt , а меньшему — температура, пониженная на ту же величину.

Взяв две вольт-амперные характеристики, соответствующие повышенной и пониженной температуре, можно определить внутреннее сопротивление стабилитрона, как наклон прямой $A'B'$.

Это внутреннее сопротивление логично назвать сопротивлением постоянному току, и оно равно сумме теплового сопротивления и сопротивления переменному току:

$$r_i = r_{i\sim} + r_{iT}. \quad (9.7)$$

Эта зависимость внутреннего сопротивления полупроводникового стабилизатора от условий работы и подчеркнута на эквивалентной схеме (см. рис. 9.5, в).

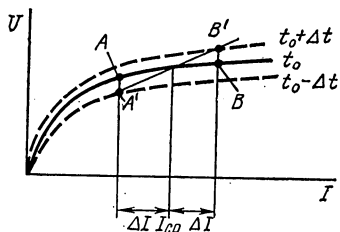


Рис. 9.6

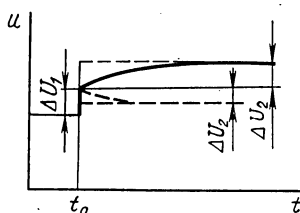


Рис. 9.7

Экспериментально определить внутреннее тепловое сопротивление можно также из переходной характеристики стабилизатора, которая является зависимостью падения напряжения на стабилизаторе от времени при скачке тока, проходящего через стабилизатор.

Переходная характеристика кремниевого стабилизатора (рис. 9.7) для скачка тока ΔI , происходящего в момент времени t_0 , имеет вид ступеньки ΔU_1 , и последующего криволинейного участка, приводящего к стационарному дополнительному приросту напряжения на ΔU_2 .

Из переходной характеристики находим:

$$r_{i\sim} = \Delta U_1 / \Delta I_1, \quad (9.8)$$

$$r_{iT} = \Delta U_2 / \Delta I. \quad (9.9)$$

При постоянных теплоемкости и теплопроводности криволинейный участок переходной характеристики экспоненциален. Постоянная времени этой экспоненты дает тепловую постоянную времени, определяющую скорость изменения напряжения стабилизатора.

У стабилизаторов с отрицательным температурным коэффициентом напряжения перепад ΔU_2 получается отрицательным и, следовательно, тепловое внутреннее сопротивление тоже отрицательно.

В заключение необходимо заметить, что тепловое сопротивление одного и того же стабилизатора меняется при изменении условий теплоотдачи. Например, стабилизатор, снабженный ра-

диатором, имеет меньшее тепловое сопротивление, так как коэффициент s получается меньшим из-за лучших условий охлаждения.

§ 9.3. Показатели схемы стабилизации на стабилитроне

Стабилизатор со стабилитроном (рис. 9.8, а) для малых колебаний тока имеет эквивалентную схему (рис. 9.8, б).

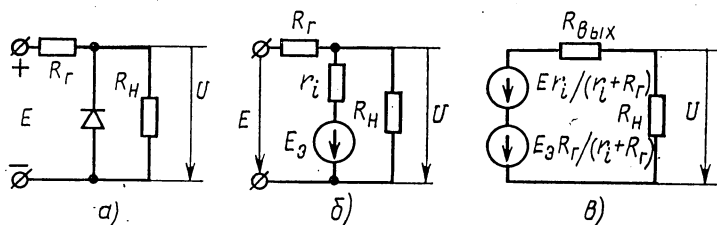


Рис. 9.8

Уравнение для единственного узла, имеющегося в схеме, запишем следующим образом:

$$(E - U)/R_r = (U - E_z)/r_i + I_n. \quad (9.10)$$

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:

$$U = [R_r r_i / (R_r + r_i)] (E/R_r + E_z/r_i - I_n). \quad (9.11)$$

Неустойчивость выходного напряжения, вызванная изменением тока нагрузки, определяет 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.

Полную неустойчивость напряжения на нагрузке найдем из уравнения для напряжения как полный дифференциал. Во время работы стабилизатора могут меняться выходное напряжение E , эквивалентная э. д. с. стабилитрона E_z , ток нагрузки.

Для нахождения полной нестабильности необходимо взять частные производные по всем этим переменным:

$$\Delta U = \frac{\partial U}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial U}{\partial E_3} \Delta E_3 + \frac{\partial U}{\partial I_H} \Delta I_H, \quad (9.14)$$

или

$$\Delta U = [r_i / (R_r + r_i)] \Delta E + [R_r / (R_r + r_i)] \Delta E_3 - R_{\text{вых}} \Delta I_H. \quad (9.15)$$

К уравнению (9.15) можно прийти и иначе, применив линейные преобразования эквивалентной схемы стабилизатора. Так, заменив стабилизатор (часть цепи, содержащая источники E и E_3 и сопротивления R_r и r_i на рис. 9.8, б) простейшим двухполюсником (рис. 9.8, в), получим для образовавшегося контура уравнение, повторяющее (9.15).

Коэффициент нестабильности по выходному напряжению по определению равен коэффициенту, стоящему в (9.15) при ΔE , т. е.

$$k_E = \Delta U / \Delta E_{(\Delta E_3 = 0)} = r_i / (R_r + r_i). \quad (9.16)$$

Он тем меньше, чем больше сопротивление гасящего резистора R_r по сравнению с внутренним сопротивлением стабилитрона.

Учитывая сказанное о внутреннем сопротивлении стабилитрона, следует различать два коэффициента нестабильности: по переменному току и по изменениям постоянного тока. Первый из них

$$k_{E\sim} = r_{i\sim} / (R_r + r_{i\sim}), \quad (9.17)$$

второй

$$k_{E=} = (r_{i\sim} + r_T) / (R_r + r_{i\sim} + r_T). \quad (9.18)$$

Значение коэффициента нестабильности по изменениям эквивалентной э. д. с. стабилитрона [коэффициент при втором члене в (9.15)] близко к единице:

$$\Delta U / \Delta E_3_{(\Delta E = 0)} = k_{E_3} = \Delta U / \Delta E_3_{(\Delta E = 0)} = R_r / (R_r + r_i) \approx 1. \quad (9.19)$$

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:

$$R_{iH} = \Delta U_H / \Delta I_H. \quad (9.20)$$

Поскольку в нагруженном стабилизаторе ток нагрузки определяется самой нагрузкой, прирост тока нагрузки, который следует поместить в уравнение для определения полной нестабильности нагруженного стабилизатора,

$$\Delta I_H = \Delta U_H / R_{iH}, \quad (9.21)$$

Таким образом, вместо уравнения (9.15) теперь имеем

$$\Delta U (1 + R_{\text{вых}}/R_{\text{ин}}) = [r_i/(R_r + r_i)] \Delta E + [R_r/(R_r + r_i)] \Delta E_э. \quad (9.22)$$

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 определить и показатели схемы при сильных колебаниях тока нагрузки.

§ 9.4. Графический расчет режима стабилитрона

Наиболее удобным методом расчета статического режима 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 омическая 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 *аб* от забираемого от нее тока I . Как для любой линейной цепи, она будет прямой, соединяющей точку, соответствующую режиму холостого хода [$U = E_x = ER_n/(R_r + R_n)$], 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 *аб* и стабилитроне (см. рис. 9.9).

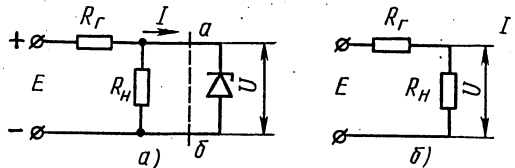


Рис. 9.9

В приведенном примере нагрузкой стабилитрона являлось обычное омическое сопротивление. Это и позволило достаточно просто построить вольт-амперную характеристику части схемы стабилизатора, расположенной левее точек *аб* на рис. 9.9, так как она получилась линейной.

Другим примером, приводящим также к линейной схеме, яв-

ляется стабилизатор напряжения на нагрузке, потребляющей неизменный ток I_H (рис. 9.11).

Напряжение на зажимах ab для этой схемы определяется соотношением

$$U = E - I_H R_r - I R_r \quad (9.23)$$

и, следовательно, характеристика линейной части схемы представляет собой прямую, соединяющую точку $E - I_H R_r$; $I = 0$ с точкой $U = 0$; $I = E/R_r - I_H$ (рис. 9.12).

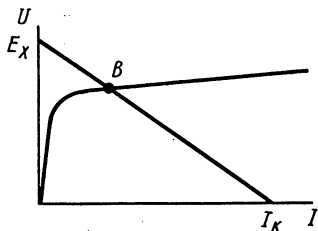


Рис. 9.10

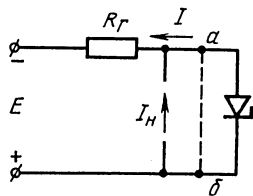


Рис. 9.11

Построения, аналогичные рассмотренным, применяют и для расчета показателей схемы стабилизации при больших изменениях тока нагрузки и напряжения питания стабилизатора.

Суммарная нестабильность (максимальная) выходного напряжения определится в этом случае двумя крайними положениями рабочей точки на характеристике стабилизатора.

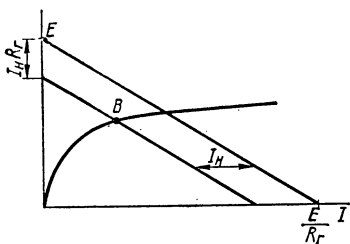


Рис. 9.12

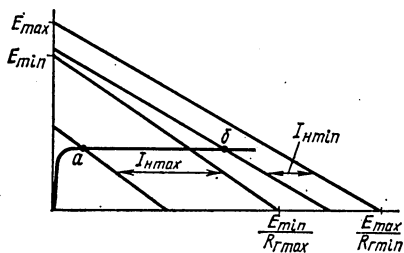


Рис. 9.13

Наименьшее выходное напряжение будет при наименьшем входном напряжении и наибольшем токе нагрузки. Если меняется и сопротивление гасящего резистора 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 входном напряжении, минимальном токе нагрузки

и минимальном сопротивлении резистора. Соответствующая максимальному режиму рабочая точка b определяет правую границу рабочего участка характеристики стабилитрона.

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 стабилитроне. Поэтому простую схему со стабилитроном применяют для стабилизации напряжения на нагрузках, потребляющих малую мощность.

§ 9.5. Схемы стабилизации на стабилитронах

Рассмотренная ранее основная схема стабилизатора, содержащая гасящий резистор и стабилитрон, 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 стабилитроном (рис. 9.14). У открытых p - n -переходов температурный коэффициент напряжения отрицателен, поэтому такой способ пригоден для компенсации температурного ухода напряжения у стабилитронов с положительным коэффициентом γ .

В качестве термокомпенсирующих диодов могут быть выбраны как стабилитроны, так и выпрямительные диоды. У последних температурный коэффициент напряжения несколько больше, чем у стабилитронов, что в некоторых случаях важно. Подбор диодов нужно производить так, чтобы их температурный уход напряжения был по возможности точно равен уходу самого стабилитрона.

Включение термокомпенсирующих диодов в схему стабилизатора отражается на ее показателях. Внутреннее сопротивление термокомпенсированного стабилитрона $r_{i\Sigma}$ увеличивается по сравнению с r_i одного стабилитрона, причем

$$r_{i\Sigma} = r_i + r_{i\text{тк}}, \quad (9.26)$$

где $r_{i\text{тк}}$ — дифференциальное внутреннее сопротивление последовательно включенных термокомпенсирующих диодов.

Удобно применять стабилитроны с внутренней термокомпенсацией, представляющие собой два $n-p$ -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 транзистор (рис. 9.16, а). Такой стабилизатор имеет меньшую нестабильность по входному напряжению. Транзистор здесь используется для имитации большого сопротивления изменениям тока.



Рис. 9.14

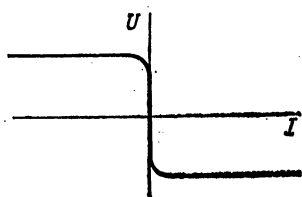
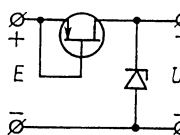
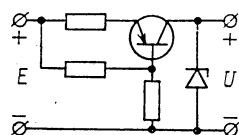


Рис. 9.15



а)



б)

Рис. 9.16

Так, сопротивление промежутка сток — исток транзистора эквивалентно сопротивлению для переменного тока:

$$R_{гэ} = 1/g_{си}, \quad (9.27)$$

где $g_{си}$ — выходная проводимость транзистора.

Из-за малого наклона выходных характеристик полевого транзистора проводимость $g_{си}$ мала и эквивалентное сопротивление переменному току оказывается очень большим, а коэффициент нестабильности по входному напряжению — малым:

$$k_E \approx r_i \sim g_{си}. \quad (9.28)$$

Сопротивление промежутка сток — исток постоянному току много меньше соответствующего дифференциального сопротивления и поэтому в такой схеме при меньших потерях мощности получаем лучший коэффициент нестабильности.

В аналогичной схеме с биполярным транзистором (рис. 9.16, б) необходимо включение двух дополнительных резисторов.

Глава 10

ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

§ 10.1. Определение режима работы транзисторов

В схемах стабилизаторов в наиболее тяжелых условиях работают транзисторы, входящие в силовую цепь. Тяжелые условия 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 застabilизированного напряжения, а проходящий по ним ток невелик. Поэтому к выбору и определению режима транзистора, входящего в силовую цепь стабилизатора, следует подходить особенно внимательно.

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 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 силовой цепи для простейших схем с последовательным включением транзистора (рис. 10.1, а, б).

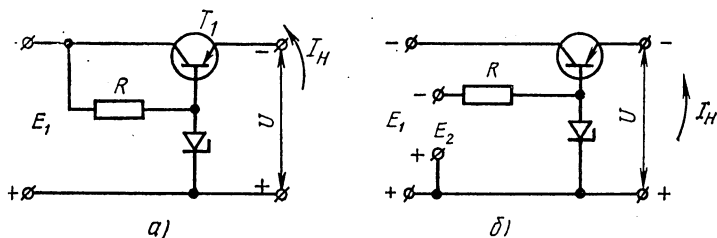


Рис. 10.1

Нестабильность входного напряжения удобно задать двумя нагрузочными характеристиками источника E_1 , соответствующими, допустим, максимальному $E_{\sim \max}$ и минимальному $E_{\sim \min}$ значениям подводимого к выпрямителю переменного напряжения (рис. 10.2, а). Напряжение коллектор — эмиттер силового транзистора T_1 (см. рис. 10.1) равно разности между входным напряжением E_1 и стабилизированным напряжением U . Взяв характеристики транзистора, в данном случае зависимость тока коллектора от напряжения коллектор — эмиттер при параметре I_b , и отложив влево от нулевой точки напряжение U (его можно считать в пер-

вом 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:

$$I_B = I_K + I_C \quad (10.1)$$

для схемы рис. 10.1, а и коллекторному току для схемы рис. 10.1, б.

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.

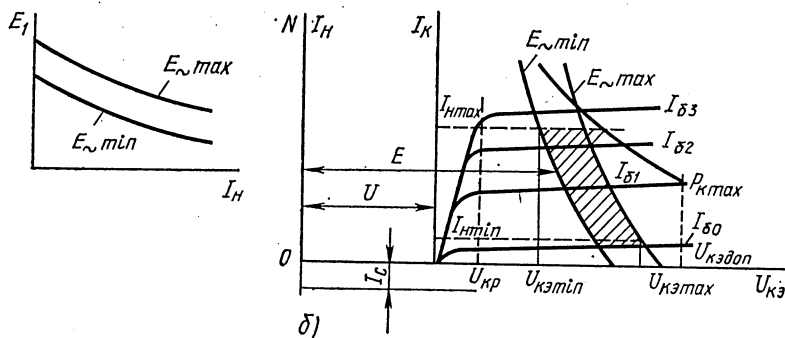


Рис. 10.2

Если провести две горизонтальные прямые, соответствующие токам $I_{H \max}$ и $I_{H \min}$ (ток нагрузки практически равен току коллектора), то можно определить область (она заштрихована на рис. 10.2, б), в которой перемещается рабочая точка при изменениях входного напряжения и тока нагрузки. На основе приведенного построения можно сделать следующие выводы:

1) получить заданное напряжение U можно и при меньшем 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 этот запас, так как приводит к уменьшению напряжения на транзисторе;

3) как показывает сравнение напряжения $U_{Kz \max}$ с максимально допустимым напряжением между коллектором и эмиттером $U_{Kz \text{ доп}}$, 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 тогда, 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.

Проведенное построение рабочей области получилось весьма простым, так как выходное напряжение было принято постоянным. Это допущение оправдывается, так как в результате построения 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 сопротивления (рис. 10.3) в отличие от рассмотренной схемы с последовательным включением транзистор используют как двухполюсник, а не трехполюсник. 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 весьма 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 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 $I_k + I_b + I_d = f(U)$ в силу сделанных приближений превращается в вертикальную прямую AB (рис. 10.4, в), причем всегда можно считать ток коллектора много большим суммы токов базы транзистора I_b и делителя I_d :

$$I_k \gg I_b + I_d, \quad (10.3)$$

что позволяет по вертикальной оси откладывать один ток коллектора.

На этой характеристике, как и на характеристике стабили-

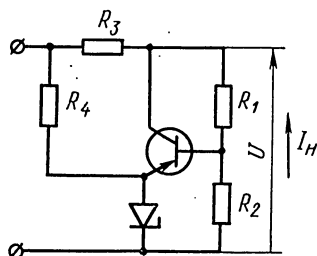


Рис. 10.3

трона, можно найти две граничные точки, соответствующие максимальному и минимальному режимам, и тем самым определить рабочий участок. Максимальный ток коллектора получится при E_{\max} и $I_{\text{н min}}$, а минимальный при E_{\min} и $I_{\text{н max}}$ (см. точки M и N на рис. 10.4, в).

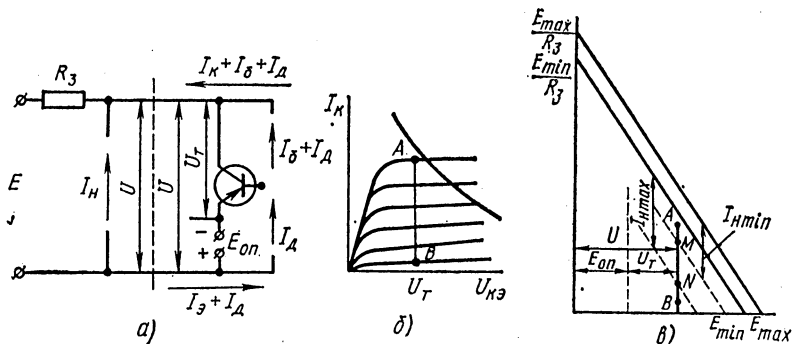


Рис. 10.4

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, полученные на основе такого приближенного построения,

$$I_{\text{кmax}} = (E_{\max} - U) / R_3 - I_{\text{нmin}}, \quad (10.4)$$

$$I_{\text{кmin}} = (E_{\min} - U) / R_3 - I_{\text{нmax}}$$

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 переходов. Поэтому правильную оценку пригодности выбранного транзистора и его режима можно дать только в том случае, если графические построения выполнены и для максимальной, и для минимальной температуры переходов.

§ 10.2. Эквивалентные схемы транзисторов

Чтобы воспользоваться аналитическими методами расчета, необходимо вместо характеристик транзистора применять линейные схемы замещения. Являясь справедливыми лишь для приращений токов и напряжений, они позволяют рассчитать сами отклонения выходных величин стабилизатора и абсолютные не-

стабильности. А средние значения напряжений и токов, необходимые как для расчета относительных нестабильностей, так и для определения рабочей точки нелинейного элемента, следует находить путем графических построений.

Из ряда схем, моделирующих транзистор, предпочтение отдается так называемой схеме Джиаколетто (рис. 10.5). Хотя ее использование в расчетах стабилизатора и не сопряжено с явными выгодами в виде простоты выкладок или простоты окончательных выражений, но оно дает определенные преимущества. Во-первых, эта схема применима при анализе усилительных и ряда импульсных устройств, ее изучение не является дополнительным; во-вторых, она лучше других характеризует частотные свойства транзистора в широкой области частот, что важно для исследования устойчивости стабилизатора; в-третьих, от нее проще перейти к эквивалентной схеме транзистора, работающего в режиме переключения.

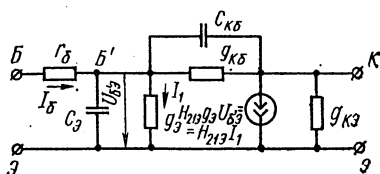


Рис. 10.5

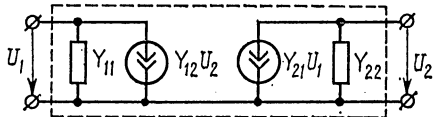


Рис. 10.6

Вместе с тем для сокращения выкладок при анализе и более компактной записи полученных результатов, т.е. формул, определяющих показатели стабилизатора, целесообразно использовать формальную модель транзистора в Y -параметрах (рис. 10.6). В тех случаях, когда переход к физической модели помогает глубже раскрыть содержание полученных результатов, можно в окончательных результатах выразить значения Y -параметров через элементы физической моделирующей схемы рис. 10.5. Приближенные выражения для Y -параметров выбранной моделирующей схемы транзистора следующие:

$$\begin{aligned} Y_{11} &\approx g_{\delta} / (1 + r_{\delta} g_{\delta}); & Y_{12} &\approx -g_{кб} / (1 + r_{\delta} g_{\delta}); \\ Y_{21} &= S = H_{21} Y_{11}; & Y_{22} &\approx g_{кэ} + g_{кб} (1 + S r_{\delta}). \end{aligned} \quad (10.5)$$

Значения элементов моделирующей схемы транзистора зависят не только от положения рабочей точки транзистора на его характеристиках, но и от температуры n - p -переходов. В этой связи следует различать параметры транзистора, полученные при постоянной температуре переходов и при температуре, следящей за изменением рассеиваемой транзистором мощности. Как и в случае со стабилитроном, параметры, полученные при неизменной температуре, называют параметрами для переменного тока, а другие — параметрами для постоянного тока.

Температура *n-p*-переходов зависит как от количества теплоты, выделяющейся в транзисторе, так и от условий отвода теплоты из транзистора. Основная тепловая мощность

$$P_K = I_K U_K \quad (10.6)$$

выделяется в коллекторном переходе и отводится в окружающую среду через корпус транзистора и радиатор — теплоотвод.

Превышение температуры коллекторного перехода по сравнению с температурой корпуса транзистора пропорционально тепловому сопротивлению транзистора, которое в данном случае удобнее назвать тепловым сопротивлением переход — корпус $R_{тпк}$.

Через это сопротивление проходит вся мощность P_K и, следовательно, разность температур перехода t_n и корпуса t_k определится из соотношения

$$(t_n - t_k)/R_{тпк} = P_K \quad (10.7)$$

С корпуса транзистора часть тепловой мощности P_0 (рис. 10.7) переходит в окружающую среду непосредственно, а часть P_2 — через радиатор. Для этих мощностей можем записать:

$$P_K = P_0 + P_2 = (t_k - t_c)/R_{ткc} + (t_k - t_c)/(R_{ткр} + R_{трс}), \quad (10.8)$$

где t_n , t_k , t_c — температуры перехода, корпуса и среды, а $R_{ткc}$, $R_{ткр}$, $R_{трс}$ — тепловые сопротивления корпус — среда, корпус — радиатор, и радиатор — среда.

Общее тепловое сопротивление переход — среда

$$R_T = R_{тпк} + R_{ткc} (R_{ткр} + R_{трс}) / (R_{ткc} + R_{ткр} + R_{трс}). \quad (10.9)$$

Сопротивление корпус — радиатор может быть сделано достаточно малым с помощью прокладок из легко снимаемого металла или специальных теплопроводящих смазок. Сопротивление радиатор — среда определяется площадью радиатора S , состоянием поверхности радиатора и циркуляцией воздуха около него:

$$R_{трс} = 1/(k_r S). \quad (10.10)$$

В спокойном воздухе при нормальном давлении для черного ребристого радиатора из алюминия коэффициент теплоотдачи k_r равен $0,8 \cdot 10^{-3}$ Вт/см².

При большой поверхности радиатора $R_{трс}$ мало, и, поскольку $R_{ткc} > R_{ткр}$, общее тепловое сопротивление

$$R_T \approx R_{тпк} + R_{ткр} + R_{трс}, \quad (10.11)$$

а температура перехода транзистора

$$t_n \approx t_c + P_k (R_{тпк} + R_{ткр} + R_{трс}). \quad (10.12)$$

Включение нескольких транзисторов параллельно приводит к пропорциональному уменьшению сопротивлений переход — корпус и корпус — радиатор, что может существенно облегчить тепловой режим. Часто оказывается целесообразным применение большего числа транзисторов для уменьшения поверхности радиатора. Наиболее напряженным является тепловой режим транзисторов силовой цепи, поэтому именно там и применяют параллельное включение транзисторов.

Выбор поверхности радиатора производят так, чтобы температура перехода не превышала допустимую при максимально возможной температуре среды и мощности, рассеиваемой на коллекторном переходе.

Расчет значений элементов моделирующей схемы для переменного тока проводится на основе характеристик транзистора и его паспортных данных. Приведем этот расчет, основываясь на характеристиках транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 10.8).

Рабочей точке транзистора (точка *A* на рис. 10.8, б) соответствует ток коллектора $I_{к2}$, ток базы $I_{б2}$ и напряжение коллектор — эмиттер $U_{кэ2}$.

Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером $H_{21э}$ равен отношению приращений коллекторного и базового токов:

$$H_{21э} = (I_{к3} - I_{к1}) / (I_{б3} - I_{б1}). \quad (10.13)$$

Наклон выходной характеристики транзистора в рабочей точке

$$\Delta I_k / \Delta U_{кэ} = g_{кэ} + (1 + H_{21э}) g_{кб}. \quad (10.14)$$

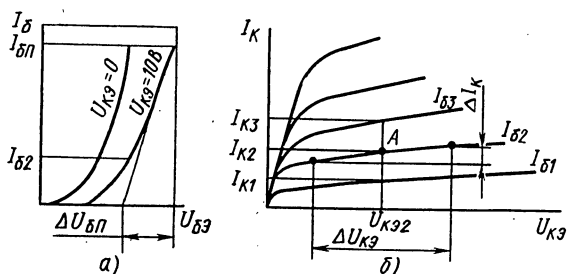


Рис. 10.8

Поскольку влияние проводимости обратной связи $g_{кб}$ сказывается на смещении входной характеристики под действием напряжения $U_{кэ}$, а из приводимых в справочниках входных характеристик его определить нельзя, то из суммы (10.14) найти

каждое слагаемое следует по результатам каких-либо других измерений. Часто полагают

$$g_{кз} = (3 \div 30) g_{кб}. \quad (10.15)$$

Входное сопротивление транзистора, равное для моделирующей схемы

$$r_{вх} = r_б + 1/g_э, \quad (10.16)$$

определяют по наклону входной характеристики (рис. 10.8, а) в рабочей точке. Значение сопротивления $r_б$ можно найти либо по приведенному в справочнике произведению $r_б C_{кб}$, либо по наклону входной характеристики при большом напряжении $U_{кз}$ и большом токе базы, ибо в этом случае $r_б \gg 1/g_э$.

Проведя касательную к входной характеристике, соответствующей $U_{кз}$, находим

$$r_б = \Delta U_{бп} / I_{бп}, \quad (10.17)$$

где $\Delta U_{бп}$ — отрезок оси входных напряжений, являющейся проекцией отрезка касательной.

Таким образом, нами определены все элементы низкочастотной схемы замещения транзистора. Для превращения ее в высокочастотную необходимо включить емкости $C_{кб}$ и $C_э$. Значение емкости $C_{кб}$ дается в паспорте транзистора, а емкость $C_э$ определяется по значению предельной частоты усиления по току f_T , также приводимой в паспорте:

$$C_э = g_э H_{21э} / (2\pi f_T). \quad (10.18)$$

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 значений параметров у различных экземпляров транзисторов велик и перекрывает температурные изменения этих параметров.

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).

Поскольку подстройка сопротивлений симметрирующих резисторов неудобна, целесообразно включать одинаковые резисторы

в эмиттер каждого транзистора, и сопротивления их выбирать такими, чтобы обеспечить неравномерность распределения (разброс) коллекторных токов не хуже 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.

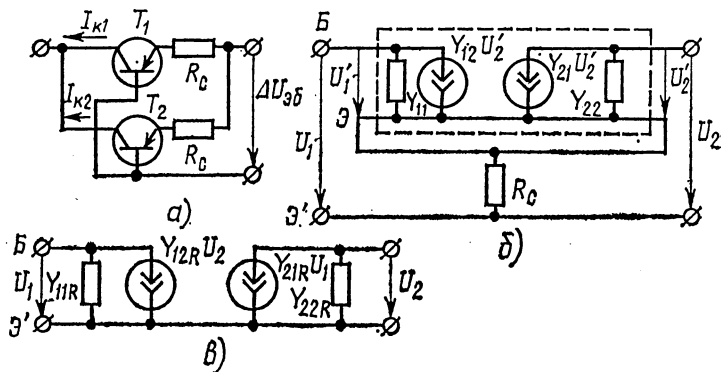


Рис. 10.9

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 (рис. 10.9).

Полагаем полученную при таком соединении схему одним сложным 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

$$\begin{aligned}
 Y_{11R} &= \frac{Y_{11} + R_c \Delta Y}{1 + R_c \sum Y}; & Y_{12R} &= \frac{Y_{12} - R_c \Delta Y}{1 + R_c \sum Y}; \\
 Y_{21R} &= \frac{Y_{21} - R_c \Delta Y}{1 + R_c \sum Y}; & Y_{22R} &= \frac{Y_{22} + R_c \Delta Y}{1 + R_c \sum Y},
 \end{aligned}
 \tag{10.19}$$

где Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} и Y_{22} — Y -параметры транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером: $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{21}Y_{12}$ — детерминант матрицы Y -параметров транзистора; $\sum Y = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$ — сумма Y -параметров транзистора.

Теперь имеется возможность представить транзистор с сопротивлением R_c другой формальной схемой рис. 10.9, в, которая проще преобразуемой схемы.

Рассматриваемая силовая цепь стабилизатора представляет собой параллельно-параллельное соединение n четырехполюсников

ков, 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 с Y -параметрами, равными:

$$\begin{aligned} Y_{11n} &= nY_{11R}; & Y_{12n} &= nY_{12R}; \\ Y_{21n} &= nY_{21R}; & Y_{22n} &= nY_{22R}. \end{aligned} \quad (10.20)$$

Здесь индексом n отмечены параметры результирующего четырехполюсника.

Теперь перейдем непосредственно к определению сопротивлений симметрирующих резисторов R_c , исходя из допустимого разброса коллекторных токов. Приращение напряжения $\Delta U_{э6}$ (см. рис. 10.9) в общем случае неодинаково открывает транзисторы T_1 и T_2 . Прирост общего тока ΔI распределится между ними неравномерно. Перегрузка одного из транзисторов возможна при максимальном приросте ΔI . Поэтому полагаем, что транзисторы открываются напряжением $\Delta U_{э6}$ полностью и через них проходит весь ток нагрузки I_n , т. е. $\Delta I = I_n$.

Для тока коллектора i -го транзистора имеем

$$\Delta I_{ki} = Y_{21Ri} \Delta U_{э6} \approx \frac{H_{21э} Y_{11i} \Delta U_{э6}}{1 + R_c (1 + H_{21эi}) Y_{11i}} = \frac{H_{21эi} \Delta U_{э6}}{1/Y_{11i} + R_c (1 + H_{21эi})}. \quad (10.21)$$

Приближения здесь сделаны на основе того, что $R_c |\Delta Y| \ll |Y_{11}|$ и $|Y_{12}|$ и $|Y_{22}|$ много меньше, чем $|Y_{21}|$ и $|Y_{11}|$.

Выразив входящий в это соотношение параметр Y_{11i} через элементы физической моделирующей схемы транзистора по формуле (10.5), получим

$$\Delta I_{ki} \approx \frac{H_{21эi} \Delta U_{э6}}{1/g_{эi} + r_6 + R_c (1 + H_{21эi})}. \quad (10.22)$$

Так как входящая в это выражение проводимость $g_{э}$ зависит от тока коллектора, а именно $1/g_{эi} \approx H_{21эi} 26/I_{ki}$, то оно определяет ток коллектора в неявной форме. Преобразовав (10.22), найдем

$$\Delta I_{ki} \approx I_{ki} = H_{21эi} (\Delta U_{э6} - 26) / [r_6 + R_c (1 + H_{21эi})]. \quad (10.23)$$

Транзистор с большим значением $H_{21э}$ будет иметь большой ток, а транзистор с наименьшим $H_{21э}$ — минимальный.

На основании (10.23) отношение максимального коллекторного тока к минимальному

$$\frac{I_{k\max}}{I_{k\min}} = \frac{H_{21э\max}}{H_{21э\min}} \frac{r_6 + R_c (1 + H_{21э\min})}{r_6 + R_c (1 + H_{21э\max})}. \quad (10.24)$$

При $R_c = 0$ разброс коллекторных токов равен разбросу коэффициентов $H_{21э}$, т. е. велик. При $R_c = \infty$ разброс коллекторных

токов равен разбросу коэффициентов усиления по току в схеме с общей базой $H_{216} = H_{219}/(1 + H_{219})$, т. е. значительно меньше. Таким образом, данная схема симметрирования не может обеспечить разброса токов коллекторов меньше $H_{216 \max}/H_{216 \min}$.

Задавшись разбросом токов коллекторов, меньшим $H_{219 \max}/H_{219 \min}$ и большим $H_{216 \max}/H_{216 \min}$, найдем сопротивление симметрирующих резисторов, обеспечивающее этот разброс:

$$R_c \approx \frac{r_6}{H_{219 \max}} \frac{H_{219 \max}/H_{219 \min} - 1}{I_{k \max}/I_{k \min} - 1}. \quad (10.25)$$

Эти преобразования показывают удобство использования формальной модели транзистора и способ перехода к параметрам физической модели.

§ 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, содержащей много независимых контуров или независимых пар полюсов (узлов), традиционными методами сопряжен с решением системы, содержащей большое количество уравнений.

Поэтому вместо составления эквивалентной схемы и записи для нее уравнений контурных токов или узловых потенциалов стабилизатор разбивают на ряд четырехполюсников и определяют показатели стабилизатора через параметры этих четырехполюсников.

Начнем с относительно простой схемы стабилизатора напряжения рис. 10.10, а, содержащей усилитель цепи обратной связи и стабилизируемый источник напряжения E с сопротивлением $R_{и}$.

