

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Лабораторный практикум

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
2013

УДК 621.311.6

ББК 3 844

Э 45

Авторы: А. В. Матвеев, И. С. Минченко, А. В. Митрофанов,
В. В. Полевой, А. А. Похвалин, А. А. Соловьев.

Э 45 Электропреобразовательные устройства: лаб. практикум /под ред.
А. В. Митрофанова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 99 с.

ISBN 978-5-7629-1483-3

Включает лабораторные работы, соответствующие программе дисциплины «Электропреобразовательные устройства» и охватывающие основные разделы курса: выпрямители (неуправляемые и управляемые), стабилизаторы, трансформаторы и электрические машины малой мощности. В описании каждой лабораторной работы приводятся: целевая установка, краткие теоретические сведения, программа экспериментального исследования и контрольные вопросы для подготовки.

Предназначен для подготовки инженеров радиотехнических специальностей, а также бакалавров и магистров по соответствующим направлениям.

УДК 621.311.6

ББК 3 844

Рецензенты: кафедра радиоэлектронных средств защиты информации СПбГПУ; канд. техн. наук И. Ю. Ситников (ООО «Круз»).

Утверждено
редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

ISBN 978-5-7629-1483-3

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цели работы:

1. Исследование процессов в однофазных схемах выпрямления.
2. Исследование влияния сглаживающего фильтра на основные характеристики и параметры выпрямителей.
3. Исследование основных характеристик сглаживающих фильтров.

Краткие теоретические сведения

Принцип действия всех схем выпрямителей основан на использовании существенной нелинейности вольт-амперных характеристик выпрямительных диодов (вентилей). Выпрямительные схемы подразделяются по фазности на однофазные ($m = 1$) и многофазные ($m \geq 2$), а по тактности – на одноконтные и двухконтные. Фазность схем определяется количеством фазных обмоток трансформатора, связанных с вентилями, а тактность схемы – количеством импульсов тока, проходящих по вторичной обмотке трансформатора за период напряжения питающей сети в противоположных направлениях.

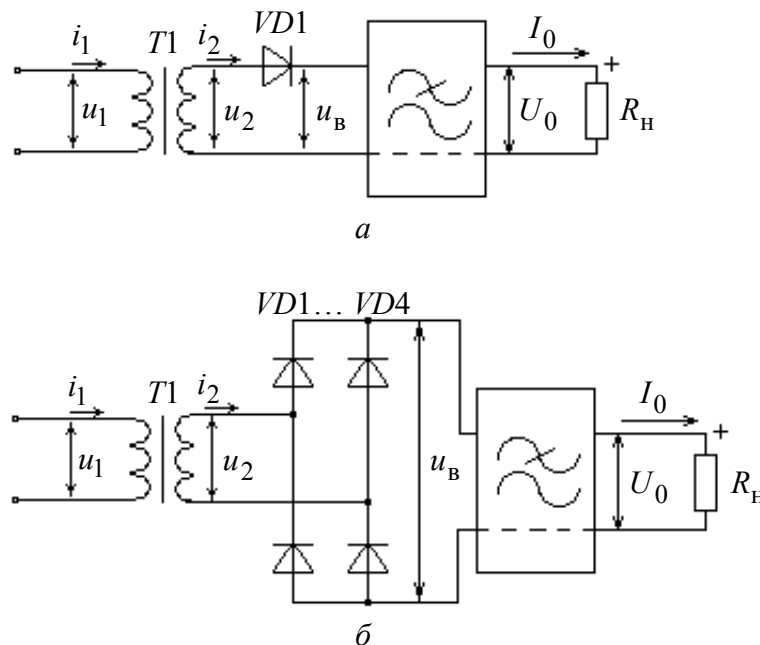


Рис. 1.1

В источниках вторичного электропитания (ИВЭП) для радиоэлектронной аппаратуры наибольшее распространение получила однофазная двухконтная (мостовая) схема выпрямителя (рис. 1.1, б) как имеющая существенные преимущества перед простейшей однофазной одноконтной (рис. 1.1, а).

Выходное напряжение ИВЭП должно соответствовать ряду основных количественных и качественных показателей. К основным параметрам выпрямителей относятся:

- U_0, I_0 – постоянные составляющие выпрямленного напряжения $u_B(\omega t)$ и тока $i_B(\omega t)$, определяемые как

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_B(\omega t) d(\omega t), \quad I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_B(\omega t) d(\omega t);$$

- $k_{\Pi} = (E_{m\Pi}/U_0)$ – коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (тока), представляющий собой отношение максимального значения переменной составляющей $E_{m\Pi}$ (или чаще всего амплитуды ее первой гармоники E_{m1}) к постоянной составляющей U_0 ;

- $R_{\text{вых}} = -\Delta U_0/\Delta I_0$ – выходное сопротивление, которое определяется из внешней (нагрузочной) характеристики, представляющей зависимость постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 от тока нагрузки I_0 , т. е. $U_0 = f(I_0)$.

Как потребитель энергии переменного тока выпрямитель характеризуется следующими основными параметрами:

- P_1 и P_{1a} – номинальными потребляемыми мощностями (полной и активной), где $P_1 = U_1 I_1$; $P_{1a} = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1$, I_1 и U_1 – действующие значения тока и напряжения во входной цепи выпрямителя, φ_1 – фазовый угол между входным напряжением U_1 и первой гармоникой входного тока $I_{1(1)}$;

- $\chi = P_{1a}/P_1 = (I_{1(1)}/I_1) \cos \varphi_1 = v_1 \cos \varphi_1$ – полным коэффициентом мощности, где $v_1 = I_{1(1)}/I_1$ – коэффициент формы тока первичной обмотки трансформатора;

- $P_0 = U_0 I_0$ – мощностью постоянного тока в нагрузке;

- $\eta = P_0/(P_0 + P_{\text{пот}})$ – коэффициентом полезного действия выпрямителя с учетом потерь $P_{\text{пот}}$ в элементах выпрямителя, т. е. в диодах P_V , сглаживающем фильтре P_Φ и в сетевом трансформаторе P_T ($P_{\text{пот}} = P_V + P_\Phi + P_T$).

По структуре сглаживающие фильтры представляют собой фильтры нижних частот с частотой среза ω_Φ много ниже минимальной частоты пульсаций $m\omega_c$, отличающиеся дополнительным требованием – высоким КПД. Эффективность сглаживающего фильтра оценивается коэффициентом сглаживания пульсаций S_{Π} , определяемым как отношение коэффициентов пуль-

саций выпрямленного напряжения на входе фильтра и на его выходе (на нагрузке): $S_{\Pi} = k_{\Pi.ВХ} / k_{\Pi.ВЫХ}$.

Структура сглаживающего фильтра и его параметры существенно влияют не только на коэффициент сглаживания S_{Π} , но и на характеристики и энергетические параметры выпрямителя в целом. Даже в идеальном выпрямителе без потерь в трансформаторе и вентилях мощность P_1 , потребляемая выпрямителем от сети, больше P_0 , что необходимо учитывать при выборе трансформатора.

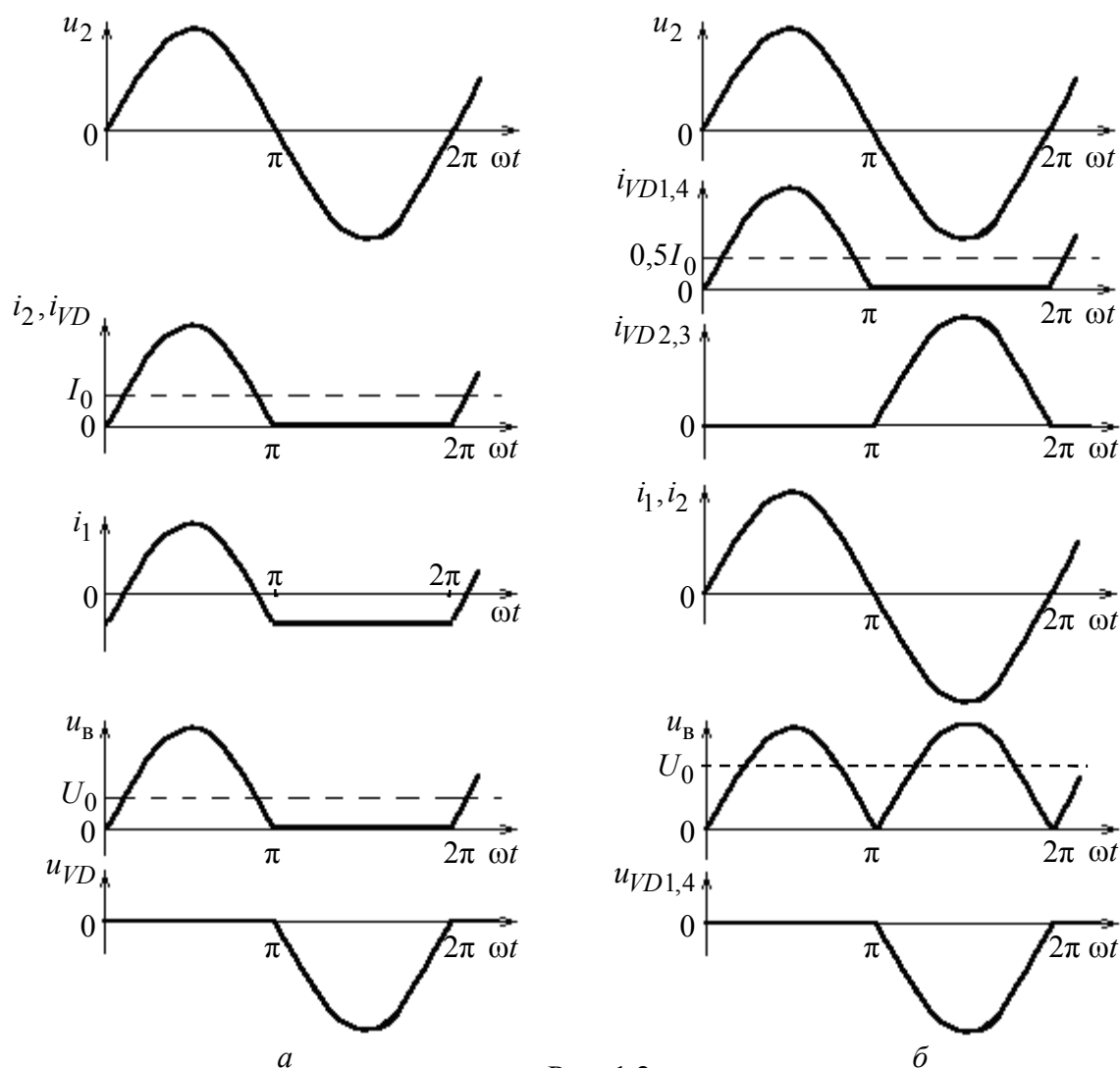


Рис. 1.2

Габаритная (типовая) мощность трансформатора $P_{габ}$ определяет его массогабаритные характеристики и связана с расчетными мощностями первичных $P_1 = m_1 U_1 I_1$ и вторичных $P_{II} = m_2 U_2 I_2$ обмоток выражением $P_{габ} = (P_1 + P_{II})/2$. При этом трансформатор может содержать несколько первичных (m_1) и вторичных (m_2) обмоток, причем в общем случае $m_1 \neq m_2$. Расчетные мощности измеряются в вольт-амперах [В·А], а не в ваттах [Вт], так

как они определяются суммой произведений действующих значений синусоидальных напряжений U_1 и U_2 на действующие (эффективные) значения в общем случае несинусоидальных токов I_1 и I_2 обмоток трансформатора.

Расчетные мощности первичных обмоток P_1 в однотактных схемах выпрямителей всегда меньше, чем мощности вторичных P_{II} ($P_1 < P_{II}$), так как по каждой вторичной обмотке протекает постоянная составляющая тока I_0/m_2 , не трансформируемая из вторичной обмотки в первичную. В двухтактных схемах без учета потерь они одинаковы ($P_1 = P_{II}$).

Основными показателями выпрямительных схем являются соотношения, связывающие действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора U_2 и I_2 с заданными значениями постоянных составляющих напряжения U_0 и тока I_0 в нагрузке, а также максимальные значения прямого тока I_{mV} и обратного напряжения на выпрямительном диоде $U_{обр m}$. Эти соотношения не только различны для разных схем выпрямления, но и существенно зависят от характера нагрузки, определяемого типом сглаживающего фильтра.

Временные диаграммы без учета потерь в элементах схемы для однофазной однотактной схемы выпрямления при работе на резистивную нагрузку приведены на рис. 1.2, а. Основные расчетные соотношения приведены далее:

$$\begin{aligned}
 U_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = E_{2m}/\pi = 0,45U_2; \\
 I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin(\omega t))^2 d(\omega t)} = I_{2m}/2 = \pi I_0/2; \\
 I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_1^2(\omega t) d(\omega t)} = 1,21n I_0, \text{ где } n = w_2/w_1 \approx U_2/U_1; \\
 P_1 &= U_1 I_1 \approx 2,7P; \quad P_2 = U_2 I_2 \approx 3,5P; \\
 P_{габ} &= (P_1 + P_2)/2 = k_{габ} P_0 \approx 3,1P; \quad k_{II} = E_{mII}/U_0 = 1,57.
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

В рассматриваемой схеме (см. рис. 1.1, а) в сердечнике трансформатора за счет постоянной составляющей тока i_2 создается поток вынужденного намагничивания, вызывающий возрастание намагничивающего тока и потерь в магнитопроводе и, как следствие, рост габаритов и массы трансформатора.

Существенное улучшение основных характеристик достигается в однофазной двухтактной (мостовой) схеме выпрямления (см. рис. 1.1, б). Временные диаграммы для этой схемы при резистивной нагрузке приведены на рис. 1.2, б. В этой схеме ток в нагрузке протекает в одном направлении в обоих полупериодах, в то же время по вторичной обмотке протекают 2 импульса тока за период в противоположных направлениях, что определяет схему как двухтактную. Следовательно, постоянная составляющая тока во вторичной обмотке отсутствует.

Особенности работы выпрямителей на нагрузку с индуктивной реакцией

К режиму работы выпрямителей на нагрузку с индуктивной реакцией относят работу на фильтры с индуктивным входным сопротивлением, т. е. с L - или LC -фильтрами, применяемыми при средних и больших мощностях или в низковольтных выпрямителях с большим током нагрузки, причем для LC -фильтров выполняется условие $|X_C| \ll R_H$.

В простейшей схеме однофазного однократного (однополупериодного) выпрямителя (рис. 1.3, а) форма импульса тока вторичной обмотки, совпадающего с током диода ($i_V = i_2$), определяется алгебраической суммой вынужденной $i_{2В}$ и свободной $i_{2СВ}$ составляющих, полученных в результате решения уравнения

$$u_2 = L_\phi di_2/dt + Ri_2, \text{ т. е.}$$

$i_2 = i_{2В} + i_{2СВ} = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin(\varphi) \times \exp(-t/\tau_H)$, где $u_2 = E_{2m} \sin(\omega t)$; $\tau_H = L_\phi/R$; L_ϕ – индуктивность дросселя фильтра; $R = R_H + r_T + r_V$; r_T, r_V – резистивные сопротивления обмоток трансформатора и открытого диода.

Временные диаграммы для рассматриваемой схемы, приведенные на рис. 1.3, б, показывают, что ток в цепи нагрузки плавно нарастает после открытия диода и более резко падает в конце интервала проводимости $\omega t = \lambda$. Характерная особенность этой схемы

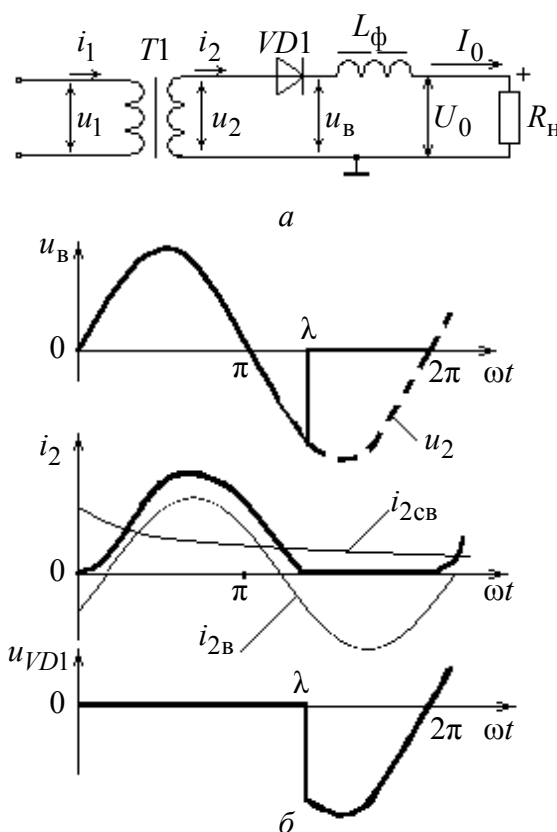


Рис. 1.3

заключается в том, что при любых постоянных времени $\tau_H = L_\Phi / R$ ток нагрузки i_H остается прерывистым.

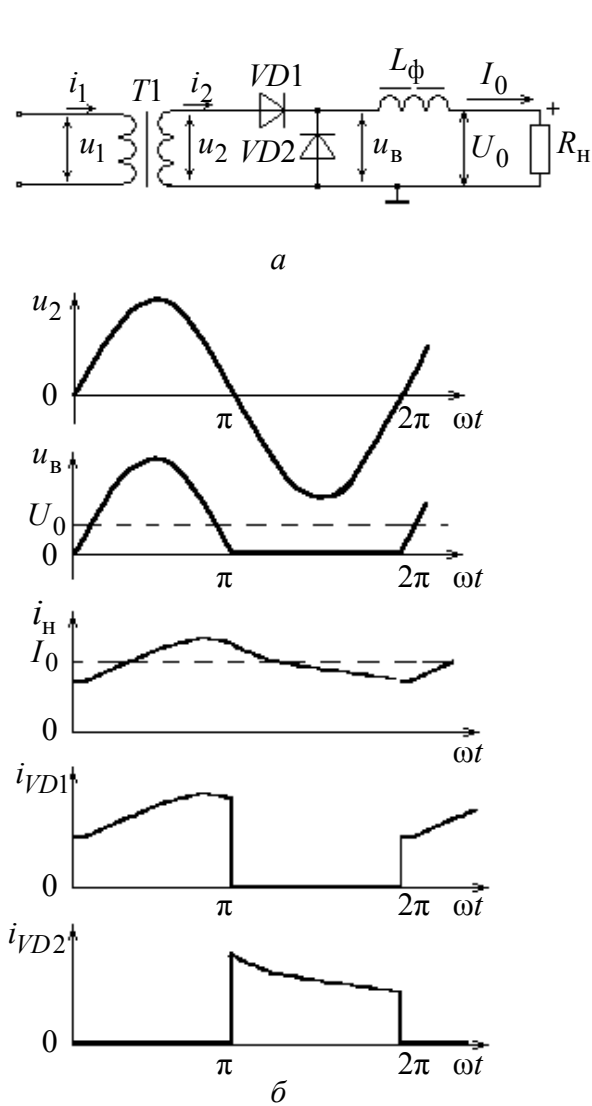


Рис. 1.4

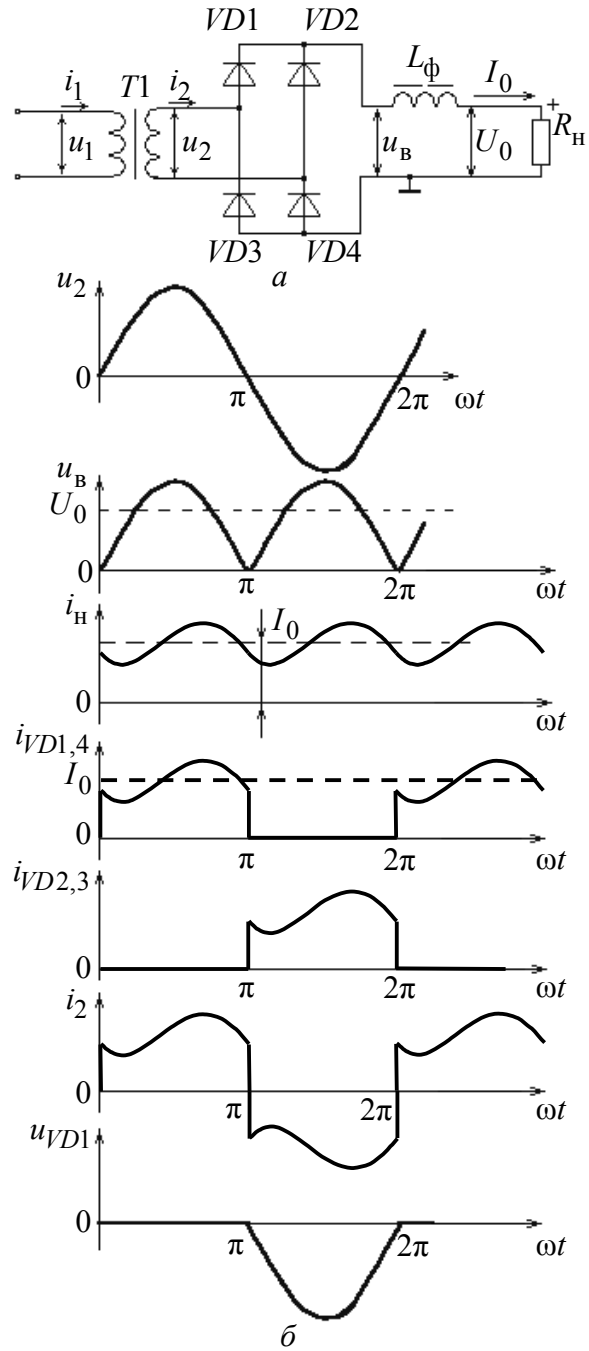


Рис. 1.5

В режиме, близком к холостому ходу выпрямителя ($R \gg \omega L_\Phi$), влияние фильтра несущественно, импульс тока имеет форму полуволны синусоиды и, следовательно, постоянная составляющая напряжения на нагрузке равна $U_0 = E_{2m} / \pi$, что совпадает со случаем резистивной нагрузки. С увеличением постоянной времени τ_H интервал проводимости возрастает, а в выпрямлен-

ном напряжении u_B появляется отрицательный выброс, снижающий постоянную составляющую напряжения на нагрузке.

Прерывистый характер выпрямленного тока, низкий коэффициент мощности $\chi = v_1 \cos \varphi_1$ и резко падающая внешняя характеристика являются существенными недостатками рассмотренной схемы, ограничивающими ее применение в радиоэлектронной аппаратуре.

На практике иногда используется модификация рассмотренной схемы, отличающаяся наличием «обратного» диода (рис. 1.4, *a*), шунтирующего цепь нагрузки при появлении на выходе выпрямителя напряжения обратной полярности ($\omega t > \pi$) и обеспечивающего «запирание» основного диода $VD1$ (рис. 1.3, *б*, 1.4, *б*). Введение «обратного» диода $VD2$ создает разрядный контур, по которому замыкается ток нагрузки во втором полупериоде ($\pi < \omega t < 2\pi$), поддерживаемый за счет энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности L_Φ в течение первого полупериода ($0 < \omega t < \pi$). При условии $\omega L_H \gg R_H$ ток в нагрузке i_H уже не может стать равным нулю ни в какой момент периода, что приводит к сглаживанию пульсаций тока в нагрузке.

Следует обратить внимание на то, что в данной схеме пульсации тока i_H уменьшаются с ростом $\tau_H = L_\Phi / R_H$, а постоянная составляющая тока I_0 остается неизменной. Коэффициент пульсаций выпрямленного тока в рассматриваемой схеме с «обратным» диодом определяется выражением $k_{\text{пл}} \approx \pi / (2\omega\tau_H)$, и при достаточно больших постоянных времени импульсы тока диодов i_{V1} и i_{V2} становятся почти прямоугольными.

В этой схеме сохраняются существенные недостатки однофазной однотактной схемы – большое значение габаритной мощности трансформатора, низкий коэффициент мощности $\chi = v_1 \cos \varphi_1$ и вынужденное намагничивание магнитопровода трансформатора, что ограничивает ее применение.

От указанных недостатков свободна двухтактная (мостовая) схема выпрямителя (рис. 1.5, *a*). Временные диаграммы токов и напряжений в характерных точках этой схемы без учета потерь показаны на рис. 1.5, *б*. Значение индуктивности L_Φ в данном случае определяет только уровень пульсаций напряжения на нагрузке и не влияет на его постоянную составляющую и интервал проводимости диодов, что характерно для всех схем с $m \geq 2$. Основные расчетные соотношения для рассматриваемой схемы приведены далее (для $L_\Phi \rightarrow \infty$):

$$U_0 = 0,9U_2; \quad U_2 = 1,1U_0; \quad I_2 = I_0; \quad f_{\Pi} = 2f_c; \quad k_{\Pi} = E_{m\Pi}/U_0 = 0,67;$$

$$P_1 = U_1 I_1 \approx 1,1P_0; \quad P_2 = U_2 I_2 \approx 1,1P_0; \quad P_{\text{габ}} = (P_1 + P_2)/2 \approx 1,1P_0; \quad (1.2)$$

$$k_1 = P_1/P_0; \quad k_2 = P_2/P_0; \quad k_{\text{габ}} = (k_1 + k_2)/2 \approx 1,1.$$

Особенности работы выпрямителей на резистивно-емкостную нагрузку

Режим работы на резистивно-емкостную нагрузку является наиболее распространенным в маломощных выпрямителях. В этом режиме параллельно сопротивлению нагрузки подключается конденсатор (рис. 1.6, а), что приводит к существенным изменениям форм тока диода и выпрямленного напряжения, а также энергетических соотношений.

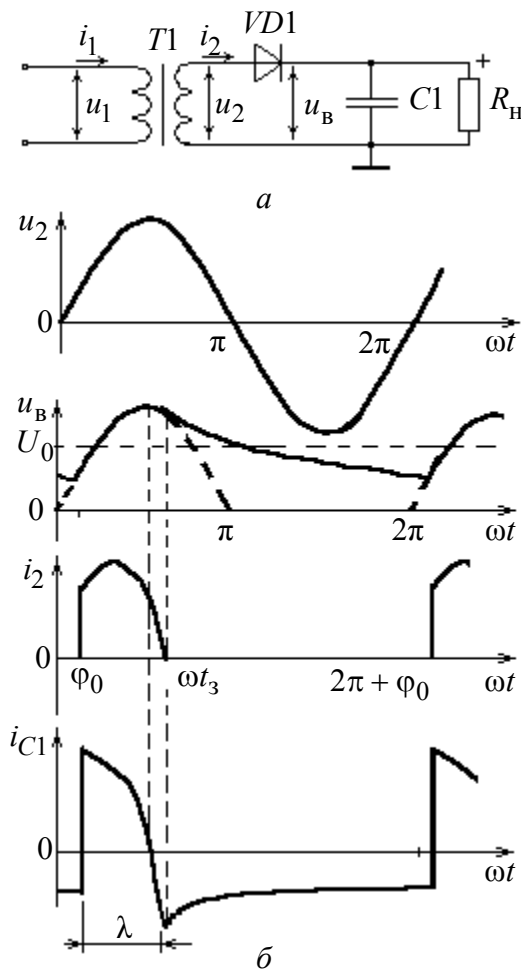


Рис. 1.6

Временные диаграммы токов и напряжений в однофазной однопериодной схеме выпрямления с резистивно-емкостной нагрузкой (без учета индуктивностей рассеяния L_s и активных сопротивлений обмоток трансформатора) в установившемся режиме приведены на рис. 1.6, б. В этом случае момент возникновения тока диода i_V будет сдвинут по отношению к началу положительной полуволны напряжения u_2 на угол $\varphi_0 < \pi/2$. Ток диода при $\varphi_0 < \omega t < \omega t_3$ определится суммой токов конденсатора и нагрузки

$$i_V(\omega t) = i_C + i_H \approx$$

$$\approx E_{2m}(\omega\tau_H \cos(\omega t) + \sin(\omega t))/R_H,$$

где $\tau_H = R_H C_1$. Для обеспечения малого $k_{\Pi} = E_{m\Pi}/U_0$ должно выполняться условие $\omega\tau_H \gg 1$.

Если в первом приближении пренебречь падением напряжения на диоде, то можно принять, что к моменту перехода u_2 через максимум конденсатор C_1 оказывается заряженным до амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке, т. е. $U_{Cm} \approx E_{2m}$. Начиная с этого момента конденсатор C_1 будет разряжаться на сопротивление нагрузки R_H , а ток i_C изменит направление на обратное. В некоторый мо-

мент времени, определяемый углом закрывания $\omega t_3 = \varphi_0 + \lambda$, ток через диод прекратится, а напряжение на нагрузке будет поддерживаться лишь разрядным током конденсатора:

$$u_H(t) = u_C(t) = E_{2m} \sin(\omega t_3) \exp[-(t - t_3)/\tau_H].$$

Угол закрывания диода определяется выражением $\omega t_3 = \arctg(-\omega\tau_H)$, показывающим, что значения этого угла будут изменяться от π при $\tau_H = 0$ до $\pi/2$ при $\tau_H \rightarrow \infty$. Поскольку для выполнения условия малости коэффициента пульсаций постоянная времени разряда $\tau_H = R_H C_1 \gg 1/\omega$, диод останется закрытым к началу следующей положительной полуволны напряжения и откроется в установившемся режиме лишь при выполнении условия

$$u_2(\omega t) = E_{2m} \sin \varphi_0 \approx E_{2m} \exp[-(0,75\pi + \varphi_0)/\tau_H].$$

Увеличение емкости фильтра C_1 (или постоянной $\tau_H = R_H C_1$) приводит не только к уменьшению коэффициента пульсаций, но и к увеличению постоянной составляющей выпрямленного напряжения. Уменьшение сопротивления нагрузки R_H приводит к уменьшению постоянной времени цепи разряда τ_H , поэтому внешняя характеристика выпрямителя с емкостной нагрузкой крутопадающая, что определяет высокое выходное сопротивление и ограничения при использовании переменной нагрузки.

При использовании П-образного фильтра, представляющего собой каскадное соединение емкостного и Г-образного фильтров, формы тока диода и напряжения на первой емкости фильтра близки к рассмотренным ранее.

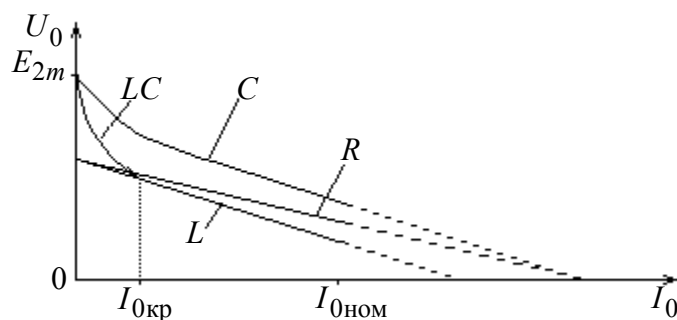


Рис. 1.7

Аналогичные процессы наблюдаются в двухтактной схеме выпрямителя, а также в других схемах выпрямления ($m \geq 1$) с емкостной нагрузкой, при этом отличие заключается лишь в периодичности процессов заряда и разряда конденсатора. Внешние характеристики выпрямителя при использовании различных сглаживающих фильтров представлены на рис. 1.7.

Описание лабораторного макета

Лицевая панель макета содержит упрощенную принципиальную схему установки (рис. 1.8), органы управления, индикации и измерения. Лабораторный макет помимо исследуемого выпрямителя содержит встроенный мультиметр для измерения тока первичной обмотки трансформатора I_1 , тока вторичной обмотки трансформатора I_2 , напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_2 , выпрямленного напряжения до сглаживающего фильтра U_B , напряжения на нагрузке U_H и тока в цепи нагрузки I_H . Выбор измеряемой величины и измеряемого параметра (амплитуда, действующее значение, постоянная составляющая) осуществляется соответствующими кнопками, расположенными снизу от дисплея. (Под амплитудой понимается половина размаха переменной составляющей измеряемого параметра.)

В макете предусмотрена возможность дискретного изменения сопротивления нагрузки выпрямителя, схемы выпрямителя и вида сглаживающего фильтра. Ключи $S1$ и $S2$ позволяют реализовать однофазные однотактную и двухтактную схемы, а также однофазную схему с обратным диодом. При этом функцию обратного диода выполняют последовательно включенные диоды $VD3$ и $VD4$. Состояние ключей индицируется соответствующими светодиодами.

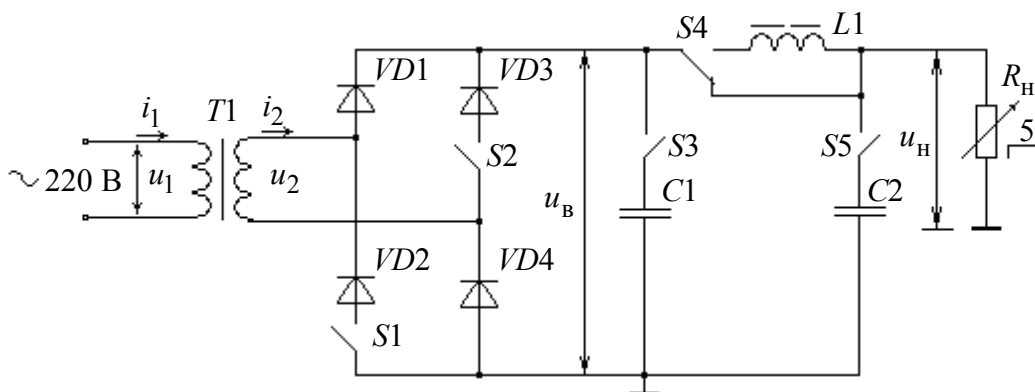


Рис. 1.8

Наличие двух выходов на внешний осциллограф позволяет одновременно наблюдать формы токов и напряжений в различных точках схемы: i_1 , u_2 , i_2 , i_{VD1} , i_{VD3} , u_{VD1} , u_B , i_{C1} , u_H . Для исследования взаимосвязи сигналов во времени рекомендуется на один из каналов двухлучевого осциллографа постоянно подавать опорный сигнал (например, напряжение на вторичной обмотке трансформатора) и этим сигналом синхронизировать развертку осциллографа.

Программа выполнения работы

Ознакомиться со схемой лабораторного макета, с размещением органов управления макетом. Включить лабораторный макет и осциллограф.

1. Исследование однотактного выпрямителя (переключатели $S1, S2$ в положении «Выкл», светодиоды не светятся).

1.1. При максимальном токе нагрузки (положение «5» переключателя R_H):

а) зарисовать в таблицу осциллограммы токов и напряжений при работе без фильтра, с емкостным фильтром, с индуктивным фильтром, с индуктивным фильтром и обратным диодом (в последнем случае включить $S2$);

Тип фильтра	Ток первичной обмотки	Ток вторичной обмотки (ток диода)	Напряжение на диоде	Напряжение	
				u_B	u_H
Без фильтра	+	+	+	+	-
Емкостный	+	+	-	+	-
Индуктивный	+	+	+	+	+
Индуктивный с обратным диодом	+	+	+	+	+
Г-образный ($L_1 C_2$)	+	+	+	+	+

б) измерить значения $U_1, I_1, U_2, I_2, U_0, I_0, E_{m\pi}$. Вычислить $P_1, P_2, P_0, P_{габ}, k_{габ}, k_{\pi}$;

в) для максимального тока нагрузки I_{0max} и соответствующего значения U_0 для однофазной однотактной схемы без фильтров определить по соотношениям (1.1) расчетные значения $U_2, I_2, I_1, P_1, P_2, P_{габ}, k_1 = P_1/P_0, k_2 = P_2/P_0, k_{габ} = (k_1 + k_2)/2, k_{\pi} = E_{m\pi}/U_0$.

Сравнить полученные расчетные значения с соответствующими экспериментальными данными из п. б).

1.2. Изменяя сопротивление нагрузки, снять внешнюю (нагрузочную) характеристику выпрямителя, т. е. зависимость постоянной составляющей напряжения на нагрузке от постоянной составляющей тока нагрузки $U_0 = f(I_0)$ при работе выпрямителя без фильтра, с индуктивным фильтром (при наличии и отсутствии обратного диода), с емкостным, Г-образным фильтрами.

Все характеристики построить на одном графике в одном масштабе. Определить по двум крайним точкам для каждой снятой характеристики внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{вых} = -\Delta U_H / \Delta I_H$.

2. Исследование двухтактного выпрямителя.

Переключатели S_1, S_2 установить в положение «Вкл».

Провести исследования по программе, аналогичной пп. 1.1–1.2 с учетом следующих изменений.

2.1 а) выполняется аналогично п. 1.1а. Схему с индуктивным фильтром и обратным диодом не исследовать;

б) аналогично п. 1.1б;

в) аналогично п. 1.1в. Расчеты выполнить по соотношениям (1.2).

2.2. Аналогично п. 1.2.

3. Исследование сглаживающих фильтров.

3.1. Для двухтактного выпрямителя снять зависимости коэффициента пульсаций напряжения на нагрузке от постоянной составляющей тока в нагрузке при работе с емкостным и индуктивным фильтрами.

3.2. При максимальном токе нагрузки определить коэффициент сглаживания пульсаций индуктивного и Г-образного фильтров.

3.3. Дополнительное задание. Для Г-образного фильтра зарисовать осциллограммы i_{Γ}, u_{Γ} для максимального и минимального значений тока I_0 (положение «5» и «1» переключателя R_{Γ} соответственно).

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Таблицы экспериментальных данных и временные диаграммы. Графики экспериментальных зависимостей.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Какими показателями характеризуется работа выпрямителя?
2. Классификация и характеристики основных схем выпрямления. Чем определяется фазность и тактность схем выпрямления?
3. Нарисовать и объяснить работу исследуемых схем выпрямителей, а также временные диаграммы токов и напряжений в основных цепях при различных нагрузках: а) резистивной R_{Γ} ; б) резистивно-индуктивной $L_{\Gamma}R_{\Gamma}$; в) резистивно-емкостной $R_{\Gamma}C$.
4. Как изменяются амплитуда и время протекания тока диода при подключении конденсатора к резистивной нагрузке?
5. Определить действующее значение тока через диод в однофазном

двухтактном выпрямителе с индуктивной нагрузкой ($L_{\phi} \rightarrow \infty$), если постоянная составляющая тока в нагрузке, например, 1А.

6. Объяснить ход внешних характеристик выпрямителя при различных сглаживающих фильтрах.

7. Нарисовать графики зависимостей постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 от индуктивности дросселя в цепи нагрузки ($U_0 = f(L_{\phi})$), коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения $k_{\Pi} = f(L_{\phi})$ для однофазной одноконтурной, однофазной одноконтурной с обратным диодом и однофазной двухтактной схем выпрямления.

8. Как изменится форма импульса тока диода: а) при изменении значений индуктивности L_{ϕ} в цепи нагрузки; б) при изменении емкости C_1 фильтра для исследуемых схем выпрямителей?

9. Дать сравнительную оценку зависимости коэффициента сглаживания фильтров от тока нагрузки I_0 для выпрямителей с индуктивным и емкостным фильтрами.

10. Что такое габаритная (типовая) мощность трансформатора в выпрямителе и коэффициент мощности выпрямителя, как они зависят от схемы и от характера нагрузки выпрямителя? Почему значение $P_{\text{габ}} > P_0$?

11. Что такое вынужденное намагничивание сердечника трансформатора и как оно влияет на характеристики выпрямителя? Каковы способы устранения вынужденного намагничивания?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цели работы:

1. Изучение работы одноконтурного и двухтактного трехфазных выпрямителей при различном характере нагрузки.

2. Исследование характеристик выпрямителей и сглаживающих электрических фильтров.

3. Исследование влияния индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора на работу выпрямителя.

Краткие теоретические сведения

Трехфазные выпрямители равномерно (симметрично) нагружают силовую сеть, поэтому они широко используются при сравнительно большой мощности, требуемой для электропитания электронной и радиоаппаратуры, а

также в мощных электротехнических устройствах как составная часть сложных (последовательных и параллельных) выпрямительных устройств. Одно- тактный выпрямитель (рис. 2.1, а) используется при сравнительно больших токах и низких выпрямленных напряжениях в тех случаях, когда по каким-либо причинам нельзя или неудобно применять более трех диодов. Выпрямитель характеризуется сравнительно низким использованием мощности трансформатора.

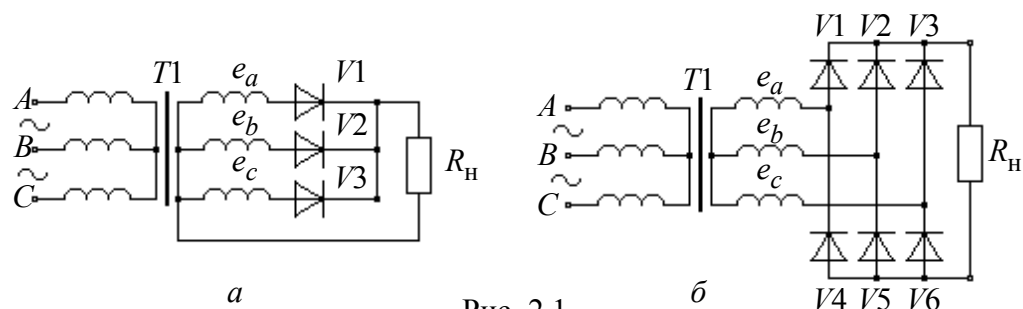


Рис. 2.1

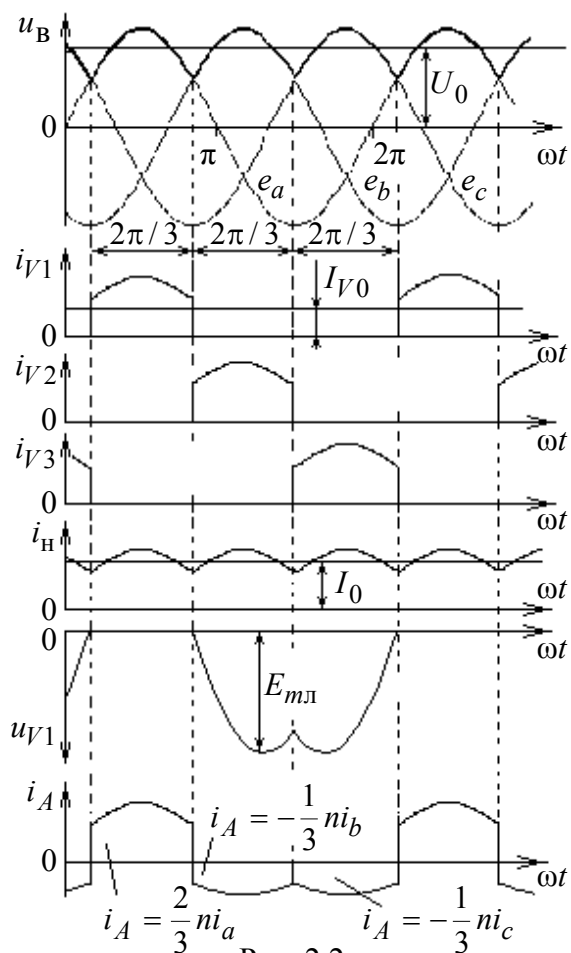


Рис. 2.2

Временные диаграммы токов и напряжений для этой схемы (рис. 2.1, а) без учета влияния индуктивностей рассеяния L_S и активных сопротивлений обмоток трансформатора r_T при резистивной нагрузке приведены на рис. 2.2. В такой идеализированной схеме коммутация токов в диодах (и в фазных обмотках трансформатора) осуществляется мгновенно, т. е. в каждый момент времени ток пропускает только один вентиль из катодной группы $V1, V2, V3$, а именно тот, напряжение на аноде которого наибольшее положительное. Время протекания тока каждого из диодов в силу симметрии схемы одинаково: $\lambda = 2\pi/3$. Выпрямленное напряжение u_B и ток нагрузки i_H имеют форму огибающей трехфазных ЭДС, и их параметры определяются следующими соотношениями:

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} E_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) E_{2m} = 0,83 E_{2m} = 1,17 U_2;$$

$$I_0 = \frac{m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) I_{Vm} = 0,83 I_{Vm}; \quad I_{V0} = I_0/3 = 0,28 I_{Vm}; \quad (2.1)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} I_{Vm}^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t)} = 0,48 I_{Vm} = 0,58 I_0;$$

$$U_{обрm} = E_{Лm} = \sqrt{3} E_{2m} \approx 2,1 U_0, \quad k_{II} = E_{II m(1)} / U_0 = 2 / (m^2 - 1) = 0,25.$$

Расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора (в вольт-амперах) и коэффициент увеличения расчетной мощности вычисляются по формулам:

$$P_{II} = m_2 U_2 I_2 = k_2 P_0 = 1,48 P_0; \quad k_2 = P_{II} / P_0 = 1,48. \quad (2.2)$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора без учета тока холостого хода вычисляется по формуле

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2(\omega t) d(\omega t)} = n 0,39 I_{Vm} = n 0,47 I_0, \quad (2.3)$$

где $n = w_2 / w_1 \approx U_2 / U_1$ – коэффициент трансформации. Расчетная мощность первичных обмоток и габаритная мощность трансформатора составляют:

$$P_I = m_1 U_1 I_1 = k_1 P_0 = 1,22 P_0; \quad P_{габ} = (P_I + P_{II}) / 2 = k_{габ} P_0 = 1,35 P_0. \quad (2.4)$$

Коэффициент полезного действия выпрямителя определяется с учетом потерь в трансформаторе P_T , в выпрямительных диодах P_V и в сглаживающем фильтре P_Φ :

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{пот}); \quad P_{пот} = P_T + P_V + P_\Phi. \quad (2.5)$$

Следует обратить внимание на то, что как и для всех однотактных схем, из-за присутствия постоянной составляющей в токе вторичной обмотки $P_{II} > P_I$. Кроме того, в рассматриваемой простой схеме выпрямления возникает явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора, сопровождающееся возрастанием потерь в магнитопроводе и, соответственно, тока в первичной обмотке трансформатора I_1 .

Как потребитель энергии переменного тока выпрямитель характеризуется полным коэффициентом мощности $\chi = (P_{Ia} / P_I) \cos \varphi_1 \approx v_{1(1)} \cos \varphi_1$, где $v_{1(1)} = I_{1(1)} / I_1$ – коэффициент искажения тока.