Первое упрощение, которое целесообразно ввести в схему, основано на том, что ток, потребляемый цепью обратной связи (резисторы R_1 и R_2), много меньше тока нагрузки. Поэтому можно ввести второй самостоятельный источник напряжения U , создающий на входе усилителя сигнал управления (рис. 10.10, б). Это позволит рассматривать стабилизатор с разомкнутой цепью обратной связи, что значительно проще,

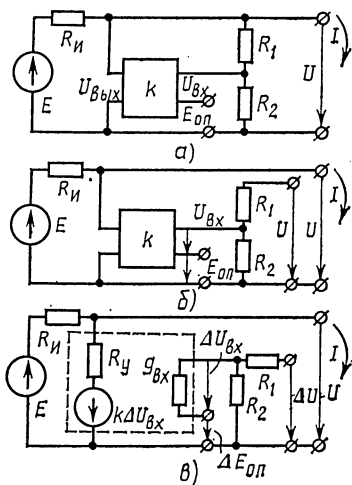


Рис. 10.10

а затем, замкнув цепь обратной связи, получить относительно простые приближенные выражения для основных показателей стабилизатора.

Далее воспользуемся простейшей моделью входной цепи усилителя, представляемой проводимостью $g_{вх}$ (рис. 10.10, в) и для изменений напряжения на входе усилителя $\Delta U_{вх}$ получим

$$\Delta U_{вх} = (N\Delta U - \Delta E_{оп}) N_c, \quad (10.26)$$

где $N = R_2/(R_1 + R_2)$ и $N_c = 1/[1 + g_{вс}R_1R_2/(R_1 + R_2)]$ — коэффициенты деления цепи сравнения.

Выходную цепь усилителя представим эквивалентной схемой, содержащей источник усиленного сигнала $k\Delta U_{вх}$, и выходным сопротивлением усилителя R_y (рис. 10.10, в).

При построении эквивалентных схем напряжения и токи заменены их приращениями, так как только для приращений токов и напряжений стабилизатор и входящие в него элементы оказываются линейными.

Определив на основании последней схемы изменение выходного напряжения ΔU , получим

$$\begin{aligned} \Delta U = \Delta ER_y/(R_n + R_y) - k\Delta U_{вх}R_n/(R_n + R_y) - \\ - \Delta IR_nR_y/(R_n + R_y). \end{aligned} \quad (10.27)$$

Введя обозначения для коэффициента деления напряжения усилителя в силовой цепи $R_n/(R_n + R_y) = N_1$ и выходного сопротивления силовой цепи стабилизатора, получающегося при разомкнутой цепи обратной связи $R = R_nR_y/(R_n + R_y)$, запишем (10.27) короче:

$$\Delta U = \Delta E(1 - N_1) - k\Delta U_{вх}N_1 - \Delta IR. \quad (10.28)$$

Это уравнение и описывает режимы силовой цепи разомкнутого стабилизатора, которая содержит источник напряжения E , сопротивление R_n и выходную цепь усилителя. Подставив в него значение $\Delta U_{вх}$ из (10.26) и решив полученное таким образом уравнение относительно ΔU , найдем соотношение, описывающее поведение силовой цепи замкнутого стабилизатора, из которого легко определить основные коэффициенты стабилизатора. Это соотношение удобно записать в следующей форме:

$$\Delta U = \frac{\Delta E(1 - N_1) + kN_1N_c\Delta E_{оп} - \Delta IR}{1 + kNN_c}. \quad (10.29)$$

Выходное сопротивление стабилизатора, равное по определению отношению $\Delta U/\Delta I$, полученному при $\Delta E = \Delta E_{оп} = 0$ и взятому с обратным знаком, равно коэффициенту, стоящему при ΔI в (10.29):

$$R_{вых} = R/(1 + kNN_c). \quad (10.30)$$

Выходное сопротивление стабилизатора меньше выходного сопротивления силовой цепи в $1 + kNN_c$ раз благодаря действию цепи обратной связи. Произведение kNN_c представляет собой так называемое петлевое усиление замкнутой цепи регулирования, и чем оно больше, тем меньше выходное сопротивление стабилизатора по сравнению с сопротивлением его силовой цепи.

Далее, коэффициент неустойчивости по входному напряжению, равный по определению отношению $\Delta U/\Delta E$ при $\Delta E_{оп} = 0$ и $\Delta I = 0$, является в (10.29) коэффициентом при ΔE , т. е.

$$k_E = (1 - N_1)/(1 + kNN_c). \quad (10.31)$$

Его значение также уменьшается в $1 + kNN_c$ раз при введении обратной связи.

Коэффициент неустойчивости по опорному напряжению в соответствии с его определением равен множителю при $\Delta E_{оп}$ в (10.29):

$$k_{E_{оп}} = kN_1N_c/(1 + kNN_c) \approx 1/N. \quad (10.32)$$

Приближения в последнем выражении сделаны на том основании, что при большом петлевом усилении $kNN_c \gg 1$. Неустойчивость по опорному напряжению получилась большей единицы и равна величине, обратной коэффициенту деления цепи сравнения. Это положение легко объяснить. В самом деле при большом усилении в цепи обратной связи входное напряжение усилителя близко к нулю и, следовательно, поделенное делителем выходное напряжение стабилизатора практически равно опорному, что и отражает (10.32).

Теперь усложним схему стабилизатора, включив в его силовую цепь транзистор T (рис. 10.11, а). На выходе стабилизатора получаем напряжение ΔU_0 при токе нагрузки ΔI_0 . Представим транзистор как четырехполюсник с известными Y -параметрами, т. е. его модель представим двумя уравнениями:

$$\begin{aligned} \Delta I_0 &= Y_{11}\Delta U_{бэ} + Y_{12}\Delta U_{кэ}, \\ \Delta I_k &= Y_{21}\Delta U_{бэ} + Y_{22}\Delta U_{кэ}. \end{aligned} \quad (10.33)$$

Для транзистора, включенного по схеме рис. 10.11, действуют следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \Delta I_0 &= \Delta I_э = \Delta I_б + \Delta I_k; \quad \Delta I = \Delta I_б, \quad \Delta U_{кэ} = \Delta E - \Delta U_0, \\ \Delta U_{бэ} &= \Delta U - \Delta U_0, \end{aligned} \quad (10.34)$$

Сложив два уравнения (10.33), получим соотношение, определяющее выходной ток стабилизатора:

$$\Delta I_0 = (Y_{11} + Y_{21})(\Delta U - \Delta U_0) + (Y_{12} + Y_{22})(\Delta E - \Delta U_0). \quad (10.35)$$

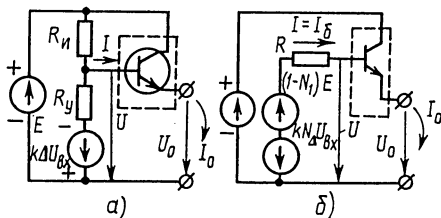


Рис. 10.11

Ток базы транзистора (рис. 10.11, б) — это выходной ток рассмотренного ранее стабилизатора; его определяют по формуле (10.28), т. е.

$$\Delta I_6 = \Delta I = [\Delta E (1 - N_1) - k \Delta U_{\text{вх}} N_1 - U] / R. \quad (10.36)$$

Подставим это выражение в первое из уравнений транзистора (10.33) и из полученного таким образом уравнения определим ΔU как функцию воздействующих на силовую цепь дестабилизирующих (ΔE , ΔI_0) и стабилизирующих ($\Delta U_{\text{вх}}$) факторов. После этого, заменив найденной функцией значения в (10.35), получим соотношение, описывающее режимы силовой цепи стабилизатора с транзистором. Этому соотношению удобно придать следующий вид:

$$\Delta U_0 = \Delta E (1 - k_T N_1) - k \Delta U_{\text{вх}} N_1 k_T - \Delta I_0 k_T R_9. \quad (10.37)$$

Здесь $k_T = (Y_{11} + Y_{21}) / (\Sigma Y + \Delta Y R)$ — коэффициент передачи транзистора T ;

$$R_9 = (1 + R Y_{11}) / (Y_{11} + Y_{21}) \approx 1 / [Y_{11} (1 + H_{219})] + R / (1 + H_{219}) - \quad (10.38)$$

выходное сопротивление транзистора T .

Коэффициент передачи транзистора k_T в данном случае есть коэффициент усиления эмиттерного повторителя на этом транзисторе с бесконечно большим сопротивлением в эмиттере. Его значение близко к единице и проще определять величину, обратную ему, т. е.

$$\begin{aligned} 1/k_T &\approx 1 + (Y_{12} + Y_{22}) / (Y_{11} + Y_{21}) + R \Delta Y / (Y_{11} + Y_{21}) \approx \\ &\approx 1 + Y_{22} / Y_{21} + R Y_{22} / (1 + H_{219}) - Y_{12} R. \end{aligned} \quad (10.39)$$

Сравнив соотношение (10.37) с аналогичным соотношением для стабилизатора без транзистора (10.28), отметим, что подключение транзистора к стабилизатору сказалось на всех трех коэффициентах в правой части. В (10.37) вместо N_1 входит произведение $k_T N_1$ и вместо выходного сопротивления силовой цепи стабилизатора R — произведение выходного сопротивления транзистора на коэффициент передачи транзистора $R_9 k_T$.

По аналогии с проведенными ранее выкладками для стабилизатора с транзистором и замкнутой цепью обратной связи получим:

$$\begin{aligned} k_E &= (1 - k_T N_1) / (1 + k_T N_1 N_c), \\ R_{\text{вых}} &= k_T R_9 / (1 + k_T N_1 N_c), \\ k_{\text{Еоп}} &= k k_T N_1 N_c / (1 + k_T N_1 N_c). \end{aligned} \quad (10.40)$$

Проведенные преобразования можно проводить последовательно для все более сложных схем силовой цепи стабилизатора. Так, для стабилизатора напряжения с составным транзистором

в силовой цепи (T_1 и T_2 на рис. 10.16) считаем усилитель с транзистором T_1 исходным четырехполюсником, свойства которого представляются соотношением (10.37), и по аналогии с предыдущим получаем

$$\begin{aligned} k_E &= (1 - k_{T_1} k_{T_2} N_1) / (1 + k N N_c k_{T_1} k_{T_2}), \\ R_{\text{вых}} &= k_{T_1} k_{T_2} R_{32} / (1 + k N N_c k_{T_1} k_{T_2}), \end{aligned} \quad (10.41)$$

где k_{T_2} определяют по формуле (10.39) для второго транзистора: R_{32} — выходное сопротивление второго транзистора, рассчитанное по (10.38).

С помощью полученных соотношений и решают задачу о расчете дифференциальных показателей линейных стабилизаторов. Ими удобно пользоваться во многих практических ситуациях. Так, для схемы простейшего стабилизатора напряжения (см. рис. 10.1, а) без усилителя $k=0$, $N_1=R/(R+r_i)$ и выходное сопротивление четырехполюсника, создающего напряжение на базе силового транзистора, $R r_i / (R+r_i) \approx r_i$. Подставив все это в (10.40), получим

$$\begin{aligned} k_E &= 1 - k_T N_1, \quad R_{\text{вых}} = R_s k_T \approx 1/S + r_i / (1 + H_{21}), \\ k_{E\text{оп}} &= N_1 k_T. \end{aligned} \quad (10.42)$$

Выходная проводимость простейшего стабилизатора напряжения при большом усилении транзистора по току получается равной крутизне транзистора. Коэффициент нестабильности по входному напряжению k_E не удается в таком стабилизаторе получить очень малым из-за ограничений, накладываемых на значение сопротивления резистора R . Стремление получить удовлетворительный к. п. д. стабилизатора заставляет выбирать сопротивление резистора R порядка нескольких сотен Ом, что снижает значение коэффициента деления N_1 и, следовательно, повышает нестабильность по входному напряжению.

Улучшить показатели такого стабилизатора можно двумя способами. Следуя первому, источник опорного напряжения — стабилитрон — подключают к отдельному источнику питания E_2 (рис. 10.1, б). Выбрав $E_2 > E_1$, можно повысить сопротивление резистора R , что приближает значение N_1 к единице. Можно также сделать этот дополнительный источник более стабильным, чем основной, и этим уменьшить вносимую от него нестабильность.

Нестабильность выходного напряжения по дополнительному источнику питания E_2 может быть вычислена по (10.40), если заменить этот источник и опорный стабилитрон эквивалентным двухполюсником. В результате замены последовательно с э. д. с. стабилитрона $\Delta E_s R / (R+r_i)$ окажется включенной дополнительная э. д. с. $\Delta E_2 r_i / (R+r_i)$, отражающая влияние источника E_2 на опорное напряжение. После этого, по аналогии с (10.42), запишем

$$k_{E2} = N_1 k_T r_i / (R + r_i) \approx r_i / (R + r_i). \quad (10.43)$$

Следуя второму способу, резистор R заменяют транзистором, который включен так, что оказывается эквивалентным большому сопротивлению изменениям тока и малому сопротивлению постоянному току (рис. 10.12). Очень удобен для этой цели полевой транзистор, работающий с нулевым смещением на затворе (рис. 10.12, а), так как он не требует для создания необходимого режима подключения дополнительных элементов.

Такой способ ранее встречался в § 9.5, где было рассчитано, что транзистор в схеме рис. 10.12, а эквивалентен большому сопротивлению $1/g_{сн}$. Если возможен выбор полевого транзистора с левой характеристикой, у которого смещение на затворе противоположно по знаку напряжению на истоке, то следует использовать схему включения с дополнительным резистором R_n в цепи истока (рис. 10.12, б). Падение напряжения на этом резисторе при изменении тока стока будет либо приоткрывать (ток стока уменьшается), либо подзапирать (ток стока растет) транзистор. Такая обратная связь приведет к дополнительному росту эквивалентного сопротивления транзистора. Оно оказывается в этом случае в согласии с (10.19) равным

$$R_э = [1 + R_n(S_n + g_{сн})]/g_{сн}, \quad (10.44)$$

где $S_n = Y_{21}$ — крутизна полевого транзистора, а $g_{сн} = Y_{22}$ — его выходная проводимость.

При замене резистора R в схеме рис. 10.1, а полевым транзистором с резистором R_n коэффициент неустойчивости по входному напряжению в соответствии с (10.42) становится равным

$$k_E \cong 1 - N_1 = r_{i\sim} g_{сн} / [1 + R_n(S_n + g_{сн})]. \quad (10.42')$$

Аналогичная схема на биполярных транзисторах также находит применение, но из-за необходимости подачи на базу постоянного напряжения смещения она содержит большее число элементов (см. рис. 9.16, б).

В стабилизаторах напряжения с усилителями существенное влияние на неустойчивость выходного напряжения оказывает дрейф нуля усилителя. Под дрейфом нуля усилителя постоянно тока понимают самопроизвольное изменение его выходного напряжения при неизменном входном напряжении. Причинами дрейфа являются изменения температуры полупроводниковых приборов, входящих в состав усилителя, и изменение характеристик этих элементов со временем. Обычно дрейф на моделирующих схемах представляют некоторой э.д.с. $E_{др}$, включенной на входе усилителя, и ей приписывают самопроизвольные, случайные изменения выходного напряжения.

В соответствии с причинами, вызывающими дрейф, различают следующие составляющие э.д.с. $E_{др}$: температурный дрейф, временной дрейф и низкочастотный шум (фликкер-шум).

Поскольку в эквивалентной схеме стабилизатора э.д.с. $E_{др}$

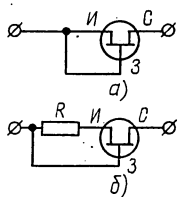


Рис. 10.12

включена так же, как и источник опорного напряжения, то и нестабильность по этой э. д. с. будет равна нестабильности по опорному напряжению. Таким образом, для построения стабилизатора напряжения с высокой стабильностью выходного напряжения необходимы высокостабильный источник опорного напряжения и усилитель с большим усилением и малым дрейфом нуля. Все остальные нестабильности обратно пропорциональны коэффициенту усиления усилителя и из-за его большого значения окажутся малыми.

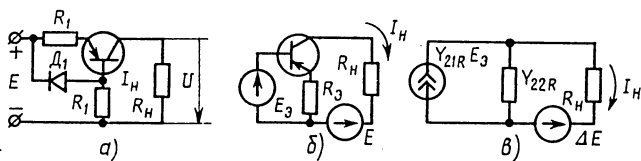


Рис. 10.13

Определим дифференциальные показатели простейшего стабилизатора тока на биполярном транзисторе (рис. 10.13, а). Стабилизатор тока имеет очень малую выходную проводимость и из-за этого при изменении сопротивления нагрузки в определенных пределах его выходной ток практически не меняется. Рассмотренные схемы замены гасящего резистора для питания опорного стабилитрона являются, по сути дела, стабилизаторами тока на полевых транзисторах. В схеме на биполярном транзисторе для создания смещения на базе включается стабилитрон D_1 . Если пренебречь внутренним сопротивлением стабилитрона, то эквивалентную схему стабилизатора тока можно представить так, как это показано на рис. 10.13, б.

Из-за того что $E_3 \gg U_{63}$ падение напряжения на эмиттерном резисторе R_3 практически равно E_3 , а эта э. д. с. в стабилизаторе поддерживается постоянной, поэтому ток нагрузки стабилизатора, являющийся током коллектора, в первом приближении определяется лишь э. д. с. E_3 и сопротивлением резистора R_3 :

$$I_H = I_K \approx E_3 / R_3. \quad (10.45)$$

В первом приближении ток нагрузки не зависит ни от сопротивления нагрузки, 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 более точных соотношений воспользуемся эквивалентной схемой рис. 10.13, в, на которой 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)

$$G_{\text{вых}} = Y_{22R} = \frac{Y_{22} + R_3 \Delta Y}{1 + R_3 \sum Y} \approx G_{22} / (1 + SR_3), \quad (10.46)$$

где G_{22} — значение параметра Y_{22} на постоянном токе.

Нестабильность по другим источникам определяют из уравнения для тока нагрузки, полученного для схемы рис. 10.13, в:

$$\Delta I_{\text{н}} = \Delta I_{\text{к}} = \Delta E \frac{Y_{22R} G_{\text{н}}}{Y_{22R} + G_{\text{н}}} + \Delta E_{\text{э}} \frac{Y_{21R} G_{\text{н}}}{Y_{22R} + G_{\text{н}}}. \quad (10.47)$$

Поскольку $|Y_{22R}| \ll G_{\text{н}}$, то нестабильность тока нагрузки по напряжению источника E

$$k'_{E} = \frac{\Delta I_{\text{н}}}{\Delta E_{\Delta E_{\text{э}}=0}} \approx Y_{22R} \approx G_{22}/(1 + SR_{\text{э}}), \quad (10.48)$$

а нестабильность тока нагрузки по опорному напряжению $E_{\text{э}}$

$$k'_{E_{\text{э}}} = \frac{\Delta I_{\text{н}}}{\Delta E_{\text{э}}(\Delta E=0)} \approx Y_{21R} \approx S/(1 + SR_{\text{э}}). \quad (10.49)$$

При увеличении сопротивления резистора $R_{\text{э}}$ найденная нестабильность становится равной $1/R_{\text{э}}$, что следует и из (10.45).

Для стабилизатора с параллельным включением транзистора (рис. 10.14) значения коэффициентов нестабильности могут быть найдены по выражению (10.28). Так, представив транзистор моделирующей схемой в виде четырехполюсника, получим для параллельного стабилизатора схему (рис. 10.15), полностью аналогичную схеме, приведенной на рис. 10.10, в. В данном случае $R_{\text{г}}$ соответствует $R_{\text{н}}$, коэффициент усиления k равен S/Y_{22} , и $N_1 = R_{\text{г}}/(R_{\text{г}} + Y_{22})$. Подставив все это в (10.31), найдем

$$\begin{aligned} \Delta U/\Delta E &= (1 - N_1)/(1 + kNN_{\text{с}}) = \\ &= 1/[(1 + Y_{22}R_{\text{г}})(1 + SNN_{\text{с}}/Y_{22})]. \end{aligned} \quad (10.50)$$

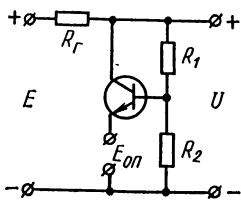


Рис. 10.14

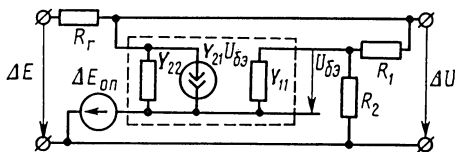


Рис. 10.15

Нахождение остальных показателей не составляет труда. Дифференциальные показатели у стабилизатора с параллельным включением транзистора практически такие же, как и у стабилизатора с последовательным включением силового транзистора.

§ 10.4. Схемы силовых цепей линейных стабилизаторов

Часто силовую цепь стабилизатора выполняют не на одном, а на нескольких транзисторах. Подобный пример уже был приведен. Он относился к параллельному соединению нескольких

транзисторов для увеличения тока нагрузки. Другим, часто встречающимся видом многотранзисторной силовой цепи является составной транзистор (рис. 10.16).

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 T_2 (рис. 10.16, а), который вместе с основным силовым образует составной (сдвоенный) транзистор.

Если подключение одного транзистора не обеспечивает нужного усиления по току, то можно применить строенный составной транзистор (рис. 10.16, б). В последней схеме включены резисторы R_1 и R_2 , позволяющие более свободно выбирать режимы транзисторов, входящих в составной.

Токи эмиттеров T_2 и T_3 уже не должны быть равными токам баз T_1 и T_2 . Наиболее часто составные транзисторы применяют в тех случаях, когда в качестве транзистора T_1 применяется 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. 10.17). Она обладает аналогичными свойствами.

В некоторых случаях ради уменьшения числа мощных силовых транзисторов применяют параллельное соединение резистора и транзистора (рис. 10.18). Данный способ приводит к ухудше-

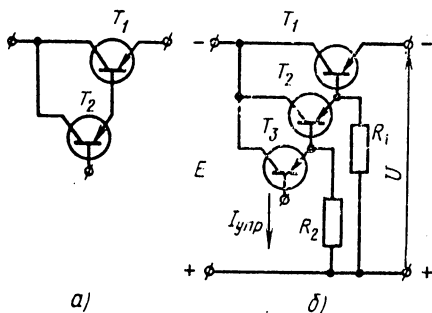


Рис. 10.16

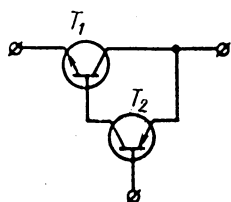


Рис. 10.17

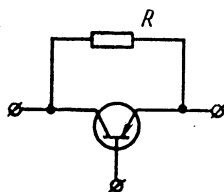


Рис. 10.18

нию дифференциальных показателей стабилизатора. Однако, подняв усиление в цепи обратной связи, можно легко компенсировать увеличение некоторых нестабильностей. При расчетах сило-

вой цепи параллельный резистор R объединяется с проводимостью Y_{22} силового транзистора.

Последний вариант схемы силовой цепи из нескольких транзисторов (рис. 10.19) 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 T_2 к средней точке делителя напряжения R_1, R_2 .

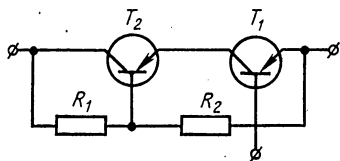


Рис. 10.19

Так как у биполярных транзисторов $U_{бэ}$ имеет значение меньше вольта, то распределение напряжения между транзисторами не больше чем на вольт отличается от распределения напряжения между резисторами. Если ток, проходящий по делителю напряжения, много больше тока базы транзистора T_2 и сопротивления резисторов

одинаковы, то напряжения $U_{кэ}$ на транзисторах практически одинаковы. С увеличением сопротивлений резисторов R_1 и R_2 равномерность распределения напряжения возрастает. Эту неравномерность можно определить из следующего соотношения:

$$U_{кэ1} - U_{кэ2} \approx RI_{б1}H_{21э1}/H_{21э2}, \quad (10.51)$$

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. 10.20, *а*, которая содержит однокаскадный усилитель (транзистор T_2) в цепи обратной связи. Источник входного напряжения E_1 используется и для питания усилителя. Источник опорного напряжения (стабилитрон D_1) получает питание со стороны выходного напряжения, что обеспечивает большую стабильность E_3 . Резистор переменного сопротивления, 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. 10.20, а—в лучшие показатели имеют схемы б и в. В первой из них вместо резистора R_y включен стабилизатор тока на транзисторе T_3 , а во второй применен дополнительный источник питания E_2 .

Стабилизаторы по схемам рис. 10.20, б; в применяют для получения выходного напряжения больше 8—10 В. Связано это с тем, что низковольтные стабилизаторы, которые необходимо использовать для построения стабилизатора на низкое напряжение, имеют большое внутреннее сопротивление и худшую температурную стабильность. В схемах рис. 10.20 выходное напряжение всегда больше опорного, так как для цепи, проходящей через промежуток эмиттер—база силового транзистора промежуток коллектор—эмиттер усилительного транзистора T_2 и опорный источник, получаем

$$U = -U_{\text{бэ1}} + U_{\text{кэ2}} + U_{\text{оп}} \quad (10.52)$$

Напряжение на выходе, меньшее опорного, можно получить в стабилизаторе, собранном по схеме рис. 10.21, а, в который источник опорного напряжения (стабилитрон D_1) подключен к дополнительному источнику питания E_2 . Для этой схемы

$$U = -U_{\text{бэ3}} + U_{\text{кэ2}} \quad (10.53)$$

При высокостабильных стабилитронах хорошую температурную стабильность выходного напряжения обеспечивает схема рис. 10.21, б, в которой применен дифференциальный усилитель на транзисторах T_2 и T_3 . Опорный стабилитрон включен в базовую

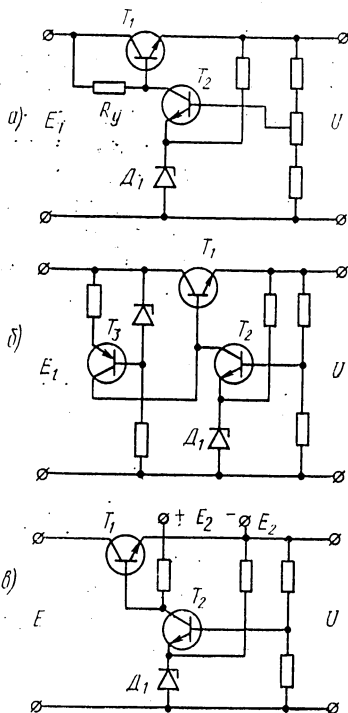


Рис. 10.20

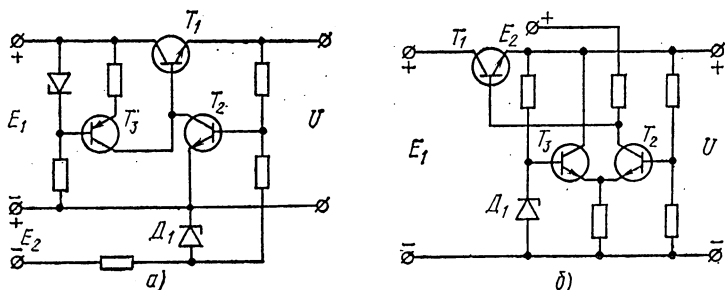


Рис. 10.21 :

цепь T_3 , а сигнал обратной связи подан на базу T_2 . Изменение температуры транзисторов T_3 и T_2 в одинаковой степени смещает их рабочие точки и дестабилизирующее изменение напряжения на коллекторе T_2 не возникает.

Весьма тщательно должна быть выполнена защита транзисторов в стабилизаторе. 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 кратность тока срабатывания предохранителя, то он будет иметь вместе с малым временем срабатывания и малую надежность. Поэтому в схемах стабилизаторов в дополнение к предохранителям широко применяют быстродействующие реле, стабилитроны, защищающие транзисторы от перенапряжений, и специальные транзисторные схемы защиты.

Чисто транзисторная схема защиты (рис. 10.22) обеспечивает и самостоятельное восстановление нормального режима после устранения перегрузки. Падение напряжения на защитном резисторе отпирает нормально запертый транзистор T_3 при достижении током нагрузки некоторо-

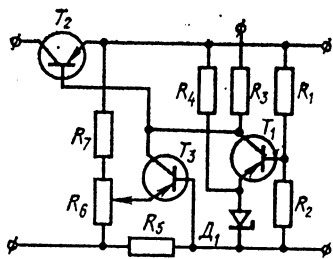


Рис. 10.22

го значения, зависящего от положения движка переменного резистора R_6 .

Открывшись, транзистор T_3 практически разрывает основную цепь обратной связи (делитель R_1, R_2 , транзистор T_1) и вводит в действие вторую цепь обратной связи (резистор R_5 , транзистор T_3), которая стабилизирует падение напряжения на резисторе R_5 , следовательно, 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 T_2 , и он должен выдерживать его не пробираясь. 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 которых представляют собой функционально законченные устройства — стабилизаторы на фиксированное значение выходного напряжения (К142ЕН5).

Помимо этого выпускаются микросхемы, допускающие различные варианты включения. Микросхемы К142ЕН1 — К142ЕН3 (рис. 10.23) могут быть включены как стабилизатор с регулируемым или устанавливаемым выходным напряжением. Для этого к ним подсоединяют внешний делитель напряжения цепи сравнения (резисторы R_1 и R_2).

При ином включении внешних элементов данные микросхемы могут быть стабилизаторами тока. Двуполярное выходное напряжение, регулируемое в пределах 5—25 В, обеспечивают микросхемы К142ЕН6. Ток нагрузки микростабилизаторов серии К142 не должен превышать 150 мА. Если ток, требуемый от стабилизатора, превышает это значение, то к микросхеме подключают дополнительный внешний транзистор, который совместно с транзистором T_1 микросхемы образует составной транзистор (рис. 10.24).

При выполнении микросхем используют все рассмотренные особенности усилителей, способствующие повышению качества стабилизатора. Полевые транзисторы T_4 и T_3 являются простейшими стабилизаторами тока. Один из них служит для питания опорного стабилитрона D_1 , другой — нагрузкой усилительного транзистора T_6 . На базу T_6 подается напряжение обратной связи, снимаемое с внешнего делителя R_1 и R_2 . На базу транзистора дифференциального усилителя T_7 подается соответствующая доля опорного напряжения. Диод D_2 является термокомпенсирующим. Транзистор T_8 вместе с резистором R_3 образует схему защиты от перегрузки по току, а транзистор T_9 служит для включения и выключения стабилизатора.

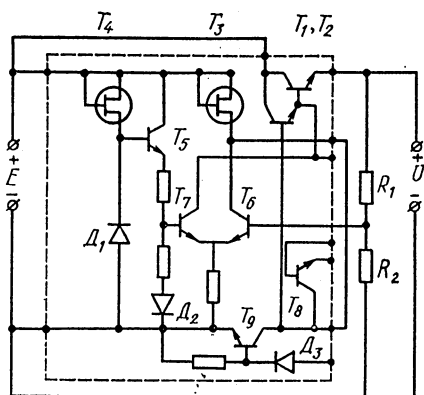


Рис. 10.23 .

Помимо повышения мощности в этом стабилизаторе осуществляется коррекция переходного процесса. Корректирующим элементом является конденсатор C_1 , включенный между входом и выходом усилителя.

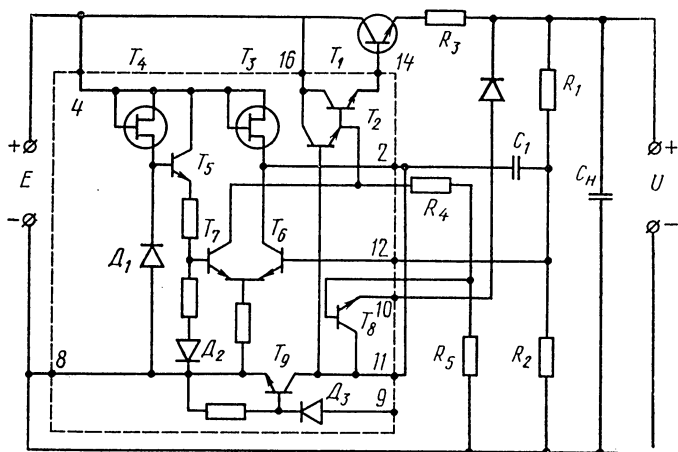


Рис. 10.24

§ 10.6. Транзисторные фильтры

Благодаря малым габаритам и хорошим характеристикам транзисторные стабилизаторы стали применять вместо громоздких LC -фильтров для сглаживания пульсаций. Нестабильность по входному напряжению у стабилизатора достаточно мала и для напряжения пульсаций он эквивалентен фильтрующей цепочке с очень большим произведением LC . В транзисторном фильтре опорный стабилитрон заменяется конденсатором (рис. 10.25, 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.

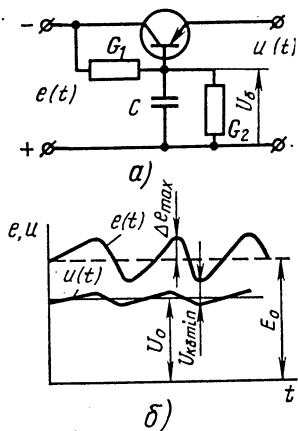


Рис. 10.25

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.

Недостатком транзисторного фильтра является лишь то, что

на его выходе отфильтрованное напряжение $u(t)$ всегда меньше минимального значения входного напряжения (рис. 10.25, 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 для напряжения U_6 :

$$U_6 = [EG_1 / (G_1 + G_2)] / [1 + j\omega C / (G_1 + G_2)]. \quad (10.54)$$

Напряжение на нагрузке $u(t)$ практически повторяет напряжение на базе транзистора и получается с малыми пульсациями.

Недостатком приведенной схемы транзисторного фильтра является то, что в ней не удается получить хорошее сглаживание пульсаций при небольшой емкости конденсатора C . Объясняется это малым допустимым значением сопротивления резистора R_1 , падение напряжения на

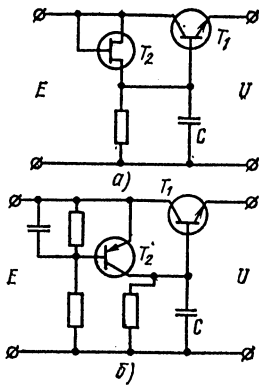


Рис. 10.26

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. 10.26, а, б). В нем транзистор T_2 , являясь стабилизатором тока, обеспечивает малые пульсации напряжения на конденсаторе C даже при небольшой разнице в напряжениях E и U и при небольшой емкости конденсатора.