Поскольку пульсации выпрямленного напряжения, возникающие в рассматриваемой схеме без сглаживающего фильтра, в большинстве случаев недопустимы для нормальной работы потребителя, то интересно рассмотреть влияние сглаживающего фильтра (L -фильтра (рис. 2.3, а) или особенно часто

используемого для питания радиоэлектронной аппаратуры LC -фильтра). Влияние индуктивного фильтра приводит к сглаживанию формы импульсов тока диодов (они становятся практически прямоугольными) (рис. 2.3), а ток нагрузки становится постоянным. При этом энергетические показатели выпрямителя хотя и повышаются, но мало отличаются от соответствующих показателей выпрямителя, работающего на резистивную нагрузку.

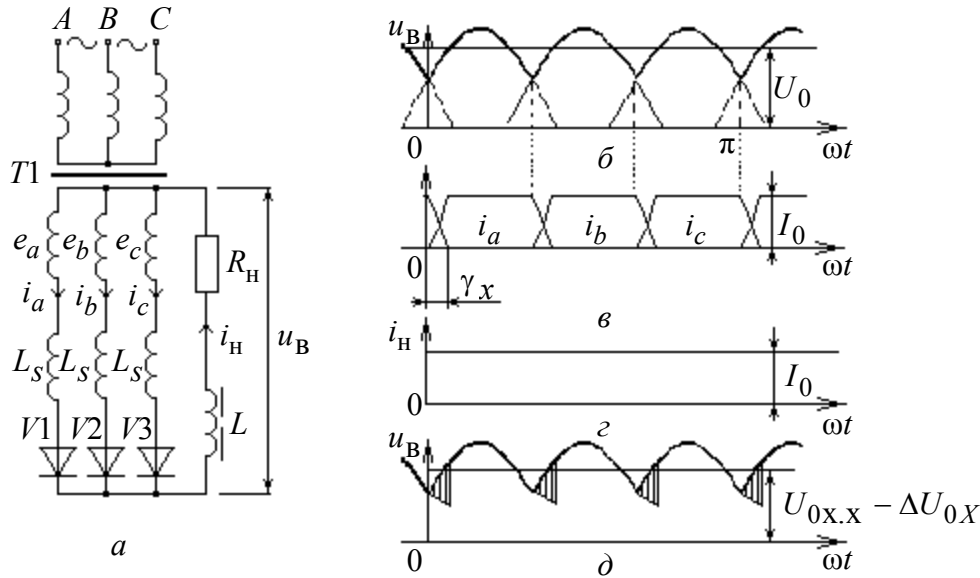


Рис. 2.3

Коэффициенты сглаживания пульсаций L - и LC -фильтров определяются через параметры элементов фильтров следующими соотношениями:

$$S_{\Pi L} = k_{\Pi.ВХ}/k_{\Pi.ВЫХ} = |1 + jm\omega L/R_H| \approx m\omega L/R_H; \quad S_{\Pi LC} = m^2\omega^2 LC - 1. \quad (2.6)$$

Полученные выводы справедливы при индуктивности дросселя $L_{др} \gg L_{кр}$ и сопротивлении конденсатора $|X_C| \ll R_H$, а значит, при выполнении следующего условия: амплитуда тока первой гармоники выпрямленного тока $I_{m\sim} = E_{m\sim}/(m\omega L_{др})$ значительно меньше его постоянной составляющей I_0 , что обеспечивает непрерывность выпрямленного тока

$$L_{др} \gg L_{кр} = 2U_0/[(m^2 - 1)m\omega I_0]. \quad (2.7)$$

При невыполнении условия (2.7), например, при уменьшении тока нагрузки до $I_0 < I_{0кр}$, энергии, накопленной в магнитном поле дросселя $W_L = LI_0^2/2$, становится недостаточно для поддержания постоянным тока в дросселе и ток становится прерывистым, что соответствует емкостному характеру нагрузки.

В мощных и особенно сильноточных выпрямителях большое влияние на работу оказывают индуктивности рассеяния обмоток трансформатора L_S ,

что вызывает необходимость проведения анализа влияния L_S на работу выпрямителя с индуктивным характером нагрузки.

Если $L_S = 0$, то процесс коммутации фаз происходит мгновенно в момент равенства фазных ЭДС (см. рис. 2.2). При конечном значении L_S процесс коммутации происходит в течение некоторого промежутка времени γ_X (угол перекрытия фаз). За счет возникающих в них ЭДС самоиндукции ток в работающей фазе не может мгновенно упасть до нуля, а ток вступающей в работу фазы не может возрасти мгновенно от нуля до I_0 . В результате в течение γ_X будут одновременно открыты 2 диода (рис. 2.3, в), сумма мгновенных значений токов которых равна $i_{V1} + i_{V2} = I_0$, а выпрямленное напряжение u_B (рис. 2.3, д) определяется полусуммой фазных ЭДС $u_B = (e_a + e_b)/2$. По окончании процесса коммутации вся нагрузка переходит на следующую фазу, а выпрямленное напряжение скачком принимает значение фазной ЭДС (рис. 2.3, д). Сравнение временных диаграмм $u_B(\omega t)$ с учетом индуктивности рассеяния $L_S > 0$ и при $L_S = 0$ показывает, что постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 уменьшается на величину ΔU_{0X} , определяемую площадью криволинейных треугольников, ограниченных фазными ЭДС и напряжением u_B на интервале γ_X (рис. 2.3, д):

$$\Delta U_{0X} = \frac{m}{2\pi} \int_0^{\gamma_X} (e_2 - u_B) d(\omega t) = m f_c L_S I_0.$$

Угол перекрытия фаз тем больше, чем больше выпрямленный ток I_0 , индуктивность рассеяния L_S и число фаз m : $\cos \gamma_X = 1 - m_2 \omega_c L_S I_0 / (\pi U_0)$, поэтому влияние L_S проявляется в первую очередь в многофазных мощных (сильноточных) выпрямителях.

В общем случае на ход внешней характеристики выпрямителя влияют не только индуктивности рассеяния, но и резистивные сопротивления обмоток трансформатора r_T , сопротивления диодов r_V и дросселя фильтра r_Φ :

$$U_0 = U_{0X.X} - \Delta U_{0X} - \Delta U_{0R}.$$

Свободной от основных недостатков рассмотренной однофазной трехфазной схемы является двухтактная трехфазная схема (см. рис. 2.1, б), содержащая последовательно соединенные две группы вентилей: анодную ($V1, V2, V3$) и катодную ($V4, V5, V6$). При одинаковых значениях напряжений вторичных обмоток трансформатора постоянная составляющая напряжения на нагрузке в двухтактном трехфазном выпрямителе будет в 2 раза больше, чем в однофазном.

В двухтактном выпрямителе одновременно открыты 2 диода: один из катодной группы – с наиболее высоким потенциалом анода, другой из анод-

ной группы – с наиболее низким потенциалом катода. Поэтому в двухтактной схеме выпрямляется не фазное напряжение $U_{2\phi}$, как в однотактной схеме, а линейное $U_{2л}$, и в каждый момент времени ток будет протекать по тем фазным обмоткам, между которыми будет наибольшее линейное напряжение. Выпрямленное напряжение имеет частоту пульсаций в 6 раз больше, чем частота сети, а коэффициент пульсаций существенно снижается до $k_{\Pi} \approx 0,057$. Максимальное значение обратного напряжения, как и во всех схемах выпрямления, определяется линейным напряжением $E_{мл}$, а по отношению к постоянной составляющей U_0 имеем: $U_{обрm} = 1,05U_0$. Так как схема выпрямителя двухтактная, то по каждой вторичной обмотке трансформатора протекают за период 2 одинаковых импульса тока в противоположных направлениях и постоянная составляющая в этих токах отсутствует. Следовательно, в рассматриваемой схеме устранен существенный недостаток однотактной схемы – явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора. Расчетные мощности обмоток трансформатора одинаковы: $P_I = P_{II} = P_{габ}$ ($P_I = m_1 U_1 I_1$, $P_{II} = m_2 U_2 I_2$) и лишь незначительно превышают P_0 , коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения уменьшается практически в 4 раза, а частота пульсаций возрастает в 2 раза, что упрощает построение фильтра и определяет широкое использование схемы.

Описание лабораторного макета

Схема макета приведена на рис. 2.4. В состав исследуемых выпрямителей входят: трехфазный сетевой трансформатор $T1$, диоды $V1-V6$, сглаживающий фильтр (дроссель $L1$, конденсаторы $C1, C2$, коммутируемые переключателем $S2$). Переключатель $S1$ подсоединяет к заземленному зажиму цепи нагрузки либо среднюю точку соединенных звездой вторичных обмоток трансформатора, либо аноды диодов $V4, V5, V6$. В первом случае выпрямитель будет однотактным (диоды $V4, V5, V6$ участия в работе не принимают), во втором – двухтактным.

На макете установлены электроизмерительные приборы для измерения действующих значений фазных токов и напряжений первичных и вторичных обмоток трансформатора (I_1, U_1, I_2, U_2), постоянных составляющих тока в нагрузке I_0 и напряжения на нагрузке U_0 , значения напряжения пульсаций выпрямленного напряжения E_{Π} (до фильтра или после фильтра, в зависимости от положения переключателя $S3$).

Для одновременного наблюдения формы токов и напряжений в различных цепях выпрямителей в макете установлен четырехканальный осциллограф. На осциллограф поступают сигналы: в каналы «а», «б», «в» – от транс-

форматоров тока $TA1$, $TA2$, $TA3$ (соответственно токи первичной и вторичной обмоток трансформатора, ток одного из диодов), в канал «Г» – выпрямленное напряжение до сглаживающего фильтра или после него (в зависимости от положения переключателя $S3$).

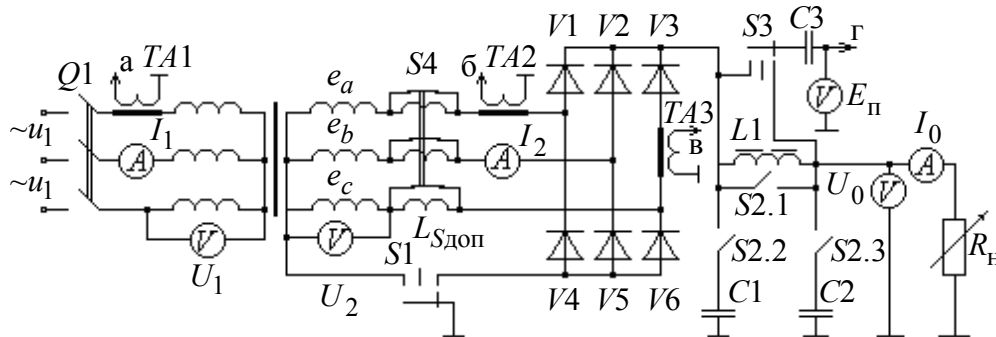


Рис. 2.4

При исследовании влияния индуктивности рассеяния обмоток трансформатора для большей наглядности переключателем $S4$ последовательно с обмотками трансформатора подключаются дополнительные катушки индуктивности $L_{S\text{доп}}$.

Программа выполнения работы

Ознакомиться со схемой лабораторного макета, с размещением органов управления и контроля. Включить макет и блок осциллографов.

1. Исследование трехфазного однотактного выпрямителя.

1.1. При максимальном токе нагрузки I_0 зарисовать временные диаграммы, характеризующие работу выпрямителя при различных схемах сглаживающего фильтра. **Диаграммы токов и напряжений** занести в таблицу.

Тип фильтра	Выпрямленное напряжение		Ток первичной обмотки	Ток вторичной обмотки	Ток диода
	До фильтра	После фильтра			
Без фильтра	+	–	+	+	+
Емкостный	+	–	+	+	+
Индуктивный	+	+	+	+	+
Г-образный	+	+	+	+	+

1.2. Снять внешние характеристики выпрямителя $U_0 = f(I_0)$ при $U_1 = \text{const}$ для случаев работы выпрямителя без фильтра, с емкостным, индуктивным и Г-образным фильтрами. При включении Г-образного фильтра отметить на характеристике значение тока $I_{0\text{кр}}$, при котором изменяется характер входного сопротивления фильтра. Для исследованных случаев опре-

делить по внешним характеристикам внутреннее сопротивление выпрямителя, а также резистивное сопротивление обмотки дросселя фильтра.

1.3. При максимальном токе нагрузки записать показания приборов $U_1, I_1, U_2, I_2, U_0, I_0, E_{m\pi}$, определить экспериментальные значения КПД и коэффициентов увеличения расчетной мощности трансформатора $k_1 = P_I/P_0$, $k_2 = P_{II}/P_0$, $k_{габ} = (k_1 + k_2)/2$ при работе выпрямителя без фильтра и с различными фильтрами. При определении коэффициентов (по соотношениям (2.2) и (2.4)) вольт-амперы первичных обмоток нужно принимать без учета тока холостого хода трансформатора. Для этого в указанные соотношения следует подставлять значения тока $I_1 = \sqrt{I_1'^2 - I_{1x.x}^2}$, где I_1' , $I_{1x.x}$ – значения тока первичной обмотки трансформатора под нагрузкой и на холостом ходу.

1.4. Исследовать влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора на работу выпрямителя при индуктивной нагрузке. Исследование проводится включением катушек индуктивности $L_{S\text{доп}}$ в цепь обмоток трансформатора, моделирующих индуктивности рассеяния трансформатора L_S , с помощью переключателя $S4$. При максимальном токе нагрузки $I_{0\text{max}}$ наблюдать изменения формы тока диода и выпрямленного напряжения. Отметить изменения длительности импульса тока диода, величину уменьшения постоянной составляющей выпрямленного напряжения $\Delta U_{0X} = mX_S I_0 / (2\pi)$ и изменения коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения $k_{\pi} = E_{m\pi} / U_0$. Сравнить экспериментальные результаты с расчетными.

Снять внешнюю характеристику выпрямителя с индуктивным фильтром с учетом индуктивностей рассеяния трансформатора ($S4$ – «ВКЛ»), отметив при этом, как изменяются угол коммутации γ_X и форма выпрямленного напряжения $u_B(\omega t)$, построить ее на одном графике с внешними характеристиками (см. п. 1.2).

1.5. При максимальном токе нагрузки для выпрямителя с L -фильтром определить по соотношениям (2.1)–(2.5) расчетные значения $U_2, I_2, I_1, P_{II}, P_I, P_{габ}, k_1 = P_I/P_0, k_2 = P_{II}/P_0, k_{габ} = P_{габ}/P_0, k_{\pi} = E_{m\pi}/U_0$, свести их в таблицу и сравнить с экспериментальными данными (см. п. 1.3).

2. Исследование трехфазного двухтактного выпрямителя.

2.1. Выполнить исследование по программе, аналогичной изложенной в пп. 1.1–1.3.

2.2. При максимальном токе нагрузки для схемы двухтактного выпрямителя без фильтра определить отношения $U_2/U_0, I_2/I_0, k_2 = P_{II}/P_0 = 3U_2I_2/(U_0I_0), k_1 = P_I/P_0 = 3U_1I_1/(U_0I_0), k_{габ} = (k_1 + k_2)/2$ и сравнить с расчетными.

3. Исследование сглаживающих фильтров.

3.1. Включить одноктный выпрямитель. При максимальном токе в цепи нагрузки определить коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра, по соотношениям (2.6) – коэффициент сглаживания S_{Π} для фильтров: индуктивного и Γ -образного. Исследовать зависимость $S_{\Pi L} = f(I_0)$ коэффициента сглаживания пульсаций для L -фильтра $S_{\Pi L}$ от тока нагрузки I_0 .

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Временные диаграммы расчетных и экспериментальных данных. Графики снятых характеристик и зависимостей.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Используя временные диаграммы, объяснить работу исследованных схем выпрямителей при различном характере нагрузки.
2. Как влияют резистивные сопротивления и индуктивности рассеивания обмоток трансформатора на работу выпрямителя и его характеристики?
3. Объяснить последовательность работы вентилей в трехфазной одноктактной и трехфазной двухтактной схемах.
4. Что такое вынужденное намагничивание трансформатора, как оно влияет на характеристики выпрямителя?
5. Как зависит коэффициент сглаживания (коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке k_{Π}) L - и C -фильтров от тока нагрузки?
6. Объяснить изменение хода внешней характеристики с LC -фильтром при $I_0 \rightarrow 0$.
7. Как влияет индуктивность рассеивания обмоток трансформатора L_S на форму тока вентилей и выпрямленного напряжения трехфазного выпрямителя с индуктивным фильтром?
8. Как зависит габаритная мощность трансформатора в выпрямителе от типа сглаживающего фильтра?

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХФАЗНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цели работы:

1. Исследование процессов в двухфазном управляемом выпрямителе при резистивной нагрузке.
2. Исследование влияния характера нагрузки на процессы, характеристики и параметры управляемого выпрямителя.
3. Исследование процессов в управляемом двухфазном выпрямителе с вольт-добавкой.

Краткие теоретические сведения

Во многих областях радиоэлектроники и электротехники возникает необходимость регулирования напряжения (тока) в нагрузке. Применение в устройствах, нуждающихся в регулировании, управляемых вентилях, и в первую очередь большой группы полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой – тиристоров (тринисторов), отличающихся малыми габаритами и массой, высокой надежностью и быстродействием, позволяет существенно повысить названные показатели мощных регулируемых выпрямителей, стабилизаторов, преобразователей, инверторов, модуляторов и т. д.

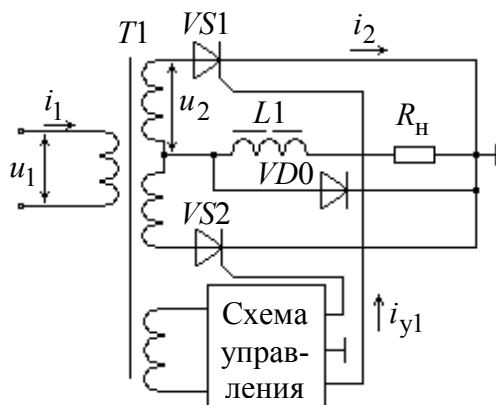


Рис. 3.1

Основное свойство управляемого вентиля заключается в возможности произвольной задержки момента его открывания на угол регулирования α при наличии на нем прямого напряжения. При включенном тиристоре отключение управляющего тока не вносит изменений в процесс протекания тока тиристора. Для запираания тиристора необходимо снизить его анодный ток до значения тока выключения.

Применяя тиристоры, следует иметь в виду, что использование нагрузки емкостного характера связано с большими «бросками» тока вентиля, что может привести к отказу последнего. При необходимости использования такой нагрузки следует последовательно с тиристором включать дроссель, замедляющий скорость нарастания тока в цепи. Кроме того, при использовании управляемого выпрямителя с емкостным фильтром в динамическом режиме,

например при сбросе или резком изменении нагрузки, возможны нарушения последовательности чередования (или пропуска) фаз и, как следствие, – неустойчивая работа регулятора.

Схема управления должна обеспечивать надежное отпирание тиристора в заданном интервале времени за счет формирования управляющих сигналов с соответствующими параметрами ($\tau_{и}$, U_{my} , I_{my}). Наиболее широко при построении управляемых выпрямителей применяют импульсно-фазовый способ управления, при котором на управляющий электрод тиристора подаются импульсы определенной длительности и амплитуды с достаточно короткими фронтами ($\tau_{ф} \approx 3 \text{ мкс}$). Изменяя их положение относительно фазы напряжения на тиристоре, можно управлять моментом включения последнего и, следовательно, током нагрузки.

Наиболее широкое применение тиристоры находят в управляемых выпрямителях, схемы которых во многом аналогичны схемам неуправляемых выпрямителей. Однако использование тиристоров вместо обычных диодов связано с изменением формы токов и напряжений на элементах схемы выпрямителя, а также энергетических соотношений.

В данной работе исследуется двухфазная однопериодная схема выпрямителя на триодных тиристорах (рис. 3.1), широко применяющаяся в низковольтных и сильноточных источниках вторичного электропитания. С учетом отмеченных особенностей тиристоров исследуются процессы в схеме при резистивном и индуктивном характерах нагрузки.

Тиристоры V_{S1} и V_{S2} , как и в обычной схеме выпрямления, пропускают ток поочередно. В течение первого полупериода положительный потенциал приложен к аноду тиристора V_{S1} , и под действием напряжения вторичной фазной обмотки ее ток замыкается через этот тиристор и нагрузку. В течение второго полупериода положительный потенциал второй фазной обмотки приложен к аноду тиристора V_{S2} , и ее ток будет протекать по нагрузке в том же направлении. Таким образом, по каждой вторичной обмотке трансформатора протекает один импульс тока за период напряжения питающей сети, что обуславливает наличие постоянной составляющей тока во вторичных обмотках. При расположении обмоток трансформатора на одном стержне (например, при броневой конструкции магнитопровода) в результате встречного направления магнитодвижущих сил, создаваемых постоянными составляющими токов вторичных обмоток, вынужденное намагничивание магнитопровода трансформатора отсутствует.

Основные электрические параметры рассматриваемого выпрямителя без учета потерь при угле регулирования $\alpha = 0$ и резистивной нагрузке могут быть получены так же, как и для однофазной однопроводной схемы (см. работу № 1):

$$\begin{aligned} U_0 &= 2E_{2m}/\pi = 0,9U_2; \quad I_2 = I_V = 0,78I_0; \quad I_{Vm} = 1,57I_0; \quad I_{V0} = I_0/2; \\ U_{обр} &= 2E_{2m} = \pi U_0; \quad I_1 = 1,11(w_2/w_1)I_0; \quad k_{\Pi} = E_{\Pi m}/U_0 = 0,67, \end{aligned} \quad (3.1)$$

где U_0 – постоянная составляющая выпрямленного напряжения; k_{Π} – коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения.

Ток вторичных обмоток несинусоидален, что обуславливает появление мощности искажения, так что их суммарная расчетная мощность составит $P_{\Pi} = 2U_2I_2 = 1,73P_0$, в то же время ток первичной обмотки при резистивной нагрузке и нулевом значении угла регулирования ($\alpha = 0$) синусоидальный и, следовательно, коэффициент искажения тока $\nu_1 = 1$.

Расчетные мощности первичной обмотки и габаритная мощность трансформатора, соответственно, равны:

$$P_1 = U_1I_1 = 1,23P_0; \quad P_{габ} = (P_1 + P_{\Pi})/2 = 1,48P_0.$$

Высокое значение коэффициента пульсаций по первой гармонике выпрямленного напряжения (3.1) предопределяет использование сглаживающего фильтра с индуктивной реакцией (L - или LC -фильтра). Дроссель с большой индуктивностью обеспечивает неизменность тока в нагрузке ($i_H(\omega t) \approx I_0$), и при симметрии трансформатора токи каждого из тиристорov оказываются постоянными и равными току нагрузки $i_{VS}(\omega t) = i_H(\omega t) \approx I_0$ в течение полупериода, в то время как $I_{VS0} = I_0/2$ (рис. 3.5). Изменение формы токов во вторичных обмотках приводит к изменению расчетной мощности трансформатора. Если среднее значение (постоянная составляющая) тока тиристора I_{VS0} (он же ток вторичной обмотки) остается неизменным, т. е. $I_{VS0} = I_0/2$, то амплитудное и действующее значения токов изменяются по сравнению со случаем резистивной нагрузки (3.1):

$$I_{mV} = I_0; \quad I_{VS} = I_2 = 0,707 I_0.$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора можно определить, используя форму этого тока, имеющую вид меандра:

$$I_1 = I_0w_2/w_1 = I_0n.$$

Расчетные мощности вторичных P_{II} и первичной P_I обмоток, а также габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$ при индуктивной нагрузке и $\alpha = 0$ равны в зависимости от $P_0 = U_0 I_0$:

$$P_{II} = 2U_2 I_2 = 1,57P_0; P_I = U_1 I_1 = 1,11P_0; P_{габ} = (P_I + P_{II})/2 = 1,34P_0.$$

Если учесть сопротивление индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора X_S , сопротивление вентилях в открытом состоянии R_V , резистивное сопротивление обмоток трансформатора r_T и дросселя фильтра $r_{др}$, то получим уравнение внешней (нагрузочной) характеристики неуправляемого выпрямителя (для $\alpha = 0$):

$$U_0 = U_{0х.х} - \Delta U_{\Sigma} = 2E_{2m}/\pi - (X_S/\pi + r_T + R_V + r_{др})I_0. \quad (3.2)$$

Рассмотрим процессы в двухфазном управляемом выпрямителе при изменении угла регулирования α и проанализируем, как при этом изменяются его параметры.