Расчет коэффициента сглаживания пульсаций транзисторным фильтром легко провести с помощью формул (10.42). Коэффициент сглаживания пульсаций является величиной, обратной коэффициенту нестабильности по входному напряжению, который и определен в (10.42). Из рис. 10.27 для коэффициента деления входного напряжения получаем

$$N_1 = \frac{R_1 (1 + j\omega C_2 R_2)}{R_1 + R_2 + j\omega C_2 R_2 R_1}, \quad (10.55)$$

откуда

$$q = U_0 E_{\sim} / (E_0 U_{\sim}) = (1 + \Delta e_{\max} / U_0 + U_{\kappa 6} / U_0) / (1 - k_t N_1) \approx \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_1^2}. \quad (10.56)$$

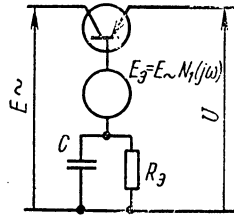


Рис. 10.27

При хороших усилительных свойствах транзистора коэффициент сглаживания определяется практически одной базовой цепью фильтра.

§ 10.7. Стабилизаторы тока с усилителями

Для питания электровакуумных приборов со стабильным магнитным полем необходимо стабилизировать ток, проходящий через спираль или обмотку электромагнита.

Изложенные принципы позволяют построить стабилизатор тока с усилителем по схеме рис. 10.28, в которой силовая цепь стабилизатора включена в цепь источника E последовательно с нагрузкой и эталонным резистором R_3 . Усилитель обратной связи подключен к резистору R_3 и таким образом схема, стабилизируя падение напряжения на эталонном резисторе, стабилизирует ток в нагрузке.

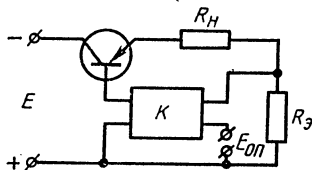


Рис. 10.28

Стабильность тока нагрузки во времени определяется в основном стабильностью сопротивления эталонного резистора и дрейфом усилителя. При изменении входного напряжения E суммарное напряжение на нагрузке и эталонном резисторе изменится на

$$\Delta U \approx k_{E1} \Delta E, \quad (10.57)$$

где k_{E1} определяется из формулы (10.40) как для стабилизатора напряжения.

Для рассматриваемого стабилизатора тока $N_c = R_3 / (R_3 + R_n)$ и $\Delta U_{II} = \Delta U R_n / (R_n + R_3)$, что после подстановки в (10.57) дает

$$\Delta U_{II} = \Delta I_{II} R_{II} \approx k_{E1T} \Delta E R_{II} / (R_3 N_y k_y). \quad (10.58)$$

Это соотношение позволяет определить нестабильность тока нагрузки по входному напряжению:

$$\Delta I_{II} / \Delta E = k_{E1T} / (R_3 N_y k_y), \quad (10.59)$$

которая тем больше, чем меньше сопротивление резистора R_3 . Поэтому сопротивление эталонного резистора и приходится выбирать сравнимым с сопротивлением нагрузки, что ухудшает к. п. д. стабилизатора.

Для определения выходного сопротивления составляют уравнения для контурных токов ΔI_n и ΔI_k ; из них находят $\Delta U / \Delta I_{II} = -R_{вых}$. Напряжение ΔE следует считать при этом равным нулю. Вычисления, подобные проводимым раньше, дают

$$R_{вых} \approx (1 + k_y N_y) R_3. \quad (10.60)$$

Для получения большого выходного сопротивления, собственного стабилизатору тока, значение $N_y k_y R_3$ необходимо выбрать как можно большим.

§ 10.8. Пример расчета линейного стабилизатора

Пусть требуется рассчитать стабилизатор напряжения на основе микросхемы К142ЕН1 на выходное напряжение $U_0 = 8$ В и ток $I_0 = 1,4$ А. Первичная сеть имеет нестабильность $\pm 10\%$, -15% . Требуемая нестабильность выходного напряжения не более 1% , а выходное сопротивление $R_{\text{вых}} \leq 0,05$ Ом.

Данные микросхемы следующие: $U_{\text{вых}} = 3 \div 12$ В, $E_{\text{вх}} > U_{\text{вых}} + 3$ В, $I_{\text{кmax}} = 0,15$ А, $E_{\text{оп}} \approx 1,5$ В, нестабильность по входному напряжению $0,1\%/В$, нестабильность по току нагрузки $0,3\%$ при полном перепаде тока, мощность, рассеиваемая микросхемой при $t = 25^\circ\text{C}$, не более 2 Вт с теплоотводом и $0,8$ Вт без теплоотвода.

При выходном напряжении 8 В нестабильность по входному напряжению одной микросхемы k_E составит $0,1 \cdot 8 = 0,8\%$, а нестабильность по току составит $0,003 \cdot 8 = 0,024$ В. Отсюда выходное сопротивление стабилизатора на микросхеме $R_{\text{вых}} = 0,024/0,15 = 0,16$ Ом.

Вместе с тем по (10.40) $R_{\text{вых}} = k_{T1} R_3 / (1 + k_{T1} k_{NNc})$, где k_{T1} и R_3 — коэффициент усиления и выходное сопротивление силового транзистора микросхемы, которым является бескорпусный транзистор КТ608. Его параметры: H_{213} не менее 25 , $Y_{11} = 0,014$ См, $Y_{12} = -0,0007$ См, $Y_{21} = 0,24$ См и $Y_{22} = 0,127$ мСм.

Оцениваем для транзистора КТ608 $k_{T1} = 1$ и по (10.38) $R_3 = (1/Y_{11} + 1/R)/(1 + H_{213}) = (1/0,014 + 1/0,34)/26 = 2,86$ Ом. Здесь за R принято $1/Y_{21}$ транзистора КТ608, входящего в составной к силовому в микросхеме.

Исходя из полученных данных, оцениваем

$$1 + k_{T1} k_{NNc} = R_3 / R_{\text{вых}} = 2,86/0,16 = 17,9,$$

$$1 - k_{T1} N_1 = k_E (1 + k_{T1} k_{NNc}) = 0,008 \cdot 17,9 = 0,143.$$

Следовательно, $k_{T1} N_1 = 0,857$.

Выберем внешний транзистор по условиям: $U_{кэ} > E_{\text{вх}} = (8 + 3) 1,1/0,85 = 14,2$ В, ток коллектора $I_{\text{кmax}} > 1,4$ А, коэффициент усиления по току $H_{213} > I_{\text{н}}/I_{\text{мс}} = 1,4/0,15 = 9,3$.

Удовлетворяющим этим требованиям является транзистор КТ815А, у которого $I_{\text{кmax}} = 1,5$ А, $U_{кэ\text{max}} = 25$ В, $H_{213} = 20$, $U_{кэ\text{нас}} = 0,6$ В, $P_{\text{к}} = 10$ Вт при $t_{\text{к}} = 25^\circ\text{C}$, $t_{\text{пmax}} = 125^\circ\text{C}$ и $R_{\text{тпк}} = 10^\circ\text{Вт}$. Его Y -параметры при токе 1 А и $U_{кэ} = 2$ В имеют значения $Y_{11} = 0,1$ См, $Y_{12} = -0,2$ мСм, $Y_{21} = 2$ См, $Y_{22} = 20$ мСм.

Для стабилизатора с этим транзистором получаем [см. (10.38) и (10.39)]

$$R_{3y} = (1/Y_{11y} + 1/Y_{21}) / (1 + H_{213y}) = 0,62 \text{ Ом},$$

$$k_{Ty} = 1 / (1 + 0,02/2 + 2,94 \cdot 0,02/21 + 0,0002 \cdot 2,94) = 0,936.$$

Имея эти данные, по (10.40) для стабилизатора с внешним транзистором определяем

$$R_{\text{вых}} = k_{Ty} R_{3y} / (1 + k_{T1} k_{NNc}) \approx 0,62/17,9 = 0,035 \text{ См},$$

$$k_{Ey} = (1 - k_{Ty} k_{T1} N_1) / (1 + k_{T1} k_{NNc} k_{Ty}) \approx 0,155/17,9 = 0,00836.$$

Таким образом, подсоединение внешнего транзистора уменьшило $R_{\text{вых}}$ с $0,16$ до $0,035$ Ом и увеличило нестабильность по входному напряжению с $0,8$ до $0,87\%$.

Полученные данные удовлетворяют заданию. Переходим к расчету электрических и тепловых режимов микросхемы и транзистора. Проверим показатели стабилизатора, собранного по наиболее простой схеме, в которой источник E_1 является общим для микросхемы и силового внешнего транзистора (рис. 10.29, а).

Поскольку напряжение $U_{бэ}$ транзистора КТ815А при токе коллектора $1,4$ А равно $0,7$ В, то на выходе микросхемы (точка 14 на рис. 10.24 и 10.29) обра-

зается напряжение $U_0 + U_{э6} = 8 + 0,7 = 8,7$ 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; питающего стабилизатора. Среднее и максимальное значения получаем 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. Выходное сопротивление выпрямителя получает оценку $R_{вых.в} = U_{иср} 0,1 = 13,8 \cdot 0,1 = 1,4$ Ом. Соответственно, максимальное и минимальное значения э.д.с. выпрямителя: $E_{imax} = U_{imax} + I_{п} R_{вых} = 17,1$ В и $E_{imin} = U_{imin} + I_{п max} R_{вых} = 13,7$ В. Найденные значения определяют границы рабочей области на характеристиках транзистора (обл. 1 на рис. 10.30).

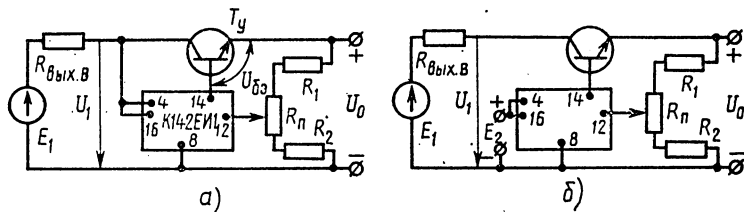


Рис. 10.29

Максимальная мощность в транзисторе выделяется при U_{imax} и $I_{п max}$; она равна $P_k = U_{кэ min} I_{п} = (15,1 - 8) 1,4 = 9,94$ Вт. Такая большая мощность ограничивает температуру корпуса транзистора значением 25°C . Левый край рабочей области расположен значительно правее линии $U_{кэ min}$, что приводит к снижению к.п.д. силовой цепи, который при максимальных токе и напряжении составит

$$\eta = U_0 I_{п} / U_{imax} I_{п} = 8 / 15,1 = 0,53.$$

Улучшить к.п.д. стабилизатора можно, если применить отдельный дополнительный источник напряжения для питания микросхемы (E_2 на рис. 10.29, б). В таком стабилизаторе минимальное напряжение U_1 можно выбрать равным $U_0 + U_{кэ min} = 8 + 0,6 = 8,6$ В. Аналогично предыдущему получим $U_{иср} = 10,1$ В, $U_{imax} = 11,1$ В, $P_{k max} = 4,4$ Вт, $R_{вых.в} = 1$ Ом, $E_{imin} = 9,6$ В, и $E_{imax} = 12,1$ В. Рабочая область расположится в этом случае заметно левее (обл. 2 на рис. 10.30). К.п.д. силовой цепи при максимальном выходном напряжении поднимется до $\eta = 8 / 11,1 = 0,72$.

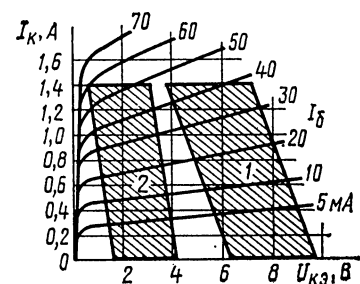


Рис. 10.30

Температура корпуса транзистора может подниматься до $t_{п max} - P_k R_{тпк} = 125^\circ - 4,4 \times 10 = 81^\circ\text{C}$.

Температура корпуса микросхемы получается во втором варианте меньше допустимой, так как мощность, рассеиваемая в ней, $P_{мс} = (E_{2 max} - U_0) I_{п} / H_{21э} + E_{2 max} I_{п} = (12,1 + 3 - 8,7) \cdot 1,4 / 20 + (12,1 + 3) 0,015 = 0,673$ Вт, где первый член определяет мощность, выделяющуюся в силовых транзисторах микросхемы, второй член — мощность потребления остальных;

$I_{п} = 0,015$ А — ток потребления остальных каскадов микросхемы. Так как $P_{мс} = 0,673 < 0,8$ Вт, то возможна установка микросхемы без специального теплоотвода.

СТАБИЛИЗАТОРЫ, РАБОТАЮЩИЕ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

§ 11.1. Работа транзисторов в ключевом режиме

Рассмотрим особенности работы транзисторов в импульсном (ключевом) режиме. Связано это с тем, что именно особенности транзистора, используемого как ключ, накладывают основные ограничения на выбор параметров схемы стабилизаторов и определяют ее возможности.

При работе в ключевом режиме транзистор большую часть времени находится в двух состояниях: насыщения и отсеки.

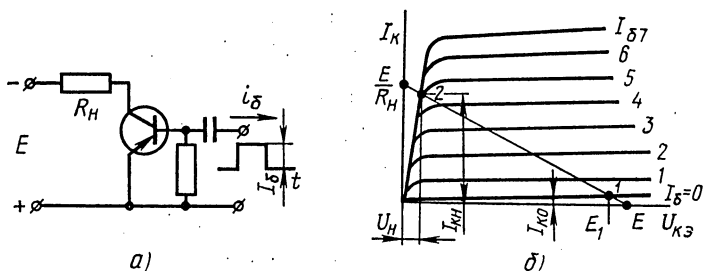


Рис. 11.1

Определить эти состояния можно с помощью рис. 11.1, а. На базу транзистора, включенного в цепь источника E последовательно с омической нагрузкой, подаются коммутирующие импульсы прямоугольной формы с амплитудой I_6 . В отсутствие импульсов транзистор закрыт, это соответствует рабочей точке 1 на характеристиках рис. 11.1, б. Такое состояние отсеки тока характерно тем, что ток транзистора мал и почти все напряжение источника E приложено к промежутку коллектор — эмиттер транзистора.

Если амплитуда коммутирующего импульса удовлетворяет условию

$$I_6 > I_{60}, \quad (11.1)$$

то с его появлением рабочая точка займет на характеристиках положение 2. Транзистор перейдет в состояние насыщения, ток коллектора при этом ограничен внешним сопротивлением, падение напряжения на транзисторе мало, а напряжение источника E практически полностью приложено к нагрузке.

Характеристики транзистора в ключевом режиме (рис. 11.2) представляют двумя кривыми: первая из них соответствует открытому транзистору, а ее наклонный участок — состоянию насыщения; вторая кривая — 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.

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) и в это время мгновенная мощность, рассеиваемая транзистором, может быть велика.

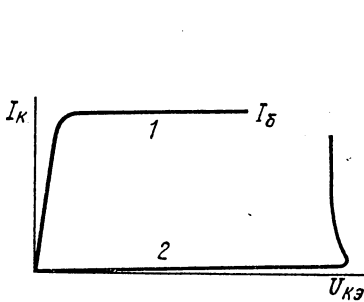


Рис. 11.2

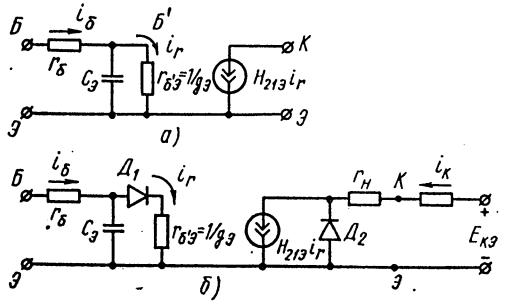


Рис. 11.3

Ранее, при расчете дифференциальных показателей стабилизатора, для представления транзистора, работающего в линейном режиме, была использована упрощенная модель, вытекающая из схемы Джиаколетто (рис. 11.3, а).

Поскольку характеристики транзистора-ключа являются границами активной области, то 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 D_1 и D_2 . Первый из них отражает запираение эмиттерного перехода, т. е. отсечку тока коллектора транзистора, а второй — отпираение 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 $I_0 = I_r$. Если ток $H_{213}I_r$ меньше, чем $E_{кэ}/(R_n + r_n)$, то на диоде D_2 источником коллекторного напряжения $E_{кэ}$ создается запирающее напряжение и 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 D_2 напряжение равно нулю и 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 $U_{кн} = I_{кн} r_{н}$. Избыток тока источника, входящего в модель транзистора, $H_{21э} I_r$ по сравнению с током $I_{кн}$ проходит через открывшийся диод D_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*, то полярности источника $E_{кэ}$ и диодов должны быть изменены на противоположные. Направление тока, создаваемого источником $H_{21э} I_r$, изменится в соответствии с изменением направления тока I_r .

Для уверенного и глубокого насыщения транзистора-ключа управляющее напряжение и сопротивление резистора в цепи базы выбирают такими, что амплитуда базового тока превышает ток $I_{бэ}$ при заданном токе коллектора $I_{кн}$ (см. рис. 11.1, б). Причем это превышение должно соблюдаться для транзистора с наименьшим значением коэффициента $H_{21э}$. Обычно выбирают кратность отпирающих импульсов базового тока $k_1 = I_{кн} / H_{21э \min} I_b$ порядка 1,2—1,5. Это значение определяет минимальную степень насыщения транзистора. Фактическая степень насыщения зависит от значения коэффициента $H_{21э}$, стоящего в схеме транзистора. Самой большой она получается у транзистора с максимальным коэффициентом $H_{21э}$ и равна $k_{\phi} = k_1 H_{21э \max} / H_{21э \min}$. Поскольку разброс коэффициентов усиления по току у биполярных транзисторов достигает трех—шести раз, то фактическая степень насыщения может быть почти на порядок больше k_1 . Так, при $k_1 = 1,3$ и $H_{21э \max} / H_{21э \min} = 6$ она оказывается больше восьми.

Энергия, выделяющаяся в насыщенном транзисторе, пропорциональна квадрату проходящего через него тока:

$$A_{н} = I_{кн}^2 r_{н} T_{от}, \quad (11.3)$$

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 θ этот ток приведет к рассеиванию в транзисторе энергии

$$A_{отс} = E_{обр} I_{ко} \theta. \quad (11.4)$$

Здесь $E_{обр}$ — напряжение, приложенное к запертому транзистору. В схеме рис. 11.1, а $E_{обр} = E$.

Энергию, соответствующую коммутационным процессам в транзисторе, подсчитывают по общему определению:

$$A_{ком} = \int_0^{T_{вкл}} i_{к}(t) u_{кэ}(t) dt + \int_0^{T_{выкл}} i_{к}(t') u_{кэ}(t') dt'. \quad (11.5)$$

Поскольку напряжение на транзисторе во время коммутации определяется видом его нагрузки, то подсчет коммутационных

потерь энергии проводят для каждого вида схемы стабилизатора отдельно. Это будет показано после рассмотрения коммутационных процессов в стабилизаторе.

Полная мощность потерь в транзисторе, работающем в ключевом режиме,

$$P_{\text{пот}} = A/T = (A_{\text{н}} + A_{\text{отс}} + A_{\text{,ом}})/T. \quad (11.6)$$

§ 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. $\tau_{\text{т}}$ и $\tau_{\text{д}}$ положим равными нулю.

Схема управления транзистором-ключом пусть будет такова, что период повторения открывающих транзистор импульсов T постоянен, а меняется их длительность, т. е. управляющие импульсы в зависимости от выходного напряжения модулируются по ширине (ШИМ).

В импульсном стабилизаторе с широтно-импульсной модуляцией (рис. 11.4, а) пульсация выходного напряжения U очень мала. Поэтому при определении токов заряда i_1 и разряда i_2 (рис. 11.4, з) дросселя можно считать напряжение на конденсаторе C постоянным и равным U_0 . В этом случае эквивалентные схемы зарядки и разрядки дросселя примут вид рис. 11.4, б, в.

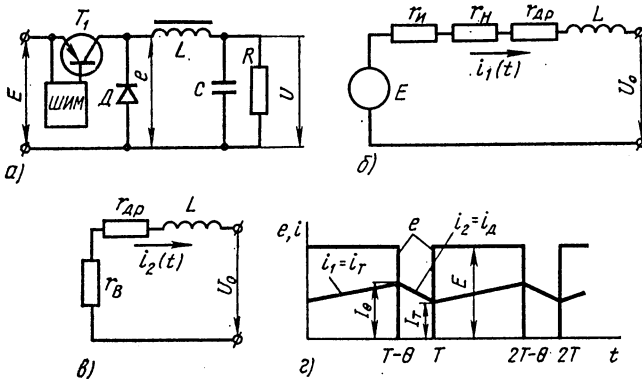


Рис. 11.4

Если выходное сопротивление источника стабилизируемого напряжения $r_{\text{н}}$ мало, а сопротивления насыщенного транзистора $r_{\text{н}}$ и открытого разрядного диода $r_{\text{в}}$ 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 $i_2(t)$ будут определяться выра-

жениями (7.25), а выходное напряжение U_0 — формулой (7.27). Под сопротивлением r следует в данном случае понимать сумму сопротивлений обмотки дросселя $r_{др}$ и открытого диода $r_v = r_{II}$, 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 θ/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 изменению тока нагрузки от $I_{0\max}$ (точка A) до нуля (точка C) в идеальном стабилизаторе (он обеспечивает $\Delta U = 0$) соответствует изменение относительной длительности паузы θ/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 траектория в виде прямой, соединяющей точку, соответствующую E_{\min} , с началом координат. Если E_{\min} соответствовала точка A , то при увеличении напряжения E рабочая точка будет перемещаться по прямой OA от точки A к точке O .

Чтобы стабилизатор мог поддерживать строго постоянным напряжение U при заданных диапазонах изменений $E_{\max} - E_{\min}$ и $I_{0\max} - I_{0\min}$, необходимо верхнюю правую граничную точку рабочей области расположить ниже прямой, соответствующей $\theta/T = 0$. При заданных E_{\min} , $I_{0\max}$ 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 $I_{0\max}$ и E_{\min} , получим условие осуществимости в виде

$$r < \frac{E_{\min}}{I_{0\max}} (1 - U_0 / E_{\min}). \quad (11.8)$$

Пусть от источника с напряжением $E = 12,5 \div 25$ В необходимо получить постоянное напряжение $U_0 = 10$ В и ток в на-

грузке $I_0 = 1 \div 5$ А. Вычислив r_{\min} по формуле (11.8), получим 0,5 Ом. Зададимся сопротивлением $r = 0,3$ Ом. Тогда точка, определяющая предельный режим, займет положение D (три пятых 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 O и G , получим левую границу рабочей области. Эта область заштрихована на рис. 11.5.

Самое малое значение паузы θ получается в точке D ($\theta_{\min} = 0,08 T$), а самое большое — в точке G ($\theta_{\max} = 0,42 T$). 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 $\theta = 0,42 T$ при минимальном входном напряжении и до $\theta = 0,08 T$ при максимальном входном напряжении. Длительность управляющих силовым транзистором импульсов базового тока должна быть меньше рассчитанных значений на время рассасывания заряда неосновных носителей в базе транзистора.

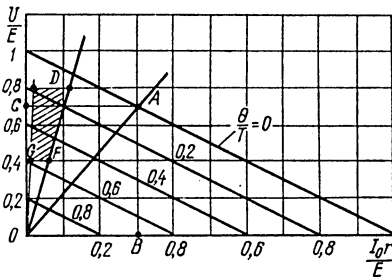


Рис. 11.5

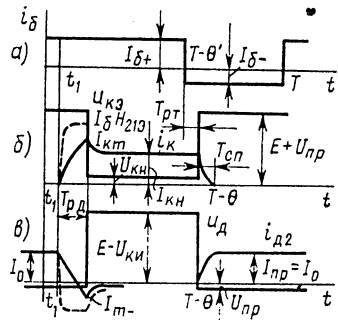


Рис. 11.6

Перейдем теперь к коммутационным процессам и начнем их рассматривать с момента включения транзистора. При $t=0$ на базу ранее закрытого 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 E ($U_{kz} \approx E$) (рис. 11.6, б). Диод D при $t < 0$ был открыт, через

него проходил ток I_T , а падение напряжения на нем равно $U_{пр}$ (рис. 11.6, в).

Положим индуктивность дросселя много больше критической, тогда I_0 станет равным I_T и оба эти значения будут близки к току нагрузки I_0 . К моменту $t = t_1$ напряжение на емкости C_3 станет равным нулю и вслед за этим транзистор откроется. Его рабочая точка окажется в активной области, ток коллектора начнет нарастать, следуя за током i_r , меняющемся 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 $i_k = I_{кн}$ рост коллекторного тока прекратился.

В схеме с диодом при $t = t_1$ начинается рост тока коллектора и спадание тока диода, так как

$$i_d = I_0 - i_k. \quad (11.10)$$

Но уменьшение тока диода на первых порах не приводит к его запиранию, 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 $U_{кз}$ 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 $I_{км}$ (считаем $I_{км} < I_0 k_\Phi$).

При относительно небольших пиках $I_{км}$ возможно спрямить закон нарастания коллекторного тока, определяемого (11.9). При этом допущении и ток диода будет спадать линейно:

$$i_d \approx I_0 [1 - k_\Phi (t - t_1)/\tau_T], \quad (11.11)$$

что позволяет воспользоваться (7.44) для оценки длительности процесса рассасывания неосновных носителей заряда в базовой области диода. В данном случае $T_{сп}$ оказывается равной τ_T/k_Φ . Воспользовавшись (7.46) и (7.47), запишем

$$T_{рд} \approx 1,43 \sqrt{\tau_T^2 \tau_d / k_\Phi^2} \quad \text{для } \tau_T < 0,3 \tau_d k_\Phi \quad (11.12)$$

и

$$T_{рд} \approx 0,31 \tau_d + 1,2 \tau_T / k_\Phi \quad \text{для } \tau_T > 0,3 \tau_d k_\Phi. \quad (11.13)$$

Подставив полученное в (11.8) и (11.10), найдем

$$I_{км} \approx I_0 k_\Phi T_{рд} / \tau_T \quad (11.14)$$

и

$$I_{м-} \approx I_0 (T_{рд} k_\Phi / \tau_T - 1). \quad (11.15)$$

При инерционном диоде пик коллекторного тока может заметно превышать его нормальное значение $I_0 = I_{кп}$.

Если транзистор быстродействующий, то на этапе рассасывания заряда неосновных носителей в диоде рост тока коллектора может ограничиться током базы, т. е. значением $I_0 H_{21э} = I_0 k_{\phi}$. Подсчет пика тока по (11.14) дает в этом случае $I_{км} > I_0 k_{\phi}$, но на самом деле ток коллектора перестанет расти, достигнув значения $I_0 k_{\phi}$ (штриховые линии на рис. 11.6). Линеаризация тока в этом случае недопустима и (11.14) становится неверной. Таким образом, при $T_{рд} \geq \tau_d / (2k_{\phi}^2)$ время рассасывания следует уточнить по отношению

$$T_{рд} \approx \tau_d / (2k_{\phi}^2). \quad (11.16)$$

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 $U_{кэ}$ транзистора почти скачком уменьшается до $U_{кн}$, а запирающее напряжение на диоде возрастает до $E - U_{кн}$. Ток диода падает до $I_{обр}$, а ток транзистора — до $I_{кн} = I_0$. В стабилизаторе проходит основной процесс заряда 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.

Итак, 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_s транзистора разрядится настолько, что уменьшающийся ток i_r станет равным $I_{кн} / H_{21э}$. Идеальный диод D_2 в модели транзистора запретя. Рабочая точка транзистора выйдет на границу активной области.

Если ток базы меняется от I_{6+} до I_{6-} , 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 $k_2 = I_{6-} H_{21э} / I_{кн}$ — кратность выключающего тока базы.

После рассасывания рабочая точка переходит в активную область и ток коллектора спадает до нуля (током $I_{к0}$ пренебрегаем) за время $T_{сп}$, которое тем меньше, чем больше кратность запирающего транзистор тока:

$$T_{сп} = \tau_T \ln [(k_2 + 1) / k_2]. \quad (11.18)$$

Полное время отключения транзистора, равное сумме времени рассасывания и времени спада, зависит как от k_{ϕ} , так и от k_2 :

$$T_{откл} = T_{рт} + T_{сп} = \tau_T \ln [(k_{\phi} + k_2) / k_2]. \quad (11.19)$$

При спадаании тока коллектора ток диода нарастает до $I_0 = I_{\text{кн}}$ (рис. 11.6, в). Таким образом, длительность нулевой паузы напряжения на входе LC-фильтра стабилизатора θ получается отличной от θ' — длительности паузы в управляющем токе базы, причем

$$\theta = \theta' - T_{\text{рл}} + T_{\text{рт}}. \quad (11.20)$$

Найденные законы спадаания 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 $U_{\text{кэ}}$ практически равно E . Поэтому, согласно (11.5), имеем

$$\begin{aligned} P_{\text{т.ком}} &= (1/T) \int_0^{T_{\text{рл}}} EI_0 k_{\Phi} (1 - e^{-t/\tau}) dt = \\ &= (EI_0 k_{\Phi} / T) [T_{\text{рл}} - \tau (1 - e^{-T_{\text{рл}}/\tau})]. \end{aligned} \quad (11.21)$$

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 $0,5 \tau_{\text{д}}$, а обратное напряжение на диоде близко к E . Отсюда получаем

$$P_{\text{д.ком}} \approx \frac{E}{T} \int_0^{t_2} I_m e^{-2t/\tau_{\text{д}}} dt = 0,5 EI_m \tau_{\text{д}} / T. \quad (11.22)$$

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 $r_{\text{н}}$ 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 $i_1(t)$ и разрядки $i_2(t)$ определяются выражениями

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{E}{r} - \frac{E + U_0}{r} \cdot \frac{1 - e^{-\theta/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t/\tau}, \\ i_2(t') &= -\frac{U_0}{r} + \frac{E + U_0}{r} \cdot \frac{1 - e^{-(T+\theta)/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t'/\tau}, \end{aligned} \quad (11.23)$$

Постоянная составляющая тока $i_2(t')$ равна току нагрузки:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_2(t') dt' = -\frac{U_0}{r} \cdot \frac{\theta}{T} + \frac{E + U_0}{r} \cdot \frac{\tau}{T} \times$$

$$\times \frac{1 - e^{-(T-\theta)/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} (1 - e^{-\theta/\tau}). \quad (11.24)$$

Это уравнение определяет семейство регулировочных и выходных характеристик.

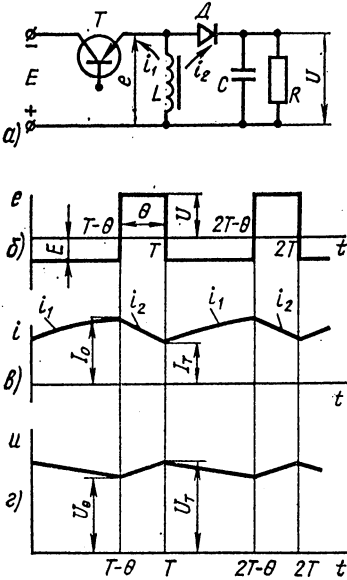


Рис. 11.7

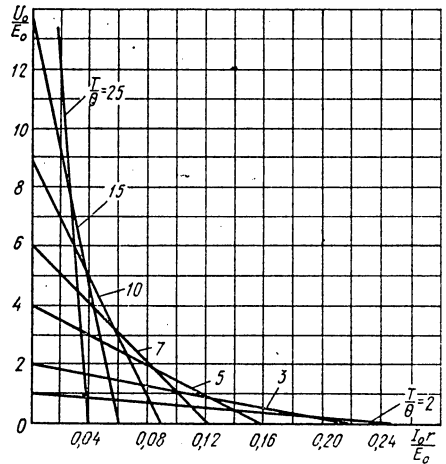


Рис. 11.8

При $\tau \gg T$, что всегда выполняется в стабилизаторах с высоким к. п. д., выражение (11.24) можно упростить, разложив экспоненты в ряд и ограничившись первыми двумя членами этого ряда. Упрощения приводят его к виду

$$U_0 \approx E(T - \theta)/\theta - I_0 r T^2/\theta^2. \quad (11.25)$$

Семейство прямых, определяемых упрощенным уравнением (рис. 11.8), имеет своей огибающей гиперболу:

$$(U_0/E + 1) I_0 r/E = 0,25. \quad (11.26)$$

Условие для осуществления схемы, требующее расположения крайней точки рабочей области ниже огибающей семейства гиперболы, запишем так:

$$(U_0/E_{\min} + 1) I_{0\max} r/E_{\min} < 0,25, \quad (11.27)$$

что позволяет определить максимальное значение сопротивления потерь в силовой цепи импульсного стабилизатора:

$$r < E_{\min}/[4I_{0\max}(1 + U_0/E_{\min})]. \quad (11.28)$$

Построения границ рабочей области на семействе выходных — регулировочных характеристик совершенно аналогичны проведенным в предыдущем параграфе. Отметим лишь, что в стабилизаторе, силовая цепь которого имеет параллельный нагрузке дроссель, изменения относительной паузы между открывающими транзистор импульсами θ/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/θ должен уменьшаться. При критической индуктивности дросселя ток $i_2(t')$ при $t'=\theta$ становится равным нулю.

Из этого условия, используя для замены U_0 (11.25), находим

$$L_{кр} \approx 0,5\theta [E(T - \theta)/(I_0 T) + r]. \quad (11.29)$$

При $L \gg L_{кр}$ 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 $\theta < t < (T - \theta)$ конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки R , напряжение на нем спадает по экспоненциальному закону. Максимальное и минимальное напряжения на выходе связаны соотношением

$$U_\theta = U_T e^{-(T-\theta)/RC} \approx U_T [1 - (T - \theta)/(RC)], \quad (11.30)$$

откуда коэффициент пульсаций

$$k_n \approx (T - \theta)/(2RC). \quad (11.31)$$

Коммутационные процессы в этой схеме, как и в предыдущей, приводят к перегрузке транзистора в первые моменты после его отпираания. 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, и они могут значительно превышать значение, полученное в (11.31).

§ 11.4. 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.

Поясним это, обратившись к рис. 11.9. Глубокое насыщение транзистора; обеспечивающее его малое сопротивление между коллектором и эмиттером, получается при напряжении на базе $U_{бэ}$, большем, чем напряжение $U_{кэ}$ (рис. 11.9). Зависимость падения напряжения $U_{кэ}$ от тока базы имеет ниспадающий характер и при токе базы, меньшем тока коллектора в β раз, напряжение $U_{кэ}$ равно напряжению на базе $U_{бэ}$ (рис. 11.9). Таким образом, при степени насыщения транзистора, равной единице, $U_{кб} = 0$.

Увеличение степени насыщения приводит к уменьшению падения напряжения $U_{кэ}$, что выгодно для уменьшения потерь мощности в стабилизаторе. При этом оказывается, что напряжение $U_{кб}$ отрицательно.

Это обстоятельство не позволяет перевести в режим насыщения мощный транзистор T_1 , входящий в составной (рис. 11.9). Отпираясь, транзистор T_2 не может изменить полярность своего напряжения коллектор—эмиттер, которая соответствует активному режиму.

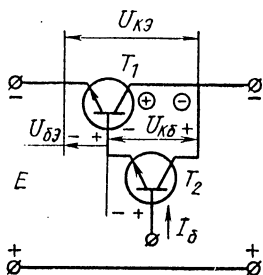


Рис. 11.9

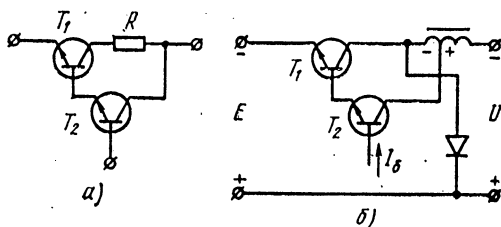


Рис. 11.10

Чтобы сильнее насытить мощный транзистор, прибегают к несколько иным схемам его включения. Так, в схеме рис. 11.10, а в коллекторную цепь мощного транзистора включен дополнительный резистор R с сопротивлением в доли ома. Падение напряжения на нем повышает $U_{кэ2}$, что позволяет глубоко насытить T_1 . Общее падение напряжения на силовой цепи (T_1 и R) при глубоком насыщении получается меньше, чем $U_{кэ}$ в схеме рис. 11.9.

Однако такой способ приводит к росту потерь мощности в силовой цепи. Свободен от этого недостатка другой способ (рис. 11.10, б), в котором на коллектор T_1 подается дополнительное напряжение с части дросселя фильтра стабилизатора L .

Ряд особенностей силовой цепи импульсного стабилизатора связан и с обеспечением форсированного запирания силового транзистора. Для получения малого $T_{сн}$ необходимо запирать мощный силовой транзистор отрицательным импульсом тока базы. Однако в составном транзисторе менее мощный транзистор T_2 не может это обеспечить. Поэтому схему составного транзистора-ключа приходится усложнять. Схема, приведенная на рис. 11.11, отличается от других тем, что не требует дополнительного источника питания для создания на базе T_1 положительного напряжения запирания. Его здесь заменяет конденсатор C . При открытом силовом транзисторе T_1 ($U_{упр} = E$ и T_3 заперт) ток базы T_2 заряжает конденсатор C . Диоды D_{2-4} — стабилизаторы напряжения, работающие на прямой ветви своей характеристики.

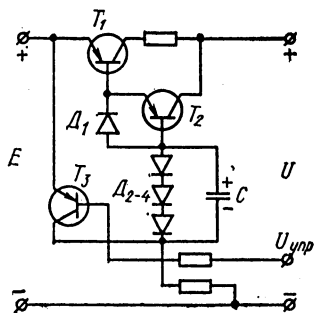


Рис. 11.11

Для запирания T_1 напряжение на базе T_3 снижается ($U_{упр} < E$). При этом T_3 переходит в состояние насыщения, конденсатор C разряжается через него и диод D_1 на промежуток база — эмиттер T_1 . Этот разряд и создает отрицательный импульс тока в базе T_1 . Заряд неосновных носителей рассеивается быстрее, мощный транзистор T_1 запирается форсированно.

Включаются в силовую цепь и элементы, уменьшающие перегрузку силового транзистора коммутационными экстратоками (рис. 11.12). Такими элементами являются дроссели D_p , которые препятствуют быстрому нарастанию тока коллектора силового транзистора. Время рассеивания заряда неосновных носителей в базовой области диода при этом возрастает, но максимум тока $I_{кт}$ уменьшается.

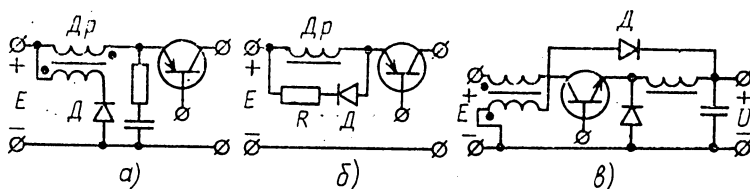


Рис. 11.12

Разряд дросселя в схеме рис. 11.12, а происходит через диод D и дополнительную обмотку на источник E , в схеме рис. 11.12, в — через диод D на нагрузку, а в схеме рис. 11.12, б на резистор R .

§ 11.5. Схемы 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. 11.13, а ключ изображен схематически в виде звена K . В качестве этого звена может быть использована схема рис. 11.11, хотя из-за отсутствия разрядного диода может быть применен и более простой ключ.

Импульсное устройство, управляющее ключом, состоит из транзисторов T_4 , T_5 и подключенных к ним резисторов. Такое

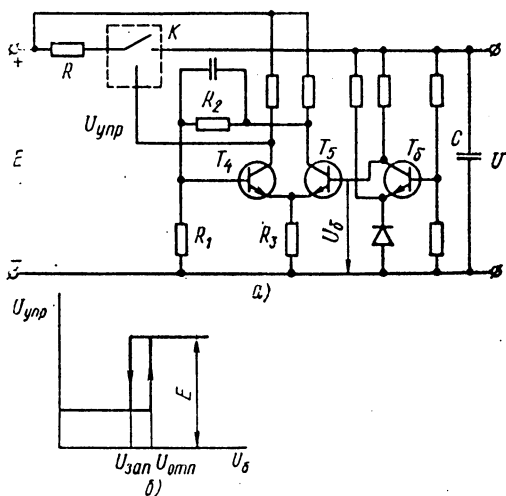


Рис. 11.13

устройство является транзисторным реле и называется триггером. Оно имеет два устойчивых состояния. В одном из них транзистор T_5 насыщен поданным на его базу положительным напряжением U_6 . Созданное его эмиттерным током падение напряжения на резисторе R_3 запирает транзистор T_4 .

Во втором транзистор T_5 заперт, T_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 T_5 отпирается, а при снижении ниже уровня $U_{зап}$ запирается (рис. 11.13, б).

При насыщенном транзисторе T_5 и силовой транзистор в ключе K открыт, а при запертом T_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 T_6 (U_6) станет равным $U_{зап}$, ключ разомкнется. После этого начинается разряд выходного конденсатора током нагрузки $I_0 = const$ и напряжение на нем спадает линейно. Уменьшение выходного напряжения вызовет рост напряжения на коллекторе T_5 и, когда оно сравняется с $U_{отп}$, ключ замкнется. Снова наступает этап подзарядки конденсатора C .

Пусть ключ разомкнут в течение времени θ , а замкнут в те-

чение интервала $T-\theta$. Так как скорость разряда конденсатора в данной модели ($I_0 = \text{const}$) не зависит от напряжения E , то интервал θ 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 соответствует и уменьшение периода работы ключа T и уменьшение относительной длительности паузы θ/T .

Самый большой период работы ключа такого стабилизатора соответствует наименьшему току нагрузки $I_{0 \text{ min}}$ 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 к.п.д., меньшим, чем стабилизатор с LC -фильтром. Но у него меньше и 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 к.п.д. стабилизатора, но вместе с тем вносит дополнительное запаздывание в систему регулирования. А это повышает пульсации выходного напряжения и склонность стабилизатора к самовозбуждению.

§ 11.6. Схемы цепей управления и показатели стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ)

Цепь управления импульсного стабилизатора с ШИМ преобразовывает изменения постоянного напряжения в изменения длительности генерируемых ею коммутирующих импульсов. В качестве преобразователей используют ряд устройств: магнитные усилители, мультивибраторы и другие импульсные схемы.

Рассмотрим одну из схем преобразователей, принцип работы которой основан на сравнении сигнала ошибки и линейно-меняющегося напряжения. В момент, соответствующий их равенству, вырабатывается сигнал, переводящий транзистор силовой цепи в состояние отсечки. В насыщение силовой транзистор переводится в начале каждого такта работы задающего генератора.

Такой принцип используется в ряде микросхем, предназначенных для применения в цепях управления импульсных стабилизаторов. Микросхема 142ЕП1 включает в себя пять функциональных узлов: усилитель сигнала ошибки, преобразователь сигнала ошибки в последовательность управляющих импульсов, усилитель управляющих импульсов, маломощную силовую цепь и источник опорного напряжения. При токах нагрузки, меньших 50 мА, данная микросхема используется как стабилизатор напря-

жения. При больших токах нагрузки она управляет работой мощного транзисторного ключа, т.е. является схемой управления.

На рис. 11.14 элементы, входящие в микросхему, обведены штриховой линией. Усилитель сигнала ошибки — дифференциальный (транзисторы T_1 и T_2). На базу T_1 подается с делителя цепи сравнения часть выходного напряжения стабилизатора, а на базу T_2 — опорное напряжение. Усиленный сигнал ошибки снимает-

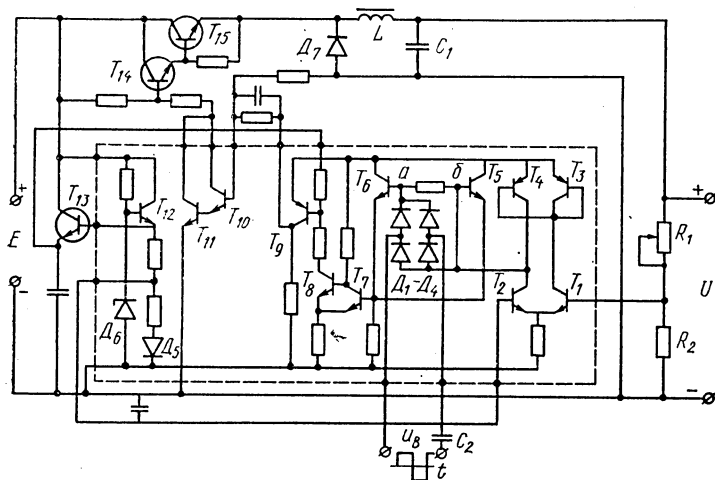


Рис. 11.14

ся с коллектора T_2 , нагрузкой которого является простейший стабилизатор тока — транзистор T_4 . Транзистор T_3 , включенный как диод, используется для формирования напряжения U_{63} транзистора T_4 .

Транзисторы T_3 и T_6 входят в состав преобразователя сигнала ошибки в импульсную последовательность с переменной скважностью. Напряжение задающего генератора $U_в$ (рис. 11.15, *a*) через конденсатор C_2 , имеющий небольшую емкость, подается на мостовой выпрямитель (диоды D_1 — D_4). На нагрузке выпрямителя, т.е. между точками *a* и *б*, создается напряжение пилообразной формы (рис. 11.15, *б*).

Это напряжение должно иметь размах, достаточный для перевода T_6 в состояние насыщения. Задержка моментов времени, в которые T_6 выходит из насыщения, по отношению к переднему фронту пилообразного напряжения зависит от того, насколько открыты транзисторы T_5 и T_6 . Если транзисторы почти заперты, а среднее напряжение между их базой и эмиттером, задаваемое потенциалом коллектора T_5 , мало, то оно сравняется с линейно-уменьшающимся напряжением на выходе выпрямителя только в конце такта (рис. 11.15, *б*).

При возрастании потенциала на коллекторе T_2 напряжение U_{63} растет и становится равным U_{632} . Такому напряжению соот-

ветствует большая пауза между импульсами напряжения, снимаемыми с общей эмиттерной нагрузки транзисторов T_5 и T_6 — резистора R_5 (рис. 11.15, в).

Транзисторы T_7 , T_8 и T_9 являются усилителями импульсов, снимаемых с резистора R_5 . Усиленные импульсы с коллектора T_9 через внешний делитель напряжения подаются на базу T_{10} , являющегося одним из транзисторов ключа, входящего в состав микросхемы. Этот ключ (транзисторы T_{10} и T_{11}) управляет в данной схеме стабилизатора внешним силовым ключом, выполненным также в виде составного транзистора (T_{14} , T_{15}).

Транзистор T_{12} и стабилитрон D_6 образуют схему формирования опорного напряжения. Диод D_5 используется для термокомпенсации. Стабильное напряжение, получающееся на эмиттере T_{12} , задает напряжение питания усилительно-преобразовательной части микросхемы. Оно туда подается через эмиттерный повторитель (транзистор T_{13}).

Для расчета нестабильностей выходного напряжения стабилизатора необходимо задать в каком-либо виде функцию, определяющую действие цепи обратной связи. Пусть эта функция линейна и имеет вид

$$\theta_i/T = k_y(UN_c - E_{он})/U_3. \quad (11.32)$$

Здесь U_3 — нормирующее 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), которое запишем в виде

$$U = E(1 - \theta/T) - I_0 r. \quad (11.33)$$

Подставив (11.32) в (11.33), получим соотношение, определяющее выходное напряжение стабилизатора с замкнутой цепью обратной связи:

$$U = E[1 - k_y N_c U_i/U_3 + k_y E_{он}/U_3] - I_0 r. \quad (11.34)$$

Пусть входное напряжение возрастает на ΔE , опорное на $\Delta E_{он}$, выходной ток уменьшится на ΔI_0 . Все это приведет к увеличению выходного напряжения на ΔU . Тогда (11.34) примет вид

$$U + \Delta U = (E + \Delta E)[1 - k_y N_c (U + \Delta U)/U_3 + k_y (E_{он} + \Delta E_{он})/U_3] - (I_0 - \Delta I_0) r. \quad (11.35)$$

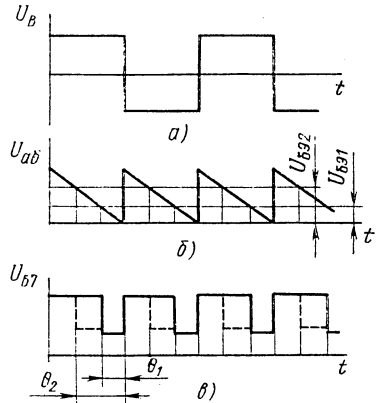


Рис. 11.15

Вычтя из этого выражения (11.34) и опустив члены второго порядка малости, найдем связь приращений напряжений и токов в стабилизаторе:

$$\begin{aligned} \Delta U = & -Ek_y N_c \Delta U / U_0 + Ek_y \Delta E_{оп} / U_0 + \Delta I_0 r + \\ & + \Delta E (1 - k_y N_c U / U_0 + k_y E_{оп} / U_0). \end{aligned} \quad (11.36)$$

Затем определим в явном виде приращение выходного напряжения. В нем коэффициенты, стоящие в правой части, являются коэффициентами неустойчивости по соответствующим дестабилизирующим факторам:

$$\begin{aligned} \Delta U = & [Ek_y \Delta E_{оп} / U_0 + \Delta I_0 r + \Delta E (1 - k_y N_c U / U_0 + \\ & + k_y E_{оп} / U_0)] / (1 + k_y N_c E / U_0). \end{aligned} \quad (11.37)$$

Таким образом, для показателей стабилизатора имеем:

$$\begin{aligned} R_{вых} &= r / [1 + k_y N_c E / U_0], \\ k_E &= \Delta U / \Delta E = (U + I_0 r) / [E (1 + k_y N_c E / U_0)], \\ k_{E_{оп}} &= \Delta U / \Delta E_{оп} = Ek_y / [U_0 (1 + k_y N_c E / U_0)] \approx 1 / N_c. \end{aligned} \quad (11.38)$$

Все неустойчивости, кроме неустойчивости по опорному напряжению, при большом усилении усилителя получаются малыми.

Глава 12

СТАБИЛИЗАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

§ 12.1. Основные особенности стабилизаторов

Для стабилизации переменных напряжений применяют в основном те же методы и схемы, что и для стабилизации постоянных напряжений; используют лишь другие элементы схемы.

В простейших стабилизаторах переменное напряжение на нагрузке с постоянным одним из своих показателей получается из-за нелинейности вольт-амперной характеристики одного из элементов схемы так же, как в схеме со стабилитроном, работающей на постоянном токе. В более сложных стабилизаторах с обратной связью стабильность выходного напряжения достигается за счет изменения сопротивления элементов силовой цепи, которыми управляет усилитель сигнала ошибки.

Однако имеются и существенные отличия стабилизаторов переменного напряжения от стабилизаторов постоянного напряжения.

Во-первых, все стабилизаторы переменного напряжения искажают форму кривой напряжения. Выходное напряжение, если не принять специальных мер, значительно отличается по форме от входного. Поэтому следует всегда обращать внимание на то,

какой из показателей переменного напряжения стабилизируется: амплитудное значение, действующее или среднее (за полпериода). В связи с искажениями формы кривой выходного напряжения, вносимых стабилизатором при изменении амплитуды входного, стабилизируется один из названных показателей, а не все вместе.

Стабилизируемый показатель определяется назначением стабилизатора, т.е. нагрузкой, на которую он работает.

Если на нагрузке необходимо получить напряжение, близкое по форме к гармоническому, то ее нужно подключать к выходу стабилизатора через резонансный фильтр, подавляющий все высшие гармоники. В этом случае действующее, среднее и амплитудное значения напряжения на нагрузке оказываются одинаково стабильными.

Во-вторых, на стабильности выходного напряжения сказывается изменение частоты тока питающей сети. Промышленная сеть переменного тока имеет довольно высокую стабильность частоты и особых сложностей при стабилизации напряжения, получаемого от нее, не возникает. Однако при стабилизации напряжения бортовой сети самолета или сети другого автономного источника с влиянием частоты на стабильность напряжения приходится считаться.

Третьей особенностью стабилизатора переменного напряжения является потребление им реактивного тока, что ухудшает работу генераторов первичного переменного напряжения.

Четвертая особенность стабилизаторов — зависимость их работы от реактивного сопротивления нагрузки.

В некоторых случаях стабилизаторы, успешно работающие на чисто омическую нагрузку, имеют плохие показатели при омическо-емкостной или омическо-индуктивной нагрузке. Отметим кратко основные особенности схем стабилизаторов переменного напряжения с обратной связью.

Силовая цепь такого стабилизатора может быть выполнена по аналогии с управляемым выпрямителем на тиристорах или магнитных усилителях (рис. 12.1, а, б). Можно применять те же силовые элементы, что в стабилизаторах постоянного напряжения, но включенные в диагональ выпрямительного моста (рис. 12.1, в). Возможно и включение в диагональ моста регулируемой постоянной э.д.с., что позволяет менять угол отсечки переменного напряжения и за счет этого получать стабильное выходное напряжение. Регулируемым источником э.д.с. может быть линейный стабилизатор постоянного напряжения с достаточно широким диапазоном регулировки своего выходного напряжения.

В схемы цепей сравнения стабилизаторов переменного напряжения обычно включают выпрямитель, выходное напряжение которого сравнивается с постоянным опорным. При этом следует учитывать, какой показатель выходного переменного напряжения стабилизируется. Если стабилизируется амплитудное значение, то цепь сравнения должна иметь пиковый выпрямитель, который

работает на нагрузку, начинающуюся с емкости, и имеет большое сопротивление нагрузки.

Если стабилизируется среднее за полпериода напряжение на нагрузке, то выпрямитель в цепи обратной связи должен иметь нагрузку, начинающуюся с индуктивности, и во избежание режима прерывистого тока в дросселе этого выпрямителя относительно небольшое сопротивление нагрузки. Для стабилизации действующего значения напряжения на нагрузке в цепь сравнения можно включить элемент, параметры которого резко меняются при изменении количества теплоты, выделяемого в нем под действием стабилизируемого напряжения.

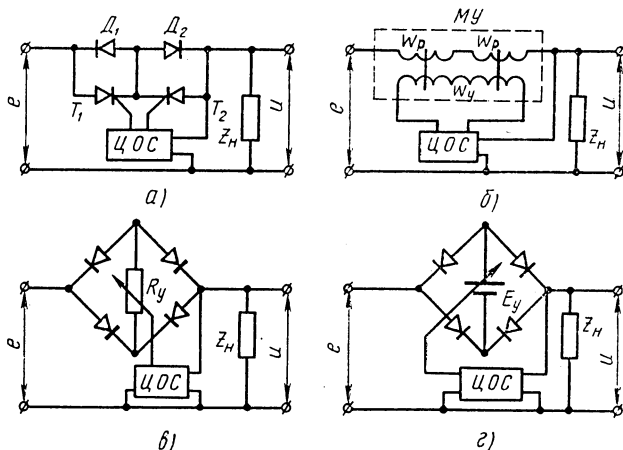


Рис. 12.1

Что касается усилителей в цепи обратной связи (ЦОС), то для схем с непрерывным регулированием (рис. 12.1, в, г) они ничем не отличаются от усилителей, встречающихся в стабилизаторах постоянного тока. А для схем с прерывистым регулированием на тиристорах усиление сигнала ошибки производится одновременно с преобразованием его во временной интервал, определяющий момент запаздывания включения элемента силовой цепи по сравнению с моментом прохождения через нуль переменного напряжения соответствующей фазы. Иначе говоря, в цепи обратной связи стабилизатора с прерывистым регулированием должно быть фазоимпульсное устройство, а усиление сигнала ошибки необходимо лишь для облегчения четкого срабатывания этого устройства.

В стабилизаторе, выполненном на магнитных усилителях, преобразование сигнала ошибки во временной интервал производится в самом магнитном усилителе. Поэтому в нем цепи обратной связи те же, что и в стабилизаторе с непрерывным регулированием.

§ 12.2. Простейшие стабилизаторы

В простейших стабилизаторах переменного напряжения стабилизация достигается включением в схему нелинейного элемента. В качестве такого нелинейного элемента для переменного тока часто применяют катушку индуктивности с насыщающимся ферромагнитным сердечником. Для уменьшения реактивных токов, потребляемых из сети таким стабилизатором, в его схему включают конденсатор, что приводит к возникновению феррорезонанса.

Феррорезонансный стабилизатор (рис. 12.2, а) содержит насыщающуюся катушку индуктивности L_K , линейную катушку индуктивности L_r и конденсатор C . Ток I_L , проходящий через контурную катушку L_K , нелинейно зависит от напряжения на контуре U . С ростом напряжения U средняя магнитная проницаемость насыщающегося сердечника падает и ток I_L растет быстрее, чем напряжение U (рис. 12.2, б). Ток конденсатора I_C , опережающий по фазе ток I_L на 180° , линейно зависит от напряжения U . Ток контура I_K , равный алгебраической сумме I_L и I_C , возрастает более круто, чем ток насыщающейся катушки L_K (см. рис. 12.2, б). Падение напряжения на гасящем дросселе L_r прямо пропорционально току I_Σ , равному геометрической сумме реактивного I_K и активного I_n токов.

Поскольку напряжение на входе стабилизатора E_c равно сумме выходного напряжения U и падения напряжения на дросселе:

$$\dot{E} = \dot{U} + j\omega L_r \dot{I}_\Sigma, \quad (12.1)$$

то при изменениях тока I_Σ оно меняется сильнее, чем напряжение U (рис. 12.2, в). Это приводит к эффекту стабилизации.

В реальных схемах феррорезонансных стабилизаторов (рис. 12.2, г) дроссель L_K включают автотрансформатором, чтобы номинал выходного стабилизированного напряжения U равнялся номиналу входного напряжения E_c . Помимо этого для улучшения стабилизирующих свойств в схему вводят компенсацию. Дополнительную обмотку гасящего дросселя L_r включают последовательно и встречно в выходную цепь стабилизатора. Небольшое,

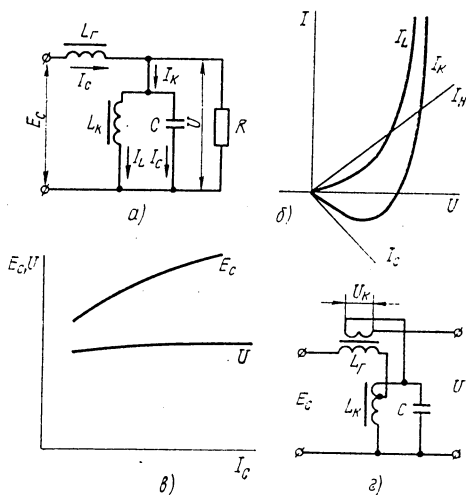


Рис. 12.2

но резко меняющееся при колебаниях сети E_c компенсирующее напряжение U_K при вычете из большого, но медленно меняющегося напряжения на контуре делает выходное напряжение практически постоянным.

Преимущества феррорезонансного стабилизатора — большой срок службы, высокая надежность, достаточно хорошая стабильность выходного напряжения. Однако ему свойственны и недостатки. К ним следует отнести его большую массу, искажение формы кривой напряжения, чувствительность к изменению частоты тока сети, трудность регулировки выходного напряжения.

Значительно чаще для стабилизации переменных напряжений на нагрузках, потребляющих малую мощность, применяют стабилизаторы, включенные либо в диагональ моста, либо встречно (рис. 12.3, а, б). В этих схемах, представляющих собой ограничители напряжения, части каждой из полуволн, соответствующие напряжению, большему, чем напряжение стабилизации стабилитрона, отсекаются. При идеальном стабилитроне, имеющем характеристику в виде функции скачка, напряжение на первичной обмотке трансформатора U_1 имеет трапецевидную форму. Трансформатор позволяет повысить или понизить это напряжение до необходимого.

Стабильности среднего и действующего значений выходного напряжения такой схемы даже при идеальном стабилитроне получаются не очень хорошими. Связано это с тем, что при изменении амплитуды входного напряжения E_m меняется угол отсечки и, следовательно, форма выходного напряжения (рис. 12.3, в).

Косинус угла отсечки θ определяется как отношение напряжения стабилизации стабилитрона $E_{ст}$ к амплитуде входного напряжения E_m :

$$\cos \theta = E_{ст} / E_m. \quad (12.2)$$

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$\begin{aligned} U_{ср} &= \frac{w_2}{w_1} \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{-\theta} E_m \cos \omega t d\omega t + \int_{-\theta}^{\theta} E_{ст} d\omega t + \int_{\theta}^{\pi/2} E_m \cos \omega t d\omega t \right] = \\ &= \frac{w_2}{w_1} \frac{2}{\pi} E_{ст} \left[\frac{1 - \sin \theta}{\cos \theta} + \theta \right] = \frac{w_2}{w_1} E_{ст} k_1(\theta). \end{aligned} \quad (12.3)$$

Действующее значение напряжения

$$\begin{aligned} U &= \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{-\theta} E_m^2 \cos^2 \omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} E_{ст}^2 d\omega t +} \\ &\rightarrow \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi/2} E_m^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = \frac{w_2}{w_1} E_{ст} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(2\theta + \frac{\pi - 2\theta}{2 \cos^2 \theta} - \operatorname{tg} \theta \right)} = \\ &= \frac{w_2}{w_1} E_{ст} k_2(\theta). \end{aligned} \quad (12.4)$$

Зависимость коэффициентов k_1 и k_2 от θ (рис. 12.4) позволяет найти изменения среднего и действующего значений выходного напряжения. Так, если амплитуда входного напряжения меняется в два раза и при минимальной амплитуде косинус угла отсечки равен 0,6, то коэффициент k_1 меняется от 0,9 до 0,8, а k_2 — от 0,94 до 0,85, что определяет изменения U и U_{cp} .

Из приведенного примера ясно, что хорошо стабилизируется в таком стабилизаторе лишь амплитудное значение выходного напряжения, и только потому, что стабилизатор принят идеальным.

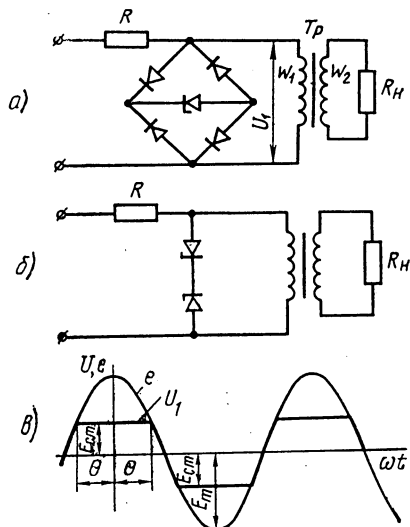


Рис. 12.3

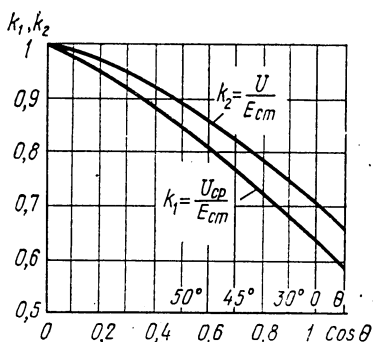


Рис. 12.4

§ 12.3. Стабилизаторы с обратной связью

Примерами стабилизаторов с обратной связью могут служить две схемы: схема с тиристорами и схема с нагруженным мостом. Чтобы пропускать обе полуволны переменного тока, тиристоры в силовой цепи стабилизатора должны быть включены попарно, навстречу друг другу. Применяют как параллельное включение тиристоров, подобное тому, которое было в тиристорном выпрямителе с регулированием на стороне переменного тока (см. рис. 7.10, б), так и последовательное. В последнем случае каждый из тиристоров шунтируется обратным диодом (см. рис. 12.1, а).

При значительной индуктивности в цепи нагрузки силовая цепь стабилизатора с тиристорами может потерять управляемость, ибо тиристоры могут запереться только после того, как их ток станет равным нулю. Запаздывание тока в цепи LR приводит к тому, что схема управляется лишь при углах отпирания тиристоров α , больших, чем угол запаздывания тока φ .

Схема стабилизатора с последовательным включением тиристорной силовой цепи (T_1 и T_2) и обратными диодами (D_1, D_2), работающая на омическую нагрузку (рис. 12.5, а), имеет цепь сравнения выходного напряжения с опорным (выпрямитель Tp_1, D_5, D_6 и стабилитрон D_9), фазоимпульсное управляющее устройство (транзистор T_4 , конденсатор C_1 , зарядный резистор R_2 , выпрямитель D_1, D_2, D_3, D_4) и разрядную цепь (стабилитрон D_8 , тиристор T_3).

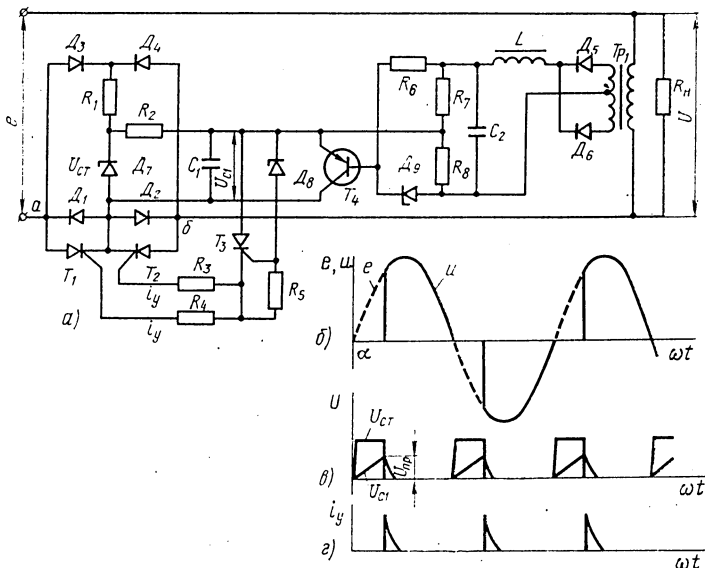


Рис. 12.5

Выпрямитель цепи сравнения работает на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, его выпрямленное напряжение пропорционально среднему значению переменного напряжения на нагрузке. Напряжение, снимаемое с этого выпрямителя, сравнивается с опорным, создаваемым стабилитроном D_9 . В системе с отрицательной обратной связью регулирование происходит таким образом, что сигнал ошибки, в данном случае разность части выпрямленного напряжения, получающейся на резисторе R_8 , и напряжения на стабилитроне D_9 стремится к нулю. Поэтому стабилизатор с такой цепью сравнения поддерживает постоянным среднее значение напряжения на выходе.

Фазоимпульсное устройство содержит стабилитрон D_7 и времязадающую цепь (резистор R_2 , конденсатор C_1), которая преобразует кусочно-гармоническое напряжение на выходе вспомогательного выпрямителя (диоды D_1, D_2, D_3, D_4) в линейно-нарастающее. Когда оба тиристора закрыты, все напряжение сети оказывается приложенным к точкам $a, б$ силовой цепи (штриховые линии на рис. 12.5, б). Передаваясь через диод D_3 или D_4 на выход вспомогательного выпрямителя, оно приводит к появле-

нию на стабилитроне D_7 почти прямоугольного напряжения $U_{ст}$ (рис. 12.5, в). Зарядка конденсатора C_1 от напряжения $U_{ст}$ через резистор R_2 приводит к возникновению на его обкладках линейно-нарастающего напряжения U_{C1} . Напряжение на конденсаторе возрастает до $U_{пр}$ для разрядной цепи.

Разрядная цепь, включающая в себя маломощный тиристор T_3 и стабилитрон D_8 , открывается лишь при напряжении анод — катод тиристора, большем напряжения стабилизации стабилитрона D_8 , когда ток стабилитрона становится достаточным для открывания тиристора T_3 . Это напряжение анод — катод и есть пробивное. После открывания тиристора T_3 конденсатор C_1 быстро разряжается, его ток разрядки создает в цепи управляющих электродов силовых тиристоров T_1 и T_2 управляющие импульсы i_y (рис. 12.5, г). Откроется тот из тиристоров, который находится в данный момент под положительным напряжением. Диоды D_1 и D_2 снимают с силовых тиристоров T_1 и T_2 напряжение обратной полярности, что уменьшает опасность обратного пробоя при подаче на управляющий электрод запертого по аноду тиристора открывающего импульса i_y .

В схемах с параллельным включением тиристоров приходится ставить отдельные разрядные цепи.

Открытие тиристора приводит к появлению на нагрузке напряжения, равного напряжению сети, и обесточиванию стабилитрона D_7 . С началом нового полупериода все процессы повторяются.

Время зарядки конденсатора C_1 до пробивного напряжения зависит от тока, потребляемого транзистором T_4 . Чем больше ток, тем медленнее заряжается конденсатор C_1 и с большим углом запаздывания α открываются силовые тиристоры. Ток транзистора T_4 пропорционален отклонению среднего значения выходного напряжения от номинального.

Так происходит процесс стабилизации в этой схеме. Все соотношения, характеризующие работу силовой цепи тиристорного стабилизатора, приведены в разделе, посвященном регулируемому выпрямителю. Вместо тиристоров в силовую цепь стабилизатора можно включить выпрямительные диоды и магнитный усилитель.

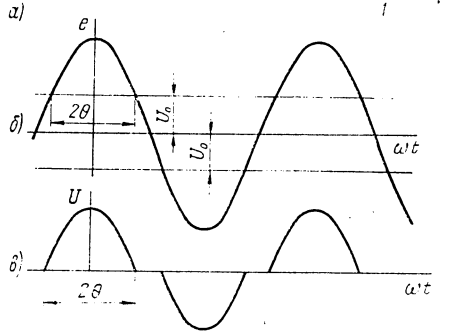
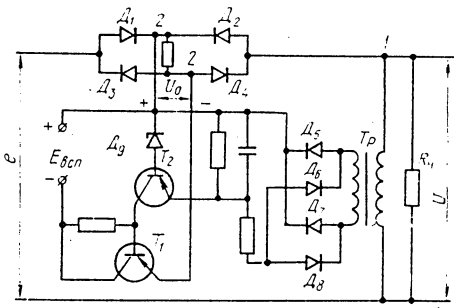


Рис. 12.6

В стабилизаторе с нагруженным мостом (рис. 12.6, а) диоды силовой цепи подзапираются выходным напряжением стабилизатора постоянного напряжения U_0 (рис. 12.6, б). На нагрузку проходят усеченные косинусоидальные импульсы (рис. 12.6, в), которые соответствуют части входного напряжения e , большей по абсолютному значению подпирающего напряжения U_0 .