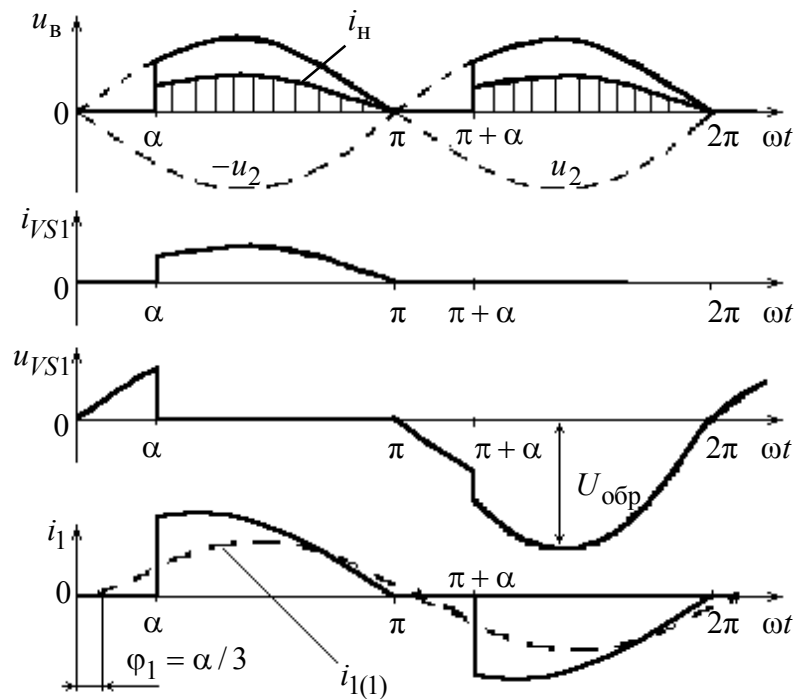


Рис. 3.2

При резистивной нагрузке тиристор V_{S1} остается закрытым в промежутке $[0 < \omega t \leq \alpha]$, несмотря на положительное напряжение на нем. Тиристор откроется в момент поступления на его управляющий электрод импульса управления ($\omega t = \alpha$) и останется в таком состоянии практически до момента $\omega t = \pi$ (рис. 3.2). Постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока в этом случае определяются, соответственно, выражениями:

$$U_0(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = 0,5U_{0\max}(1 + \cos \alpha); \quad (3.3)$$

$$I_0(\alpha) = U_0(\alpha)/R_H; \quad I_{VS0}(\alpha) = I_0(\alpha)/2,$$

где $U_{0\max} = U_0(\alpha = 0) = \frac{2,82}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2$.

Уравнения (3.3) описывают регулировочную характеристику управляемого выпрямителя $U_0(\alpha) = f(\alpha)$ при постоянстве сопротивления нагрузки R_H (рис. 3.3). Действующее значение тока вторичной обмотки I_2 (он же вентильный ток I_{VS}) зависит от угла α и определяется выражением

$$I_2(\alpha) = I_{VS}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_V^2(\omega t) d(\omega t)} = k_{\phi 2}(\alpha) I_{0VS}, \quad (3.4)$$

где $k_{\phi 2} = I_{VS}(\alpha)/I_{0VS}$ – коэффициент формы тока вентилья (рис. 3.4).

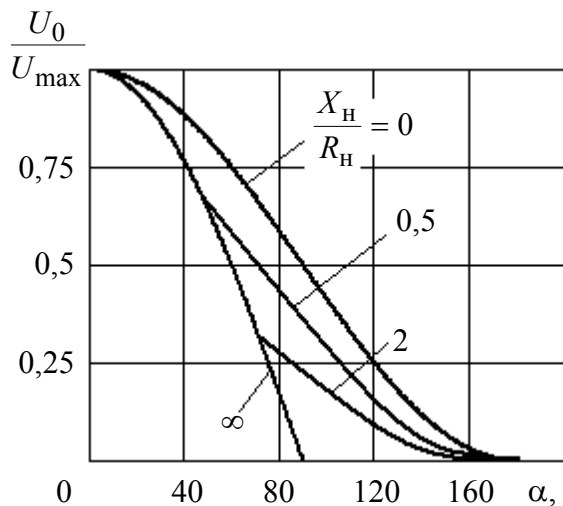


Рис. 3.3

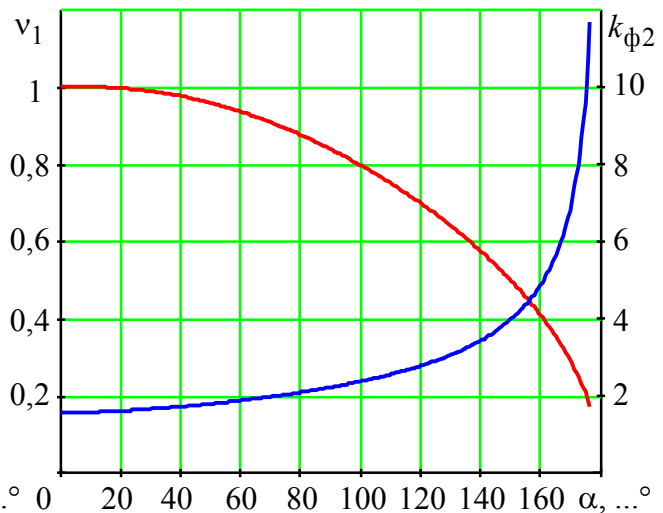


Рис. 3.4

Как показывает выражение (3.4) и рис. 3.4, с ростом угла регулирования α (особенно при $\alpha > 60^\circ$) коэффициент формы тока резко возрастает, что соответствует возрастанию коэффициента увеличения расчетной мощности вторичной обмотки трансформатора k_2 , а также k_1 и $k_{\text{габ}}$:

$$k_2 = 2P_{II}/P_0 = 0,707\pi k_{\phi 2}/(1 + \cos \alpha); \quad k_1 = 0,707k_2; \quad k_{\text{габ}} = (k_1 + k_2)/2.$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора $I_1(\alpha) = \sqrt{2} n I_2(\alpha)$. График зависимости коэффициента искажений тока первичной обмотки $v_1 = I_{1(1)}/I_1 = f(\alpha)$ приведен на рис. 3.4.

Существенной особенностью работы управляемого выпрямителя является то, что первая гармоника тока первичной обмотки $I_{1(1)}$ отстает по фазе

от напряжения питающей сети u_1 на угол $\varphi_1(\alpha)$ даже при чисто резистивном характере нагрузки (рис. 3.2). При этом $\cos \varphi_1$ есть довольно сложная функция угла регулирования α , но для широкого диапазона углов регулирования ($0^\circ < \alpha < 100^\circ$) $\cos \varphi_1 \approx \cos(\alpha/3)$.

Появление реактивной составляющей в токе i_1 вызывает не только снижение $\cos \varphi_1$ и увеличение расчетной мощности сетевого трансформатора, но и уменьшение полного коэффициента мощности выпрямителя $\chi = v_1 \cos \varphi_1$. Другим существенным недостатком управляемых выпрямителей является высокий коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения, который чаще всего определяется по основной гармонике выпрямленного напряжения

$$k_{\Pi} = E_{m\Pi} / U_0(\alpha) = 2/3 \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)} \quad (3.5)$$

и существенно возрастает с ростом угла регулирования α .

Процессы в схеме управляемого выпрямителя при индуктивном характере нагрузки поясняются временными диаграммами, приведенными на рис. 3.5 для случая $X_H/R_H \rightarrow \infty$. Тиристор $VS1$, вступив в работу в момент $\omega t = \alpha$, будет открыт до момента $\omega t = \pi + \alpha$ (а не до $\omega t = \pi$, как в случае резистивной нагрузки), когда произойдет коммутация. В связи с этим выпрямленное напряжение $u_B(\omega t)$ в интервале углов $(0 < \omega t < \alpha)$ и $(\pi < \omega t < \pi + \alpha)$ принимает отрицательные значения, что уменьшает постоянную составляющую выпрямленного напряжения (рис. 3.5), но при этом ток через нагрузку $I_0(\alpha)$ поддерживается неизменным во времени за счет запаса энергии, накопленной в индуктивности фильтра $L1$. Постоянные составляющие выпрямленного напряжения и тока могут быть для рассматриваемого случая определены из следующих выражений:

$$U_0(\alpha) = \frac{2,82U_2}{\pi} \cos \alpha = U_{0\max} \cos \alpha; \quad I_0(\alpha) = I_{0\max} \cos \alpha. \quad (3.6)$$

Последние выражения показывают, что предельный угол регулирования управляемого выпрямителя при $X_H/R_H \rightarrow \infty$ составляет $\alpha_{\max} = 90^\circ$. Постоянная составляющая тока тиристора I_{0VS} , действующее значение тока I_{VS} (ток вторичной обмотки I_2) и соответствующее значение коэффициента формы $k_{\Phi 2} = I_2(\alpha)/I_{0VS}$ определяются соотношениями:

$$I_{0VS} = I_0(\alpha)/2; \quad I_2(\alpha) = I_{VS}(\alpha) = 0,707I_0(\alpha); \quad k_{\Phi 2} = \sqrt{2}. \quad (3.7)$$

Следует отметить, что коэффициент формы $k_{\phi 2}$ при индуктивной нагрузке $X_H \rightarrow \infty$ (3.7) не зависит от угла регулирования α в силу постоянства формы тока i_2 (рис. 3.5).

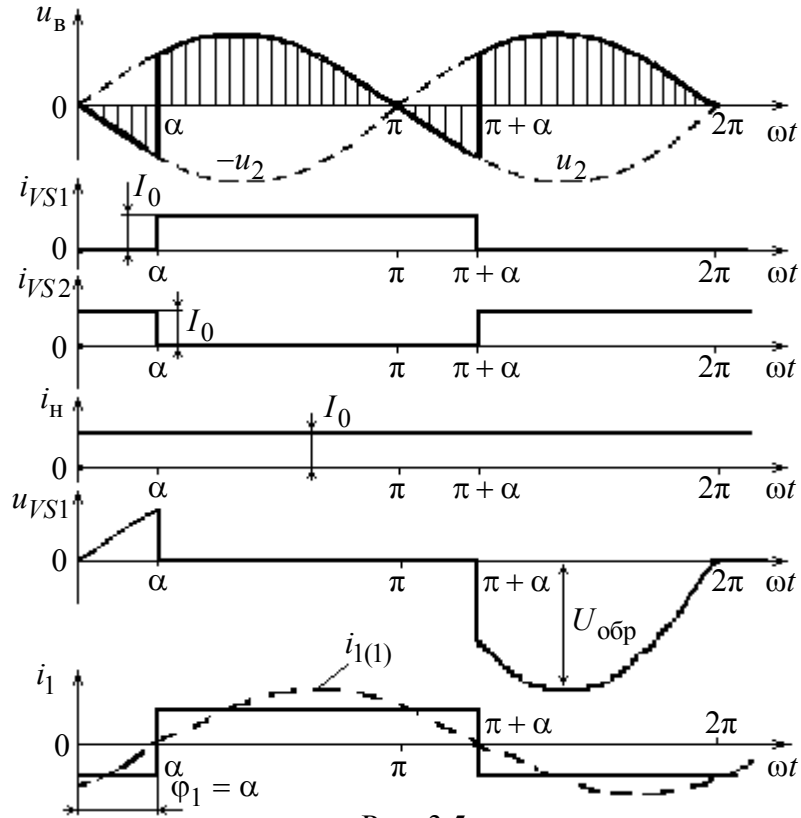


Рис. 3.5

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора определяется обычным соотношением $I_1(\alpha) = 1,41nI_2(\alpha) = nI_0(\alpha)$. Коэффициент искажения тока i_1 для случая $X_H/R_H \rightarrow \infty$ также не зависит от угла регулирования и определяется соотношением $v_{1L} = I_{1(1)}/I_1 \approx 0,9$.

Расчетные мощности обмоток трансформатора определяются действующими значениями соответствующих токов и напряжений следующим образом (при $X_L \rightarrow \infty$):

$$P_{II} = 1,57P_0(\alpha)/\cos\alpha; P_I = 0,707P_{II}; P_{габ} = 1,34P_0(\alpha)/\cos\alpha.$$

В случае работы управляемого выпрямителя с резистивно-индуктивной нагрузкой (при $X_H/R_H \rightarrow \infty$) первая гармоника тока первичной обмотки $I_{1(1)}$ отстает по фазе от напряжения питающей сети на угол ϕ_{1L} , равный углу регулирования α . Следовательно, $\cos\phi_{1L} = \cos\alpha$, а полный коэффициент мощности

$$\chi = v_{1L} \cos\phi_{1L} = \frac{2,82}{\pi} \cos\alpha \approx 0,9 \cos\alpha.$$

Разложением функции выпрямленного напряжения (рис. 3.5) в ряд Фурье определяются амплитуда основной гармоники и коэффициент пульсации выпрямленного напряжения

$$k_{\text{ПЛ}} = 2/3 \sqrt{1 + 4 \operatorname{tg}^2 \alpha} . \quad (3.8)$$

Следует отметить, что при $\alpha = 90^\circ$ и конечном значении индуктивности фильтра $L1$ постоянная составляющая выпрямленного напряжения отлична от 0 (как это следует из (3.6)), так как при некоторых углах регулирования $\alpha > \operatorname{arctg}(X_{\text{H}}/R_{\text{H}})$ из-за ограниченности энергии, запасенной в магнитном поле дросселя, ток в нагрузке перестает быть непрерывным. При этом ток в цепи нагрузки протекает на протяжении угла $\theta < \pi$, а регулировочная характеристика выпрямителя описывается следующим выражением:

$$U_0(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta+\alpha} E_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = 0,5 U_{0\text{max}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] . \quad (3.9)$$

Так как длительность протекания тока диода определяется отношением $X_{\text{H}}/R_{\text{H}}$, то в соответствии с (3.9) можно построить целое семейство регулировочных характеристик для различных значений $X_{\text{H}}/R_{\text{H}}$ (см. рис. 3.3), которые будут находиться между регулировочными характеристиками для случаев $X_{\text{H}} = 0$ и $X_{\text{H}}/R_{\text{H}} \rightarrow \infty$. Таким образом, использование индуктивного фильтра хотя и приводит к сглаживанию тока в нагрузке, однако при этом снижаются $\cos \varphi_1$ и коэффициент мощности выпрямителя χ , возрастает коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (3.8). Указанные недостатки можно уменьшить при использовании схемы управляемого выпрямителя с нулевым диодом $VD0$, который подключается параллельно всей цепи нагрузки полярностью, обратной знаку постоянной составляющей в этих точках (см. рис. 3.1). Это определило и другое название нулевого диода – обратный диод.

На рис. 3.6 приведены формы напряжений и токов в основных элементах управляемого выпрямителя с нулевым диодом. Включение в схему нулевого вентиля исключает появление выпрямленного напряжения отрицательной полярности в промежутках времени ($0 < \omega t < \alpha$) и ($\pi < \omega t < \pi + \alpha$). Тиристор $VS2$ в течение интервала времени $0 < \omega t < \alpha$ остается закрытым, так как на его аноде действует запирающее напряжение. В момент времени, соответствующий $\omega t = \alpha$, импульсом со схемы управления открывается тиристор $VS1$, в результате чего выпрямленное напряжение скачком возрастает до положительного значения, определяемого углом регулирования α , что приводит

к запиранию обратного диода $VD0$. В момент $\omega t = \pi$ тиристор $VS1$ закрывается, а нулевой диод $VD0$ снова открывается, оставаясь в проводящем состоянии до открывания тиристора $VS2$, т. е. до момента времени $\omega t = \pi + \alpha$. Соответственно, регулировочная характеристика для схемы с обратным диодом $U_0(\alpha) = f(\alpha)$ определяется выражением (3.3), а коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения также уменьшается и соответствует схеме с резистивной нагрузкой (3.5).

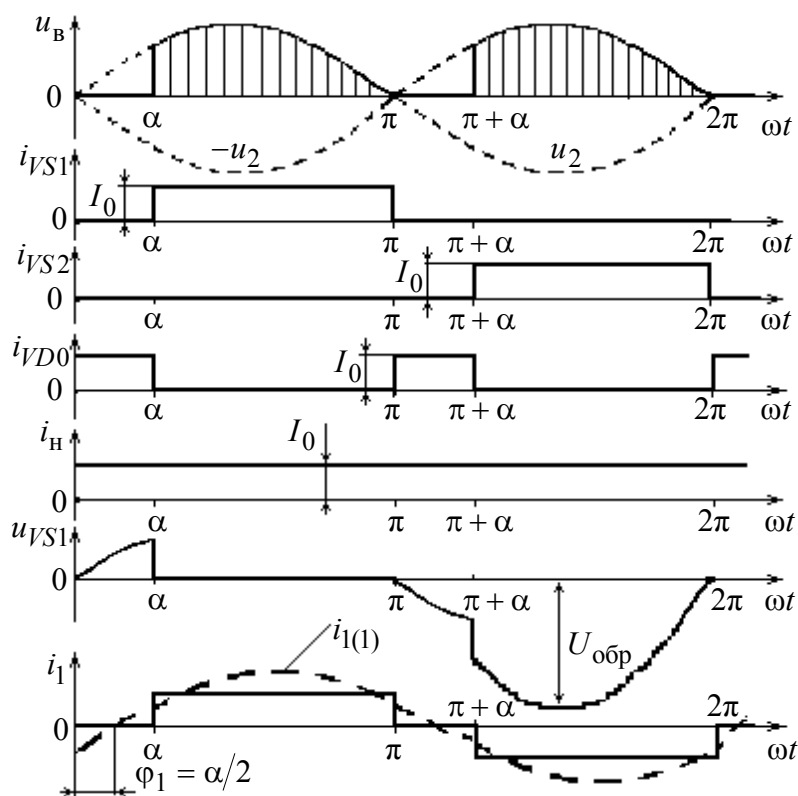


Рис. 3.6

Средние и действующие значения тока вторичной обмотки, его коэффициент формы $k_{\phi 2}$, а также ток обратного диода $VD0$ при $X_H/R_H \rightarrow \infty$ определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} I_{VS0} &= 0,5I_0 (\pi - \alpha)/\pi; \quad I_{VD0} = I_0 \alpha/\pi; \quad I_{VD} = I_0 \sqrt{\alpha/\pi}; \\ I_2 = I_{VS} &= I_0 \sqrt{(\pi - \alpha)/(2\pi)}; \quad k_{\phi 2} = I_{VS} / I_{VS0} = \sqrt{2(\pi - \alpha)/\pi}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Из разложения в ряд Фурье тока первичной обмотки $i_1(\omega t)$ следует, что первая гармоника $I_{1(1)}$ смещена по отношению к напряжению сети на угол $\phi_1 = \cos(\alpha/2)$, а не на угол α , как при отсутствии нулевого диода (см. рис. 3.5). Таким образом, для схемы с нулевым диодом и резистивно-индуктивной нагрузкой $\cos \phi_1 = \cos(\alpha/2)$ (рис. 3.6).

Действующее значение тока первичной обмотки I_1 и его первой гармоники $I_{1(1)}$, а также коэффициент искажений тока определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} I_1 &= nI_0 \sqrt{(\pi - \alpha)/\pi}; \quad I_{1(1)} = 0,9nI_0 \cos(\alpha/2); \\ v_1 &= I_{1(1)}/I_1 = 1,6 \cos(\alpha/2) / \sqrt{\pi - \alpha}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора и габаритную мощность $P_{\text{габ}}$ можно определить исходя из соотношений (3.10) и (3.11):

$$\begin{aligned} P_{\text{II}} &= 2U_2 I_2 = P_0 \sqrt{(\pi - \alpha)\pi} / (1 + \cos \alpha); \\ P_{\text{I}} &= U_1 I_1 = P_{\text{II}} / \sqrt{2}; \quad P_{\text{габ}} = (P_{\text{I}} + P_{\text{II}}) / 2. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Применение обратного диода в схеме управляемого выпрямителя с резистивно-индуктивной нагрузкой позволяет, как следует из выражений (3.5), (3.11) и (3.12), не только снизить коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и габаритную мощность трансформатора, но и повысить полный коэффициент мощности выпрямителя:

$$\chi = v_1 \cos \varphi_1 = 2,82 \cos^2(\alpha/2) / \sqrt{(\pi - \alpha)\pi}.$$

С физической точки зрения это можно объяснить тем, что в данной схеме энергия, накопленная в дросселе $L1$, преобразуясь в электрическую на интервале времени ($0 < \omega t < \alpha$), отдается только в нагрузку и не затрачивается на компенсацию отрицательного напряжения в сети переменного тока. Правда, с увеличением угла регулирования расчетные мощности обмоток трансформатора (3.12) и габаритная мощность трансформатора все же возрастают. Так, для $\alpha = 0$: $P_{\text{габ}} \approx 1,34P_0$, а для $\alpha = \pi/2$: $P_{\text{габ}} \approx 1,9P_0$.

Значение обратного напряжения на тиристорах, как и в обычной схеме, определяется амплитудой линейного напряжения вторичных обмоток $U_{\text{обр}} = 2E_{2m}$. В то же время обратное напряжение на нулевом диоде $VD0$ определяется амплитудой фазного напряжения $U_{\text{обр } VD0} = E_{2m}$.

Внешняя (нагрузочная) характеристика рассматриваемого управляемого выпрямителя $U_0(\alpha) = f(I_0)$ в отличие от характеристик неуправляемых выпрямителей (3.2) представляется семейством внешних характеристик, соответствующих различным углам регулирования α :

$$U_0(\alpha) = 0,5(1 + \cos \alpha)U_{0\text{max}} - \Delta U_{\Sigma} \approx 0,45U_2 (1 + \cos \alpha) - \Delta U_{\Sigma}.$$

Во многих устройствах, например в регулируемых выпрямителях, используемых в схемах стабилизаторов, характерным условием работы являет-

ся постоянство напряжения на нагрузке $U_0 = \text{const}$ при колебаниях питающего напряжения в относительно узком диапазоне от минимального $U_{1\text{min}}$ до максимального $U_{1\text{max}}$. При этом тиристорный стабилизатор часто используется для предварительной стабилизации входного напряжения линейных стабилизаторов, что позволяет уменьшить мощность рассеяния на его регулирующем элементе. С целью снижения пульсаций выходного напряжения и повышения энергетических показателей управляемых выпрямителей в таких случаях широко используются схемы со ступенчатым регулированием или с вольт-добавкой (рис. 3.7, а). В этой схеме минимальное напряжение на выходе $U_{0\text{min}} = 2E_{2m}S/\pi$, где $S = w_2/(w_2 + w_2') = (0 \dots 1)$, обеспечивается неуправляемым выпрямителем на основе диодов $VD1$ и $VD2$, а повышение выходного напряжения до максимального значения $U_{0\text{max}}$ достигается при включении тиристоров $VS1$ и $VS2$, подключенных к добавочным вторичным обмоткам трансформатора с числом витков w_2' . При максимальном выходном напряжении $U_{0\text{max}} = 2E_{2m}/\pi$ тиристоры открываются в самом начале каждого из полупериодов ($\alpha = \alpha_{\text{min}} \approx 0$), тем самым обеспечивая закрытое состояние диодов $VD1$ и $VD2$ на весь период работы.