Поскольку ток нагрузки проходит не только через диоды моста ($D_1—D_4$), но и через транзистор T_1 и вспомогательный источник постоянного напряжения $E_{всп}$, то все эти элементы следует включить в силовую цепь стабилизатора. В цепь обратной связи стабилизатора надо включить выпрямитель цепи сравнения, выполненный на трансформаторе Tr и диодах $D_5—D_8$, источник опорного напряжения (D_9), усилитель сигнала ошибки (транзистор T_2).

Глава 13

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ИНВЕРТОРЫ

§ 13.1. Схемы преобразователей

Современный преобразователь, как правило, имеет не один, а несколько выходов, на которых он позволяет получить от одного источника постоянного тока со свойственным ему номиналом напряжения гальванически не связанные постоянные напряжения различных номиналов. Регулируемый или стабилизированный преобразователь создают на выходе напряжения питания, отличающиеся от первичного большей стабильностью или поддающиеся регулировке.

Структурная схема одноканального преобразователя напряжения рис. 13.1 включает в себя полупроводниковый инвертор I , преобразующий постоянный электрический ток в переменный, трансформатор Tr , повышающий или понижающий напряжение переменного тока до желаемого и осуществляющий гальваническую развязку, электрический выпрямитель B , преобразующий переменный ток вновь в постоянный, фильтр Φ , ряд вспомогательных устройств $BУ$, служащих для стабилизации, регулировки, защиты само-

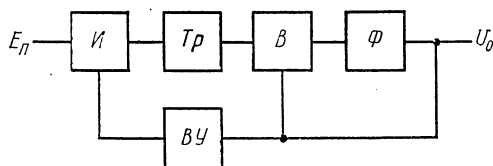


Рис. 13.1

го преобразователя от перегрузок и защиты питаемой аппаратуры от помех, возникающих в преобразователе, и т. д.

Широко применение преобразователей в современных вторичных источниках питания радиоаппаратуры объясняется высокой степенью насыщенности радиотехническими средствами различных подвижных аппаратов, в которых автономными первичными источниками энергии являются источники постоянного то-

ка — аккумуляторы, топливные элементы, солнечные батареи и др.

Полупроводниковые приборы в инверторах работают в режиме переключения. Такой режим позволяет относительно маломощным транзисторам управлять достаточно большой мощностью в нагрузке. Чтобы заставить транзисторы работать в режиме переключений, необходимо обеспечить соответствующую амплитуду и форму управляющих импульсов базового тока.

Ярче всего полезные качества полупроводникового (транзисторного) инвертора проявляются в двухтактной схеме (рис. 13.2, а). В ней трансформатор не подмагничивается и обеспечивается непрерывный отбор мощности от первичного источника. Транзисторы T_1 и T_2 , насыщаясь, поочередно подключают источник первичного напряжения то к правой, то к левой первичным полуобмоткам трансформатора. На вторичной обмотке возникает э. д. с. прямоугольной формы, амплитуда которой во сколько раз больше E_n , во сколько раз число витков во вторичной обмотке больше числа витков в первичной полуобмотке. При идеальной прямоугольной форме выходного напряжения инвертора (рис. 13.2, б) выпрямленное напряжение практически не требует фильтрации. В реальных схемах необходимо предусматривать фильтр, который в состоянии сглаживать узкие провалы, возникающие в выпрямленном напряжении из-за неидеальности фронтов импульсов переменного напряжения.

В регулируемых инверторах прибегают к изменению длительности импульсов. Форма выходного напряжения при этом (рис. 13.2, в) имеет нулевую паузу. Для этого длительность отпирающих импульсов базового тока должна быть меньше полупериода.

Находят применение два способа включения транзисторов в схему инвертора. В одном из них (см. рис. 13.2, а) общими электродами двух транзисторов являются эмиттеры, а во втором (рис. 13.3) — коллекторы. В первой схеме проще цепи управления, а во второй проще размещение транзисторов на радиаторе, служащем для отвода теплоты.

Схемы на рис. 13.2 и 13.3 представляют собой силовую часть инвертора с независимым (внешним) возбуждением. Напряжение, управляющее переключением транзисторов, подается на них извне, от специального генератора (возбудителя), также входящего в состав инвертора.

Транзисторные инверторы с независимым возбуждением, на-

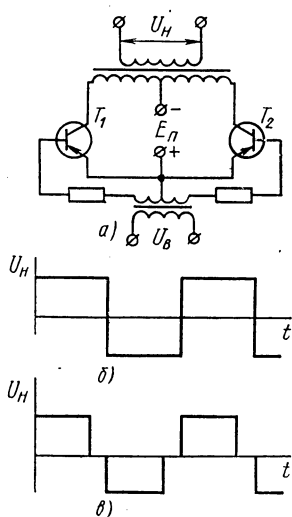


Рис. 13.2

зываются еще усилителями мощности, применяют для получения выходной мощности переменного тока от 20—50 до 500 Вт. При большей выходной мощности, особенно при большом первичном напряжении, применяют тиристорные инверторы.

При выходной мощности менее 20—50 Вт лучшие показатели обеспечивают схемы инверторов с самовозбуждением (рис. 13.4). В них переключение транзисторов производится напряжением, снимаемым с обмоток обратной связи с числом витков w_2 . Их же часто применяют и как возбудители для управления транзисторами усилителя мощности.

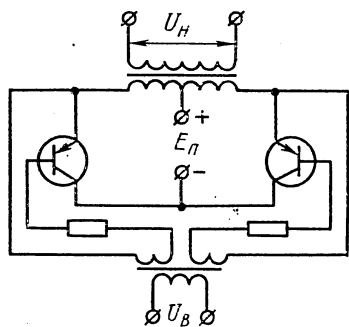


Рис. 13.3

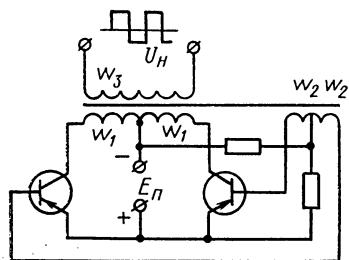


Рис. 13.4

В электрическом выпрямителе (см. гл. VI) цепи переменного и постоянного токов связаны между собой вентилями. Поэтому характер нагрузки выпрямителя преобразователя сказывается на процессах, протекающих в самом инверторе, т.е. в цепях переменного тока. По этой же причине процессы, протекающие в выпрямителе, во многом определяются элементами цепи переменного тока, т.е. инвертором.

Таким образом, правильное представление о формах и значениях токов, проходящих через обмотки трансформатора, транзисторы инвертора, выпрямительные диоды, можно получить, рассмотрев весь преобразователь в совокупности. При этом следует иметь в виду, что частота переключений в современных инверторах достигает десятков килогерц и существенный вклад в процессы, протекающие в силовой цепи преобразователя, вносят паразитные параметры узлов и деталей, входящих в преобразователь. Так, при частотах переключения, больших нескольких килогерц, следует учитывать такие паразитные параметры, как индуктивность рассеяния и межвитковую емкость трансформатора, индуктивность и сопротивление потерь конденсаторов, время включения и отключения транзисторов и диодов, некоторые монтажные емкости и индуктивности соединительных проводников.

Названные паразитные элементы компонентов преобразователя определяют в значительной мере и уровень высокочастотных

помех, создаваемых преобразователем и попадающих в его выходную цепь. В некоторых случаях относительно высокий уровень высокочастотных помех заставляет отказаться от выгодного с энергетической точки зрения преобразователя, работающего на повышенной частоте, и применить менее выгодные способы получения стабильного и высоконадежного электропитания.

Рассматривая процессы, протекающие в преобразователе, выделим сначала те, на которые инерционность транзисторов не оказывает влияния. Назовем их линейными. В течение линейного процесса один из транзисторов двухфазного инвертора насыщен, т. е. является линейным сопротивлением, а другой находится в состоянии отсечки. Магнитный поток в сердечнике трансформатора сравнительно медленно меняется под действием первичного источника. Изменение токов в схеме происходит только под влиянием энергии, накопленной в реактивных элементах, имеющих в схеме, а если их нет, то токи в течение линейного процесса не меняются.

Затем рассмотрим процессы коммутации, в течение которых под влиянием транзисторов происходит изменение полярности выходного напряжения инвертора. Скорость и направление изменений токов во время процесса коммутации определяется не только реактивными элементами схемы, но и нелинейными элементами — транзисторами инвертора и диодами выпрямителя. Поскольку условия отключения и включения транзисторов и диодов в разных схемах инверторов и для разных схем выпрямителей различны, и процессы коммутаций получаются также различными, целесообразно рассматривать процессы коммутации отдельно для каждой схемы преобразователя. В линейных процессах, наоборот, для различных схем инверторов имеется много общего.

§ 13.2. Линейные процессы в силовой цепи инвертора с независимым возбуждением

Для отделения линейных процессов от коммутационных примем, что транзисторы включаются и отключаются мгновенно, их выключение происходит с задержкой, равной $T_{рт}$ — времени рассасывания заряда неосновных носителей в базе. Помимо этого, положим диоды выпрямителя безынерционными.

Схема преобразователя рис. 13.5, *a* содержит мостовой выпрямитель и двухтактный инвертор, выполненный по основной схеме, т. е. со средней точкой в первичной обмотке трансформатора. Если длительность открывающих транзисторы импульсов базового тока T_b выбрана такой, что в сумме с временем рассасывания заряда в базах транзисторов она остается меньшей длительности полупериода T , возбуждающего напряжения, то на вторичной обмотке трансформатора создается переменное напряжение U_2 прямоугольной формы с нулевыми паузами (рис. 13.5, *z*).

Длительность импульсов напряжения U_2 больше длительности

возбуждающих импульсов на время T_{PT} . Соответственно длительность нулевой паузы в напряжении U_2

$$\theta = T - T_{\text{B}} - T_{\text{PT}} = \theta' - T_{\text{PT}}. \quad (13.1)$$

Токи, проходящие по вторичной обмотке трансформатора и через выпрямительные диоды, для такого случая были определены в § 7.6 при выпрямителях с нагрузками, начинающимися и с индуктивности, и с емкости.

Коллекторные токи транзисторов преобразователя представляют собой трансформированные в первичную обмотку соответствующие части тока i_2 . Положительные импульсы тока i_2 трансформируются в верхнюю полуобмотку, проходят через транзистор T_1 , а отрицательные — в нижнюю и транзистор T_2 .

Амплитуда импульсов базового тока должна быть такой, чтобы, пропуская ток i_k , транзисторы оставались насыщенными, т. е. сопротивление резисторов R_6 должно быть выбрано из условия

$$R_6 < (E_{\text{П}} - U_{63}) H_{21\text{эmin}} / I_{\text{кmax}}. \quad (13.2)$$

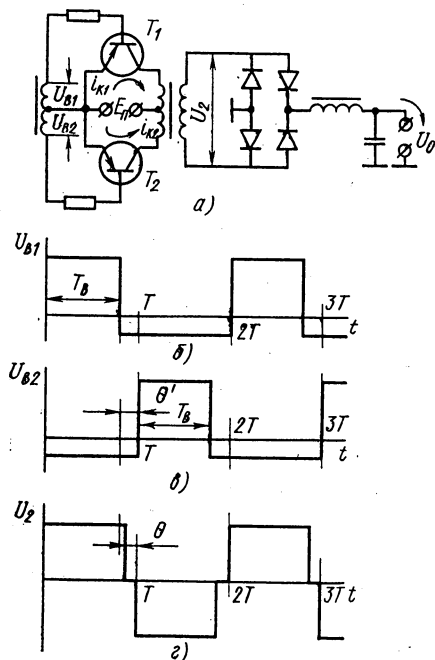


Рис. 13.5

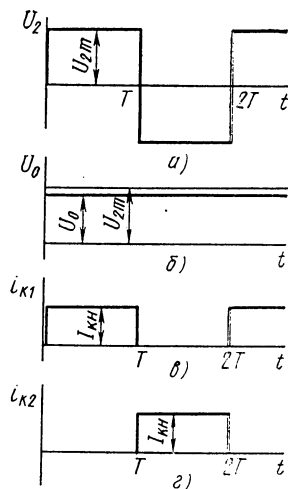


Рис. 13.6

Степень выполнения неравенства (13.2) определяет степень насыщения транзисторов инвертора. Если теперь увеличивать длительность открывающих транзисторы импульсов — T_{B} , то нулевая пауза в напряжении u_2 будет сокращаться и при $T_{\text{B}} = T - T_{\text{PT}}$ исчезнет совсем (см. рис. 13.5, б, в).

В этом случае на выходе мостовой схемы выпрямителя создается постоянное напряжение U_0 (рис. 13.6, а, б), которое меньше амплитуды U_{2m} на величину падений напряжения на диодах выпрямителя и сопротивлений вторичной обмотки трансформатора. Считая сопротивление обмотки малой величиной, запишем

$$U_0 = U_{2m} - 2(E_{\text{пор}} + r_{\text{в}}I_0), \quad (13.3)$$

где $U_{2m} = n(E_{\text{п}} - U_{\text{кн}})$ — амплитуда напряжения u_2 ; I_0 — ток нагрузки выпрямителя; $n = \omega_2/\omega_1$ — коэффициент трансформации.

Через транзистор инвертора протекает импульсный ток (рис. 13.6, в, г) с длительностью T и амплитудой

$$I_{\text{кн}} = nI_0. \quad (13.4)$$

Действующее значение этого тока, совпадающего с током в первичной полуобмотке трансформатора,

$$I_{\text{к}} = I_1 = 0,707nI_0. \quad (13.5)$$

Скорость изменения магнитной индукции в сердечнике трансформатора задается напряжением на его первичной полуобмотке, равным $E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}$:

$$dB/dt = (E_{\text{п}} - U_{\text{кн}})/(\omega_1 S). \quad (13.6)$$

Здесь $U_{\text{кн}}$ — напряжение коллектор — эмиттер насыщенного транзистора; S — площадь сечения сердечника.

Поскольку за полупериод T индукция в сердечнике либо линейно нарастает от $-B_m$ до $+B_m$, либо уменьшается от $+B_m$ до $-B_m$, то, помножив производную dB/dt на T , получим удвоенную амплитуду индукции. Поэтому

$$B_m = (E_{\text{п}} - U_{\text{кн}})T/(2\omega_1 S) = (E_{\text{п}} - U_{\text{кн}})/(4f\omega_1 S), \quad (13.7)$$

где $f = 1/(2T)$ — частота возбуждающего напряжения.

Габаритная мощность трансформатора при пренебрежении величинами $U_{\text{кн}}$, $E_{\text{пор}}$ и $r_{\text{в}}I_0$ получается несколько большей мощности, выделяющейся в нагрузке:

$$VA_{\text{тр}} = 0,5(2I_1 E_{\text{п}} + I_0 U_0) = 1,2I_0 U_0. \quad (13.8)$$

Поскольку ток, отдаваемый источником $E_{\text{п}}$, является суммой токов коллекторов двух транзисторов, то он получается постоянным и равным $I_{\text{кн}}$. Мощность, отдаваемая первичным источником, превышает мощность, выделяющуюся в нагрузке, на величину потерь в транзисторах, диодах и трансформаторе. Ранее положили $r_{\text{тр}}$ малой величиной, а это позволяет пренебречь потерями мощности в трансформаторе. Мощность, теряющаяся в каждом из диодов выпрямителя, равна $0,5(E_{\text{пор}} + r_{\text{в}}I_0)I_0$, а в каждом из транзисторов инвертора — $0,5U_{\text{кн}}I_{\text{кн}} = 0,5U_{\text{кн}}nI_0$.

Таким образом, для к. п. д. идеализированного преобразователя имеем

$$\eta = \frac{U_0}{U_0 + 4 \cdot 0,5 (E_{\text{пор}} + r_{\text{в}} I_0) + 2 \cdot 0,5 n U_{\text{кн}}} \quad (13.9)$$

Если бы выпрямитель был выполнен по основной двухфазной схеме, то выпрямленное напряжение было бы равно

$$U_0 = U_{2m} - E_{\text{пор}} - r_{\text{в}} I_0 \quad (13.10)$$

и для к. п. д. преобразователя

$$\eta = \frac{U_0}{U_0 + E_{\text{пор}} + r_{\text{в}} I_0 + n U_{\text{кн}}} \quad (13.11)$$

При малых значениях напряжения U_0 повышение к. п. д., получаемое при переходе от мостовой к основной схеме выпрямления, может оказаться существенным.

Приведенные соотношения для идеализированной схемы преобразователя могут быть расчетными для ряда практических схем. Однако в большинстве случаев коммутационные процессы в реальных схемах заметно ухудшают показатели преобразователя. Поэтому полученные соотношения служат только для сравнения.

§ 13.3. Мостовая и полумостовая схемы инверторов

Мостовая схема по сравнению с основной (рис. 13.7) содержит в два раза большее число транзисторов и диодов, но в ней более простой трансформатор. Транзисторы здесь коммутируются попарно. В первом полупериоде в состоянии отсечки находятся транзисторы T_1 и T_4 , а в состоянии насыщения — транзисторы T_2 и T_3 . Во втором полупериоде заперты транзисторы T_2 и T_3 , а насыщены T_1 и T_4 . Такое переключение обеспечивает смену полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора через каждые полпериода.

На базы транзисторов T_1 и T_4 (T_2 и T_3) переключающие импульсы тока должны подаваться от источников, гальванически несвязанных между собой, что, конечно, усложняет схему возбудителя.

К недостаткам мостовой схемы относится и то, что при одинаковых токах потери в транзисторах несколько больше, чем в основной схеме со средней точкой. Однако каждый из транзисторов мостовой схемы испытывает в два раза меньшее напряжение коллектор — эмиттер в запертом состоянии. В связи с этим преимуществва мостовой схемы более ощутимы при значительных напряжениях источника постоянного тока.

Процессы в мостовой схеме почти полностью повторяют процессы в рассмотренной основной схеме. Исключение представляет лишь ток первичной обмотки, который является суммой токов

$i_{к1}$ и $i_{к2}$ и, следовательно, совпадает по форме с током вторичной обмотки, а по значению отличается от него в n раз.

Действующее значение тока первичной обмотки в мостовой схеме в $\sqrt{2}$ раз больше, чем тока в первичной обмотке основной схемы при одинаковых нагрузках и напряжениях. Это обстоятельство улучшает использование трансформатора, его вольт-амперы получаются равными P_0 , т.е. совпадают с мощностью, выделяющейся в нагрузке.

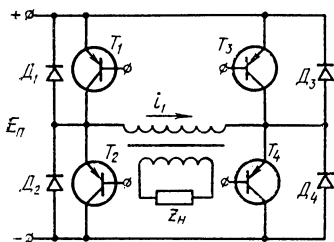


Рис. 13.7

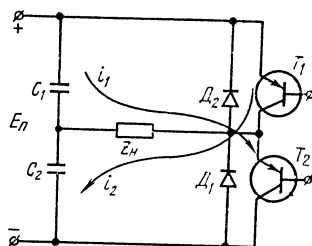


Рис. 13.8

Теми же показателями, но при меньшем числе транзисторов, обладает полумостовая схема (рис. 13.8). В ней два транзистора (T_3, T_4) заменены конденсаторами, что позволяет получить искусственную среднюю точку источника постоянного напряжения E_n . Если от источника E_n можно непосредственно вывести среднюю точку (батарея аккумуляторов с четным числом элементов), то надобность в конденсаторах отпадает.

Когда транзистор T_1 находится в состоянии насыщения, а T_2 в состоянии отсечки, нагрузка подключается к конденсатору C_1 , который на нее и разряжается. Одновременно с током разряда конденсатора C_1 по нагрузке проходит и ток подзаряда конденсатора C_2 . Во втором полупериоде открыт T_2 , разряжается C_2 , а подзаряжается C_1 .

Если бы конденсаторы имели бесконечно большую емкость или средняя точка источника не была искусственной, то напряжение на первичной обмотке трансформатора или на нагрузке Z_H имело бы прямоугольную форму с амплитудой $0,5 E_n$. Из-за разряда конденсаторов форма напряжения отличается от прямоугольной.

§ 13.4. Коммутационные процессы в преобразователе с независимым возбуждением

Если управлять транзисторами инвертора симметричными импульсами, т.е. сделать $T_n = T$, то в течение времени рассасывания заряда неосновных носителей в их базах окажутся открытыми оба транзистора основной схемы (см. рис. 13.5, а). Они на это время практически накоротко замыкают первичную обмотку трансформатора, их ток становится чрезмерно большим.

В мостовой схеме инвертора (см. рис. 13.7) в течение коммутационного процесса открыты все четыре транзистора силовой цепи. Коммутационные токи в ней проходят через транзисторы T_1 и T_3 (i_{c1}) и T_2 и T_4 (i_{c2}). Их называют сквозными. Они перегружают транзисторы и забирают бесполезную, непередаваемую в нагрузку мощность от первичного источника. За время, необходимое для отключения ранее открытых транзисторов, сквозной ток не должен увеличиться до предельного для транзистора значения.

В основной схеме (рис. 13.9) коммутационные токи i_{c1} и i_{c2} полностью аналогичны сквозным. Они проходят по первичным полуобмоткам трансформатора навстречу друг другу к общей точке и также не трансформируются в нагрузку, но в отличие от мостовой схемы перегружают и трансформатор.

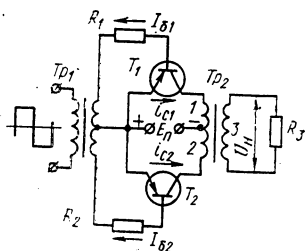


Рис. 13.9

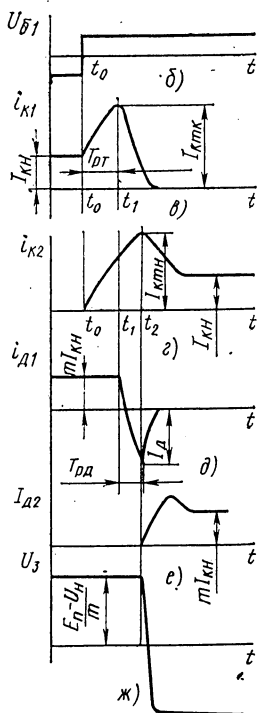
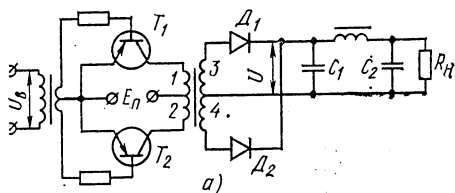


Рис. 13.10

Рассмотрим процесс переключения транзисторов инвертора и диодов выпрямителя — коммутационный процесс — в схеме преобразователя рис. 13.10, а. Пусть в момент t_0 на базу ранее открытого транзистора T_1 подается запирающий импульс напряжения (рис. 13.10, б), а на базу ранее запятого T_2 — отпирающий. До этого через транзистор T_1 проходил ток $I_{KH} = nI_0$. Током намагничивания трансформатора пренебрегаем, так как сердечник трансформатора ненасыщен.

В течение интервала времени t_0-t_1 транзистор T_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 1 и на выходе инвертора (обмотка 3) поддерживается напряжение, равное существовавшему ранее. Транзистор T_2 , открывшись, оказывается в активном режиме. Напряжение на его коллекторе равно $2E_n$ (дополнительное к напряжению самого источника E_n получается на полуобмотке трансформатора 2). Его ток начинает нарастать.

В соответствии с принятой ранее моделью транзистора, работающего в ключевом режиме, ток базы открывающегося транзистора нарастает по экспоненте:

$$i_{\delta 2} = I_{\delta m} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_T}) = I_{KH} (k_{\Phi}/H_{213})(1 - e^{-(t-t_0)/\tau_T}), \quad (13.12)$$

а изменения тока коллектора (в своем масштабе) следуют без задержки за изменениями базового тока, т. е.

$$i_{K2} = H_{213} i_{\delta 2} = k_{\Phi} I_{KH} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_T}), \quad (13.13)$$

пока рабочая точка транзистора находится в активной области (см. § 11.2). В (13.13) H_{213} — статический коэффициент усиления по току транзисторов T_1 и T_2 ; $I_{\delta m}$ — амплитуда импульса тока базы; τ_T — постоянная времени транзистора; $k_{\Phi} = I_{\delta m} H_{213} / I_{KH}$ — фактическая кратность управляющего тока базы.

Как было сказано, сердечник трансформатора ненасыщен, сумма намагничивающих сил его первичных обмоток ($i_{K1}\omega_1 - i_{K2}\omega_1$) равна намагничивающей силе тока вторичной обмотки i_2 , т. е.

$$i_{K1}\omega_1 - i_{K2}\omega_1 = I_0\omega_2. \quad (13.14)$$

Ток днада \mathcal{D}_1 , пока не вышел из насыщения транзистор T_1 , остается равным I_0 и, следовательно, ток i_{K1} возрастает настолько же, насколько увеличивается ток i_{K2} :

$$i_{K1} = I_{KH} + i_{K2} = I_{KH} (1 + k_{\Phi} - k_{\Phi} e^{-(t-t_0)/\tau_T}). \quad (13.15)$$

Это и приводит к появлению выброса на импульсе коллекторного тока отключающегося транзистора (рис. 13.10, в). В момент времени t_1 транзистор T_1 выйдет из состояния насыщения, так как заряд неосновных носителей в его базе рассосался.

Определим время рассасывания заряда в базе T_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. Иначе говоря, возрастающий ток коллектора i_{K1} в этот момент сравнивается с уменьшающимся во времени током $H_{213} i_{\delta 1}$.

Ток базы первого транзистора под воздействием скачка напряжения (рис. 13.10, б) уменьшается по экспоненте от значения

$I_{\text{бт}}$ и стремится к значению $-I_{\text{бт}}$. Поэтому для него, пока транзистор не закрылся, имеем

$$i_{\text{б1}} = I_{\text{бт}} (2e^{-(t-t_0)/\tau_T} - 1) = (k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} / H_{21\beta}) (2e^{-(t-t_0)/\tau_T} - 1). \quad (13.16)$$

Подставив это выражение в условие, определяющее конец процесса рассасывания неосновных носителей заряда в базе и $t=t_1$, получим

$$e^{-(t-t_0)/\tau_T} = (2k_{\text{ф}} + 1) / (3k_{\text{ф}}) \quad (13.17)$$

или время рассасывания

$$T_{\text{рт}} = t_1 - t_0 = \tau_T \ln [3k_{\text{ф}} / (2k_{\text{ф}} + 1)]. \quad (13.18)$$

Как только закончилось рассасывание заряда в базе T_1 , он начинает запирается, его ток коллектора уменьшается, следуя за спадающим током базы $i_{\text{б1}}$. Таким образом, на этапе $t_1 < t < t_2$

$$i_{\text{к1}} = k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (2e^{-(t-t_0)/\tau_T} - 1), \quad (13.19)$$

а ток транзистора T_2 продолжает нарастать, следуя (13.13). В нагрузку через открытый диод D_1 на этом этапе трансформируется разность токов $i_{\text{к1}} - i_{\text{к2}}$, поэтому скорость изменения токов транзисторов определяет скорость уменьшения тока запирающегося диода D_1 (рис. 13.10, з):

$$i_{\text{д1}} = m (i_{\text{к1}} - i_{\text{к2}}). \quad (13.20)$$

Используя (13.13) и (13.19), получим

$$i_{\text{д1}} = m k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (3e^{-(t-t_0)/\tau_T} - 2) = m I_{\text{кн}} [(2k_{\text{ф}} + 1) e^{-t'/\tau_T} - 2k_{\text{ф}}], \quad (13.21)$$

где $m = 1/n = \omega_1/\omega_2$ — коэффициент трансформации трансформатора; $t' = t - t_1$ — время, отсчитываемое от момента выхода T_1 из насыщения.

Ток, определяемый соотношением (13.21), проходит через диод D_1 до тех пор, пока в его базовой области не рассосется заряд неосновных носителей. В течение времени рассасывания в диоде падение напряжения на нем даже при отрицательном токе остается малым, напряжения на обмотках трансформатора поддерживаются конденсатором C_1 практически такими же, какими они были при насыщенном транзисторе T_1 (рис. 13.10, д). После того как рассосется заряд неосновных носителей в диоде D_1 ($t > t_2$), восстанавливается его большое обратное сопротивление, напряжение на выходе быстро меняет свою полярность (рис. 13.10, е, ж) и открывается диод D_2 .

Поскольку 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 спадания тока диода при $t' = 0$ в соответствии с (13.21)

$$\frac{1}{mI_{\text{кн}}} \left| \frac{di_{\text{д1}}}{dt'} \right| = \frac{1}{T_{\text{сп}}} = \frac{2k_{\phi} + 1}{\tau_{\text{T}}} \quad (13.22)$$

Таким образом, при инерционном диоде, обладающем постоянной времени $\tau_{\text{д}} > 3\tau_{\text{T}}(2k_{\phi} + 1)$, время рассасывания неосновных носителей заряда в диоде

$$T_{\text{рд}} \approx 1,43 \sqrt[3]{T_{\text{сп}}^2 \tau_{\text{д}}} = 1,43 \sqrt[3]{\tau_{\text{T}}^2 \tau_{\text{д}} / (2k_{\phi} + 1)^2}, \quad (13.23)$$

а при $\tau_{\text{д}} < 3\tau_{\text{T}} / (2k_{\phi} + 1)$

$$T_{\text{рд}} \approx 0,31\tau_{\text{д}} + 1,2\tau_{\text{T}} / (2k_{\phi} + 1). \quad (13.24)$$

Сильное насыщение транзистора (увеличение фактического коэффициента насыщения k_{ϕ}) резко снижает время рассасывания заряда неосновных носителей в базовых областях диодов выпрямителя. Амплитуда выброса обратного тока диода получается из (13.21) при подстановке $t' = T_{\text{рд}}$, что дает

$$I_{\text{мд}} \approx mI_{\text{кн}} (1,43 \sqrt[3]{\tau_{\text{д}} (2k_{\phi} + 1) / \tau_{\text{T}}} - 1) \quad (13.25)$$

и

$$I_{\text{мд}} \approx mI_{\text{кн}} [0,2 + 0,31\tau_{\text{д}} (2k_{\phi} + 1) / \tau_{\text{T}}]. \quad (13.26)$$

В первое из этих выражений подставлено время рассасывания в диоде из (13.23), а во второе из (13.24). В промежуточном случае, т. е. при $\tau_{\text{д}} \approx 3\tau_{\text{T}} / (2k_{\phi} + 1)$, 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. 13.10, в, з).

Значения коммутационных выбросов получим, подставив $t = t_1$ в (13.15) и $t = t_2$ в (13.13). Это дает

$$I_{\text{кмк}} = I_{\text{кн}} [1 + k_{\phi} - 0,33(2k_{\phi} + 1)] = I_{\text{кн}} (k_{\phi} + 2) \cdot 3 \quad (13.27)$$

и

$$I_{\text{кмн}} = k_{\phi} I_{\text{кн}} [1 - (2k_{\phi} + 1) e^{-T_{\text{рд}} / \tau_{\text{T}}} / (3k_{\phi})]. \quad (13.28)$$

При $H_{21\beta} = 3H_{21\beta \text{ min}}$ и $k = 1,3$, т. е. $k_{\phi} = 4$, амплитуда выброса в конце импульса $I_{\text{кмк}}$ получается в два раза больше амплитуды самого импульса $I_{\text{кн}}$. Из-за коммутационных выбросов постоянная составляющая тока, потребляемого инвертором от первичного источника $E_{\text{п}}$, может быть заметно большей $I_{\text{кн}}$.

Усреднив сумму токов i_{k1} и i_{k2} , получим для постоянной составляющей тока источника

$$I_{п} = (I_{кн}/T) \{ T - T_{рд} + 0,5\tau_{т} (1 + e^{-T_{рд}/\tau_{т}}) + (I_{мд}/I_0) 0,5\tau_{д} + 2k_{\phi} [2T_{рт} + T_{рд} + \tau_{т} (e^{-T_{рд}/\tau_{т}} - \ln 2)] \}. \quad (13.29)$$

Так, положив $k_{\phi} = 5$, $\tau_{т} = \tau_{д} = 3$ мкс и $T = 25$ мкс, получим $T_{рт} = 0,33\tau_{т}$, $T_{рд} = 0,26\tau_{д}$, $I_{мд} = 1,93I_0$ и $I_{п} = 1,31I_{кн}$.

Полученные выражения для $I_{мд}$ и $T_{рд}$ 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 индуктивности, мало отличаются от рассмотренных в разделе, посвященном выпрямителям напряжения прямоугольной формы (см. § 7.8). Для облегчения переключения транзисторов преобразователя в данном случае в выпрямитель вводят дополнительно разрядный диод (см. рис. 7.38, а). В дополнение к сказанному в § 7.8 следует отметить, что после запириания ранее открытых диодов напряжение на выходе скачком меняет свою полярность и эта смена полярности сопровождается возникновением затухающих высокочастотных колебаний (рис. 13.11). Эти колебания получаются 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 индуктивности, в преобразователе.

Выбросы коллекторных токов транзисторов инвертора с независимым возбуждением также являются причиной появления высокочастотных помех. Помимо этого они приводят к перегрузке транзисторов. Избавиться от этих выбросов можно только одним способом — задержкой открывания одного из транзисторов до момента закрытия другого. Это условие выполняется, если транзисторами 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 зависит от тока коллектора транзистора, поэтому и паузы или задержки включения должны меняться с изменением нагрузки инвертора.

Свободна от подобных недостатков схема инвертора (рис. 13.12, а). В ней напряжение, снимаемое с дополнительных обмо-

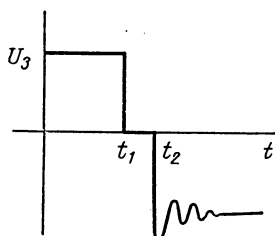


Рис. 13.11

ток ω_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 ω_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.

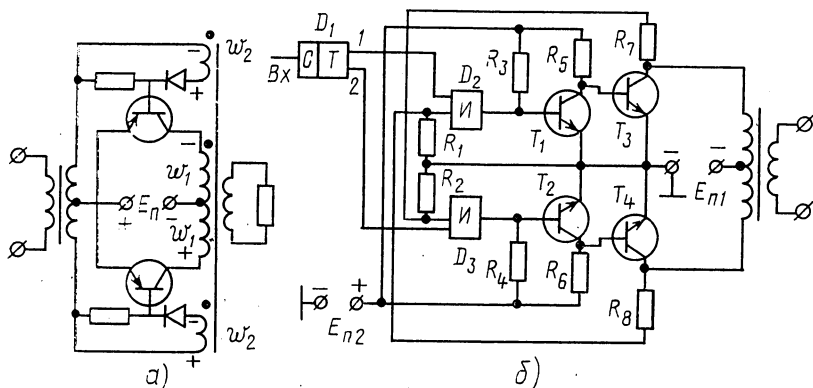


Рис. 13.12

В другом инверторе с улучшенной коммутацией используются три логические микросхемы (D_1, D_2, D_3 на рис. 13.12, б). Микросхема D_1 является триггером и на своем выходе (ножки 1 и 2) создает две последовательности положительных импульсов со сдвигом по фазе в 180° . Эти последовательности служат для формирования импульсов включения транзисторов инвертора T_1 и T_2 . В формировании импульсов, подаваемых на базы транзисторов, участвуют две схемы совпадения (микросхемы D_2 и D_3). Поступающие на их входные зажимы отпирающие импульсы не проходят на выход до тех пор, пока на другом входном зажиме не появится положительное напряжение, а оно появится только после запираения ранее открытого транзистора силовой цепи. Это обеспечивается связью второго входного зажима с коллектором силового транзистора противоположного плеча через резисторы R_7 и R_8 .

§ 13.5. Самовозбуждающиеся инверторы

Приведенная на рис. 13.4 схема самовозбуждающегося инвертора обеспечивает получение переменного напряжения с хорошей формой, т. е. с крутыми перепадами и малыми всплесками на пло-

ской части импульса. Называется она схемой с насыщающимся трансформатором. Переключение транзисторов в ней происходит из-за насыщения сердечника трансформатора. Для получения крутых перепадов в выходном напряжении материал сердечника трансформатора должен иметь четко выраженное насыщение, большую магнитную проницаемость в ненасыщенном состоянии.

В том случае, когда инвертор применяют как возбудитель, его основной нагрузкой являются сопротивления резисторов, стоящих в цепях возбуждения транзисторов усилителя мощности.

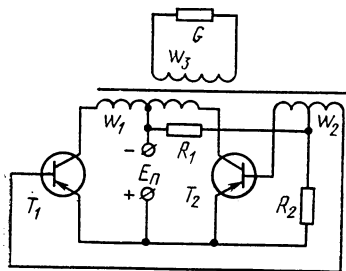


Рис. 13.13

Рассмотрим процессы, происходящие в инверторе при его работе на омическую нагрузку (рис. 13.13).

При подаче напряжения питания оба транзистора оказываются открытыми благодаря смещению, подаваемому на их базы с делителя напряжения (резисторы R_1 и R_2). Однако из-за неидентичности транзисторов ток одного из них будет больше тока другого.

Разность токов двух транзисторов трансформируется в нагрузку, поэтому на обмотке w_3 , а следовательно, и на всех других обмотках трансформатора появляется напряжение с той полярностью, какую создает источник E_n , действуя через транзистор с большим током. Из-за этого на обмотках обратной связи получается напряжение, открывающее транзистор, имеющий большой ток, и он переходит в состояние насыщения, а транзистор с меньшим током — в состояние отсечки. Этот процесс протекает лавинообразно.

После насыщения одного из транзисторов к соответствующей полуобмотке трансформатора будет приложено почти все напряжение первичного источника. Индукция в сердечнике трансформатора станет нарастать линейно со скоростью

$$dB/dt = (E_n - U_{кн}) / (S w_1), \quad (13.30)$$

где $U_{кн}$ — падение напряжения на насыщенном транзисторе.

В инверторе начинается линейный процесс. Он продолжается до момента t_2 , когда индукция в сердечнике дорастет до значения B_s — индукции насыщения. После этого сердечник насытится и в инверторе начнется коммутационный процесс. Ток коллектора станет нарастать (рис. 13.14, а—д) из-за увеличения тока намагничивания трансформатора. При этом степень насыщения транзистора падает. Заряд неосновных носителей в его базе уменьшается.

В момент t_3 ток коллектора транзистора возрастает настолько, что последний выйдет из состояния насыщения ($I_{кн} = I_6 H_{213}$),

падение напряжения на нем начнет расти. Это приведет к уменьшению напряжения на первичной полуобмотке трансформатора, т.е. положит начало этапу запирания ранее открытого транзистора. Транзистор заперется к моменту времени t_4 (рис. 13.14, а).

При запирании транзистора сердечник трансформатора размагничивается, что приводит к появлению на обмотках послепулса с полярностью, противоположной той, которая была у существовавшего ранее напряжения. Это вызовет отпирание ранее запертого транзистора. Развившийся после этого лавинообразный процесс приведет к переключению транзисторов: запертый перейдет в состояние насыщения, а открытый — в состояние отсечки. Запертый транзистор пропускает через себя только небольшой ток отсечки $I_{к0}$.

Считают, что на этапе, соответствующем перемещению рабочей точки по крутым участкам петли гистерезиса, т.е. в линейных процессах, ток коллектора открытого транзистора равен току, трансформирующемуся в нагрузку, т.е. $i_k = I_{кн} = U_n G \omega_3 / \omega_1$.

После запирания ранее открытого транзистора начнется второй этап линейного процесса — спад индукции в сердечнике трансформатора. Длительность этого этапа T_n , как и первого, определится протяженностью крутого участка петли гистерезиса, ибо при спаде индукция уменьшится от $+B_s$ до $-B_s$ (рис. 13.14, в). Время запирания и отпирания транзисторов, в течение которого индукция меняется от B_m до B_s , как правило, мало по сравнению с полупериодом T . Отсюда можем записать:

$$T_n dB/dt \approx 2B_s \tag{13.31}$$

и, учтя (13.30), получим

$$f = 1/(2T_n) = (E_n - U_{кн}) / (4\omega_1 S B_s) \approx E_n / (4\omega_1 S B_s). \tag{13.32}$$

Частота колебаний инвертора с насыщающимся трансформатором определяется в основном конструктивными данными трансформатора и значением напряжения питания. При расчете частоты переключения инвертора, работающего на повышенной частоте, следует учитывать длительность коммутационных процессов T_k . В этом случае

$$f = 1/(2T_n + 2T_k). \tag{13.33}$$

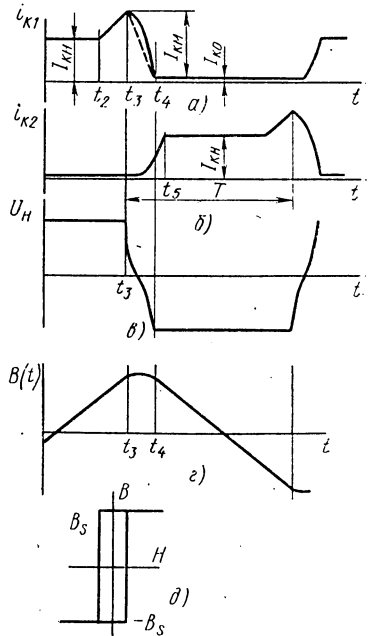


Рис. 13.14

Длительность коммутационных процессов зависит от инерционности транзисторов и от магнитной проницаемости насыщенного сердечника.

Одной из особенностей рассматриваемого инвертора является возникновение значительных выбросов коллекторных токов транзисторов, возникающих в процессе коммутации.

Раньше было показано, что значение k_{ϕ} может достигать 5—8 и более. Поэтому выброс может почти на порядок превышать нормальное значение коллекторного тока $I_{\text{кн}}$.

Для успешной работы в инверторе транзистор должен иметь допустимое напряжение $U_{\text{кз}}$, большее $2E_{\text{п}}$, и допустимый коллекторный ток, больший $(5—8)I_{\text{кн}}$. Это приводит к излишне большой установочной мощности транзисторов по сравнению с мощностью, отдаваемой инвертором в нагрузку.

Уменьшить значение выбросов коллекторного тока можно, изменив принцип переключения транзисторов.

Если в схему самовозбуждающегося инвертора включить второй трансформатор Tr_2 (рис. 13.15), то можно основной силовой трансформатор Tr_1 сделать ненасыщающимся. Переключение транзисторов будет происходить из-за насыщения трансформатора Tr_2 , который называется переключающим.

Резистор R_3 ограничивает ток в первичной обмотке переключающего трансформатора. При ограничении тока в первичной цепи и насыщении сердечника переключающего трансформатора ток вторичной обмотки, т.е. ток базы ранее открытого транзистора, спадает до нуля. Транзистор начинает запирается, что приводит в свою очередь к уменьшению напряжения на первичной обмотке силового трансформатора Tr_1 . Спад напряжения на первичной обмотке вызовет уменьшение как напряжения на обмотке ω_2 , так и тока, проходящего через резистор R_3 и первичную обмотку трансформатора Tr_2 . Уменьшение тока первичной обмотки Tr_2 , сердечник которого насыщен, приведет к появлению на его вторичных обмотках импульсов с полярностью, противоположной существовавшему ранее напряжению. Начавший запирается транзистор при этом запретя полностью, а ранее запертый перейдет в режим насыщения, т.е. произойдет смена полярности напряжений на всех обмотках трансформаторов.

Поскольку выход транзистора из 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 (13.30) можно написать длительность процесса перемагничивания переключающего трансформатора Tr_2 :

$$T_{\text{п}} = T_{\text{пер}} = 2\omega_{21} B_{S2} S_2 / U_2, \quad (13.34)$$

где ω_{21} , B_{S2} и S_2 — конструктивные параметры Tr_2 ; U_2 — напряжение на его первичной обмотке.

После этапа перемагничивания протекает этап рассасывания заряда несновных носителей в базе силового транзистора. Длительность его равна $T_{\text{пр}}$. Сумма длительностей двух этапов равна длительности полупериода переменного напряжения, генерируемого инвертором. Поэтому частота колебаний инвертора с переключающим трансформатором

$$f = 1/(2T_{\text{пер}} + 2T_{\text{пр}}) = U_2/(4\omega_{21}B_{S2} + 2U_2T_{\text{пр}}). \quad (13.35)$$

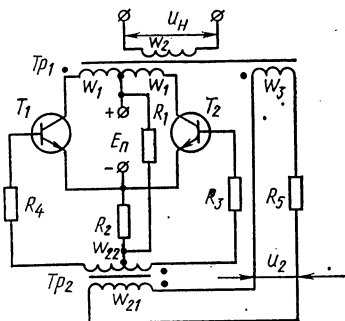


Рис. 13.15

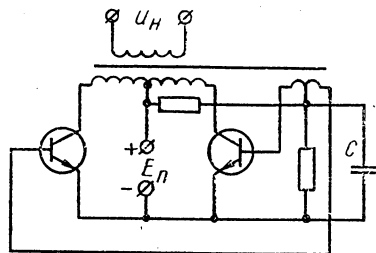


Рис. 13.16

В первой из рассмотренных схем инверторов длительность процесса переключения, а следовательно, и длительность фронтов генерируемых колебаний определяется целиком инерционностью транзисторов. Во втором инверторе она зависит от постоянной времени транзистора и индуктивности насыщенного трансформатора Tp_2 . При насыщении трансформатора Tp_2 ток его вторичной обмотки, являющийся током базы запирающегося транзистора, спадает по экспоненте с постоянной времени $\tau = L_n G$, причем в данном случае

$$G = (1/R_3 + 1/R_6') \text{ и } L_n = \mu_n \omega_{21}^2 S_2 / l_2, \quad (13.36)$$

где μ_n — проницаемость насыщенного сердечника.

Сопротивление R_6' — это сопротивление двух резисторов R_6 , пересчитанное в первичную обмотку Tp_2 для схемы рис. 13.17 и одного резистора R_6 для схемы рис. 13.15.

Неплохой оценкой инерционности совокупности транзистор — трансформатор является цепь первого порядка с эквивалентной постоянной времени

$$\tau_3 = \sqrt{\tau_T^2 + \tau^2}. \quad (13.37)$$

Ускорить процесс переключения в самовозбуждающемся инверторе можно, зашунтировав один из резисторов делителя напряжения базовой цепи конденсатором C (рис. 13.16). Заряд, накопленный в конденсаторе на этапе линейных процессов, при-

водит к форсированному запираанию ранее открытого транзистора, что и ускоряет процесс переключения. Коммутационные потери мощности при этом уменьшаются из-за сокращения длительности перегрузки транзистора экстремальными токами.

§ 13.6. Самовозбуждающийся инвертор в преобразователе

Показатели преобразователя, в котором применен инвертор с насыщающимся трансформатором, получаются удовлетворительными только при относительно низких частотах переключения.

Связано это с коммутационными всплесками коллекторных токов, которые при работе инвертора на выпрямитель растягиваются на время переключения диодов выпрямителя.

Лучшие показатели на повышенной частоте получаются у преобразователя, в котором применен инвертор с ненасыщающимся силовым трансформатором (рис. 13.17, а). Диоды D_3 и D_4 препятствуют попаданию больших положительных запирающих напряжений на базы транзисторов. Включаются они в тех случаях, если напряжения, снимаемые со вторичных обмоток переключающего трансформатора, больше допустимого запирающего напряжения база — эмиттер для транзистора силовой цепи.

Делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1 и R_2 , только облегчает запуск инвертора, а на протекающие в нем установившиеся процессы не влияет. В проводимом рассмотрении такой делитель не учитывается.

Начнем рассмотрение процессов, протекающих в схеме инвертора, с момента насыщения переключающего трансформатора. Пусть это происходит при

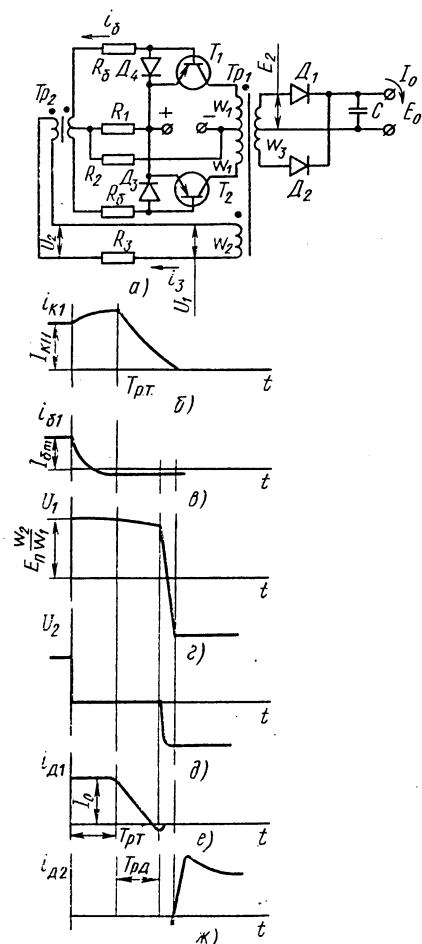


Рис. 13.17

$t=0$. При этом ток возбуждения ранее открытого транзистора (рис. 13.17, в) пропадает. Поскольку индуктивность насыщенного трансформатора мала, можно считать, что спадает напряжение

возбуждения скачком. Однако запираение транзистора происходит не мгновенно. В принятой ранее модели транзистора процесс запираения был описан выражением (11.7). В данном случае в отличие от ситуации, рассмотренной в § 11.1, ток базы на этапе рассасывания не инвертируется, т. е. ток $I_6=0$, и поэтому ток i_r спадает по экспоненте с постоянной времени τ_T , стремясь к значению $I_{K0} \approx 0$.

Пока ток i_r больше $i_k/H_{21э}$, происходит рассасывание заряда неосновных носителей в базе ранее открытого транзистора. Во время этого процесса ток коллектора транзистора возрастает из-за роста тока, проходящего через резистор R_3 (рис. 13.17,б). До насыщения переключающего трансформатора Tp_2 через резистор R_3 проходил ток $I_1 = (U_1 - U_2)/R_3$, а после насыщения проходит ток $I'_3 = U_1/R_3$.

Таким образом, увеличение тока коллектора транзистора

$$\Delta I_K = \left(\frac{U_1}{R_3} - \frac{U_1 - U_2}{R_3} \right) \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_3} \frac{w_2}{w_1}. \quad (13.38)$$

Обычно возрастание тока коллектора на этапе рассасывания заряда неосновных носителей ограничивают 10—20%, т. е. обеспечивают

$$I_{km} = I_{ки} (1,1 \div 1,2). \quad (13.39)$$

Процесс рассасывания в транзисторе заканчивается в тот момент, когда уменьшающийся ток i_r окажется в $H_{21э}$ раз меньше тока I_{km} , что дает условие для определения времени рассасывания транзистора

$$e^{T_{PT}/\tau_T} = k_\Phi / (1,1 - 1,2) = k'_\Phi, \quad (13.40)$$

где $k_\Phi = I_{6m}H_{21э}/I_{ки}$ — фактическая степень насыщения транзистора инвертора.

При $t > T_{PT}$ ток коллектора начинает уменьшаться, следуя за током i_r . Вместе с ним уменьшается и ток бывшего ранее открытым диода выпрямителя (рис. 13.17, е). В базе диода происходит рассасывание заряда неосновных носителей. Ток, проходящий через диод на этом этапе, можно определить на основе моделирующей схемы рис. 13.18. В ней источник тока представляет собой ток коллектора запирающегося транзистора, который при $t > T_{PT}$ спадает по экспоненте

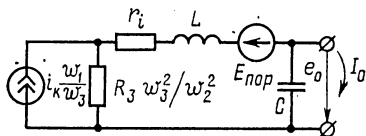


Рис. 13.18

$$i_k = I_{ки} k'_\Phi e^{-t/\tau_T} = I_{km} e^{-(t - T_{PT})/\tau_T} = I_{km} e^{-t'/\tau_T}. \quad (13.41)$$

Таким образом, уменьшаясь, ток диода стремится к относительно небольшому отрицательному значению, определяемому

разрядом конденсатора выпрямителя на сопротивление R'_3 . Оценить время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода при таком спадении тока удобно по интегральной инерционности всех, определяющих этот процесс инерционных элементов. Можно приближенно считать, что ток диода спадает, стремясь к нулю по экспоненте с постоянной времени

$$\tau_3 = \sqrt{\tau_T^2 + \tau^2 + [L_1/(R'_3 + r_i)]^2 + \tau_d^2}. \quad (13.42)$$

Оценкой $T_{рд}$ при этом предположении становится

$$T_{рд} \approx 3\tau_3. \quad (13.43)$$

Такое грубое определение времени рассасывания не вносит большой неопределенности при проектировании, так как точность остальных данных, используемых в расчете, невелика.

До момента запираания диода конденсатор выпрямителя оставался подключенным к выходной обмотке силового трансформатора Tr_1 и поддерживал на ней напряжение, практически равное выпрямленному. Следовательно, на всех остальных обмотках поддерживалось напряжение, близкое к тому, которое создавал ранее первичный источник E_n , действуя через открытый транзистор. Это приводило к тому, что напряжение коллектор — эмиттер запирающегося транзистора было мало и в трансформаторе Tr_2 поддерживался режим насыщения.

После запираания диода и восстановления его большого обратного сопротивления напряжение на обмотках трансформатора Tr_1 спадает (рис. 13.17, з). Вместе с ним спадает и напряжение на первичной обмотке Tr_2 . Размагничиваясь, сердечник переключающего трансформатора создает на обмотках возбуждения транзисторов послеимпульс, отпирающий ранее запертый транзистор (рис. 13.17, д). С его насыщением на выходной обмотке Tr_1 устанавливается вторая полуволна переменного напряжения с полярностью, противоположной предыдущей, открывается второй диод выпрямителя (рис. 13.17, ж) и конденсатор C подзарядается.

Хотя ток заряда конденсатора в данной схеме отличается от того, который был использован в § 7.7 для определения потерь мощности в диодах выпрямителя, результат подсчета самих потерь мало отличается от (7.58), так как коммутационными потерями мощности в диодах данной схемы преобразователя можно пренебречь. Поэтому определяют потери в диодах по (7.58).

Разряд конденсатора выпрямителя на нагрузку в течение времени смены полярности выходного напряжения инвертора приводит к небольшому спаду напряжения. Ток конденсатора, равный $i_x - I_0$, за время $T_{рд}$ уменьшит выходное напряжение на

$$\Delta E_0 = \frac{1}{C} \int_0^{T_{рд}} |i_x - I_0| dt \approx \frac{I_0}{C} \left(1 + \frac{R_{II}}{R'_3 + r_B} \right) \times \\ \times [T_{рд} - \tau_3 (1 - e^{-T_{рд}/\tau_3})]. \quad (13.44)$$

Из-за коммутационных процессов в данной схеме преобразователя напряжения динамические потери мощности в транзисторах инвертора получаются малыми; ими, как правило, пренебрегают. Остальные расчетные соотношения для данной схемы преобразователя получаются такими же, как и для идеализированной схемы.

§ 13.7. Потери мощности в преобразователе напряжения

Ранее говорилось, что современные преобразователи напряжения имеют малые потери мощности и соответственно высокий к. п. д.

Однако малые потери в преобразователе получаются не сами по себе, а благодаря проведению комплекса мероприятий, направленных на их снижение. Наиболее важными из них являются выбор схемы преобразователя, выбор радиодеталей и других компонентов преобразователя, оптимизация параметров преобразователя и режим работы его элементов.

Влияние режима работы на потери в преобразователе проследим на примере определения потерь мощности в транзисторах инвертора, входящего в преобразователь. Потери мощности в транзисторе складываются из потерь в режимах насыщения и отсечки, а также из потерь на переключение или коммутационных потерь. Последние еще называют динамическими потерями.

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 емкости (см. рис. 13.9, а). Эти потери мощности связаны со сквозными токами, возникающими при переключении транзисторов.

В § 13.4 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 величину, равную 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 запираии 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, становится большим. Поэтому коммутационные потери в нем относительно велики. К запертому силовому транзистору инвертора прикладывается напряжение E_3 , равное в двухтактной схеме $2E_{\text{п}}$, так как оно складывается из напряжения первичного источника и напряжения на неработающей в данный момент первичной полуобмотке силового трансформатора. В мостовой схеме инвертора напряжение E_3 в два раза меньше и равно $E_{\text{п}}$. 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 § 13.4 определяется выражением

$$i_{\text{k2}} = k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_{\text{T}}}). \quad (13.45)$$

Энергия, выделяющаяся в отпирающемся силовом транзисторе за время $T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}$,

$$\begin{aligned} A_1 &= \int_{t_0}^{t_0 + T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}}} k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} (1 - e^{-(t-t_0)/\tau_{\text{T}}}) E_3 dt = \\ &= k_{\text{ф}} I_{\text{кн}} E_3 [T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}} - \tau_{\text{T}} (1 - e^{-(T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})/\tau_{\text{T}}})]. \end{aligned} \quad (13.46)$$

Средняя за период мощность, соответствующая этой энергии, дает коммутационные потери, сопутствующие отпиранию транзистора:

$$\begin{aligned} P_{\text{1ком}} &= A_1/2T = I_{\text{кн}} E_3 f \tau_{\text{T}} k_{\text{ф}} [(T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})/\tau_{\text{T}} - 1 + \\ &+ e^{-(T_{\text{рд}} + T_{\text{рт}})/\tau_{\text{T}}}] \approx I_{\text{кн}} E_3 f \tau_{\text{T}} 0,5 k_{\text{ф}} (T_{\text{рт}} + T_{\text{рд}})^2 / \tau_{\text{T}}^2. \end{aligned} \quad (13.47)$$

Вычисление коммутационных потерь, сопутствующих запираению силового транзистора, производят аналогично. Но 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. При выборе установочной мощности транзистора вводят некоторый запас, который перекрывает неучтенные потери мощности.

Похожие результаты получаются и при подсчете мощности, выделяемой в силовых транзисторах других схем преобразователей и инверторов. Для сравнения схем по мощности, выделяющейся в транзисторе силовой цепи, выражению (13.47) можно придать следующий вид:

$$P_{\text{ком}} \approx P_{\text{1ком}} \approx I_{\text{кн}} E_3 f \tau_{\text{T}} k_{\text{ком}}, \quad (13.48)$$

где коэффициент $k_{\text{ком}}$ учитывает особенности схем в отношении коммутационных потерь мощности в транзисторе. Для рассмот-

ренной схемы усилителя мощности, работающего на выпрямитель с нагрузкой, начинающейся с емкости,

$$k_{\text{ком}} \approx 0,5k_{\phi} (T_{\text{пр}} + T_{\text{рл}})^2 / \tau_{\text{т}}^2. \quad (13.49)$$

Для других схем преобразователей и инверторов, упоминаемых в данном разделе, значения коэффициентов $k_{\text{ком}}$ приведены в табл. 13.1.

Таблица 13.1

Значение коэффициентов коммутационных потерь мощности в силовых транзисторах инверторов и преобразователей

Схема	$k_{\text{ком}}$
Инвертор с насыщающимся трансформатором (рис. 13.4)	$\approx 0,6$
Инвертор с насыщающимся трансформатором и дополнительными резисторами (рис. 13.16)	$\approx 0,3$
Инвертор с переключающим трансформатором (рис. 13.15)	$\approx \frac{0,45}{0,5 + k_{\phi}}$
Усилитель мощности (рис. 13.5, а)	$0,1 (1 + k_{\phi})$
Инвертор с насыщающимся трансформатором в преобразователе (рис. 13.4)	$\approx 0,5$
Инвертор с насыщающимся трансформатором и дополнительными конденсаторами в преобразователе (рис. 13.16)	$\approx 0,5 \frac{(T_{\text{с}} - T_{\text{рл}})^2}{\tau_{\text{т}} T_{\text{с}}}$
Усилитель мощности в преобразователе (рис. 13.10, а)	$\approx 0,5k \left(\frac{T_{\text{пр}} + T_{\text{рл}}}{\tau_{\text{т}}} \right)^2$
Усилитель мощности в преобразователе (рис. 13.10, а) без конденсатора C_1 в фильтре	$\approx 0,25k_{\phi} \left[2 \left(\frac{T_{\text{пр}}}{\tau_{\text{т}}} \right)^2 + \frac{\tau_{\text{т}} - 2T_{\text{рл}}}{\tau_{\text{т}} - T_{\text{рл}}} \right]$

Сравнение схем инверторов по коммутационным потерям мощности в силовых транзисторах показывает заметное их уменьшение при включении элементов, ускоряющих коммутацию (R_6 и C_6 на рис. 13.16) или предотвращающих насыщение силового трансформатора (промежуточный трансформатор на рис. 13.12). В инверторах, стоящих в преобразователе, коммутационные потери в силовых транзисторах оказываются несколько меньшими при нагрузке выпрямителя, начинающейся с емкости, чем при нагрузке, начинающейся с индуктивности.

К. п. д. 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 сердечнике трансформатора возрастают, но

они растут медленнее, чем масса сердечника. Поэтому к. п. д. 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 к. п. д. становится максимальным. Значение этой частоты зависит от параметров элементов, входящих в преобразователь. При проектировании преобразователей после выбора элементов схемы всегда следует определять и частоту переключений.

К. п. д. преобразователя в целом подсчитывают как произведение трех частных к. п. д.: инвертора — $\eta_{и}$; трансформатора — $\eta_{т}$; выпрямителя — $\eta_{в}$:

$$\eta = \eta_{и} \eta_{т} \eta_{в}. \quad (13.50)$$

Частные к. п. д. звеньев преобразователя в соответствии с их определениями составляют:

для инвертора

$$\eta_{и} = \frac{P_{и} + P_{д} + P_{с} + P_{м}}{P_{и} + P_{д} + P_{с} + P_{м} + P'_{тр} + P_{вс}}, \quad (13.51)$$

для трансформатора

$$\eta_{т} = \frac{P_{и} + P_{д}}{P_{и} + P_{д} + P_{с} + P_{м}}, \quad (13.52)$$

для выпрямителя

$$\eta_{в} = P_{и} / (P_{и} + P_{д}). \quad (13.53)$$

Здесь $P_{и}$, $P_{д}$, $P_{с}$, $P_{м}$, $P'_{тр}$, $P_{вс}$ — соответственно мощности, выделяющаяся в нагрузке преобразователя и теряющиеся в диодах выпрямителя, в сердечнике трансформатора, в обмотках трансформатора, в транзисторах инвертора, во вспомогательных цепях преобразователя, таких, как цепи возбуждения, цепи смещения, и т. д.

Правильный выбор элементов схемы преобразователя, режимов их работы позволяет достичь довольно высоких значений к. п. д. У современных преобразователей он составляет от 80 до 90%.

§ 13.8. Структурные схемы вторичных 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 большинства радиоустройств почти на порядок меньше и равны $\pm(3-5)\%$, 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 ИВП. На рис. 13.19, а представлена структурная схема источника с централизованной стабилизацией выходных напряжений преобразователя. Здесь стабилизируется входное напряжение инвертора I с помощью входного стабилизатора $VxСт$.

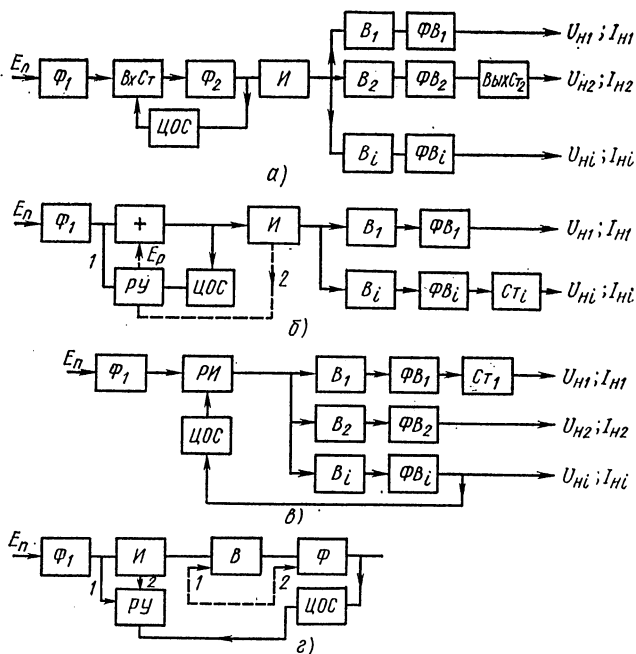


Рис. 13.19

На выходе выпрямителей преобразователя B_1-B_i получается вторичное напряжение, нестабильность которого допустима для большинства нагрузок. Фильтры выпрямителей $\Phi B_1-\Phi B_i$ обеспечивают требуемую степень фильтрации выходных напряжений.

Если для некоторых нагрузок требуется напряжение питания с меньшей нестабильностью, чем та, которую обеспечивает входной стабилизатор $VxСт$, то в соответствующую выходную цепь включают дополнительный выходной стабилизатор $ВыхСт_2$. На рис. 13.19, а такой дополнительный стабилизатор включен в цепь нагрузки, потребляющей ток I_{H2} при напряжении U_{H2} .

Поскольку цепь обратной связи $ЦОС$ получает сигнал ошибки со входа инвертора, то стабилизатор $VxСт$ поддерживает близким к эталонному напряжением на входе инвертора. Изменения

тока нагрузки $I_{н1}$ или $I_{нi}$ приводят к колебаниям выходных напряжений $U_{н1}$, или $U_{нi}$ из-за возрастания (или убывания) падений напряжения на диодах выпрямителей и транзисторах инвертора, но стабилизатор *ВхСт* на эти изменения реагировать не будет. Конечно, имеется в виду, что выходное сопротивление самого стабилизатора очень мало.

Таким образом, в данной структурной схеме стабилизированного преобразователя не удастся получить малые нестабильности 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 своими фильтрами.

Поэтому выходной стабилизатор включают иногда и в ту выходную цепь, ток которой сильно меняется или имеет импульсный характер. Иначе говоря, на выходные напряжения всех остальных каналов наложатся изменения, пропорциональные току этого канала. При импульсном токе такие изменения имеют вид серий загужающих колебаний, порождаемых передними и задними фронтами импульсов.

В качестве входного стабилизатора можно применять как линейный, так и импульсный. В первом случае к. п. д. преобразователя ниже, но зато нет необходимости включать фильтры Φ_1 и Φ_2 , защищающие первичную цепь и инвертор от импульсных помех, создающихся в ключевом стабилизаторе. Значительно лучше у линейного стабилизатора по сравнению с ключевым 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. 13.19, б), то конструкция ИВП получится 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. 13.19, 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 значение вольтодобавочного напряжения таким образом, что напряжение, подводимое к инвертору, остается практически постоянным при колебаниях напряжения первичного источника E_n .

Регулирующее устройство может быть запитано от первичного источника (линия *1*). В этом случае оно является дополнительным регулируемым преобразователем. Если же регулирую-

щее устройство запитывается 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. 13.19, 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 неустойчивость. 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 $СТ_1$, а на нагрузку, подключенную к выходу 2, передается.

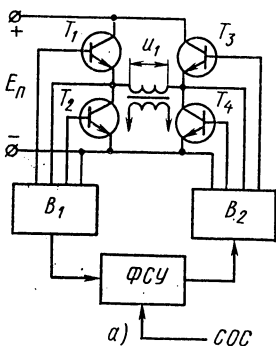
Если основная часть выходного сопротивления преобразователя создается сопротивлением потерь инвертора и первичной обмотки силового трансформатора, то при таком способе регулировки напряжения на всех вторичных обмотках трансформатора получается достаточно стабильное напряжение. При постоянном токе остальных каналов или при малом падении напряжения на их 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 неустойчивость выходных напряжений при введении такой схемы может как уменьшаться, так и увеличиваться.

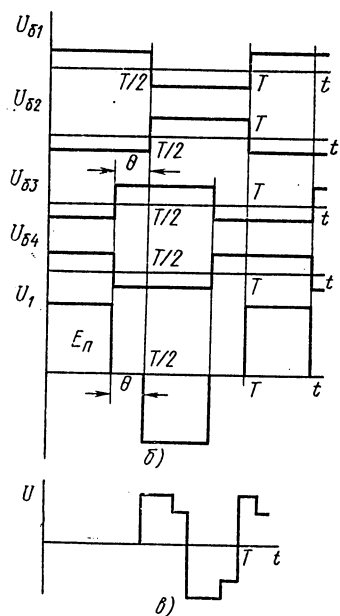
Если преобразователь напряжения имеет только один выходной канал, то на цепь обратной связи всегда подается напряжение с выхода этого канала. Сама цепь обратной связи может управлять входным стабилизатором, как это показано на рис. 13.19, а; регулируемым инвертором, как на рис. 13.19, в; вольт-

добавочным устройством, как на рис. 13.19, з. В последнем случае существуют возможности выполнения вольтдобавочного устройства с выходом на постоянном токе и на переменном токе.

Если вольтдобавочное устройство (ПУ на рис. 13.19, з), являясь 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. 13.19, з линиями 1. Если же вольтдобавочное устройство является дополнительным регулируемым выпрямителем, то его включение в схему производится так, как показано линиями 2. А 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.