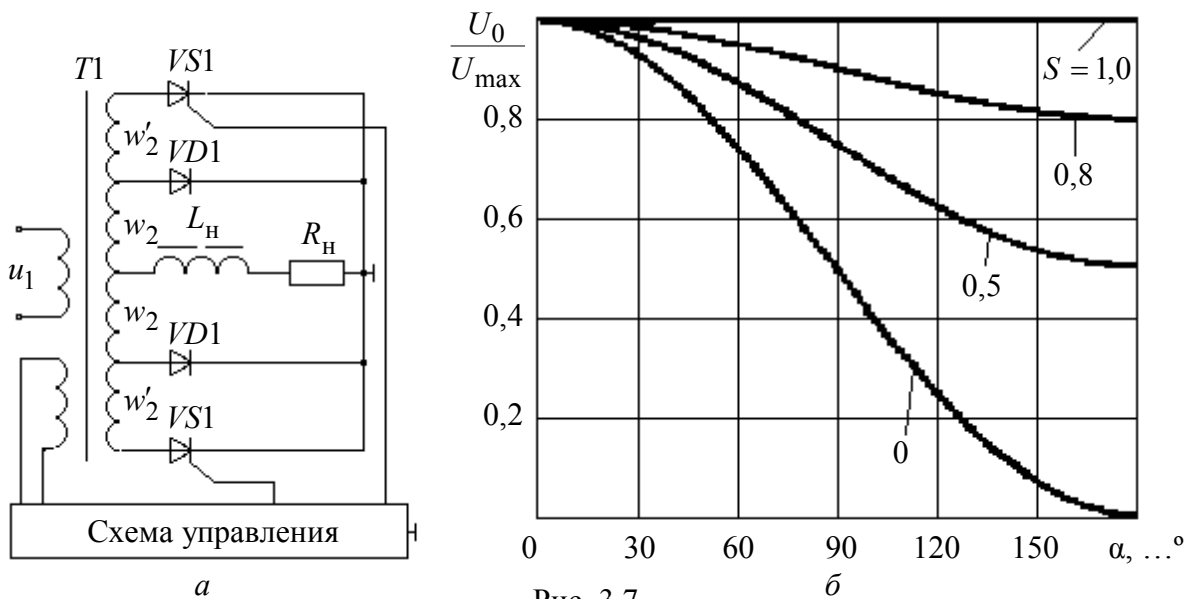


Рис. 3.7

При изменении угла регулирования α в пределах от 0 до π постоянная составляющая выпрямленного напряжения определяется выражением

$$U_0(\alpha) = E_{2m}/\pi[(1 + S) + (1 - S)\cos\alpha].$$

Последнее равенство описывает семейство регулировочных характеристик управляемого выпрямителя с вольт-добавкой (рис. 3.7, б).

Действующие значения токов обмоток трансформатора для индуктивного характера нагрузки определяются соотношениями:

$$I_2 = I_0 / \sqrt{2}; \quad I'_2 = I_0 \sqrt{1 - \alpha/\pi} / \sqrt{2};$$

$$I_1 = \frac{nI_0}{S} \sqrt{1 - (1 - S^2)\alpha/\pi} = nI_0 k_{\phi 1}.$$

Принимая во внимание коэффициенты формы тока $k_{\phi 2}$ и $k_{\phi 1}$, можно определить расчетные мощности обмоток трансформатора и габаритную мощность:

$$P_{II} = 1,1 k_{\phi 2} P_0 / S; \quad P_I = 1,1 k_{\phi 1} P_0; \quad P_{\text{габ}} = (P_I + P_{II})/2 = 0,55(k_{\phi 2}/S + k_{\phi 1})P_0.$$

Временные диаграммы для рассматриваемой схемы при резистивно-индуктивном характере нагрузки приведены на рис. 3.8.

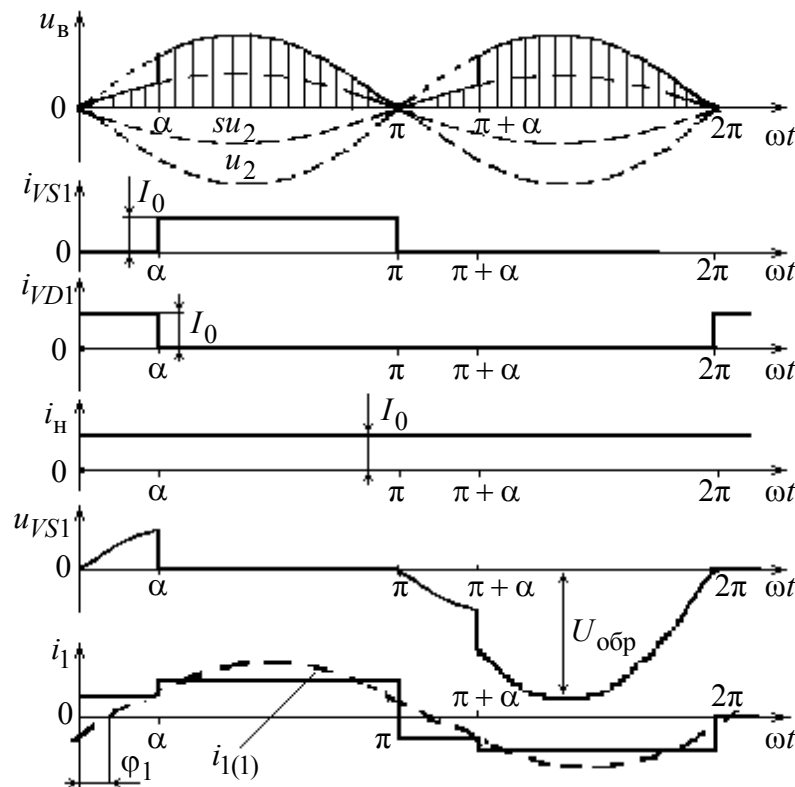


Рис. 3.8

Фаза первой гармоники тока первичной обмотки трансформатора совпадает с фазой напряжения сети u_1 ($\cos \phi_1 = 1$) только при $\alpha = 0$ и $\alpha = \pi$. Во всех других случаях первая гармоника тока отстает от напряжения на угол ϕ_1 .

Коэффициент искажения тока v_1 при резистивной нагрузке имеет максимум при $\alpha = 0$ и $\alpha = \pi$ ($v_1 = 1$), а при индуктивной нагрузке $v_1 = 0,9$. При других значениях α коэффициент искажения тока, а следовательно, и коэффициент мощности χ ниже, но все же они остаются более высокими, чем при отсутствии вольт-добавки, особенно при больших углах регулирования. К тому

же резко снижается коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения, уменьшаются «броски» тока в питающей сети и вследствие этого снижается уровень радиопомех, создаваемых выпрямителем.

Разнообразие выпрямителей с вольт-добавкой велико, они выполняются не только по обычной двухфазной схеме, но и по другим схемам.

Описание лабораторного макета

Упрощенная принципиальная схема лабораторной установки приведена на рис. 3.9. Лабораторный макет помимо исследуемого выпрямителя содержит встроенный мультиметр для измерения тока первичной обмотки трансформатора I_1 , тока вторичной обмотки трансформатора I_2 , напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_2 , выпрямленного напряжения до сглаживающего фильтра U_B , напряжения на нагрузке U_H и тока в цепи нагрузки I_H . Выбор измеряемой величины и измеряемого параметра (амплитуда, действующее значение, постоянная составляющая) осуществляется соответствующими кнопками, расположенными снизу от дисплея.

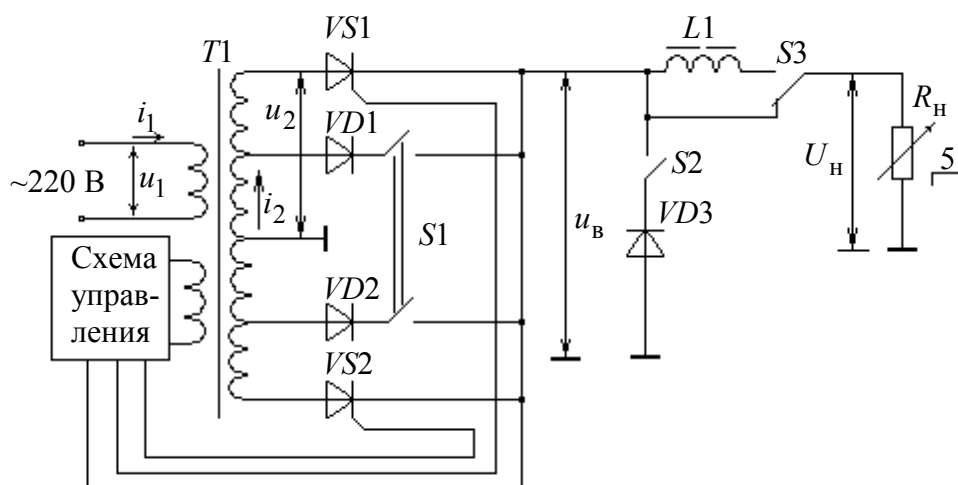


Рис. 3.9

В макете предусмотрена возможность изменения угла регулирования α (сектор «Угол регулирования»), сопротивления нагрузки выпрямителя (сектор «Нагрузка»), схемы выпрямителя и вида сглаживающего фильтра (сектор «Управление схемой»).

Наличие двух выходов на внешний осциллограф позволяет одновременно наблюдать формы токов и напряжений в различных точках схемы: u_2 , i_{VS1} , i_{VD1} , i_{VD3} , u_B , u_H , i_1 , u_{VS1} . Для исследования взаимосвязи сигналов во времени рекомендуется на один из каналов двухлучевого осциллографа постоянно подавать опорный сигнал (например, напряжение на вторичной об-

мотке трансформатора) и этим сигналом синхронизировать развертку осциллографа.

Порядок выполнения работы

Ознакомиться со схемой лабораторного макета и с размещением органов управления макетом. Включить лабораторный макет и осциллограф.

1. Исследование двухфазного управляемого выпрямителя с резистивной нагрузкой.

1.1. При максимальном токе нагрузки (положение «5») зарисовать осциллограммы u_2 , i_{VS1} , u_B , u_H , i_1 , u_{VS1} при углах регулирования $\alpha = 0$ и $\alpha = 90^\circ$.

1.2. При максимальном токе нагрузки снять регулировочные характеристики выпрямителя – зависимости постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 и амплитуды напряжения пульсаций U_{Π} , действующих значений токов первичной I_1 и вторичной I_2 обмоток трансформатора от значения угла регулирования в пределах от $\alpha = 0$ до $\alpha = 175^\circ$ с шагом 30° . Вычислить коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения $k_{\Pi} = U_{\Pi}/U_0$. Построить графики U_0 , U_{0H} , I_2 , $k_{\Pi} = f(\alpha)$, где $U_{0H} = U_0(\alpha)/U_0(\alpha = 0)$.

2. Исследование двухфазного управляемого выпрямителя с резистивно-индуктивной нагрузкой.

2.1. При максимальном токе нагрузки зарисовать осциллограммы u_2 , i_{VS1} , u_B , u_H , i_1 , u_{VS1} при углах регулирования $\alpha = 0$ и $\alpha \approx 60^\circ$.

2.2. Снять регулировочные характеристики выпрямителя по программе, описанной в п. 1.1, для двух значений нагрузки (положения «5» и «3»). При выполнении эксперимента контролировать по осциллографу ток i_{VS1} и определить угол регулирования, при котором ток в нагрузке перестает быть непрерывным.

3. Исследование двухфазного управляемого выпрямителя при резистивно-индуктивной нагрузке с обратным диодом.

3.1. При максимальном токе нагрузки зарисовать осциллограммы u_2 , i_{VS1} , i_{VD3} , u_B , u_H , i_1 , u_{VS1} при углах регулирования $\alpha = 90^\circ$.

3.2. Снять регулировочные характеристики выпрямителя по программе, описанной в п. 1.1.

4. Исследование двухфазного управляемого выпрямителя с вольт-добавкой при резистивно-индуктивной нагрузке. Включить диоды $VD1$ и $VD2$.

4.1. При максимальном токе нагрузки зарисовать осциллограммы u_2 , i_{VS1} , i_{VD1} , u_B , u_H , i_1 , u_{VS1} при угле регулирования $\alpha = 90^\circ$.

4.2. Снять регулировочные характеристики выпрямителя по программе, описанной в п. 1.1.

5. Изменяя сопротивление нагрузки, снять внешние характеристики управляемого выпрямителя с резистивной нагрузкой $U_H = f(I_H)$ при углах регулирования $\alpha = 0$, $\alpha = 90^\circ$.

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Таблицы экспериментальных данных и временные диаграммы. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Объяснить принцип работы и ход характеристик тиристорov.
2. Объяснить ход внешних характеристик выпрямителя для различного характера нагрузки с учетом сопротивлений обмоток трансформатора.
3. Объяснить регулировочные характеристики управляемого выпрямителя для различного вида нагрузок.
4. С какой целью вводится в схему выпрямителя обратный (нулевой) диод, почему такого диода нет в схемах с «вольт-добавкой»?
5. Каким образом полный коэффициент мощности выпрямителя зависит от угла регулирования при различном характере нагрузки?
6. Как изменяется коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения с изменением угла регулирования?
7. Объяснить принцип работы и регулировочную характеристику управляемого выпрямителя с вольт-добавкой.
8. Каковы формы токов и напряжений на элементах исследованных схем управляемых выпрямителей (i_1 , i_2 , i_{VS} , i_{VD0} , u_{VS} , u_B , u_H) для углов регулирования $\alpha = 60$ и 90° при различном характере нагрузки?

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Цели работы:

1. Исследование схем и основных характеристик стабилизаторов постоянного напряжения с непрерывным регулированием (коэффициента стабилизации и выходного сопротивления – в зависимости от коэффициента усиления в цепи обратной связи).
2. Исследование температурной неустойчивости выходного напряжения стабилизатора.
3. Изучение схем защиты стабилизатора от перегрузки по току.
4. Приобретение навыков экспериментального определения параметров стабилизатора.

Краткие теоретические сведения

Стабилизатором называется устройство, включаемое между питающей сетью и нагрузкой и обеспечивающее автоматическое поддержание с определенной точностью напряжения на нагрузке U_H (стабилизатор напряжения) или тока в нагрузке I_H (стабилизатор тока) при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Основными параметрами стабилизатора напряжения являются:

– частный коэффициент стабилизации по входному напряжению (часто называемый коэффициентом стабилизации), определяемый как отношение относительной неустойчивости входного напряжения ($U_{ВХ}$) к относительной неустойчивости напряжения на нагрузке (U_H) при постоянном сопротивлении нагрузки (R_H) и отсутствии других дестабилизирующих факторов:

$$K_U = \frac{\Delta U_{ВХ}/U_{ВХ}}{\Delta U_H/U_H}; \quad (4.1)$$

– выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$, определяющее наклон внешней характеристики стабилизатора:

$$R_{ВЫХ} = -\Delta U_H/\Delta I_H \text{ при } R_H = \text{var}; \quad (4.2)$$

– коэффициент полезного действия

$$\eta = P_H/P_{ВХ}, \quad (4.3)$$

где $P_H = U_H I_H$ – активная мощность, поступающая из стабилизатора в нагрузку; $P_{ВХ} = U_{ВХ} I_{ВХ}$ – активная мощность на входе стабилизатора.

По принципу построения схем стабилизаторы делятся на 2 больших класса – параметрические и компенсационные. Отличие компенсационных стабилизаторов в том, что в них есть цепь внешней обратной связи.

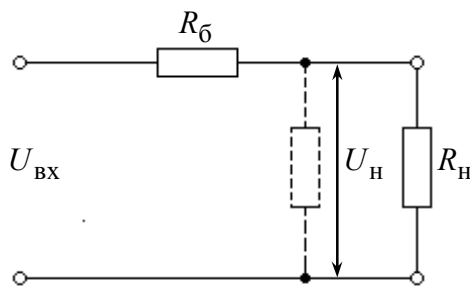


Рис. 4.1

В самом общем виде стабилизатор постоянного напряжения (как параметрический, так и компенсационный) может рассматриваться как делитель напряжения, составленный из сопротивления нагрузки и сопротивления, входящего в состав стабилизатора и включенного последовательно с ней (рис. 4.1). Стабилизатор в этом смысле представляет собой некое балластное сопротивление $R_б$, включенное между входными и выходными зажимами. В качестве такого сопротивления может выступать резистор, транзистор (или другой электронный прибор), катушка индуктивности (в стабилизаторах, работающих в цепи переменного тока). В некоторых схемах стабилизаторов параллельно выходным зажимам могут включаться другие устройства (транзисторы, стабилизаторы), но элемент $R_б$ присутствует всегда.

При подобном рассмотрении напряжение на нагрузке определяется как разность входного напряжения и падения напряжения на $R_б$:

$$U_H = U_{ВХ} - I_{ВХ} R_б. \quad (4.4)$$

Чтобы выходное напряжение оставалось примерно постоянным (в пределах, определяемых стабилизирующими свойствами), необходимо, чтобы при изменении $U_{ВХ}$ соответствующим образом изменялось падение напряжения на сопротивлении $R_б$. И наоборот, при изменении сопротивления нагрузки (тока в цепи нагрузки) падение напряжения на $R_б$ должно оставаться примерно постоянным. Очевидно, что такое положение можно обеспечить всего лишь двумя способами (см. выражение (4.4)): изменяя либо само сопротивление $R_б$, либо ток, проходящий через него.

Первым способом строятся компенсационные стабилизаторы с последовательным (относительно нагрузки) включением регулирующего элемента, сопротивление которого изменяется соответствующим образом при изменении выходного напряжения. Вторым способом – компенсационные стабилизаторы с параллельным (по отношению к нагрузке) включением регулирующего

щего элемента и стабилизаторы параметрические, в которых параллельно нагрузке включается нелинейный двухполюсник (например, стабилитрон). В этом случае ток регулирующего элемента или нелинейного двухполюсника (в параметрическом стабилизаторе) должен сильно изменяться с изменением выходного напряжения. Замыкаясь через сопротивление R_6 , этот ток и создает дополнительное падение напряжения в случае изменения входного напряжения. При изменении сопротивления нагрузки ток этого элемента компенсирует изменение тока в цепи нагрузки, обеспечивая тем самым малое изменение тока, текущего через сопротивление R_6 .

Подобное представление работы стабилизатора наглядно демонстрирует и недостаток стабилизаторов с непрерывным регулированием. Выходное напряжение здесь не может быть больше входного. Эффект стабилизации достигается за счет того, что весь излишек входного напряжения падает на балластном элементе R_6 . Учитывая, что по R_6 протекает весь входной ток стабилизатора, мощность, которая в нем рассеивается, может быть достаточно большой. Поэтому коэффициент полезного действия стабилизаторов с непрерывным регулированием невысок, и тем ниже, чем шире допустимый интервал изменения входного напряжения. Изменение сопротивления нагрузки в схеме с последовательным включением регулирующего элемента (при $I_H > 0$) на коэффициент полезного действия практически не влияет. Напротив, в стабилизаторах с параллельным включением регулирующего элемента и в параметрических стабилизаторах коэффициент полезного действия уменьшается при снижении тока нагрузки.

Параметрические стабилизаторы. Принцип действия всех стабилизаторов основан на использовании элементов, обладающих неуправляемой или управляемой нелинейной вольт-амперной характеристикой. Стабилизаторы, построенные на основе элементов с неуправляемыми нелинейными характеристиками (нелинейных двухполюсников), носят название параметрических, так как их действие основано на изменении электрических параметров нелинейного элемента вследствие непосредственного воздействия на него дестабилизирующего фактора.

Простейшие типы параметрических стабилизаторов состоят, как правило, из двух элементов: линейного и нелинейного (кремниевые стабилитроны – КС, нелинейные полупроводниковые сопротивления – НПС, на переменном токе используют реактивные катушки с замкнутым магнитопроводом).

В качестве нелинейных сопротивлений в параметрических стабилизаторах постоянного напряжения часто используются КС, которые представ-

ляют собой специальную группу плоскостных полупроводниковых диодов, характеризующихся тем, что при включении их в обратном направлении при некотором напряжении, называемом напряжением пробоя или стабилизации, обратный ток резко возрастает без заметного изменения напряжения на стабилитроне.

КС характеризуется следующими основными параметрами:

1. Напряжением стабилизации U_c .
2. Минимальным $I_{c\min}$ и максимальным $I_{c\max}$ значениями тока стабилитрона.
3. Дифференциальным (динамическим) сопротивлением $r_{d\sim} = \Delta U_c / \Delta I_c$ при определенном значении тока $I_{cн}$ (рис. 4.2, в).

4. Абсолютным или относительным температурным коэффициентом напряжения при постоянном токе стабилизатора I_c $\gamma_{ст} = \partial U_c / \partial T$ (в вольтах на градус Цельсия); $\alpha_{ст} = \gamma_{ст} \cdot 100 / U_{ст}$ (в процентах на градус Цельсия).

При $U_c > 5\text{ В}$ температурный коэффициент $\gamma_{ст} > 0$, а при $U_c < 5\text{ В}$ – $\gamma_{ст} < 0$.

В инженерных расчетах параметрических стабилизаторов используют чаще всего кусочно-линейную аппроксимацию характеристик, при которой напряжение U_c при условиях, отличных от номинальных, определяется следующим выражением:

$$U_c = U_{cн} + \Delta I_c r_d + \gamma_{ст} \Delta T,$$

где $r_d = r_{d\sim} + r_{д.т}$ – полное динамическое сопротивление КС; $r_{d\sim}$ – дифференциальное сопротивление на переменном токе, когда тепловой режим КС практически не меняется; $r_{д.т} = \gamma_{ст} U_c R_{т.п-с}$ – тепловая составляющая динамического сопротивления, связанная с изменением температуры p – n -перехода при изменении тока КС; $R_{т.п-с}$ – тепловое сопротивление КС p – n -переход–окружающая среда.

В прямом направлении характеристики КС аналогичны характеристикам обычных кремниевых диодов, отличаясь меньшим прямым сопротивлением $r_{д.пр}$. Температурный коэффициент напряжения стабилизации КС в прямом включении отрицателен: $\gamma_{ст} = (-2 \dots -1.4)$ мВ/°С и зависит от тока, что используется для температурной компенсации КС, включенного в обратном направлении (при $U_c > 7\text{ В}$), последовательным соединением с ним нескольких КС, включенных в прямом направлении. Такой метод температур-

ной компенсации используется в стабилитронах, где в одном корпусе изготовлены одновременно обратные и прямые $p-n$ -переходы. Прямое включение КС используется и непосредственно для стабилизации напряжения $U_c = 1...2\text{В}$ в стабисторах.