В данном разделе упоминались такие элементы преобразователей, как регулируемый инвертор, регулируемый выпрямитель и регулируемый преобразователь. Регулируемый выпрямитель может быть выполнен на тиристорах и тогда управление значением его выходного напряжения достигается изменением момента включения вентилей. Можно выполнить регулируемый выпрямитель с регулированием на стороне переменного тока. Тогда в нем применяются регулирующие элементы, рассмотренные в гл. 12.

Рассмотрим схемы регулируемых инверторов и преобразователей.

Существует довольно много схем регулируемых инверторов. Из них рассмотрим одну (рис. 13.20, а), регулирующую среднее значение выходного напряжения изменением длительности паузы между импульсами. Эта схема содержит мостовой усилитель мощности, выполненный на транзисторах $T_1—T_4$, два самовозбуждающихся

инвертора — возбуждателя (B_1 и B_2), создающих напряжения прямоугольной формы для коммутации силовых транзисторов усилителя мощности, и фазосдвигающее устройство ФСУ.

Рис. 13.20

Возбудитель B_1 помимо формирования напряжений, управляющих транзисторами T_1 и T_2 , синхронизирует работу возбудителя B_2 . Синхронизация осуществляется через фазосдвигающее устройство. Колебания во втором генераторе B_2 имеют частоту, равную частоте колебаний B_1 , но происходят с некоторым запаздыванием по фазе, которое зависит от напряжения цепи обратной связи, подающегося с выхода на фазосдвигающее устройство.

На рис. 13.20, б представлены временные графики для напряжений база — эмиттер транзисторов $T_1 — T_4$. Сдвиг по фазе между колебаниями ведущего и ведомого генераторов выбран равным $0,5T - \theta$. На интервале $0 < t < 0,5T - \theta$ будут открытыми транзисторы T_1 и T_4 . На первичной обмотке силового трансформатора инвертора получается напряжение, равное E_n , т. е. $u_1 = E_n$.

На этапе $0,5T - \theta < t < 0,5T$ открыты транзисторы T_1 и T_3 . Напряжение $u_1 = 0$. После запираания транзистора T_1 при $t = 0,5T$ отпирается транзистор T_2 и на трансформатор подается напряжение $-E_n$. Когда T_3 заперется, напряжение i_1 снова станет равно нулю и т. д.

Таким образом, в данном инверторе создается напряжение с нулевой паузой, причем длительность паузы зависит от напряжения, подаваемого на ФСУ с цепи обратной связи. Если регулируемый инвертор используется в качестве вольдобавочного устройства, то полученное от него напряжение складывается с переменным напряжением основного инвертора, их сумма, подводимая к выпрямителю преобразователя, имеет в этом случае специфическую форму (рис. 13.20, в).

Регулируемый преобразователь строится в большинстве случаев на основе регулируемого инвертора. Последний в этом случае дополняется выпрямителем. Чтобы характеристика получалась более крутой, выпрямитель должен иметь нагрузку, начинающуюся с индуктивности.

В качестве фазосдвигающего устройства применяют различные схемы. Хорошие показатели в данном применении имеет магнитный усилитель.

Регулируя угол насыщения, в силовой цепи магнитного усилителя получают импульсы, синхронные с напряжением его питания, но с передним фронтом, запаздывающим по отношению к моменту смены полярности напряжения питания. Таким образом, запитав магнитный усилитель от возбудителя B_1 и подав на его управляющую обмотку напряжение с цепи обратной связи, получим на силовых обмотках импульсы, синхронизирующие работу возбудителя B_2 .

§ 13.9. Примеры расчета преобразователей

Пример 1. Рассчитать преобразователь, который должен работать от источника с напряжением 36 В и обеспечить напряжение на нагрузке 6,3 В при токе нагрузки 10 А. Пульсации выходного напряжения не должны превышать 10 мВ.

Решение. Поскольку мощность, передаваемая в нагрузку, близка к 100 Вт, выбираем схему преобразователя с независимым возбуждением. Пусть и усилитель мощности, и выпрямитель выполнены по схеме с дифференциальным трансформатором (см. рис. 13.10). Для выпрямителя, рассчитанного на малые выходные напряжения, такая схема выгодна тем, что в ней падение напряжения на вентилях меньше, чем в мостовой. Для инвертора переход к мостовой схеме выгоден при большем напряжении источника $E_{\text{п}}$, когда допустимое для транзистора напряжение коллектор — эмиттер меньше, чем получающееся в выбранной схеме.

Ориентировочные данные для выбора транзисторов и диодов следующие:

1) диод выпрямителя должен иметь допустимый прямой ток, больший 10 А, допустимый средний ток, больший 5 А, обратное напряжение, большее $2 \times 6,3 = 12,6$ В.

2. Транзистор должен иметь коллекторный ток в насыщенном состоянии, больший $10 \times 6,3/36 = 1,75$ А, допустимое напряжение коллектор — эмиттер, большее $2 E_{\text{п}} = 72$ В.

Выбираем в качестве вентиля выпрямителя диоды 2Д213А, у которых $I_{\text{пр}} = 10$ А, $E_{\text{обр}} = 200$ В, $\tau_{\text{д}} = 0,3$ мкс, $U_{\text{пр}} = 1$ В.

Из вольт-амперных характеристик диода 2Д213А находим: $E_{\text{пор}} = 0,6$ В и $r_{\text{в}} = 0,04$ Ом.

Выбираем для инвертора транзисторы типа КТ903А, имеющие $I_{\text{кmax}} = 3$ А, $U_{\text{кп}} = 1$ В, $I_{\text{бmax}} = 0,6$ А, $U_{\text{кз}} = 80$ В, $U_{\text{бmax}} = 1,5$ В, $H_{21э} = 15 \div 70$ при $I_{\text{к}} = 3$ А, $U_{\text{бп}} = 1$ В, $\tau_{\text{т}} = 0,06$ мкс, $P_{\text{кmax}} = 30$ Вт с теплоотводом и $r_{\text{тпк}} = 3,3^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

Рассчитаем по (13.10) э.д.с. одной из вторичных полуобмоток трансформатора:

$$U_{2m} = E_0 + E_{\text{пор}} + r_{\text{в}} I_0 = 6,3 + 0,6 + 0,04 \cdot 10 = 7,3 \text{ В.}$$

Найдем напряжение на первичной полуобмотке трансформатора:

$$E_{1m} = E_{\text{п}} - U_{\text{кп}} = 36 - 1 = 35 \text{ В.}$$

Коэффициент трансформации силового трансформатора: $n = U_2/E_1 = 7,3/35 = 0,208$.

Определим уточненное значение тока коллектора транзистора: $I_{\text{кп}} = n I_0 = 0,208 \cdot 10 = 2,08$ А. Оно получилось меньше допустимого для транзистора.

Выберем амплитуду тока базы транзистора. Пусть при $H_{21э\text{мин}} k_1 = 1,3$, тогда $I_{\text{бm}} > k_1 I_{\text{кп}}/H_{21э} = 1,3 \cdot 2,08/15 = 0,18$ А. Выберем амплитуду тока $I_{\text{бm}}$ равной 0,2 А.

Фактическая степень насыщения для транзистора с максимальным значением $H_{21э}$: $k_{\text{ф}} = 0,2 \cdot 70/2,08 = 6,73$.

Определим теперь амплитуду коммутационного всплеска $I_{\text{кпк}}$ по (13.27): $I_{\text{кпк}} = I_{\text{кп}} (k_{\text{ф}} + 2)/3 = 2,08 \cdot 8,73/3 = 6,05$ А.

Амплитуда всплеска получилась большей, чем допускается для выбранного типа транзистора. Таким образом, в выбранной схеме инвертора транзистор КТ903А работать не может. Чтобы облегчить условия работы транзистора, следует применить какую-либо из схем инвертора с облегченными коммутационными процессами. Выберем схему инвертора, приведенную на рис. 13.12, б. В качестве микросхем D_1 , D_2 и D_3 применим микросхемы серии 133, которые требуют для своего питания источник с напряжением 5 В. Эти микросхемы следующие: триггер — 133ТВ1 (D_1), схемы совпадения — 133ЛА7 (D_2 и D_3). Для их питания используем дополнительный источник $E_{\text{п2}}$ с напряжением 5 В. От этого же источника запитаем и базовые цепи транзисторов силовой цепи. Поскольку 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 $I_{\text{кmax}} = 0,4$ А, $U_{\text{кз}} = 80$ В, $H_{21э} = 20 \div 80$, $P_{\text{кmax}} = 0,5$ Вт, $r_{\text{тпк}} + r_{\text{тпс}} = 200^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, $U_{\text{кнас}} = 0,3$ В.

Сопровитления резисторов цепи базы T_3 и T_4 должны быть не более $R_5 = R_6 = (E_{п2} - U_{б33})/I_6 = (5 - 1)/0,2 = 20$ Ом.

Выбираем ток базы усилительных транзисторов I_1 и T_2 , исходя из минимальной степени насыщения $k = 1,3$: $I_{б1} = k_1 I_{к1} / H_{21э} = 1,3 \cdot 0,2 / 20 = 0,013$ А. Такой ток нагрузки является для микросхем 133ЛА7 приемлемым.

Находим сопротивление резисторов базовой цепи T_1 и T_2 : $R_3 = R_4 = (E_{п2} - U_{б31})/I_{б1} = (5 - 1)/0,013 = 308$ Ом.

Рассчитаем теперь сопротивления делителей напряжения R_1 , R_8 и R_2 , R_7 , подающих запрещающее напряжение на вход схемы совпадения. На коллекторе запертого транзистора силовой цепи получаем напряжение, равное удвоенному напряжению источника $E_{п1}$, т. е. $2 \cdot 36 = 72$ В. На вход микросхемы следует подавать напряжение не больше пяти вольт. Таким образом, $2E_{п1} R_1 / (R_1 + R_8)$ или $14,4 \cdot R_1 = R_1 + R_8$. Выберем $R_1 = R_8 = 3,9$ кОм, тогда $R_7 = R_8 = 56$ кОм.

Поскольку выбросы коллекторных токов в выбранной схеме инвертора отсутствуют, то ток, потребляемый от источника транзистором КТ903А, имеет форму прямоугольника с длительностью, равной половине периода, и амплитудой, несколько большей 2,08 А, из-за потерь мощности в трансформаторе инвертора.

Коммутационные процессы в выпрямителе данной схемы преобразователя также не связаны с возникновением значительных обратных токов диодов, так как рассасывание заряда неосновных носителей в базовых областях диодов происходит при запертых транзисторах инвертора. Разряд конденсатора выпрямителя через еще не запертые диоды происходит по цепи, содержащей вторичную обмотку трансформатора. Поскольку первичная обмотка трансформатора разомкнута, то он оказывает току разряда большое индуктивное сопротивление и ток разряда конденсатора (обратный ток диода) крайне мал.

Можно считать, что после запираания транзисторов инвертора ток диода падает, стремясь к нулевому значению, а это дает: $T_{р.д} \approx 3\tau_1 = 3 \cdot 0,3 = 0,9$ мкс.

Коммутационные потери мощности при таком режиме запираания диода практически отсутствуют. Поэтому, в соответствии с (13.9) считаем, что

$$P_d = 0,5 (E_{пор} + r_{в} I_0) I_0 = 0,5 (0,6 + 0,04 \cdot 10) 10 = 5 \text{ Вт,}$$

$$P_{т.с-1} = 0,5 U_{кп} I_{кп} = 0,5 \cdot 1 \cdot 2,08 = 1,04 \text{ Вт.}$$

Оценим время рассасывания заряда неосновных носителей в базах транзисторов. По формуле (13.18) получаем:

для КТ903А (T_3 и T_4)

$$T_{р.т} = \tau_t \ln [3k_{\phi} / (2k_{\phi} + 1)] = 0,6 \ln [3 \cdot 6,73 / (2 \cdot 6,73 + 1)] = 0,02 \text{ мкс;}$$

для транзисторов КТ608А (T_1 и T_2)

$$T_{р.т.1-2} = 0,064 \ln [3 \cdot 5,2 / (2 \cdot 5,2 + 1)] = 0,0205 \text{ мкс.}$$

Полное время задержки включения

$$T_3 = T_{р.д} + T_{р.т.1-2} + T_{р.т.3-1} = 0,9 + 0,02 + 0,02 = 0,94 \text{ мкс.}$$

Положив время задержки равным 0,1 от длительности полупериода, получим последнее значение порядка 10 мкс и, следовательно, выбираем частоту переключений $f = 50$ кГц.

В нашем случае габаритная мощность трансформатора $V A_{тр} = 0,5 (2E_1 I_1 + 2E_2 I_2) = 0,5 (2 \cdot 35 \cdot 2,08 \cdot 0,707 + 2 \cdot 7,3 \cdot 10 \cdot 0,707) = 83,2$ В · А.

Задавись плотностью тока в обмотках $\delta = 5$ А/мм², амплитудой индукции $B_m = 0,2$ Тл (феррит) и коэффициентом заполнения окна медью $\sigma = 0,15$ (кольцевой сердечник), из (1.59) находим

$$S_c S_o = \frac{V A_{тр} 10^3}{2^2 k_{\phi} k_c f B_m \delta \sigma} = \frac{83,2 \cdot 10^3}{2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 5 \cdot 0,15} = 0,55 \text{ см}^4.$$

Из-за того, что первичная и вторичная обмотки имеют вывод от средней точки, а конструктивное оформление вывода требует некоторой затраты площади окна, выбираем с запасом сердечник из феррита М2000НМ-1 типа К-28/16-9, у которого наружный диаметр составляет 28 мм, внутренний диаметр — 16 мм, высота — 9 мм, масса — 19 г, $S_c = 0,54$ см² и $S_c S_0 = 1,08$ см⁴.

Число витков во вторичной полуобмотке находим по (1.16): $\omega_2 = E_2 10^4 / (4f B_m S_c) = 7,3 \cdot 10^4 / (4 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 0,54) = 3,4$ витка.

Выбираем $\omega_2 = 4$ витка и тогда для первичной обмотки: $\omega_1 = \omega_2 E_1 / E_2 = 4 \cdot 35 / 7,3 = 19,2$ витка.

Выбираем $\omega_1 = 19$ витков. Диаметры проводов при выбранной плотности тока: $d_1 = 0,73$ мм и $d_2 = 1,35$ мм. Потери мощности в трансформаторе практически равны только потерям в сердечнике, которые составляют 3,6 Вт.

Оценим к.п.д. преобразователя. Мощность, потребляемая от источника $E_{пн}$, равна сумме мощностей, выделяющихся на транзисторах T_3 и T_4 , трансформаторе и диодах выпрямителя, и мощности, отдаваемой в нагрузку. Эта сумма равна 76,68 Вт. Мощность, потребляемая от источника $E_{пн}$, затрачивается на питание микросхем, ток потребления которых составляет 30 мА, и на возбуждение транзисторов силовой цепи: $P_2 = E_{пн} (3I_{м.с} + 2I_{R3-4} + 2I_{R7-8}) = 5(3 \cdot 30 + 2 \cdot 16 + 2 \cdot 250) = 626$ мВт. Здесь принято: $I_{R3-4} = E_{пн} / R_3$ и $I_{R7-8} = E_{пн} / R_7$.

Таким образом, общее потребление мощности преобразователем составляет 79,3 Вт при полезной мощности $6,3 \cdot 10 = 63$ Вт. Отсюда $\eta = P_{пол} / P_{потр} = 63 / 79,3 = 0,79$.

Наибольшая мощность теряется в диодах выпрямителя из-за большого прямого падения напряжения на вентилях.

Пример 2. Рассчитать преобразователь напряжения, предназначенный для работы от сети с напряжением 24 В и создающий на своем выходе напряжение 16 В при токе нагрузки 0,5 А.

Решение. Мощность на выходе преобразователя невелика ($16 \cdot 0,5 = 8$ Вт), поэтому можно выбрать преобразователь с самовозбуждающимся инвертором. Хорошие массогабаритные показатели преобразователь будет иметь при повышенной частоте колебаний инвертора. Поэтому выберем для инвертора одну из схем с улучшенной коммутацией. Пусть это будет инвертор с переключающим трансформатором.

Выпрямленное напряжение значительно больше прямого падения напряжения на импульсных диодах, поэтому в выпрямителе можно применить мостовую схему. Нагрузка выпрямителя пусть начинается с емкости. Это позволит получить меньшие пульсации. Таким образом, схема преобразователя получится такой, как это показано на рис. 13.21.

Перейдем теперь к выбору полупроводниковых приборов. Для этого определим требования к этим приборам. 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.

Выбираем диод Д310 с малым прямым падением напряжения. Его данные: допустимый прямой ток — 0,5 А, допустимое обратное напряжение — 20 В, прямое падение напряжения — 0,57 В, порог выпрямления — 0,4 В, внутреннее сопротивление — 0,3 Ом и постоянная времени — 0,3 мкс.

Напряжение, прикладываемое к запертому транзистору инвертора, в два раза больше напряжения источника, т. е. составляет $2 \cdot 24 = 48$ В. Ток насыщения транзистора должен быть больше $I_0 E_0 / E_{пн} = 0,5 \cdot 16 / 24 = 0,33$ А. Выбираем в качестве ключей инвертора транзисторы КТ608Б, у которых максимальный ток коллектора равен 0,4 А, допустимое напряжение коллектор — эмиттер — 60 В, допустимое напряжение база — эмиттер — 4 В, $H_{21э} = 50 \div 160$, постоянная времени — 0,8 мкс, напряжение коллектор — эмиттер в насыщенном состоянии — 0,3 В, при $I_{кн} = 0,4$ А и степени насыщения, равной пяти. При повышении степени насыщения до десяти $U_{кн}$ снижается до 0,15 В. Напряжение между базой и эмиттером $U_{бн}$ у этого транзистора при насыщении не более 0,75 В.

Определим теперь напряжения на обмотках силового трансформатора

На вторичной обмотке следует обеспечить напряжение, равное сумме выпрямленного и прямого напряжений на двух диодах мостовой схемы, т. е.

$$U_{2m} = E_0 + 2U_{пр} = 16 + 2 \cdot 0,57 = 17,14 \text{ В.}$$

На первичной обмотке получится напряжение, равное разности напряжения первичной сети и напряжения на насыщенном транзисторе: $E_{1m} = E_{п} - U_{кн} = 24 - 0,3 = 23,7 \text{ В.}$

Коэффициент трансформации у силового трансформатора $n_c = 17,14/23,7 = 0,734$. Уточненное значение тока коллектора: $I_{кн} = I_0 n_c = 0,5 \cdot 0,734 = 0,367 \text{ А}$, т. е. меньше допустимого. Ток базы силового транзистора инвертора должен превышать: $I_{бm} > I_{кн}/H_{21эmin} = 0,37/50 = 0,0074 \text{ А}$.

Выбираем ток базы $I_{бm} = 0,037 \text{ А}$. Фактическая степень насыщения транзистора при таком токе: $k_{фmin} = I_{бm} H_{21эmin}/I_{кн} = 5$ и $k_{фmax} H_{21эmax}/I_{кн} = 16$.

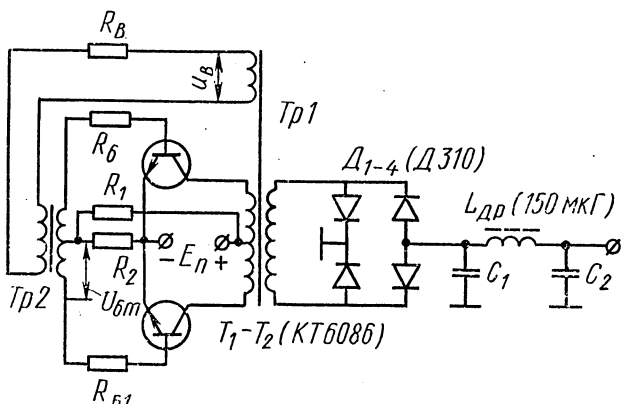


Рис. 13.21

Перейдем к расчету цепи возбуждения транзистора. Выберем напряжение на вторичной обмотке переключающего трансформатора $U_{бm}$ равным 2,5 В, что больше напряжения база — эмиттер при насыщении почти в три раза. Тогда сопротивление резистора

$$R_б = (U_{бm} - U_{бн})/I_{бн} = (2,5 - 0,75)/0,037 = 49 \text{ Ом.}$$

Полное сопротивление промежутка база — эмиттер транзистора в насыщенном состоянии соответственно равно $0,75/0,037 = 20 \text{ Ом}$.

Выбираем коэффициент трансформации переключающего трансформатора $n_{п} = 0,5$, тогда напряжение на его первичной обмотке должно быть равным 5 В, по ней будет проходить ток $I_б = I_{бm} n_{п} = 0,0185 \text{ А}$. Отсюда получаем пересчитанное в первичную обмотку сопротивление базовой цепи:

$$R'_б = U_{бm}/(n_{п} I_б) = 5/0,0185 = 270 \text{ Ом.}$$

Пусть напряжение на вспомогательной обмотке трансформатора $Tp_1 - U_в$ в два раза больше, чем напряжение на первичной обмотке Tp_2 , т. е. равно 10 В. Тогда сопротивление ограничительного резистора

$$R_в = (U_в - U_{бm}/n_{п})/I_в = (10 - 5)/0,0185 = 270 \text{ Ом.}$$

Составляющая коллекторного тока силового транзистора инвертора, идущая на возбуждение, получается много меньшей составляющей, идущей во вторичную обмотку и затем выпрямляющей: $I'_к = I_в U_в / E_{м1} = (10/23,7) 0,0185 = 0,008 \text{ А}$.

При насыщении переключающегося трансформатора составляющая тока коллектора силового транзистора, идущая на возбуждение, возрастет до: $I''_k = (U_B/R_B) U_B/E_{m1} = 0,0159 \text{ А}$.

Таким образом, рост тока коллектора силового транзистора, получающийся при насыщении переключающегося трансформатора, настолько мал, что изменение фактической степени насыщения транзистора можно не учитывать. Поскольку допустимое напряжение база — эмиттер больше напряжения на вторичной обмотке переключающегося трансформатора, ограничительные диоды в цепь базы включать не нужно. Если бы в схеме стояли ограничительные диоды, то по каждому из резисторов R_6 проходил бы ток как при открытом, так и при закрытом транзисторе силовой цепи. Из-за этого пересчитанное в первичную обмотку трансформатора Tr_2 сопротивление базовой цепи было бы в два раза меньше, чем получилось в отсутствие диодов.

Теперь по (13.40) найдем время рассасывания заряда неосновных носителей в базе транзистора силовой цепи: $T_{p,t} = \tau_t \ln k_f = 0,8 \ln(5 \div 16) = 1,3 \div 2,23 \text{ мкс}$.

Будем пока считать, что постоянная времени переключающихся базовых цепей силовых транзисторов меньше постоянной времени транзистора. При этом время спада коллекторного тока определяется самим транзистором, а тока диода — эквивалентной постоянной времени.

Следовательно, время рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода выпрямителя найдем по (13.42): $T_{p,d} = 3\sqrt{0,3^2 + 0,8^2} = 2,5 \text{ мкс}$.

Ввиду малости времени $T_{p,t}$ и $T_{p,d}$ можем выбрать повышенную частоту переключения в инверторе, что благоприятно скажется на габаритах трансформаторов Tr_1 и Tr_2 . Пусть частота переключений составляет 40 кГц. Период колебаний $2T$ при этом будет иметь длительность 25 мкс.

Определим длительность линейных процессов в схеме инвертора: $T_d = T - T_{p,d} - T_{p,t} = 12,5 - 2,5 - 2,23 \approx 8 \text{ мкс}$.

Выбираем сердечник трансформатора Tr_2 типа ОЛ12/14-3 из пермаллоя 79НМ. Этот сердечник имеет сечение $1 \times 3 = 3 \text{ мм}$, коэффициент заполнения сечения металлом 0,7, индукцию насыщения 0,7 Тл.

Исходя из этих данных, определим число витков в первичной обмотке Tr_2 : $w_{21} = T_d U_2 / (2B_S S_2) = 8 \cdot 10^{-6} \cdot 5 / (2 \cdot 0,7 \cdot 0,7 \cdot 3 \cdot 10^{-6}) = 13,6$.

Выбираем $w_{21} = 14$ виткам и тогда $T_d = 8,25 \text{ мкс}$.

Из-за разброса коэффициентов усиления транзисторов период колебаний инвертора является величиной нестабильной. Максимальное значение полу-периода: $T_{\max} = 8,25 + 2,4 + 2,23 = 12,9 \text{ мкс}$, а минимальное: $T_{\min} = 8,25 + 2,4 + 1,3 = 12 \text{ мкс}$.

Собственно частота колебаний будет лежать в пределах $39,8 \div 41,7 \text{ кГц}$. Число витков во вторичной обмотке трансформатора Tr_2 при принятом его коэффициенте трансформации 0,5 должно быть равным семи.

Проверим, как оправдывается принятое допущение о малости постоянной времени цепи возбуждения транзистора. Для этого подсчитаем индуктивность насыщенного трансформатора Tr_2 , приведенную к его первичной обмотке. Относительную магнитную проницаемость насыщенного сердечника трансформатора μ_n примем равной 700. Тогда

$$L_{21} = 1,256 \cdot 10^{-6} \mu_n w_{21}^2 S_2 / l_2 = 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 700 \cdot 14^2 \cdot 0,7 \cdot 3 \cdot 10^{-6} / 41 \cdot 10^{-3} = 8,8 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

Отсюда постоянная времени переключающей базовой цепи

$$\tau_n = L_{21} (R_B + R'_6) / (R_B R'_6) = 0,077 \text{ мкс} \ll 0,8 \text{ мкс}.$$

Предположение оправдалось. Следовательно, вычисление значения $T_{p,t}$ проведено правильно.

Малые значения перепада напряжения на выходном конденсаторе выпрямителя не оказывают влияния на его выходное напряжение. Поэтому выходное сопротивление преобразователя определится сопротивлением насыщенных транзисторов, открытых диодов выпрямителя и омическим сопротивлением дросселя фильтра, равным 1 Ом. Тогда

$$R_{\text{вых}} = U_{\text{кн}} n_c^2 / I_{\text{кн}} + 2r_{\text{в}} + r_{\text{др}} = 0,734^2 (0,3/0,37) + 0,34 + 1 = 1,78 \text{ Ом.}$$

Глава 14

ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

§ 14.1. Химические источники электрической энергии

Химические источники тока (гальванические элементы и аккумуляторы) — одни из старейших источников электрической энергии. До настоящего времени они продолжают занимать видное место в питании бортовых радиоустройств.

Несмотря на долгую, более чем столетнюю, историю, химические источники электрической энергии до сих пор совершенствуются. Так, за последние тридцать лет удельная энергия ряда источников возросла более чем в пять раз. Улучшения достигаются за счет усовершенствования конструкции известных элементов и применения новых веществ для электродов и электролитов.

Одной из важных характеристик химического источника тока является разрядная емкость, определяемая количеством электричества (зарядом), который можно получить от этого источника. Заряд Q при токе нагрузки $i_{\text{н}}(t)$ определяется интегралом

$$Q = \int_0^{t_p} i_{\text{н}}(t) dt, \quad (14.1)$$

где t_p — время прохождения тока в нагрузке (время разрядки).

Энергия, которую отдает в нагрузку источник, определяется как током источника, так и напряжением на нагрузке $u_{\text{н}}(t)$:

$$W = \int_0^{t_p} u_{\text{н}}(t) i_{\text{н}}(t) dt. \quad (14.2)$$

Средняя за время разрядки мощность, отдаваемая источником в нагрузку P , также характеризует способность его работать на ту или иную нагрузку:

$$P = (1/t_p) \int_0^{t_p} u_{\text{н}}(t) i_{\text{н}}(t) dt. \quad (14.3)$$

Разрядку источника считают законченной тогда, когда напряжение на нагрузке, уменьшающееся в течение всего процесса разрядки, достигает некоторого значения — разрядного напряжения. Поэтому во всех трех формулах время разрядки t_p зависит от среднего тока (сопротивления) нагрузки, т. е. от режима работы источника.

Приведенные характеристики являются определенными интегралами и, следовательно, зависят от своего верхнего предела — времени разрядки, т. е. от режима работы. Эта зависимость возникает из-за ограничений в скорости протекания химических реакций. Так как в химических источниках тока в электрическую энергию превращается химическая энергия окислительно-восстановительных процессов, то при быстрой разрядке не вся масса имеющихся в источнике химических веществ успевает прореагировать и отдаваемые в нагрузку заряд и энергия уменьшаются.

Наиболее наглядно свойства источника представлены зависимостью удельной энергии источника от его удельной мощности (рис. 14.1). Аналогичные зависимости были приведены для одного из типов аккумуляторов в гл. 5.

Высокие удельные характеристики имеют ртутно-цинковые элементы (кривые 1 на рис. 14.1, а, б). Серебряно-цинковые аккумуляторы

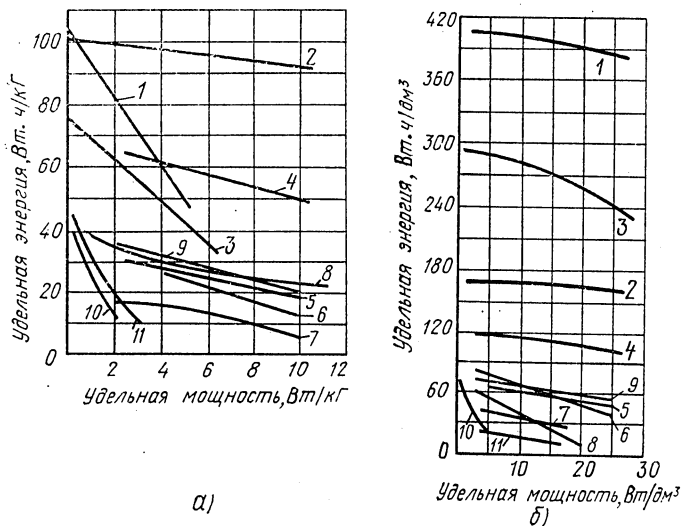


Рис. 14.1

обладают наилучшими удельными массовыми характеристиками и неплохими объемными (кривые 2). Марганцево-цинковые герметичные элементы со щелочным электролитом (кривые 3) по объемным характеристикам оказываются на втором месте, а по массовым уступают и никель-цинковым аккумуляторам (кривые 4). Массовые и объемные характеристики безламельных никель-кадмиевых аккумуляторов (кривые 5),

кислотных аккумуляторов (кривые 6) и прессованных никель-кадмиевых аккумуляторов (кривые 9) примерно одинаковы. Массовые характеристики медно-магниевого батарей (кривые 8) несколько лучше, чем у названных химических источников, но удельные объемные характеристики этих батарей получаются низкими.

Удельные характеристики никель-кадмиевых аккумуляторов (кривые 7) при малых удельных мощностях оказываются самыми худшими. Массовые характеристики марганцево-цинковых элементов галетной конструкции (кривые 11) заметно лучше аналогичных характеристик таких же элементов стаканчиковой конструкции (кривые 10), а их объемные характеристики сравниваются при удельной мощности 5 Вт/дм³.

Заданному времени работы источника на графиках (рис. 14.1) соответствует прямая, проходящая через начало координат. Она тем круче, чем больше время разрядки. При времени разрядки 15 ч никель-цинковые аккумуляторы и ртутно-цинковые элементы имеют одинаковые массовые показатели. При более длительном разряде лучшими оказываются ртутно-цинковые элементы, а при более быстром наоборот.

Те химические источники, у которых после разрядки возможно восстановление израсходованной энергии при пропуске через них тока с направлением, противоположным разрядному (зарядного тока), называются аккумуляторами. Заряд гальванического элемента удается восстановить после разрядки лишь на небольшую часть по сравнению с первоначальным.

По этой причине у элементов используется только один первоначальный разрядный цикл. Для характеристики восприимчивости заряда аккумулятором вводят понятие отдачи по емкости, определяемое, как отношение разрядной емкости к зарядной.

Сохранность и срок службы химического источника тока во многом определяется его саморазрядкой, т. е. уменьшением заряда источника во времени при отключенной нагрузке. Возможность сопряжения химического источника тока с нагрузкой или сопряжения гальванического элемента с аккумулятором определяется разрядной кривой

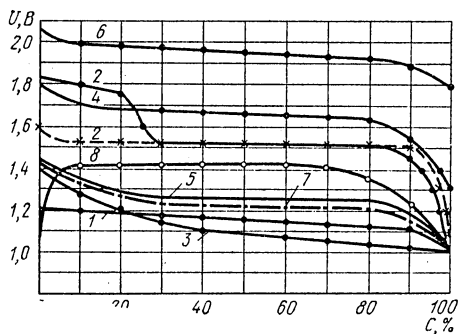


Рис. 14.2

рис. 14.2, которая показывает изменение напряжения на выходе источника при разрядке. Обозначения на этом рисунке те же, что и на рис. 14.1. Пологая разрядная кривая позволяет иногда обеспечить достаточно постоянное напряжение на нагрузке без дополнительных стабилизаторов.

Все названные характеристики химических источников тока заметно меняются при изменении рабочей температуры. С уменьшением температуры удельные массовые и объемные характеристики всех источников ухудшаются (рис. 14.3). Наиболее резко падают с уменьшением температуры показатели самых хороших (при комнатной температуре) ртутно-цинковых элементов и серебряно-цинковых аккумуляторов. При температуре -40°C они становятся самыми плохими.

В наименованиях химических источников тока указывают материалы электродов, вид электролита (кислота или щелочь) и его конструктивные особенности.

Не разбирая деталей химических реакций, протекающих в конкретных

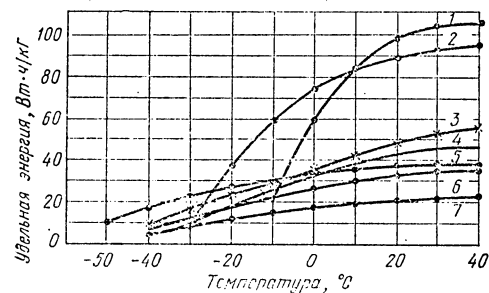


Рис. 14.3

видах источников, остановимся на конструктивном оформлении и основных показателях наиболее распространенных их типов.

1. Марганцево-цинковый элемент галетной конструкции (рис. 14.4) представляет собой таблетку, нижнюю пластину которой (отрицательный электрод 1) выполняют из цинка, а снаружи покрывают электропроводящим слоем. Верхнюю пластину элемента образует спрессованный из порошка диоксида марганца с некоторыми добавками положительный электрод 2. Электроды разделяются пористой прокладкой 3, пропитанной электролитом NH_4Cl , и бумажной прокладкой 4. Элемент стянут хлорвиниловым кольцом 5. Эти элементы отличаются малой стоимостью, достаточно широким температурным диапазоном, хорошей сохранностью. Вместе с тем они обладают наихудшими разрядными и наименьшими удельными массовыми характеристиками.