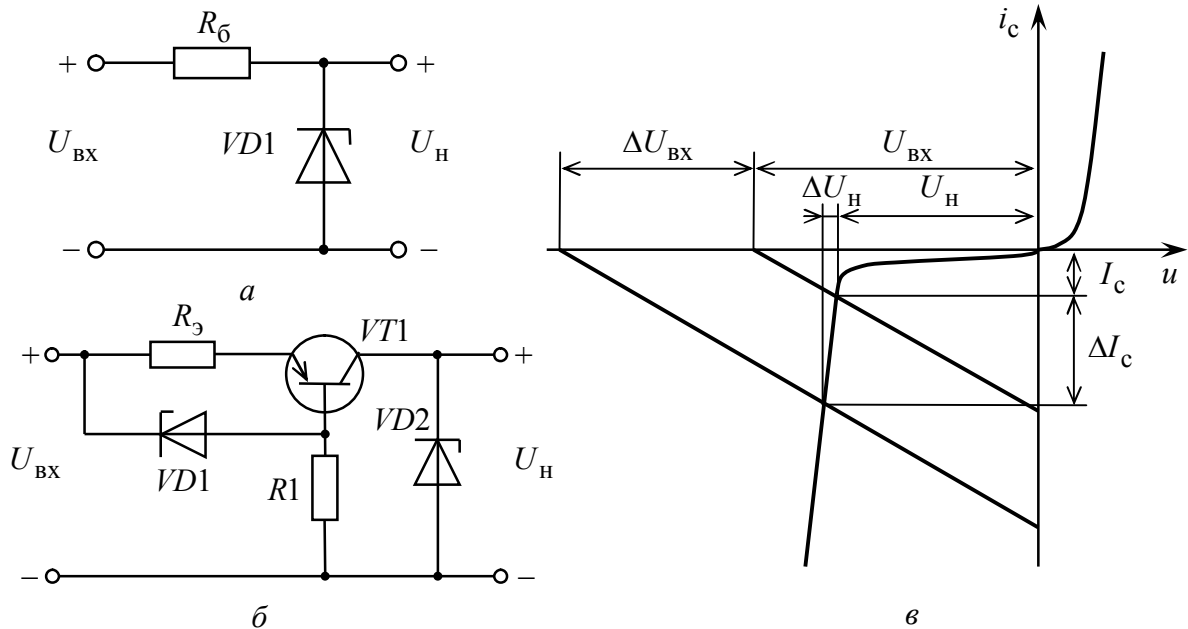


Рис. 4.2

Параметрические стабилизаторы характеризуются следующими параметрами:

– коэффициентом стабилизации по входному напряжению U_1

$$K_U^{U_1} = \frac{\Delta U_1 / U_1}{\Delta U_2 / U_2} \approx \frac{R_6}{r_d} \frac{U_2}{U_1} \text{ при } I_2 = \text{const}; \quad (4.5)$$

– выходным сопротивлением

$$R_{\text{вых}} = -\frac{\partial U_2}{\partial I_2} \approx -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \approx r_d \text{ при } U_1 = \text{const}; \quad (4.6)$$

– температурными коэффициентами напряжения стабилизации:

$$\gamma = \partial U_2 / \partial T \approx \Delta U_2 / \Delta T; \quad \alpha = \gamma / U_2 \text{ при } I_2 = \text{const}, U_1 = \text{const}.$$

Схема на рис. 4.2, а представляет собой простой однокаскадный стабилизатор, где КС может быть включен как в обратном, так и в прямом направлении. Из выражения (4.5) следует, что для получения высокого коэффициента стабилизации необходимо, чтобы стабилитрон обладал малым дифференциальным сопротивлением r_d , а сопротивления резисторов R_6 и R_H были по возможности больше. Однако максимальное значение коэффициента стабилизации ограничено:

$$K_U < K_{U \max} \approx r_{\text{ст max}}/r_{\text{д}} \approx U_{\text{с}}/(I_{\text{с min}} r_{\text{д}}).$$

В случае использования больших сопротивлений балластного резистора $R_{\text{б}}$ (для увеличения K_U) возрастает падение напряжения на данном резисторе, что приводит к росту необходимого значения входного напряжения U_1 и падению КПД стабилизатора.

Однокаскадная схема обеспечивает максимальный коэффициент стабилизации не выше 20. Для получения более высоких значений используют двухкаскадные схемы. Общий коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных каскадов $K_U = K_{U1}K_{U2}$.

Повысить коэффициент стабилизации без снижения КПД можно, используя вместо линейного балластного резистора нелинейный транзисторный двухполюсник – стабилизатор тока (рис. 4.2, б). Напряжение на базе транзистора двухполюсника стабилизировано параметрическим стабилизатором ($R1, VD1$). Значения номинального тока эмиттера и коллектора $VT1$, а также стабилитрона $VD2$ задаются сопротивлением отрицательной обратной связи (резистор R_3) и практически не изменяются при изменении входного напряжения U_1 . Следовательно, нелинейный транзисторный двухполюсник, являясь стабилизатором тока, имеет большое внутреннее (дифференциальное) сопротивление $R_{\text{к} \sim} \leq h_{21э} r_{\text{к}} \gg R_{\text{к0}} = E_{\text{кэ}}/I_{\text{к0}}$, где $h_{21э}$, $r_{\text{к}}$ – статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора транзистора. Именно высокое значение дифференциального сопротивления транзисторного двухполюсника $R_{\text{к} \sim} = 100 \dots 300 \text{ кОм}$ при сравнительно низком статическом сопротивлении $R_{\text{к0}} = 3 \dots 10 \text{ кОм}$ позволяет получить одновременно и высокий коэффициент стабилизации, и достаточно высокий КПД.

Функциональная схема компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента приведена на рис. 4.3. В состав стабилизатора входят: РЭ – регулирующий элемент, реализующий функции сопротивления $R_{\text{б}}$; УПТ – усилитель постоянного тока; СС – схема сравнения; ИЭН – источник эталонного напряжения ($E_{\text{эт}}$). Выходное напряжение стабилизатора поступает на схему сравнения (как правило, через делитель напряжения с коэффициентом передачи β), где в результате сравнения с эталонным напряжением вырабатывается сигнал ошибки $\varepsilon = E_{\text{эт}} - \beta U_{\text{н}}$, который усиливается в УПТ и воздействует на регулирующий

элемент таким образом, чтобы свести к минимуму отклонение выходного напряжения (вне зависимости от причины, вызвавшей это изменение).

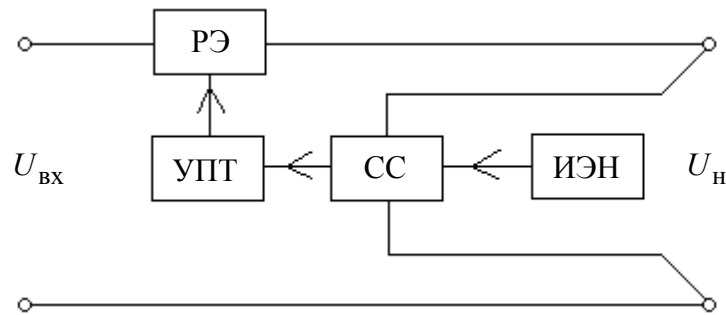


Рис. 4.3

Изменение входного напряжения на $\Delta U_{\text{ВХ}}$ при таком представлении схемы стабилизатора распределится между регулирующим элементом $\Delta U_{\text{РЭ}}$ и нагрузкой $\Delta U_{\text{Н}}$:

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{Н}} + \Delta U_{\text{РЭ}} = (1 + \beta K_1 K_2) \Delta U_{\text{Н}}. \quad (4.7)$$

В этом выражении учтено, что $\Delta U_{\text{РЭ}} = \beta K_1 K_2 \Delta U_{\text{Н}}$ – изменение падения напряжения на регулирующем элементе – фактически является выходным напряжением цепи обратной связи и поэтому определяется изменением напряжения на нагрузке и коэффициентами передачи по напряжению делителя в цепи схемы сравнения (β), усилителя постоянного тока (K_1) и самого регулирующего элемента (K_2).

Подставив соотношение (4.7) в (4.1), получим выражение для коэффициента стабилизации по входному напряжению:

$$K_U = (1 + \beta K_1 K_2) (U_{\text{Н}} / U_{\text{ВХ}}). \quad (4.8)$$

В качестве дестабилизирующего фактора может выступать изменение сопротивления нагрузки. В этом случае усилительные свойства регулирующего элемента удобнее характеризовать не коэффициентом усиления K_2 , а проводимостью передачи, т. е. крутизной передаточной характеристики S_2 . При таком представлении изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{Н}}$ приведет к изменению тока регулирующего элемента: $\Delta I_{\text{РЭ}} = -\Delta U_{\text{Н}} \beta K_1 S_2$ (знак «минус» указывает на то, что обратная связь отрицательная, т. е. при увеличении выходного напряжения ток регулирующего элемента уменьшается). Учитывая, что токи регулирующего элемента и нагрузки при последовательном их включении равны, т. е. $\Delta I_{\text{РЭ}} = \Delta I_{\text{Н}}$, получим, исходя из соотношения (4.2), выражение для выходного сопротивления стабилизатора:

$$R_{\text{ВЫХ}} = -\Delta U_{\text{Н}} / \Delta I_{\text{Н}} \approx 1 / (\beta K_1 S_2). \quad (4.9)$$

Из выражений (4.8) и (4.9) вытекает, что для повышения коэффициента стабилизации и снижения выходного сопротивления необходимо увеличивать коэффициенты усиления УПТ и регулирующего элемента. Вот почему в современных транзисторных стабилизаторах, особенно в интегральном исполнении, в качестве коллекторной нагрузки УПТ часто используется нелинейный транзисторный двухполюсник – стабилизатор тока ($VT1$ на рис. 4.8), позволяющий получить большое динамическое сопротивление нагрузки $R_{\text{ЭКВ}}$ для приращения коллекторного тока, обеспечивая тем самым высокий коэффициент усиления $K_1 \approx SR_{\text{ЭКВ}}$ и ослабление дестабилизирующего влияния напряжения $\Delta U_{\text{ВХ}}$.

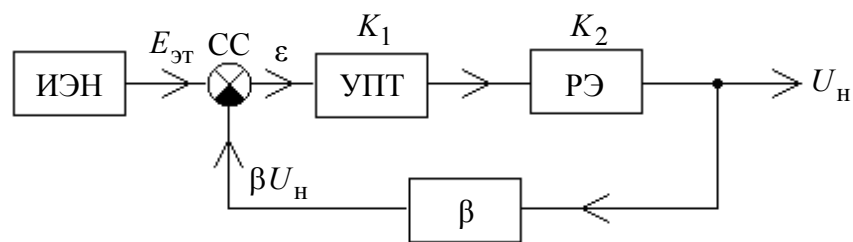


Рис. 4.4

Для учета других дестабилизирующих факторов необходимо рассмотреть стабилизатор как систему автоматического регулирования (рис. 4.4). При таком представлении входное напряжение стабилизатора $U_{\text{ВХ}}$ присутствует в неявном виде как источник электропитания регулирующего элемента, а напряжение на выходе $U_{\text{Н}}$ формируется как разность напряжений эталонного источника $E_{\text{ЭТ}}$ и обратной связи $\beta U_{\text{Н}}$, усиленная в K_1 и K_2 раз усилителем постоянного тока и регулирующим элементом, рассматриваемым здесь как усилительный каскад:

$$U_{\text{Н}} = (E_{\text{ЭТ}} - \beta U_{\text{Н}}) K_1 K_2.$$

Отсюда получаем выражение для выходного напряжения:

$$U_{\text{Н}} = E_{\text{ЭТ}} K_1 K_2 / (1 + \beta K_1 K_2).$$

Для стабилизаторов с достаточно высоким коэффициентом стабилизации справедливо соотношение $\beta K_1 K_2 \gg 1$, с учетом которого последнее выражение приобретает наглядный вид

$$U_{\text{Н}} \cong E_{\text{ЭТ}} / \beta. \quad (4.10)$$

Отсюда вытекает, что компенсационный стабилизатор (как система авторегулирования) отслеживает возможное изменение эталонного напряжения. Причем, чем больше произведение $\beta K_1 K_2$, тем это отслеживание точнее. Именно поэтому при проектировании стабилизаторов с высокими стабилизи-

рующими свойствами необходимо самое пристальное внимание уделять цепям эталонного источника. Никакие усложнения схемы не смогут обеспечить стабильность напряжения на нагрузке выше, чем стабильность напряжения $E_{эТ}$. Эталонный источник защищают от различных дестабилизирующих факторов, в частности, его не размещают в тепловом поле элементов схемы, на которых выделяется большая мощность, изменяющаяся во времени. К таким элементам в первую очередь относится балластный элемент R_6 (регулирующий элемент). На равных правах с $E_{эТ}$ в соотношение (4.10) входит коэффициент передачи цепи обратной связи β . Поэтому при проектировании этой цепи (как правило, реализуемой в виде резистивного делителя) нужно учитывать все изложенное об источнике эталонного напряжения. Например, резисторы, составляющие делитель напряжения, выбирают одного типа, с одинаковыми температурными коэффициентами сопротивления.

Принципиальная схема одного из простых вариантов компенсационного стабилизатора, реализующего функциональную схему, изображенную на рис. 4.3, приведена на рис. 4.5. В роли регулирующего элемента выступает транзистор $VT1$; источником эталонного напряжения служит параметрический стабилизатор на стабилитроне $VD1$ и резисторе $R2$. Усилитель постоян-

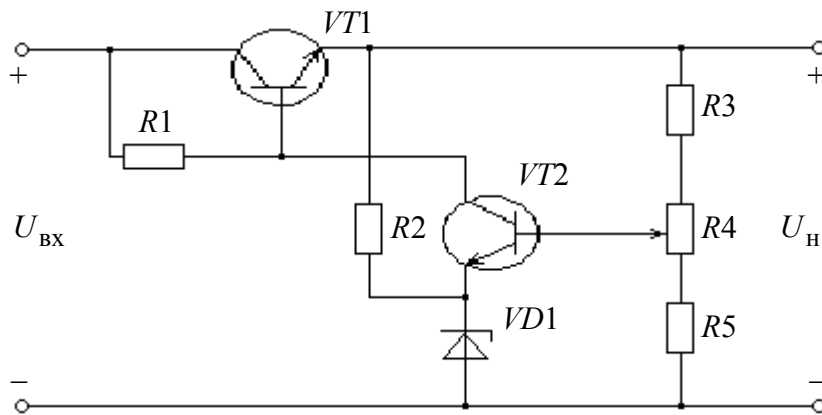


Рис. 4.5

ного тока построен на транзисторе $VT2$, входная цепь которого выполняет функции схемы сравнения. Эмиттер транзистора подключен к источнику эталонного напряжения, а на его базу через резистивный делитель $R3, R4, R5$ (с коэффициентом передачи β) поступает сигнал, пропорциональный напряжению на нагрузке.

Сопоставления элементов принципиальной и функциональной схем, в принципе, достаточно для объяснения работы устройства. Но уяснить детали, зачастую очень важные, можно, только анализируя принципиальную схему.

Примером такого анализа может служить рассмотрение процесса установления выходного параметра при различных дестабилизирующих воздействиях.

Так, например, при увеличении напряжения на входе стабилизатора и конечном значении коэффициента стабилизации K_U начнет увеличиваться (см. рис. 4.5 и выражение (4.4)) напряжение на выходе (на нагрузке), что приведет (делитель $R3, R4, R5$) к увеличению напряжения на базе транзистора $VT2$. Учитывая, что потенциал эмиттера транзистора $VT2$, к которому подключен источник эталонного напряжения $E_{эТ}$, не изменяется, падение напряжения на переходе база – эмиттер транзистора $VT2$ возрастет, что приведет к увеличению коллекторного тока этого транзистора.

Ток базы регулирующего биполярного транзистора ($VT1$) $I_{б1}$ (причем $I_{б1} \ll I_{к2}$) определяется как разность тока, протекающего через резистор $R1$, и коллекторного тока $VT2$ (при использовании в качестве регулирующего элемента полевого транзистора $I_{б1} \approx 0$). Ток $I_{б1}$ и напряжение $U_{б1}$ базы $VT1$ будут уменьшаться при увеличении коллекторного тока $VT2$. Это эквивалентно тому, что транзистор $VT1$ начнет запирается, т. е. будет увеличиваться R_{VT1} – статическое сопротивление транзистора $VT1$ на участке коллектор – эмиттер. Увеличение этого сопротивления, т. е. сопротивления $R_б$ на схеме, изображенной на рис. 4.1, приводит, как это следует из выражения (4.4), к уменьшению напряжения на нагрузке, которое практически компенсирует его первоначальное увеличение.

Рассмотренный процесс удобно иллюстрировать приведенной ниже условной записью:

$$\left. \begin{array}{l} U_{ВХ} \uparrow \\ (\Delta U_{ВХ} > 0) \end{array} \right\} \Rightarrow U_{Н} \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{б2} \uparrow \\ U_{э2} = \text{const} \end{array} \right\} \Rightarrow U_{бэ2} \uparrow \Rightarrow I_{к2} \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{б1} \downarrow \\ (I_{б1} \downarrow) \end{array} \right\} \Rightarrow \\ \Rightarrow R_{VT1} \uparrow \Rightarrow I_{Н} \downarrow, U_{Н} \downarrow, \text{ при этом } |\Delta U_{Н}| \ll |\Delta U_{ВХ}|.$$

Аналогично можно рассуждать при воздействии других дестабилизирующих факторов. Например, при уменьшении сопротивления нагрузки ($R_{Н}$) процесс будет развиваться следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} R_{Н} \downarrow \\ (I_{Н} \uparrow) \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{Н} \downarrow \\ (R_{ВЫХ} > 0) \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{б2} \downarrow \\ U_{э2} = \text{const} \end{array} \right\} \Rightarrow U_{бэ2} \downarrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{к2} \downarrow \\ U_{к2} = U_{б1} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow \\ \Rightarrow \Delta I_{б1} \uparrow \Rightarrow R_{VT1} \downarrow \Rightarrow U_{Н} \uparrow.$$

Изменение температуры также может служить причиной изменения выходного напряжения стабилизатора. О влиянии температуры через воздействие на источник эталонного напряжения и делитель в цепи обратной связи (R_3 , R_4 , R_5) упоминалось ранее. Температурная чувствительность других элементов схемы также является причиной нестабильности выходного напряжения. Например, увеличение температуры корпуса транзистора VT_2 (T_{VT_2}) приводит к возрастанию его коллекторного тока и в итоге – к снижению выходного напряжения:

$$T_{VT_2} \uparrow \Rightarrow I_{K2} \uparrow \Rightarrow U_{\text{б1}} \downarrow \Rightarrow R_{VT_1} \uparrow \Rightarrow U_{\text{н}} \downarrow.$$

В связи с этим в стабилизаторах в качестве схемы сравнения и усилителя стремятся использовать дифференциальные УПТ (см. далее схему на рис. 4.8). На один вход дифференциального УПТ поступает напряжение $E_{\text{эт}}$, а на другой – напряжение обратной связи $\beta U_{\text{н}}$ с выхода резистивного делителя. Если нагрев транзисторов обоих каналов дифференциального УПТ будет одинаков, то изменение температуры будет восприниматься усилителем как синфазное воздействие напряжения на его входы, в результате чего изменение выходного напряжения будет существенно меньше.

В состав компенсационных стабилизаторов обычно включаются схемы защиты, срабатывающие при выходе условий эксплуатации за допустимые границы. Наиболее распространены схемы защиты от перегрузки по выходному току. По характеру защитного действия такие схемы подразделяются на 2 типа. В одних схемах при достижении определенного порога происходит резкое отключение нагрузки или всего стабилизатора, в других – стабилизатор напряжения переводится в режим стабилизации тока, когда нагрузка не отключается, но напряжение на ней снижается по мере уменьшения ее сопротивления. Здесь используется тот факт, что функциональная схема компенсационного стабилизатора тока (рис. 4.6) подобна схеме стабилизатора напряжения. Единственное, но принципиальное отличие заключается в том, что сигнал, поступающий на схему сравнения, пропорционален не напряжению на выходе, а выходному току. В качестве датчика тока используется резистор $R_{\text{д.т}}$, включенный последовательно с нагрузкой (в верхнем или нижнем проводнике).

При изменении выходного тока на $\Delta I_{\text{н}}$ на схему сравнения поступит сигнал $\Delta I_{\text{н}} R_{\text{д.т}}$, который, будучи усиленным в УПТ и регулирующем эле-

менте в K_1 и K_2 раз, изменит падение напряжения на регулирующем элементе

$$\Delta U_{РЭ} = \Delta I_{Н} R_{д.т} K_1 K_2. \quad (4.11)$$

При постоянстве входного напряжения очевидно соотношение

$$\Delta U_{Н} = -\Delta U_{РЭ}.$$

Выходное сопротивление стабилизатора при этом

$$R_{ВЫХ} = -\Delta U_{Н} / \Delta I_{Н} = R_{д.т} K_1 K_2.$$

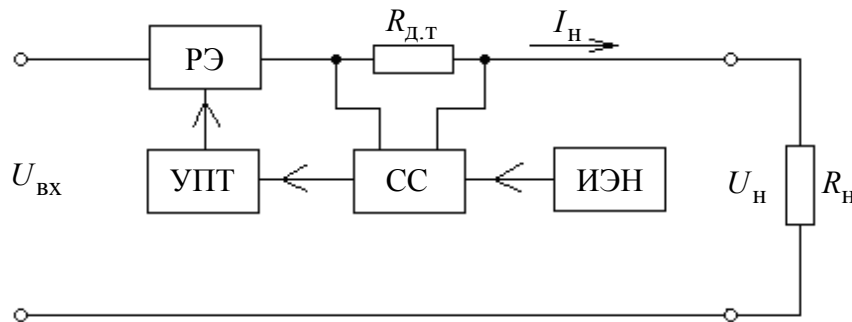


Рис. 4.6

Увеличение коэффициентов усиления элементов стабилизатора тока (K_1 , K_2) приводит к росту выходного сопротивления. Дальнейшее увеличение $R_{ВЫХ}$ может быть достигнуто при комбинированной обратной связи, когда на схему сравнения подают 2 сигнала: один пропорционален току в нагрузке $\Delta I_{Н} R_{д.т}$, другой – напряжению на нагрузке $\Delta U_{Н} \beta_T$. Приращение напряжения на регулирующем элементе при этом определится соотношением $\Delta U_{РЭ} = (\Delta I_{Н} R_{д.т} + \Delta U_{Н} \beta_T) K_1 K_2$. Полагая, как прежде, $\Delta U_{Н} = -\Delta U_{РЭ}$, получим выражение для выходного сопротивления стабилизатора:

$$R_{ВЫХ} = R_{д.т} K_1 K_2 / (1 + \beta_T K_1 K_2).$$

Если коэффициенту β_T присвоить отрицательный знак (т. е. обратную связь по напряжению сделать не отрицательной, а положительной), $R_{ВЫХ}$ будет возрастать, стремясь к бесконечности при $\beta_T K_1 K_2 = -1$. Как отмечалось ранее, переход в режим стабилизации тока используется как способ защиты стабилизатора напряжения от перегрузки при уменьшении нагрузочного сопротивления ниже допустимого значения. В этом случае введение дополнительной связи по напряжению при $\beta_T K_1 K_2 < -1$ приводит даже к снижению тока через нагрузку при уменьшении ее сопротивления, так что ток короткого замыкания может быть сделан существенно меньше рабочего тока. Изменение вида нагрузочной характеристики такого стабилизатора при увеличе-

нии глубины обратной связи по напряжению в цепи стабилизации тока иллюстрируется графиками на рис. 4.7.

Значение тока короткого замыкания (которое не зависит от β_T) может быть найдено из соотношения (4.11), где $\Delta U_{pэ}$ нужно при коротком замыкании приравнять к $U_{вх}$:

$$I_{к.з} = U_{вх} / (R_{д.т} K_1 K_2).$$

Если обратная связь по току используется в стабилизаторе напряжения как элемент защиты, то она носит пороговый характер, т. е. при значении тока нагрузки I_H , меньшем допустимого, обратная связь по току не действует и стабилизатор сохраняет низкое выходное сопротивление.

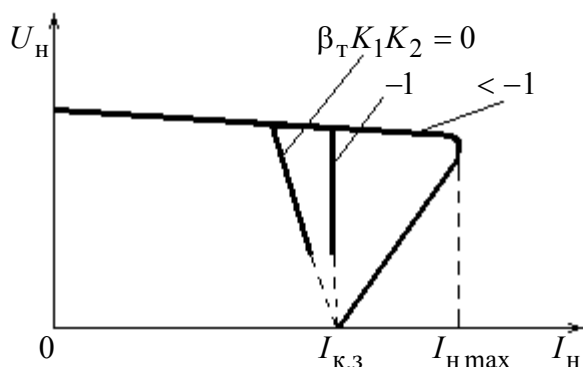


Рис. 4.7

Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд состоит из исследуемого устройства, универсального мультиметра и встроенного блока питания.

Схема исследуемого стабилизатора напряжения приведена на рис. 4.8. В качестве регулирующего элемента используется транзистор $VT5$. Вместе с транзистором $VT4$ они образуют так называемый составной транзистор, использование которого обеспечивает увеличение коэффициента усиления регулирующего элемента K_2 и уменьшение требуемого значения выходного тока УПТ (т. е. $I_{бVT4} \approx 0$). В роли УПТ и схемы сравнения выступает дифференциальный усилительный каскад на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Нагрузкой усилителя может быть линейный резистор $R3$ или нелинейный двухполюсник с большим динамическим сопротивлением (генератор стабильного тока) на транзисторе $VT1$ (переключатель $S1$ в положении «2»). К одному из входов дифференциального усилителя (база транзистора $VT2$) подключен источник эталонного напряжения (стабилитрон $VD3$ ($S5$ в положении «2») либо $VD4$ ($S5$ в положении «1») и резистор $R4$). На другой вход усилителя через резистивный делитель ($R11$, $R12$, $R13$) поступает напряжение обратной связи, пропорциональное выходному напряжению: $U_{о.с} = \beta U_H$.

В лабораторном макете предусмотрена возможность построения стабилизатора без УПТ. В этом случае переключателем $S2$ база транзистора $VT4$ подключается не к коллекторной цепи транзистора $VT3$, а к стабилитрону $VD5$. При этом резистор или генератор стабильного тока (в зависимости от

положения переключателя $S1$) выполняет функции балластного резистора параметрического стабилизатора на стабилитроне $VD5$, а составной транзистор ($VT4$, $VT5$) с сопротивлением нагрузки представляет собой эмиттерный повторитель. Вместе с тем, такую схему можно трактовать и как простейший вариант компенсационного стабилизатора, когда регулирующий транзистор одновременно выполняет функции и схемы сравнения (к базе $VT4$ подключен источник эталонного напряжения ($VD5$), а напряжение на эмиттере $VT5$ практически совпадает с выходным).

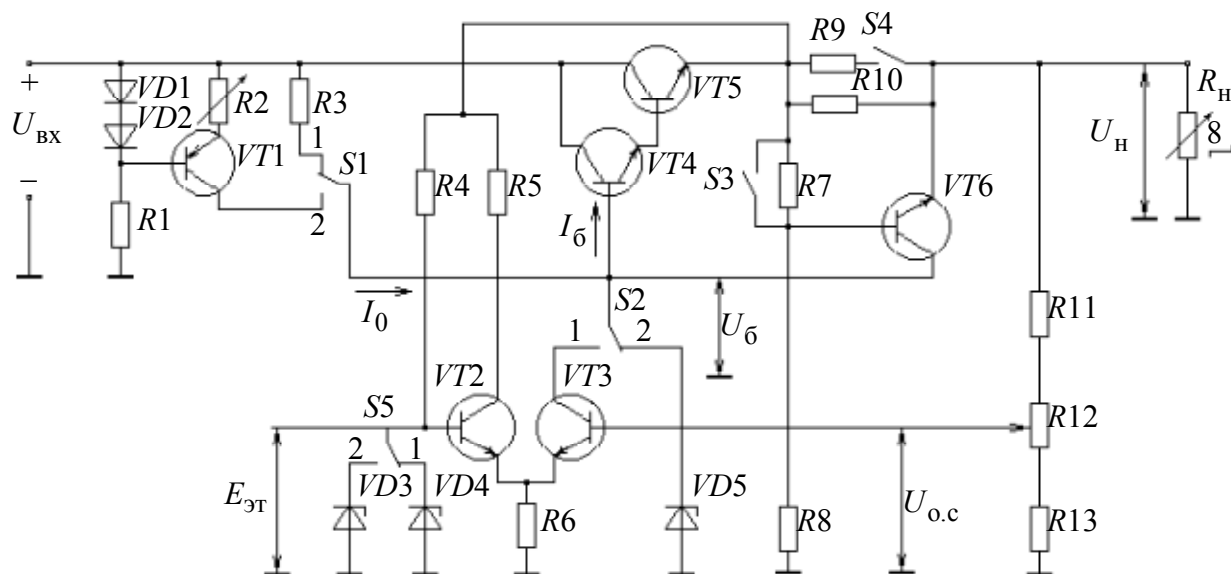


Рис. 4.8

В стабилизаторе установлена защита от перегрузки по току. Последовательно с нагрузкой включен резистор $R10$ или $R9$ параллельно с $R10$ (в зависимости от положения переключателя $S4$), который выполняет функции датчика тока $R_{д.т}$ (см. схему на рис. 4.6). Когда ток нагрузки создает на этом резисторе падение напряжения, превышающее напряжение отпирания транзистора $VT6$ (при замыкающем положении переключателя $S3$ «Вкл» – кнопка $S3$ подсвечивается), этот транзистор отпирается. Увеличение коллекторного тока транзистора $VT6$ приводит к уменьшению тока базы транзистора $VT4$ и, как следствие, к росту сопротивления регулирующего транзистора $VT5$. В результате резко уменьшится выходное напряжение – стабилизатор переходит в режим стабилизации тока. Коммутация резисторов $R9$, $R10$ ($R9 = 3 \text{ Ом}$, $R10 = 3 \text{ Ом}$) изменяет значение тока нагрузки, при котором срабатывает схема защиты. Размыкание ключа $S3$ (кнопка $S3$ не подсвечивается) вводит в цепь «база – эмиттер» транзистора $VT6$ падение напряжения на резисторе $R7$, которое пропорционально выходному напряжению – $\beta_T U_H$. Это дополнительное напряжение увеличивает порог срабатывания защиты и наклон

внешней характеристики в режиме стабилизации тока (см. выражение (4.11) и графики на рис. 4.7).

Для исследования явления температурного дрейфа выходного напряжения при изменении температуры элементов схемы в макете предусмотрена возможность независимого нагрева корпусов транзисторов $VT2$ и $VT3$.

Все переключения в схеме осуществляются встроенными коммутаторами (переключателями), расположенными на лицевой панели стенда. Состояние коммутаторов визуализируется светодиодными индикаторами. Кроме того, на лицевой панели расположены потенциометры, позволяющие регулировать уровень входного напряжения стабилизатора, ток токостабилизирующего двухполюсника и коэффициент передачи в цепи обратной связи компенсационного стабилизатора.

Наименования измеряемых мультиметром величин и их значения выводятся на жидкокристаллический дисплей, расположенный в правом верхнем углу передней панели. Под дисплеем расположены кнопки управления выводимой информацией. Для удобства работы в верхней строке дисплея при установке номера пункта программы работы (по данному руководству) выводится значение параметра, изменяемого в данном пункте работы. Ниже зоны управления дисплеем расположена зона индикации режима работы стабилизатора.

Программа выполнения работы

Ознакомиться с расположением органов управления стендом и включить его. Номинальное значение входного напряжения $U_{\text{вх.ном}} = 15 \text{ В}$.

1. Исследование параметрического стабилизатора (без УПТ) с линейным балластным резистором.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «1», $S2$ – «2», $S3$ разомкнут – «Выкл» (светодиод не светится), $S4$ замкнут – «Вкл» (светодиод светится), R_H в положение «б».

1.1. Снять зависимость напряжений на стабилитроне $U_{\text{б}}$ и на нагрузке U_H , токов базы регулирующего транзистора $I_{\text{б}}$, балластного резистора I_0 и стабилитрона $I_{\text{стаб}} = I_0 - I_{\text{б}}$ от напряжения на входе стабилизатора $U_{\text{вх}}$: $U_{\text{б}}, U_H, I_{\text{б}}, I_0, I_{\text{стаб}} = f(U_{\text{вх}})$. При этом измерения U_H и I_0 (здесь и в дальнейшем) необходимо производить с точностью до 3-го знака после запятой. Сопротивление нагрузки R_H в процессе эксперимента не изменять (положение переключателя нагрузки «5» или «6»). Входное напряжение изменять в

пределах от минимального до 18 В. Построить графики. При $U_{\text{ВХ}} = 15\text{ В}$ вычислить сопротивление балластного резистора $R_3 = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{С}})/I_0$.

По графику определить диапазон изменения входного напряжения стабилизатора, в пределах которого наблюдается эффект стабилизации напряжений $U_{\text{С}}$, $U_{\text{Н}}$. По данным, полученным в ходе эксперимента, на участке стабилизации по соотношению (4.1) определить коэффициент стабилизации выходного напряжения $U_{\text{Н}}$ и коэффициент стабилизации внутреннего параметрического стабилизатора с выходным напряжением $U_{\text{С}}$ в соответствии с равенствами:

$$K_{U1} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{Н}}/U_{\text{Н}}}, \quad K_{U2} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{С}}/U_{\text{С}}} \approx \frac{R_{\text{С}}}{r_{\text{д}}} \frac{U_{\text{С}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

где $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{Н}}$, $U_{\text{С}}$ – средние значения соответствующих напряжений на участке стабилизации при отклонении $\Delta U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВХ}} = 0,1 \dots 0,15$, $R_{\text{С}} = R_3$, $r_{\text{д}} = \Delta U_{\text{С}}/\Delta I_{\text{С}}$ – динамическое сопротивление стабилитрона.

Для выполнения п.1.2 установить входное напряжение $U_{\text{ВХ}} = 15\text{ В}$.

1.2. Снять зависимости напряжений $U_{\text{С}}$, $U_{\text{Н}}$ и токов $I_{\text{С}}$, I_0 , $I_{\text{стаб}}$ от тока нагрузки $I_{\text{Н}}$, изменяемого переключением сопротивления нагрузки $R_{\text{Н}}$. Входное напряжение стабилизатора поддерживать неизменным. Построить графики $U_{\text{С}}$, $U_{\text{Н}}$, $I_{\text{С}}$, I_0 , $I_{\text{стаб}} = f(I_{\text{Н}})$. По данным эксперимента вычислить выходные сопротивления стабилизаторов $R_{\text{ВЫХ}} = -\Delta U_{\text{Н}}/\Delta I_{\text{Н}}$.

2. Исследование параметрического стабилизатора (без УПТ) с нелинейным токостабилизирующим двухполюсником.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «2», $S2$ – «2», $S3$ – разомкнут, $S4$ – замкнут. При входном напряжении $U_{\text{ВХ}} = 15\text{ В}$ потенциометром $R2$ установить ток $I_0 = 0,9 \dots 1,6\text{ мА}$.

Повторить пп.1.1 и 1.2 исследований. По данным экспериментов рассчитать и построить вольт-амперную характеристику нелинейного токостабилизирующего двухполюсника: $I_0 = f(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{С}})$. Вычислить динамическое сопротивление нелинейного двухполюсника $R_{\text{д}}$ в рабочей области. Сопоставить с отношением $R_{\text{д}}/R_3$ степень изменения коэффициента стабилизации и выходного сопротивления стабилизатора при замене линейного балластного резистора нелинейным сопротивлением.

3. Исследование компенсационного стабилизатора с УПТ в цепи обратной связи и линейной нагрузкой УПТ.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «1», $S2$ – «1», $S3$ – разомкнут, $S4$ – замкнут, $S5$ – «2».

При $U_{ВХ} = 15\text{ В}$ потенциометром обратной связи $R12$ ($U_{о.с}$) установить выходное напряжение в пределах $7...8\text{ В}$ (близкое к наблюдаемому в пп.1, 2).

3.1. Снять зависимости напряжения на нагрузке U_H , тока I_0 через балластный резистор, тока базы транзистора $VT4$ $I_б$ от напряжения на входе стабилизатора $U_{ВХ}$ (напряжение изменять в пределах $12...18\text{ В}$). Сопротивление нагрузки R_H в процессе эксперимента не изменять (положение «5» или «6»). Построить графики: U_H , $U_б$, I_0 , $I_б$, $\eta = f(U_{ВХ})$, при вычислении КПД (η) считать входной ток стабилизатора равным выходному. По данным эксперимента в рабочей области стабилизации вычислить коэффициент стабилизации по напряжению.

3.2. Снять зависимость напряжения U_H , токов I_0 , $I_б$ от тока нагрузки I_H , изменяемого переключением сопротивления нагрузки R_H . Входное напряжение стабилизатора поддерживать постоянным $U_{ВХ} = 15\text{ В}$. Построить графики: U_H , $U_б$, I_0 , $I_б$, $\eta = f(I_H)$. По данным эксперимента вычислить выходное сопротивление стабилизатора $R_{ВЫХ} = -\Delta U_H / \Delta I_H$.

4. Исследование компенсационного стабилизатора с УПТ в цепи обратной связи и с токостабилизирующим двухполусником в цепи нагрузки УПТ.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «2», $S2$ – «1», $S3$ – разомкнут, $S4$ – замкнут. Потенциометром $R2$ установить ток $I_0 = 0,9...1,6\text{ мА}$.

Повторить эксперимент, описанный в пп. 3.1 и 3.2. Сопоставить с отношением R_d/R_3 степень изменения коэффициента стабилизации и выходного сопротивления стабилизатора при замене линейной нагрузки УПТ нелинейной.

5. Исследование схем защиты стабилизатора.

Установить переключатели в следующие положения: $S1$ – «2», $S2$ – «1». Сопротивление нагрузки – в положение «2». Установить входное напряжение $U_{ВХ} = 16\text{ В}$, а потенциометром обратной связи $R12$ ($U_{о.с}$) – значение выходного напряжения примерно $10...11\text{ В}$.

Снять нагрузочные характеристики стабилизатора (т. е. зависимость $U_H = f(I_H)$) при изменении сопротивления нагрузки R_H) и построить графики для следующих вариантов схемы защиты:

- низкое сопротивление датчика тока $R_{д.т}$ и отсутствие связи по напряжению (переключатели $S3$ и $S4$ замкнуты);
- высокое сопротивление датчика тока $R_{д.т}$ и отсутствие связи по напряжению (переключатель $S4$ разомкнут, $S3$ – замкнут).

Дополнительное задание

6. Исследование чувствительности выходного напряжения к значению напряжения $E_{эТ}$ в режиме стабилизации напряжения.

Переключатель $S1$ установить в положение «2», а $S2$ – в положение «1». Переключатель $S3$ разомкнут, $S4$ – замкнут.

При постоянных значениях напряжения на входе стабилизатора ($U_{вх} = 15$ В) и для одного из сопротивлений нагрузки (положение переключателя R_H – «5» или «6») установить потенциометром $R12$ ($U_{о.с}$) выходное напряжение $U_H \approx 8$ В.

Снять зависимость приращения напряжения на нагрузке ΔU_H от значения приращения эталонного напряжения $\Delta E_{эТ}$ (переключатель $S5$), поступающего на вход схемы сравнения; рассчитать отношение $(\Delta E_{эТ}/E_{эТ})/(\Delta U_H/U_H)$, определяющее чувствительность стабилизатора к напряжению $E_{эТ}$.

7. Моделирование температурной нестабильности выходного напряжения стабилизатора.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «1» или «2», $S2$ – «1», $S3$ – разомкнут, $S4$ – замкнут.

При входном напряжении $U_{вх} = 15$ В и сопротивлении нагрузки, соответствующем положению «5» или «6» переключателя R_H , потенциометром $R12$ ($U_{о.с}$) установить $U_H \approx 8$ В.

Снять зависимость дрейфа напряжения на нагрузке U_H от времени при прогреве сначала одного из транзисторов дифференциального усилителя УПТ, затем обоих транзисторов (включить подогрев второго без отключения подогрева первого). Для каждого из этих режимов снять по 3–4 отсчета напряжения на нагрузке U_H , взятые с интервалом 20...30 с. Затем выключить подогрев обоих транзисторов и записать показания напряжения на нагрузке

U_H в течение 1...2 мин. Результаты эксперимента представить в виде единого графика $U_H(t)$. Определить относительное изменение напряжения на нагрузке $\delta = |\Delta U_{H\max} / U_H|$ для каждого из трех рассмотренных режимов.

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Таблицы экспериментальных данных. Графики экспериментальных зависимостей.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие схемы компенсационного стабилизатора тока от схемы стабилизатора напряжения?
2. Как и почему изменяется напряжение на выходе компенсационного стабилизатора при увеличении (уменьшении) напряжения на входе, сопротивления нагрузки, напряжения эталонного источника, коэффициента передачи цепи обратной связи, температуры элементов схемы?
3. Почему введение токостабилизирующего двухполюсника в коллекторную цепь усилительного каскада приводит к значительному росту коэффициента стабилизации и к снижению выходного сопротивления стабилизатора?
4. Какие параметры стабилизатора улучшаются при использовании в его составе дифференциального УПТ?
5. Объяснить работу схемы защиты стабилизатора.
6. Объяснить назначение элементов электрической принципиальной схемы лабораторного макета.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Цели работы:

1. Исследование схем и основных характеристик регуляторов и стабилизаторов постоянного напряжения с импульсным регулированием.
2. Приобретение навыков экспериментального определения параметров стабилизатора.

Краткие теоретические сведения

Импульсный стабилизатор представляет собой разновидность стабилизаторов, отличающихся тем, что, с целью повышения коэффициента полезного действия, регулирующий элемент (регулирующий транзистор) работает в режиме переключения. Часть периода транзистор открыт и находится практически в области насыщения, а другую часть периода он закрыт – находится в области отсечки. И в том, и в другом режиме потери в транзисторе довольно малы. Переход из одного состояния в другое осуществляется через активную область работы. Здесь энергия, выделяемая в транзисторе, может быть большой, но мало время, в течение которого транзистор в этом состоянии находится.

Поскольку в закрытом состоянии регулирующий транзистор $VT1$ (рис. 5.1) отключает источник энергии от потребителя, в составе импульсного стабилизатора должен быть некий накопитель, запасаящий энергию, когда он подключен к первичному источнику при открытом состоянии транзистора, и отдающий ее в нагрузку при закрывании транзистора. В качестве такого накопителя в стабилизаторах напряжения в основном используются катушки индуктивности – дроссели.

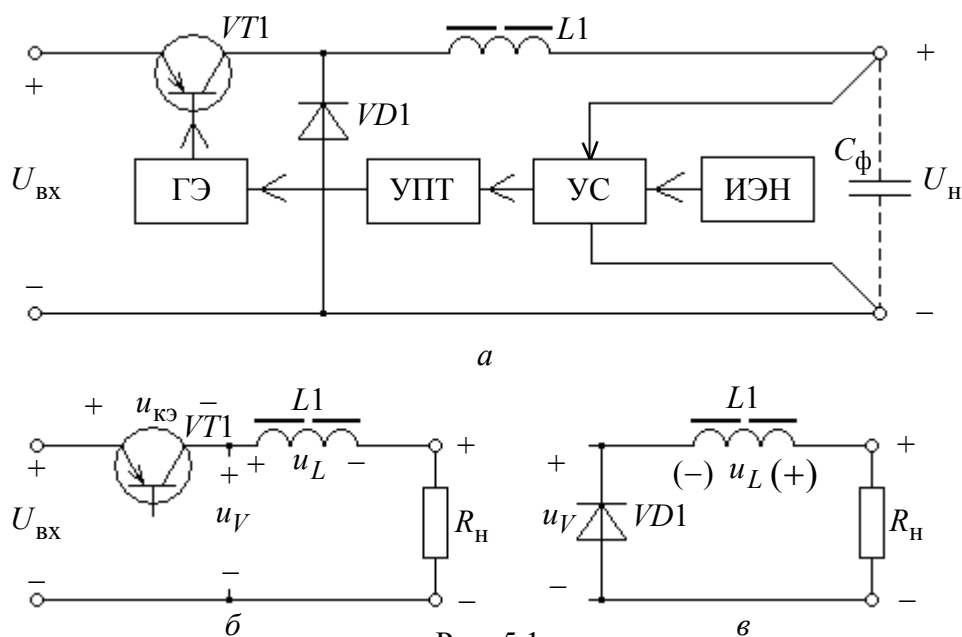


Рис. 5.1

Принцип построения импульсного стабилизатора поясняется функциональной схемой одного из вариантов стабилизатора, приведенной на рис. 5.1, *a*. В состав силовой (сильноточной) части входят: транзистор $VT1$ в качестве регулирующего элемента, накопительный дроссель $L1$ и рекуперативный (обратный) диод $VD1$. В схему управления регулирующим транзи-

стором, как и в любом компенсационном стабилизаторе, входят источник эталонного напряжения ИЭН, устройство сравнения УС и усилитель постоянного тока УПТ. Специфическим элементом, характерным для импульсных схем, является импульсный или гистерезисный элемент ГЭ.

В открытом состоянии транзистор находится в режиме насыщения и падение напряжения на участке коллектор-эмиттер транзистора мало. Поскольку в приведенной схеме входное напряжение ($U_{ВХ}$) обязательно должно быть больше выходного ($U_{Н}$), ток, протекающий по цепи: $U_{ВХ}$, $VT1$, $L1$, нагрузка (см. эквивалентную схему на рис. 5.1, б), будет возрастать, стремясь к величине $U_{ВХ}/R_{Н}$. Растет и энергия, запасаемая в дросселе ($W_L = Li^2 / 2$). По мере увеличения тока возрастает напряжение на нагрузке. Это напряжение, как и в стабилизаторе с непрерывным регулированием, поступает на устройство сравнения, где в результате сравнения с эталонным напряжением вырабатывается сигнал ошибки, который после усиления в УПТ поступает на регулирующий транзистор.

В отличие от стабилизатора с непрерывным регулированием между выходом УПТ и входом регулирующего элемента установлен импульсный элемент или гистерезисный, передаточная характеристика которого приведена на рис. 5.2. В этом устройстве изменение входного сигнала (например, напряжения) в некоторых

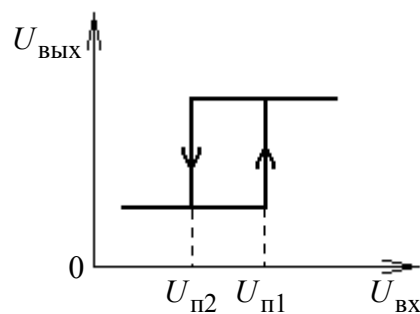


Рис. 5.2

пределах не приводит к изменению сигнала на выходе и, следовательно, не изменяет состояния регулирующего транзистора $VT1$. Но при достижении входным сигналом некоторого порогового значения $U_{П1}$ резко изменяется сигнал на выходе ГЭ, что приводит к быстрому закрыванию регулирующего транзистора и прекращению процесса накопления энергии в дросселе. С этого момента дроссель начинает отдавать энергию в нагрузку через диод $VD1$. Ток в индуктивности начинает уменьшаться (но в момент переключения, без учета паразитных емкостей, значение тока не изменяется), и полярность напряжения вследствие этого изменяется на противоположную. Эквивалентная схема пути прохождения тока при разряде дросселя показана на рис. 5.1, в. При уменьшении тока в цепи нагрузки уменьшаются и напряжение на нагрузке, и сигнал, поступающий через УС на вход ГЭ, но напряжение на его выходе изменится только при прохождении входным сигналом порогового значения $U_{П2} < U_{П1}$. В этот момент происходит быстрый переход ре-

гулирующего транзистора из режима отсечки в режим насыщения и процесс перезаряда дросселя повторяется.