Напряжение на выходе марганцево-цинкового элемента (см. рис. 14.2) непрерывно и довольно круто падает при разряде. С ростом разрядного тока (мощности) удельная энергия марганцево-цинкового элемента резко снижается. Так, при увеличении удельной мощности от 0,2 до 2 Вт/кг удельная энергия такого элемента снижается более чем в четыре раза.

Выпускают марганцево-цинковые элементы двух конструктивных видов: стаканчиковой (цилиндрической) и галетной (дисковой или в виде параллелепипеда). Последние имеют большую поверхность электродов, из-за чего обладают несколько лучшими мощностными характеристиками.

Новые марганцево-цинковые элементы со щелочным электролитом (в обычных элементах электролит солевой) выпускают герметизированными. Их основные эксплуатационно-технические характеристики заметно лучше, чем у старых. Так, их удельные

массовые и объемные характеристики почти на порядок выше, саморазрядка составляет 3—5% за месяц, сохранность — более 18 месяцев. Они также обладают хорошей механической прочностью, безвредны для обслуживающего персонала, уход за ними весьма прост.

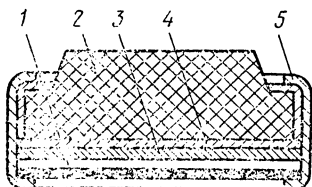


Рис. 14.4

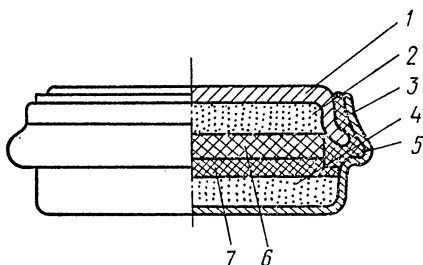


Рис. 14.5

2. Ртутно-цинковые элементы имеют герметичную дисковую конструкцию (рис. 14.5). Жесткая таблетка сформирована из стальных никелированных крышки 1 и корпуса 3, которые изолированы резиновым кольцом 5. Слой цинковых опилок 2 образует отрицательный электрод. Слой сепараторной бумаги, пропитанной электролитом 6, отделяется от спрессованного из порошков красного оксида ртути и графита положительного электрода 4 диафрагмой из фильтровальной бумаги 7.

Эти элементы имеют высокую механическую прочность, саморазрядку за месяц 3—5%, сохранность более 18 месяцев, безвредны для обслуживающего персонала, но в их производстве применяются весьма вредные вещества. Уход за ними прост. Стоимость ртутно-цинковых элементов в 12—17 раз больше, чем марганцево-цинковых.

3. Медно-магниевые элементы из-за большой саморазрядки применяются как резервные. Они приводятся в действие введением специального активатора непосредственно перед употреблением. После активации их срок хранения меньше суток. Время активации зависит от температуры и составляет в среднем несколько минут. Разрядка элементов сопровождается саморазогреванием, что позволяет им работать при весьма низких температурах. Однако активация должна производиться при положительной температуре.

Другими отличительными особенностями медно-магниевых элементов являются малая механическая прочность, сохранность более двух лет, некоторая вредность входящих в их состав веществ. Стоимость элементов превышает стоимость марганцево-цинковых почти в 20 раз.

4. Никель-кадмиевые и никель-железные аккумуляторы выпускают в нескольких конструктивных исполнениях: ламельные

и безламельные (открытые, непроливаемые и герметизированные). Они просты в эксплуатации, имеют срок службы 500—1000 циклов, обладают самой высокой механической прочностью, саморазрядка их не превышает 20% за месяц, сохранность в залитом состоянии более двух лет.

Герметизированные дисковые никель-кадмиевые аккумуляторы (рис. 14.6) конструктивно выполняют в стальном никелированном корпусе 8, в который завальцована стальная никелированная крышка 1 с изоляционной прокладкой 4.

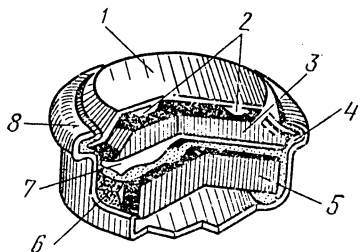


Рис. 14.6

Отрицательный 3 и положительный 5 электроды представляют собой барабанчики, выполненные из никелированной сетки 6 и заполненные брикетами активной массы. Сепаратор 7 из капроновой ткани пропитан щелочным электролитом. Электроды аккумулятора поджимаются к прокладке и сепаратору пружиной 2.

Работают эти аккумуляторы в широком температурном диапазоне с относительно небольшим снижением удельных показателей. По своим удельным характеристикам герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы уступают только серебряно-цинковым.

При зарядке герметичных аккумуляторов следует строго соблюдать рекомендованный режим, так как при большом зарядном токе сильное выделение газов может привести к взрыву аккумулятора. При эксплуатации батареи никель-кадмиевых аккумуляторов необходимо следить за равномерными разрядкой и зарядкой каждого из входящих в нее аккумуляторов. Связано это с тем, что при сильной разрядке одного из аккумуляторов напряжение на его электродах может изменить свою полярность. Такое изменение напряжения вредно сказывается на сроке службы всей батареи. Стоимость герметичных никель-кадмиевых аккумуляторов почти в 100 раз больше, чем марганцево-цинкового элемента той же емкости, но больший срок службы снижает стоимость источника питания с таким аккумулятором при длительной эксплуатации.

5. Серебряно-цинковые аккумуляторы обладают наилучшими удельными характеристиками. Помимо этого их удельные энергетические характеристики мало зависят от времени разрядки. Поэтому, даже разряжаясь током, близким к току короткого замыкания, серебряно-цинковый аккумулятор отдает в нагрузку практически весь свой заряд.

Особенностью разрядных характеристик такого аккумулятора является резкий, но непродолжительный спад напряжения (ступенька, соответствующая примерно 20%-ному разряду). Связано это с изменением типа химических реакций, происходящих при разрядке аккумуляторов, сопровождающейся изменением плот-

ности электролита. Однако если заряжать аккумулятор пульсирующим, а не постоянным током, то ступенька в разрядной кривой пропадает.

Конструктивно серебряно-цинковые аккумуляторы выполняются в виде прямоугольной коробки, в которой укреплены пластинчатые электроды.

Эксплуатационно-технические характеристики серебряно-цинковых аккумуляторов в остальном хуже, чем у никель-кадмиевых. Так, они выдерживают только 50—100 циклов перезарядки, что в общем мало. Саморазрядка их достигает 5—10% за месяц. Сохраняются они без электролита пять лет, а с электролитом только шесть месяцев. Уход за серебряно-цинковыми аккумуляторами более сложен, чем за никель-кадмиевыми. Стоимость их примерно в двадцать раз превышает стоимость марганцево-цинкового элемента той же емкости.

Работы, проведенные в последние годы, привели к заметному продлению срока службы такого аккумулятора. Один из его типов выдерживает в орбитальном режиме 2500 циклов перезарядки.

6. Кислотные (свинцовые) аккумуляторы имеют наименьшую механическую прочность и наибольшую вредность из всех названных типов химических источников. Испаряющаяся из аккумулятора серная кислота вредно влияет на окружающие его приборы и устройства. При зарядке свинцового аккумулятора выделяется водород, что повышает взрывоопасность. Срок службы авиационных кислотных аккумуляторов несколько больше, чем серебряно-цинковых, но все же невелик. Они выдерживают 60—70 циклов перезарядки. Однако низкая стоимость, немногим большая, чем у марганцево-цинковых элементов, полагая разрядная кривая заставляют предпочитать их во многих случаях. Саморазрядка кислотных аккумуляторов велика (20—30% за месяц) и это усложняет их эксплуатацию. Сохранность их без электролита не превышает двух лет.

Появившиеся в последнее время новые типы химических источников имеют очень высокие удельные характеристики. Так, воздушно-цинковые элементы обладают удельной энергией до 500 Вт/дм³. Ими стремятся заменить двигатель внутреннего сгорания в автомобиле. Перезаряжаемый воздушно-цинковый генератор (при перезарядке меняется цинковый электрод) имеет удельную массовую характеристику порядка 120 Вт·ч/кг и объемную — около 80 Вт·ч/дм³.

Элементы с расплавленным электролитом работают при повышенной температуре. Такой элемент с системой электродов Li—Cl и электролитом, расплавленным при $t=609^{\circ}\text{C}$, имеет удельные характеристики 550 Вт·ч/кг и 825 Вт·ч/дм³. В условиях невесомости его показатели несколько снижаются (400 Вт·ч/кг и 555 Вт·ч/дм³).

Элементы с органическим электролитом (раствор LiClO_4 в этилкарбонате) и электродами Ni_3S_2 , Ag_2CrO_4 —Li дают э. д. с.,

большую 13 В. Поэтому их удельные характеристики высоки. Производятся элементы с $q_G = 320 \div 470$ Вт·ч/кг и $q_V = 500 \div 620$ Вт·ч/дм³.

Широкое применение аккумуляторы получили в качестве буферных и аварийных источников питания. В этих случаях аккумулятор ставится параллельно какому-либо другому источнику питания, например электромашинному генератору. Мощность генератора примерно равна средней мощности, потребляемой нагрузкой. При максимумах тока нагрузки, вызванных включением каких-либо устройств, аккумулятор разряжается и тем самым сглаживает неравномерность тока, отдаваемого в сеть генератора. При малой нагрузке аккумулятор подзаряжается от генератора. При выходе первичного источника питания из строя аккумулятор становится резервным источником питания, его емкость должна обеспечить работу всех аварийных устройств и приборов.

§ 14.2. Топливные элементы

В топливном элементе осуществляется реакция, обратная электролизу. К пористым электродам, погруженным в электролит (рис. 14.7), подводят с одной стороны топливо, а с другой — окислитель. При окислении топлива на одном из электродов накапливаются положительные ионы, на другом — электроны. В нагрузке проходит электрический ток.

Топливный элемент, для которого топливом служит водород, дает, как отход, воду, что является в некоторых случаях весьма важным обстоятельством. В других топливных элементах используются пропан, метан, керосин, а в качестве окислителя — воздух. Электролитом является раствор КОН.

Поскольку в элементах происходит беспламенное сгорание

топлива, то они бесшумны, их работа не сопровождается выделением газа и дыма. К преимуществам топливного элемента относится довольно высокий к. п. д., достигающий 60—70%. Один элемент дает напряжение около 1 В. Объединив несколько элементов в батарею, можно получить и более высоковольтный источник напряжения.

Удельные характеристики кислородно-водородных топливных элементов, установленных, например, на американском космиче-

ском корабле «Аполлон», не очень высоки (10 Вт/кг). Один элемент дает $E = 0,9 \div 1,1$ В, а батарея 20,5 В. С одной батареи массой 100 кг снималась мощность 563—1420 Вт. На корабле было установлено три таких батареи. В настоящее время у топ-

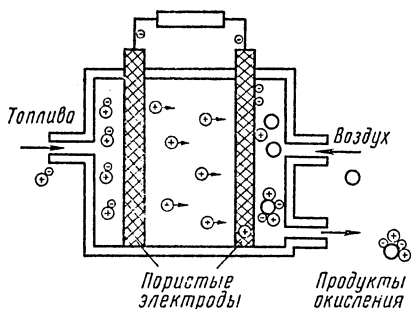


Рис. 14.7

ливных элементов достигнуты более высокие показатели. Так, топливные элементы, предназначенные для питания радиорелейных станций, имеют мощность 100 Вт, удельные показатели $p_G = 55 \div 40$ Вт/кг и $p_V = 50 \div 70$ Вт/л. Они могут работать в течение полугода без обслуживания. Созданы и более мощные топливные элементы ($P = 200$ кВт). Их удельные показатели значительно выше $p_G = 200$ Вт/кг и $p_V = 200$ Вт/дм³, а к. п. д. достигает 65%.

§ 14.3. Термоэлектрические генераторы

В термоэлектрическом генераторе для получения электричества используется эффект Зеебека. Нагревание контакта двух полупроводниковых материалов разного типа электропроводности приводит к появлению некоторой э. д. с. на их свободных (холодных) концах.

Полупроводниковые материалы, использующиеся в таких генераторах, должны иметь как можно больший коэффициент термо-э. д. с., хорошую электропроводность и малую теплопроводность. Последнее необходимо для того, чтобы получить значительный перепад температуры между холодными и горячими спаями кристаллов. Этим требованиям лучше всего удовлетворяют сильно легированные полупроводниковые материалы (полуметаллы).

Поскольку для работы в термоэлектрическом генераторе не требуется высокая частота применяемых материалов, то генераторы получают относительно дешевыми и успешно работают в условиях проникающей радиации. Батарею термоэлементов собирают из кристаллов, размещенных между нагреваемой и охлаждаемой поверхностями (рис. 14.8, а).

Для разогрева можно использовать побочную теплоту (солнечный свет, стенка разогревающейся при работе установки) и теплоту специального генератора (газовая или керосиновая горелка, атомный реактор). Большинство полупроводниковых материалов, применяемых в термоэлектрических генераторах, не позволяет повышать температуру горячих спаев выше 1000° С, ибо при высоких температурах термо-э. д. с. у них пропадает. Чаще всего температура горячих спаев лежит в пределах 500—700° С.

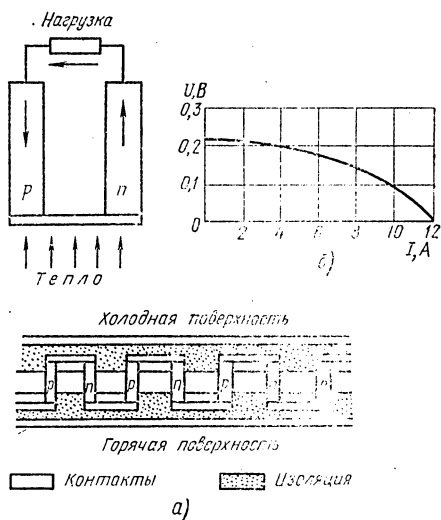


Рис. 14.8

Несмотря на малый к. п. д., не превышающий 10%, термоэлектрические генераторы нашли широкое применение для питания переносных радиоустройств и радиоустройств космической связи. Объясняется это простотой эксплуатации, высокой надежностью, небольшой стоимостью.

Внешняя характеристика одного из термоэлементов (рис. 14.8, б) достаточно круто спадает, поэтому для такого генератора не опасны короткие замыкания. Удельные характеристики термогенераторов зависят от мощности и способа подогрева и для генераторов мощностью 200—300 Вт составляют 15—20 Вт/кг. При использовании побочной теплоты удельные характеристики заметно повышаются.

Один из космических термогенераторов содержит 2880 термоэлементов из сплава Ge—Si *p*- и *n*-типов электропроводности. Они объединены в 120 модулей, установленных на 40 трубках, по которым протекает теплоноситель. В каждом модуле шесть последовательных термоэлементов, снимаемая с них мощность равна 4—5 Вт. Температура горячего спая около 500°С, а холодного $\approx 315^\circ\text{C}$. Масса генератора — 68 кг. Отдаваемая им мощность — 500 Вт. Время безотказной работы — 12 000 ч. Общая масса всей установки вместе с атомным реактором — 435 кг.

В термогенераторе «Ромашка» в качестве источника теплоты используется реактор на быстрых нейтронах и термоэлементы из сплава Ge—Si. Мощность, отдаваемая термоэлементами, 500—800 Вт при токе нагрузки 88 А. Время безотказной работы 15 000 ч.

В изотопном термогенераторе источником теплоты является ампула с изотопом ^{210}Po . Размер ампулы $6 \times 6 \times 1,3$ см, она с двух сторон облицована термоэлементами (18 шт.). Мощность, отдаваемая ими в нагрузку, равна 320 Вт. Тепловой поток через изоляцию составляет 49 Вт. Общий к. п. д. установки 3—3,5%.

Аналогичные источники используют для питания радиорелейных и радиометеорологических станций. Источник «Бета-С» имеет мощность 10 Вт, напряжение — 6 В, массу — 140 кг и срок службы — 10 лет. Устанавливались термоэлектрические генераторы и на спутниках системы «Космос».

§ 14.4. Термоэлектронные генераторы

Термоэлектронные генераторы работают при более высокой температуре разогрева по сравнению с термогенераторами и обладают большим к. п. д. Их принцип действия основан на использовании энергии электронов, испускаемых нагретым эмиттером — катодом (1 на рис. 14.9, а). Эмиттируемые им электроны попадают на холодный анод (коллектор 4). Возвращаясь на эмиттер по внешней цепи (5), они создают в ней электрический ток.

Для уменьшения влияния пространственного заряда электронов, находящихся в промежутке эмиттер — коллектор, последний иногда заполняют парами легко ионизирующегося металла (2). Так, введение цезия (3) позволяет увеличить расстояние между

эмиттером и коллектором и получить при этом в десятки раз больший ток эмиссии.

Внешняя характеристика одного элемента термоэлектронного генератора (рис. 14.9, б), у которого эмиттер активирован и нагрет до $T=1860\text{ К}$, а коллектор имеет температуру $T=920\text{ К}$, показывает, что с одного квадратного сантиметра эмиттера можно получить около 4 Вт электрической мощности в нагрузке. Расстояние между эмиттером и коллектором в этом генераторе равно 5 мкм.

При более высоких температурах эмиттера и меньшем расстоянии эмиттер — коллектор отдала генератора и его к.п.д. возрастают. В некоторых преобразователях к.п.д. равен 13,5%; с 1 см² поверхности электродов снимается мощность до 20 Вт.

Широкому применению термоэлектронного генератора препятствует его небольшой срок службы, связанный с испарением высокотемпературного катода. Каскадное соединение термоэлектронного и термоэлектрического генераторов заметно повышает характеристики источника.

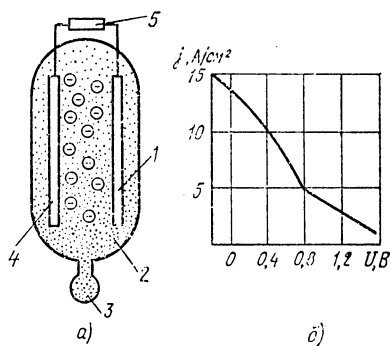


Рис. 14.9

§ 14.5. Источники электрической энергии, в которых используется солнечное излучение

Солнце — неисчерпаемый источник энергии. Поэтому источники энергии, в которых используется солнечное излучение, привлекают внимание энергетиков.

В наружной атмосфере плотность энергии солнечного излучения весьма высока и составляет 1,33 кВт/м². В атмосфере некоторая часть энергии поглощается. Поэтому в средних широтах в летние месяцы плотность мощности солнечной радиации на уровне моря достигает 0,8—0,9 кВт/м². Из этой мощности примерно 30% приходится на рассеянное переизлучение атмосферы. Потери в атмосфере зависят от времени года и времени суток. Поэтому при самых оптимальных условиях среднесуточная плотность мощности солнечного излучения, падающего на горизонтальную площадку, меньше 0,4 кВт/м², а среднегодовая 0,1—0,2 кВт/м². Однако этой мощности достаточно, чтобы с поверхности размером $5 \times 5 = 25\text{ м}^2$ получать от солнца в течение суток 6—12 кВт·ч энергии при к.п.д. преобразователя всего в 10%. Этого достаточно для удовлетворения потребностей в энергии средней семьи на отопление, приготовление пищи и обеспечение работы всех бытовых радио- и электроприборов.

Использование солнечного излучения для получения электри-

ческой энергии может осуществляться как непосредственно, так и с промежуточным его преобразованием в тепловую энергию. Во втором случае для получения электрической энергии можно использовать любой тепловой генератор. Так, известны турбоэлектрогенераторы, приводящиеся в действие от солнечного нагревателя. Параболическое зеркало диаметром 9 м, обеспечивающее при благоприятных условиях освещения получение в его фокусе температуры 2800°C , нагревает рабочее тело турбины. Турбина вращает электрогенератор, отдающий в нагрузку мощность 3 кВт. Масса такой установки около 300 кг.

Применение в такой установке цилиндрического зеркала той же площади позволяет получить температуру в фокусе лишь 560°C и худшие показатели работы турбины. Более удобно в этом случае применять полупроводниковые термогенераторы.

В качестве накопителя запаса энергии, необходимой для круглосуточной работы солнечной электростанции, применяют электрические и тепловые аккумуляторы. Хорошим тепловым аккумулятором является гидрид лития, имеющий скрытую теплоту плавления 890 калорий на грамм. Весьма перспективно применение солнечных электростанций в южных районах с большим количеством солнечных дней в году.

Для питания радиоустройств космических аппаратов широко применяют непосредственные преобразователи энергии солнечного излучения в электрическую энергию, называемые солнечными батареями. Наибольшее применение получили кремниевые солнечные батареи (рис. 14.10), так как спектральная характеристика поглощения кремния хорошо согласуется со спектральной характеристикой солнечного излучения.

На поверхность пластины, представляющей собой монокристалл кремния *n*-типа (4), вносится присадка, сообщающая кремнию электропроводность *p*-типа (2). На глубине около 2,5 мкм формируется *p-n*-переход (5).

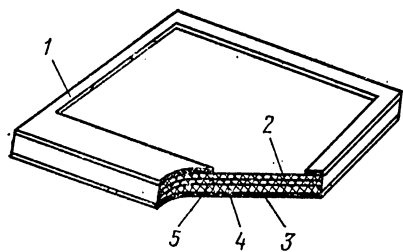


Рис. 14.10

Поглощение солнечного света сопровождается появлением избыточных носителей заряда как электронов, так и дырок. Потенциальный барьер, возникающий в *p-n*-переходе, приводит к разделению избыточных зарядов. В области *p* сосредоточатся избыточные дырки, а в области *n* — избыточные электроны.

Таким образом, при поглощении солнечного света в освещаемом слое *p*-типа (2) накопится положительный избыточный заряд, а в слое *n*-типа — отрицательный. Стеkanie этих зарядов через верхний (1) и нижний (3) тоководы и внешнюю нагрузку создает в ней ток.

Концентрация избыточных носителей заряда, а следовательно, и создаваемая солнечной батареей э.д.с. зависят от мощ-

ности поглощаемого света и тока, отдаваемого ею в нагрузку. Эта зависимость придает внешней характеристике элемента батареи своеобразный вид (рис. 14.11).

При относительно небольших мощностях светового потока, падающего на поверхность элемента, как э.д.с. холостого хода U_x , так и ток короткого замыкания I_k растут с увеличением мощности. При достижении напряжением холостого хода 0,5—0,55 В его дальнейший рост прекращается, увеличение световой мощности приводит к возрастанию тока короткого замыкания.

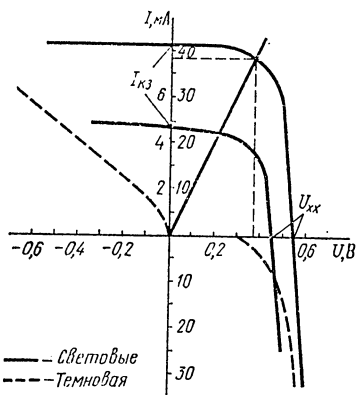


Рис. 14.11

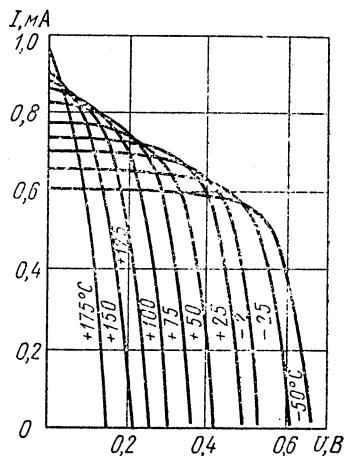


Рис. 14.12

Наибольшую мощность с элемента заберет та нагрузка, вольт-амперная характеристика которой (прямая линия на рис. 14.11) пройдет вблизи излома внешней характеристики элемента. Набрав соответствующее число параллельно и последовательно включенных элементов батареи, можно добиться того, что заданная нагрузка станет близка к оптимальной для этой батареи. Однако условие согласования нагрузки и генератора будет выполняться лишь при определенной освещенности и определенной температуре.

Влияние температуры на внешнюю характеристику элемента солнечной батареи приводит (рис. 14.12) к изменению как напряжения холостого хода, так и тока короткого замыкания. Поэтому каждой температуре элемента должна соответствовать своя оптимальная нагрузка.

Из-за этих особенностей солнечных батарей при изменяющихся условиях эксплуатации не удастся передать в заданную нагрузку всю электрическую энергию, которую может она выработать. В среднем используется около 60% энергии.

Выпускаемые нашей промышленностью элементы кремниевых солнечных батарей при излучении с плотностью 1 кВт/м² созда-

ют ток короткого замыкания с плотностью 20—25 мА/см², а напряжение холостого хода 0,5—0,55 В. На оптимальной для температуры 25° С нагрузке этот элемент создает напряжение 0,35—0,4 В, отдает в нее с одного квадратного сантиметра ток 15—20 мА.

Элементы солнечных батарей выпускаются круглой, прямоугольной и шестиугольной формы. Для съема тока по контуру элемента наносится металлическая пленка и полоски на освещаемой поверхности, а нижняя неосвещаемая поверхность металлизирована полностью. Прямоугольная и шестиугольные пластины обеспечивают простое объединение их в батарею.

Коэффициент полезного действия солнечных батарей невысок, составляет 5—8%. Связано это с тем, что не вся поверхность батареи является светочувствительной. Заметную часть поверхности батареи занимают токоотводящие и крепежные соединения. Кроме того, не вся энергия солнечного света поглощается, а поглощенная энергия не вся создает пары электрон—дырка.

От поверхности солнечной батареи, даже при покрытии ее уменьшающими отражение специальными пленками, отражается 8—15% энергии. Длинноволновая часть солнечного излучения, на долю которого приходится около 20% энергии, при поглощении только разогревает батарею, а не освобождает носители заряда. Помимо этих чисто оптических потерь в солнечной батарее часть тока теряется в результате рекомбинации носителей заряда в кристалле и на его поверхности, а часть напряжения—на преодоление сопротивлений кристалла и токоотводящих пленок. Таким образом, всего 20—23% падающей на светочувствительную поверхность энергии света создают пары электрон—дырка, а с учетом остальных потерь к. п. д. солнечной батареи становится меньшим 10%. Однако и при таком к. п. д. использование солнечных батарей сулит большие выгоды.

Эффективность солнечных батарей повышается при комбинировании ее с зеркалом. Однако сильный разогрев батареи мешает полностью реализовать выгоды от такой комбинации.

Серьезным недостатком солнечных батарей является их чувствительность к радиации. При облучении солнечной батареи потоком проникающей радиации резко сокращается время жизни носителей заряда, что приводит к уменьшению ее выходного тока.

Мощностные удельные характеристики комбинированной системы питания солнечная батарея—никель-кадмиевый аккумулятор колеблются от 1,1 до 2,2 Вт/кг. Это значительно хуже, чем обеспечивают химические источники тока. Однако большой срок службы такой системы заставляет предпочитать ее во многих случаях.

ЛИТЕРАТУРА

Основная

1. Алексеев О. В., Китаев В. Е., Шихин А. Я. Электротехнические устройства.— М.: Энергоиздат, 1981.
2. Китаев В. Е. Электротехнические устройства радиосистем.— М.: Энергия, 1971.

Дополнительная

3. Букресв С. С. Силовые электронные устройства.— М.: Радио и связь, 1982.
4. Векслер Г. С. Расчет электропитающих устройств.— Киев: Техника, 1978.
5. Китаев В. Е., Бокуняев А. А. Расчет источников электропитания устройств связи.— М.: Связь, 1979.
6. Миловзоров В. П. Электромагнитные устройства автоматики.— М.: Высшая школа, 1983.
7. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Радио и связь, 1981.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Введение	4
Глава 1. Трансформаторы и дроссели	5
§ 1.1. Основные сведения	5
§ 1.2. Потери в сердечнике	12
§ 1.3. Векторная диаграмма и схема замещения катушки с ферромагнитным сердечником	15
§ 1.4. Расчет катушек с неоднородным сердечником	17
§ 1.5. Трансформаторы	18
§ 1.6. Расчет трансформатора	25
Глава 2. Магнитные усилители	28
§ 2.1. Общие сведения. Принцип действия	28
§ 2.2. Основные показатели идеального магнитного усилителя в режиме свободного намагничивания	29
§ 2.3. Обратная связь в магнитных усилителях	33
§ 2.4. Двухтактные схемы магнитных усилителей	35
Глава 3. Электрические машины постоянного тока	37
§ 3.1. Устройство машин постоянного тока	37
§ 3.2. Характеристики генераторов постоянного тока	44
§ 3.3. Основные характеристики двигателей постоянного тока	45
§ 3.4. Основные области применения машин постоянного тока	46
Глава 4. Электрические машины переменного тока	47
§ 4.1. Устройство машин переменного тока	47
§ 4.2. Трехфазные асинхронные машины	52
§ 4.3. Однофазный асинхронный двигатель	54
§ 4.4. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы	56
§ 4.5. Сельсины	61
Глава 5. Основные характеристики источников питания радиоустройств и схемы их построения	63
§ 5.1. Схемы построения источников питания радиоустройств	63
§ 5.2. Характеристики источника питания и его отдельных каскадов	68
Глава 6. Выпрямители и фильтры	73
§ 6.1. Схема электрического выпрямителя и его показатели	73
§ 6.2. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с индуктивности	79
§ 6.3. Выпрямитель гармонического напряжения при нагрузке, начинающейся с емкости	88
§ 6.4. Определение токов в обмотках трансформатора выпрямительных схем. Вынужденное подмагничивание	98
§ 6.5. Схемы выпрямителей	102
§ 6.6. Однофазные схемы выпрямителей	103
§ 6.7. Двухфазные схемы выпрямителей	106
§ 6.8. Трехфазные схемы выпрямителей	109
§ 6.9. Неуправляемые полупроводниковые вентили	115
§ 6.10. Сглаживающие фильтры	116
§ 6.11. Переходные процессы в фильтрах	120
§ 6.12. Выбор характера нагрузки двухфазного выпрямителя	124
§ 6.13. Примеры расчета выпрямителей	125
Глава 7. Регулируемый выпрямитель. Выпрямители напряжения прямоугольной формы	130
§ 7.1. Основная схема тиристорного регулируемого выпрямителя	130
§ 7.2. Схема выпрямителя с обратным диодом	135
§ 7.3. Мостовые схемы с тиристорами	137
§ 7.4. Схема регулируемого выпрямителя с вольдобавкой	138

	Стр.
§ 7.5. Включение тиристоров в цепь выпрямленного тока и в первичную обмотку трансформатора	139
§ 7.6. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с индуктивности	140
§ 7.7. Выпрямитель переменного напряжения прямоугольной формы с нагрузкой, начинающейся с емкости	145
§ 7.8. Коммутационные процессы в выпрямителях напряжения прямоугольной формы	147
§ 7.9. Пример расчета	153
Глава 8. Основные схемы построения стабилизаторов постоянного напряжения	154
§ 8.1. Принципы работы линейных стабилизаторов	154
§ 8.2. Принципы работы импульсных стабилизаторов	161
Глава 9. Стабилизаторы на стабилитронах	164
§ 9.1. Полупроводниковые стабилитроны	164
§ 9.2. Эквивалентная схема стабилитрона	166
§ 9.3. Показатели схемы стабилизации на стабилитроне	169
§ 9.4. Графический расчет режима стабилитрона	171
§ 9.5. Схемы стабилизации на стабилитронах	173
Глава 10. Линейные стабилизаторы с обратной связью	174
§ 10.1. Определение режима работы транзисторов	174
§ 10.2. Эквивалентные схемы транзисторов	178
§ 10.3. Расчет дифференциальных показателей линейных стабилизаторов	185
§ 10.4. Схемы силовых цепей линейных стабилизаторов	192
§ 10.5. Схемы усилителей и цепей сравнения линейных стабилизаторов	194
§ 10.6. Транзисторные фильтры	198
§ 10.7. Стабилизаторы тока с усилителями	200
§ 10.8. Пример расчета линейного стабилизатора	201
Глава 11. Стабилизаторы, работающие в ключевом режиме	203
§ 11.1. Работа транзисторов в ключевом режиме	203
§ 11.2. Силовая цепь импульсного стабилизатора с последовательным включением дросселя	206
§ 11.3. Силовая цепь импульсного стабилизатора с параллельным включением дросселя	211
§ 11.4. Особенности силовой цепи импульсных стабилизаторов	214
§ 11.5. Схемы и показатели двухпозиционного стабилизатора напряжения	216
§ 11.6. Схемы цепей управления и показатели стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ)	217
Глава 12. Стабилизаторы переменного напряжения	220
§ 12.1. Основные особенности стабилизаторов	220
§ 12.2. Простейшие стабилизаторы	223
§ 12.3. Стабилизаторы с обратной связью	225
Глава 13. Преобразователи и инверторы	228
§ 13.1. Схемы преобразователей	228
§ 13.2. Линейные процессы в силовой цепи инвертора с независимым возбуждением	231
§ 13.3. Мостовая и полумостовая схемы инверторов	234
§ 13.4. Коммутационные процессы в преобразователе с независимым возбуждением	235
§ 13.5. Самовозбуждающиеся инверторы	241
§ 13.6. Самовозбуждающийся инвертор в преобразователе	246
§ 13.7. Потери мощности в преобразователе напряжения	249
§ 13.8. Структурные схемы вторичных источников питания с преобразователями напряжения	252
§ 13.9. Примеры расчета преобразователей	257
Глава 14. Первичные источники электрической энергии	263
§ 14.1. Химические источники электрической энергии	263

	Ст.
§ 14.2. Топливные элементы	27
§ 14.3. Термоэлектрические генераторы	27
§ 14.4. Термоэлектронные генераторы	27
§ 14.5. Источники электрической энергии, в которых используется солнечное излучение	27
Литература	27
Оглавление	27

Анатолий Иванович Иванов-Цыганов

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ
УСТРОЙСТВА
РАДИОСИСТЕМ**

Зав. редакцией Л. А. Романова
Редактор И. Г. Волкова
Обложка художника В. М. Боровкова
Художественный редактор Т. М. Скворцова
Технический редактор А. К. Нестерова
Мл. редакторы Т. В. Шеганова, И. А. Исаева
Корректор В. В. Кожуткина

ИБ № 4401

Изд. № ЭР-349. Слано в набор 28.07.83. Подписано в печать 16.04.84. Т-05109. Формат 60×90^{1/16}. Бумага тип. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 17,5 усл. печ. л. 17,5 усл. кр.-отт. 17,82 уч.-изд. л. Тираж 15 000 экз. Зак. 2870. Цена 1 руб.

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

Республиканская ордена «Знак Почета» типография им. Анохина
Государственного комитета Карельской АССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
185630, Петрозаводск, ул. «Правды», 4.

1 руб.