При использовании в стабилизаторе импульсного элемента длительность выходного импульса $\tau_{и}$ или его скважность $q = T/\tau_{и}$ изменяются под воздействием сигнала ошибки, т. е. выходного напряжения УПТ.

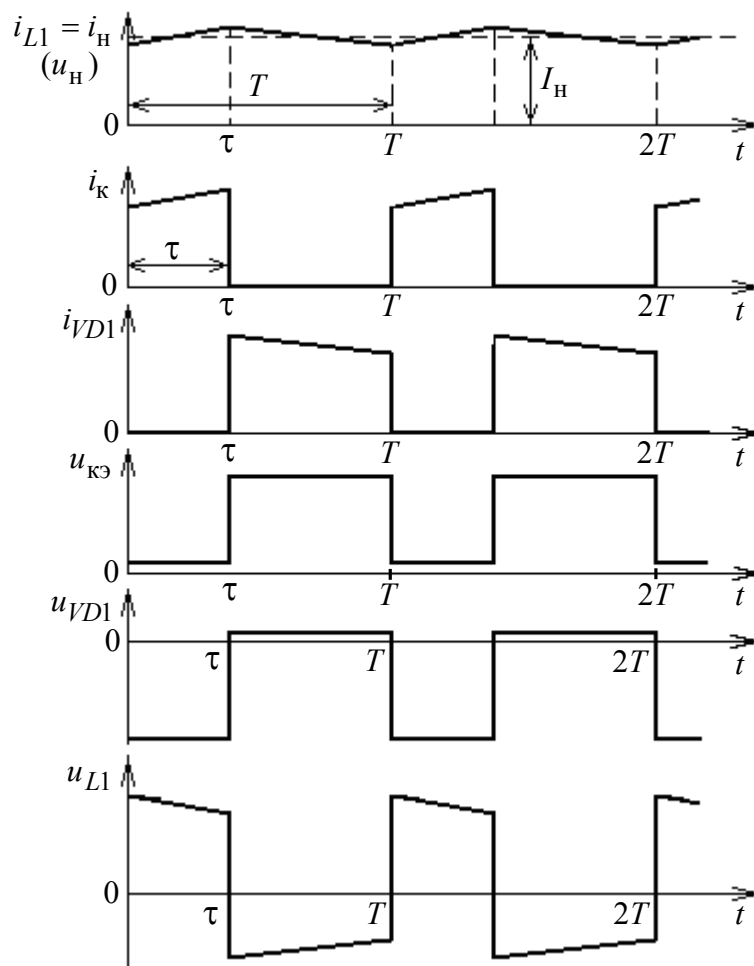


Рис. 5.3

Временные диаграммы на рис. 5.3 иллюстрируют процессы в силовой части стабилизатора (см. рис. 5.1, а). На диаграммах приведены:

- i_{L1} – ток в цепи дросселя (при резистивном характере нагрузки эта диаграмма справедлива и для тока в цепи нагрузки i_H , и для напряжения на нагрузке u_H);
- $i_K, u_{кэ}$ – коллекторный ток и напряжение коллектор-эмиттер транзистора $VT1$;
- i_{VD1}, u_{VD1} – ток диода и напряжение между катодом и анодом диода $VD1$;
- u_{L1} – напряжение на дросселе.

При накапливании энергии в дросселе (отрезок времени $0 \dots \tau$ на диаграммах рис. 5.3) справедливы соотношения:

$$i_k = i_{L1}, \quad i_{VD1} = I_{обр} \approx 0, \quad u_H = i_{L1} R_H, \quad u_{кэ} = U_{нас}, \\ u_{VD1} = U_{вх} - U_{нас} \approx U_{вх}, \quad u_{L1} = U_{вх} - u_H,$$

а при передаче энергии из дросселя в нагрузку (отрезок времени $\tau \dots T$):

$$i_k = I_{отс} \approx 0, \quad i_{VD1} = i_{L1}, \quad u_H = i_{L1} R_H, \quad u_{кэ} \approx U_{вх}, \\ u_{VD1} = U_{пр}, \quad u_{L1} = -u_H - U_{пр} \approx -u_H,$$

где $I_{обр}$, $U_{пр}$ – ток диода в обратном направлении и падение напряжения на диоде в прямом направлении; $I_{отс}$, $U_{нас}$ – ток коллекторного перехода транзистора в режиме отсечки и напряжение коллектор-эмиттер транзистора в режиме насыщения.

Как уже отмечалось, импульсный (гистерезисный) элемент является обязательным и даже отличительным элементом импульсного стабилизатора, в котором цепи заряда и разряда накопительного дросселя являются аperiodическими (без учета паразитных емкостей). Если используются цепи второго порядка, где процессы заряда и разряда могут носить колебательный характер, задержка переключения регулирующего транзистора может быть достигнута за счет инерционных процессов перезаряда дросселя и конденсатора фильтра, подключаемого параллельно нагрузке. Естественно, в этом случае предъявляются вполне определенные требования к резонансной частоте и добротности этой цепи.

Существуют 3 основные схемы силовой части импульсного стабилизатора напряжения (рис. 5.4), включающей регулирующий транзистор, накопительный дроссель, диод и конденсатор (всегда подключаемый параллельно нагрузке). На схемах не приведены цепи управления регулирующим транзистором – условно показано, что в цепь базы необходимо подавать последовательность импульсов для переключения транзистора. Если управляющие импульсы на регулирующий транзистор подаются от отдельного генератора, устройство переходит в режим преобразователя постоянного напряжения. Такие преобразователи называют конверторами.

Схема на рис. 5.4, *a* повторяет силовую часть схемы на рис. 5.1, *a*. Здесь выходное напряжение всегда меньше входного:

$$U_H = \gamma U_{вх} = U_{вх} / Q, \quad (5.1)$$

где $\gamma = \tau / T$ – относительная длительность импульса коллекторного тока транзистора; $Q = 1/\gamma$ – скважность импульсов. На схеме указаны пути прохождения

ния токов при накоплении и при отдаче энергии накопительным дросселем, а также полярности напряжения на зажимах дросселя при заряде и (в скобках) при разряде.

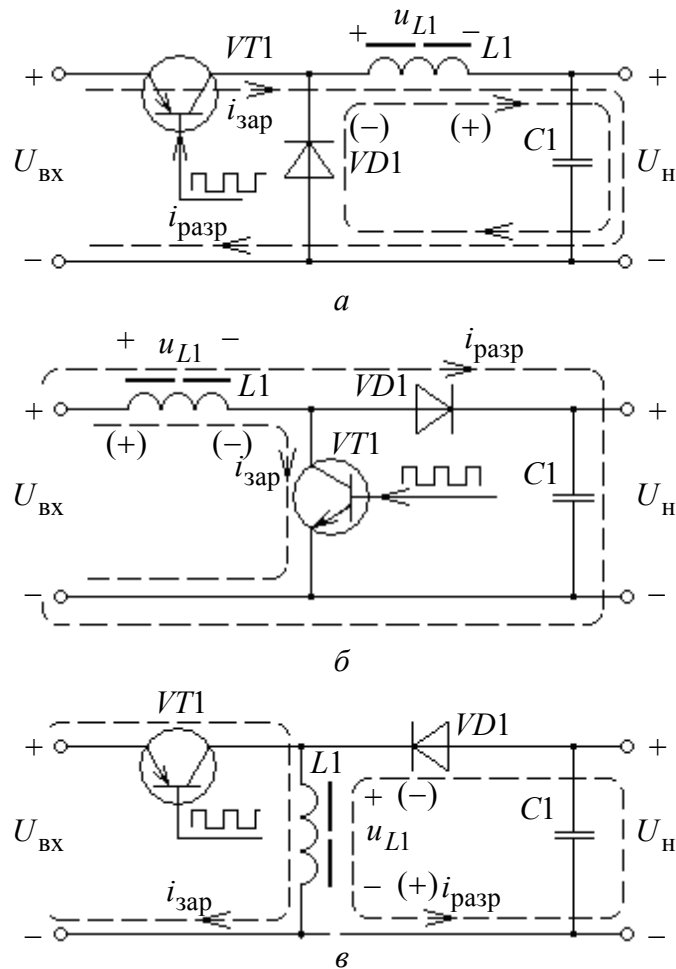


Рис. 5.4

В схеме на рис. 5.4, б регулирующий транзистор $VT1$ включен параллельно цепи нагрузки. При открытом транзисторе энергия источника питания не передается в нагрузку, а накапливается в дросселе $L1$ (см. путь тока $i_{зар}$). При этом нагрузка диодом $VD1$ отделена от входного источника и питается энергией, ранее накопленной в конденсаторе $C1$. При закрытом транзисторе энергия, накопленная в дросселе, передается через диод $VD1$ в нагрузку и конденсатор (ток $i_{разр}$). Поскольку дроссель при разряде включен последовательно с источником питания, напряжение, поступающее в нагрузку, будет больше напряжения источника питания

$$U_{н} = U_{вх} / (1 - \gamma) = U_{вх} Q / (Q - 1). \quad (5.2)$$

Схема на рис. 5.4, в, в которой регулирующий транзистор включен последовательно с источником, а накопительный дроссель параллельно нагрузке

ке, обладает свойством изменения полярности выходного напряжения относительно входного.

При открытом транзисторе, как и в предыдущей схеме, энергия входного источника накапливается в дросселе (ток $i_{зар}$), а в нагрузку, отделенную диодом от входа, энергия поступает в это время от конденсатора $C1$. При отдаче энергии дросселем ток через него ($i_{разр}$) протекает в том же направлении, как при накоплении энергии, а полярность напряжения изменяется на обратную. Энергия, накопленная в дросселе, теперь передается в нагрузку и конденсатор. Полярность напряжения на нагрузке (относительно общего провода) противоположна полярности входного источника. Значение выходного напряжения может быть различным в зависимости от соотношения времени накопления энергии в дросселе и времени его разряда:

$$U_H = \gamma U_{ВХ} / (1 - \gamma) = U_{ВХ} / (Q - 1). \quad (5.3)$$

В зависимости от способа регулирования выходного напряжения импульсные стабилизаторы могут быть отнесены к одной из трех импульсных систем регулирования: с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и с релейной модуляцией. Описанная ранее работа стабилизатора, когда время нахождения транзистора в состоянии насыщения или отсечки определяется изменением напряжения на выходе схемы, характерна для релейной системы регулирования. Здесь частота переключения транзистора зависит от входного напряжения и от сопротивления нагрузки. При повышении входного напряжения уменьшается длительность импульсов коллекторного тока, а при увеличении сопротивления нагрузки увеличивается и длительность, и период следования импульсов без существенного изменения скважности (степень изменения скважности зависит от соотношения между сопротивлением нагрузки и сопротивлениями элементов схемы – дросселя, транзистора, диода). Сильная зависимость частоты коммутации от колебаний напряжения питающей сети и тока нагрузки – основной недостаток релейных стабилизаторов, ограничивающий его применение.

В наиболее распространенных стабилизаторах с ШИМ частота переключения регулирующего транзистора постоянна и определяется частотой задающего генератора, управляемого напряжением (ГУН). В процессе регулирования изменяется скважность импульсов коллекторного тока, например, при снижении входного напряжения длительность импульсов увеличивается, а пауза уменьшается. Таким стабилизаторам не нужен гистерезисный эле-

мент, так как режим переключения задается импульсным генератором (ГУНом).

Стабилизаторы с ЧИМ, где при постоянной длительности импульсов коллекторного тока изменяется при регулировании частота переключения транзистора, практически используются очень редко.

Основными характеристиками, определяющими свойства импульсных стабилизаторов, являются соответствующие характеристики линейных:

- коэффициент стабилизации,
- выходное сопротивление,
- коэффициент полезного действия.

Частный коэффициент стабилизации по входному напряжению (часто называемый коэффициентом стабилизации) определяется как отношение относительной нестабильности входного напряжения к относительной нестабильности напряжения на нагрузке при постоянном сопротивлении нагрузки и отсутствии других дестабилизирующих факторов:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{Н}}/U_{\text{Н}}}. \quad (5.4)$$

Для стабилизатора понижающего типа (см. рис. 5.1, *a* или рис. 5.4, *a*) коэффициент стабилизации в режиме ШИМ определяется выражением

$$K_U = 1 + \frac{\beta U_{\text{ВХ}}}{S_{\Gamma} T},$$

для инвертирующего стабилизатора (рис. 5.4, *в*)

$$K_U = 1 + \frac{\beta U_{\text{Н}}}{S_{\Gamma} T} \left(1 + \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{Н}}} \right)^2,$$

где β – коэффициент передачи от выхода стабилизатора к схеме сравнения (коэффициент передачи потенциометра $R1$ на схеме установки, см. далее на рис. 5.7); S_{Γ} – крутизна временной зависимости выходного напряжения ГЛИН (генератора линейно изменяющегося напряжения в схеме на рис. 5.7); T – период переключения регулирующего транзистора. Произведение $S_{\Gamma} T$ определяет амплитуду выходного напряжения ГЛИН, задающего частоту переключения транзистора.

Стабилизирующие свойства при изменении сопротивления нагрузки оцениваются выходным сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$, определяемым по наклону внешней характеристики стабилизатора:

$$R_{\text{ВЫХ}} = -\Delta U_{\text{Н}} / \Delta I_{\text{Н}} \quad (R_{\text{Н}} = \text{var}, U_{\text{ВХ}} = \text{const}). \quad (5.5)$$

При вычислении коэффициента полезного действия стабилизатора, определяемого как отношение мощности на выходе (в нагрузке стабилизатора) $P_{\text{Н}}$ к мощности, поступающей на вход стабилизатора $P_{\text{ВХ}}$, удобно мощность $P_{\text{ВХ}}$ представить в виде суммы $P_{\text{Н}}$ и мощности потерь на элементах схемы стабилизатора $P_{\text{ПОТ}}$:

$$\eta = \frac{P_{\text{Н}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{P_{\text{Н}}}{P_{\text{Н}} + P_{\text{ПОТ}}}.$$

Суммарную мощность потерь можно разложить по компонентам на потери мощности в транзисторе $P_{\text{Т}}$, диоде $P_{\text{Д}}$, дросселе $P_{\text{ДР}}$ и на элементах схемы управления (ИЭН, УС, УПТ, ГЭ) $P_{\text{УПР}}$ (причем $P_{\text{УПР}} \approx 0$):

$$P_{\text{ПОТ}} = P_{\text{Т}} + P_{\text{Д}} + P_{\text{ДР}} + P_{\text{УПР}}.$$

Потери в дросселе (без учета потерь в магнитопроводе) в основном определяются очевидным соотношением $P_{\text{ДР}} = I_{\text{Н}}^2 r_{\text{ДР}}$, где $I_{\text{Н}}$ – действующее значение тока в нагрузке; $r_{\text{ДР}}$ – сопротивление обмотки. Мощность, рассеиваемая в коллекторной цепи транзистора, различна в разные отрезки времени (рис. 5.5): $P_{\text{Т}} \approx P_{\text{НАС}} + P_{\text{ОТС}} + P_{\tau_a}$, где $P_{\text{НАС}} = U_{\text{НАС}} I_{\text{Н}} \gamma$ – мощность, определяемая потерями в режиме насыщения; $\gamma = \tau / T$ – отношение длительности импульса коллекторного тока транзистора τ к периоду их следования T ; $P_{\text{ОТС}} = U_{\text{ВХ}} I_{\text{ОТС}} (1 - \gamma)$ – мощность, определяемая потерями в режиме отсечки коллекторного тока; $P_{\tau_a} \approx 0,5 U_{\text{ВХ}} I_{\text{Н}} (\tau_{\text{ВКЛ}} + \tau_{\text{ВЫКЛ}}) / T$ – мощность, определяемая энергией, выделяющейся на коллекторе транзистора, когда он находится в активной области, т. е. в промежутки времени $\tau_{\text{ВКЛ}}$ – время перехода из области отсечки в область насыщения и $\tau_{\text{ВЫКЛ}}$ – время перехода из области насыщения в область отсечки.

Высокое значение КПД ключевого стабилизатора (преобразователя) напряжения достигается на достаточно низких по сравнению с гармоническим режимом частотах. Это, в первую очередь, связано с возрастанием потерь на переключение в транзисторе (из-за его инерционности) с ростом частоты сигнала управления. Действительно, ток коллектора открывающегося транзистора в силу инерционности изменяется в активной области в соответствии с выражением

$$i_k(t) \approx \beta_0 i_{\text{б}m} (1 - e^{-t/\tau_\beta}), \quad (5.6)$$

где τ_β – постоянная времени рекомбинации в базе; β_0 – статический коэффициент усиления транзистора.

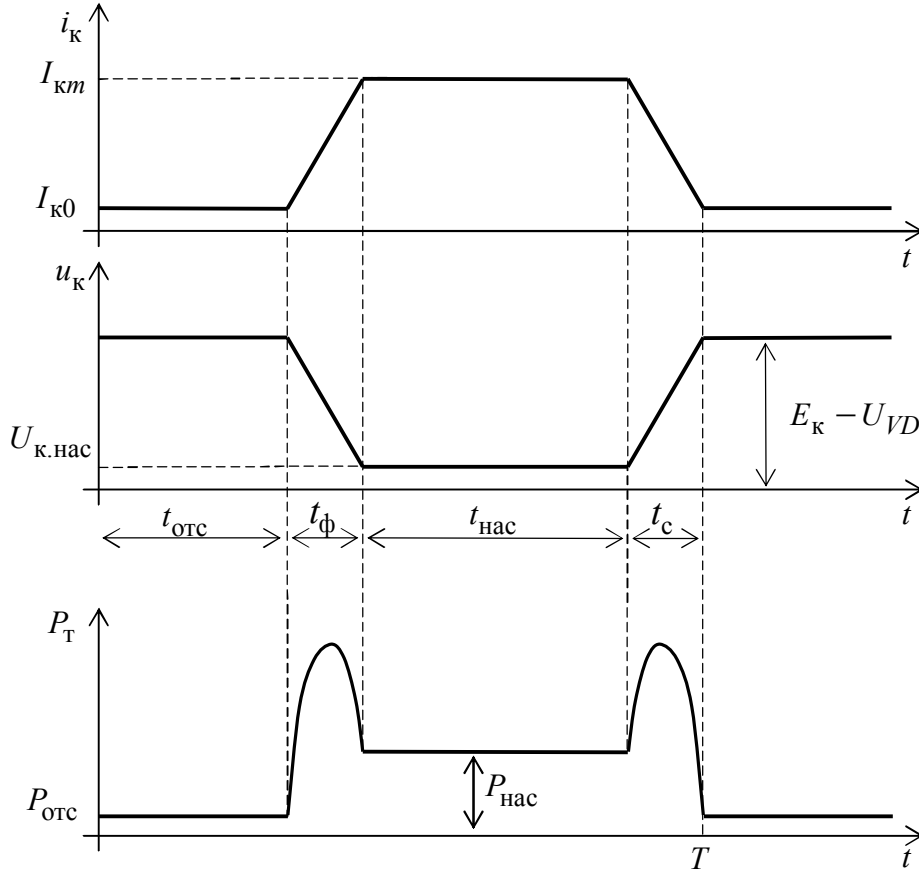


Рис. 5.5

Оценим мощности на активном этапе $t_a = t_\phi + t_c$ формирования фронта t_ϕ и среза t_c импульса коллекторного тока, приняв $i_k(t) \approx \beta_0 i_{\text{б}m} (1 - e^{-t/\tau_\beta})$ и $u_k(t) \approx E_{\text{км}} e^{-t/\tau_\beta}$. Усредняя мощность потерь на активном этапе t_a за период T , принимая в первом приближении равными длительности этапов $t_\phi \approx t_c$ (рис. 5.5), определим мощность потерь на коллекторе ($P_0 = U_0 I_0$):

$$P_{\text{к.п}} = \frac{2}{T} \int_0^{t_a} i_k(t) u_k(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_a} \beta_0 i_{\text{б}m} (1 - e^{-t/\tau_\beta}) E_{\text{км}} e^{-t/\tau_\beta} dt \approx f P_0 \tau_\beta.$$

Задавшись отношением $P_{\text{к.п}}/P_0 \approx f \tau_\beta$, влияющим на КПД, можно при заданной рабочей частоте преобразователя f выбрать транзистор не только по допустимым $I_{\text{км}}$ и $U_{\text{км}}$, но и по частотным свойствам.

Теперь рассмотрим мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора на этапе насыщения (при $\tau/T \approx 0,5$):

$$P_{\text{к.нас}} = \frac{U_{\text{к.нас}} i_{\text{км}}}{2} = P_0 \frac{U_{\text{к.нас}}}{E_{\text{к}}}.$$

Даже при малом времени переключения транзистора из области отсечки в область насыщения возникают дополнительные коммутационные потери $P_{\text{к.к}}$, пропорциональные частоте. Основная часть этих потерь связана с выходной емкостью транзистора. Емкость $C_{\text{к}}$ в коллекторной цепи, заряженная при закрытом транзисторе до напряжения $E_{\text{км}} \approx (1...2)E_{\text{к}}$, в зависимости от типа схемы преобразователя разряжается через низкое сопротивление транзистора в режиме насыщения $r_{\text{к.нас}}$ практически полностью, вызывая потери мощности на коллекторе:

$$P_{\text{к.к}}^{(C)} \approx 2fC_{\text{к}}P_0R_{\text{н}}.$$

Влияние индуктивности в коллекторной цепи сказывается при резком закрывании транзистора, вызывая не только коммутативные потери, но и возникновение значительного выброса напряжения на коллекторе на этапе среза, что может явиться причиной пробоя транзистора:

$$P_{\text{к.к}} \approx P_{\text{к.к}}^{(C)} + P_{\text{к.к}}^{(L)} \approx P_{\text{к.к}}^{(C)}.$$

Следует обратить внимание на коммутационные процессы с учетом инерционности рекуперативного диода. При $t=0$ на базу ранее запертого транзистора подается включающий импульс тока. Диод VD при $t < 0$ был открыт, через него проходил ток $I_{\text{н}}$, а падение напряжения на нем – $U_{\text{пр}}$. В схеме с диодом с некоторой задержкой начинается рост тока коллектора и падение тока диода. Поэтому в течение времени рассасывания заряда неосновных носителей напряжение на диоде остается близким к $U_{\text{пр}}$, а напряжение $U_{\text{кэ}}$ транзистора практически равно напряжению на источнике питания $E_{\text{к}}$. Таким образом, рабочая точка транзистора при переключении вначале перемещается не по нагрузочной характеристике, а по вертикали в области больших значений тока коллектора, который к концу процесса рассасывания успевает достичь значения $I_{\text{км}}$.

При инерционном диоде амплитуда коллекторного тока может заметно превышать его стационарное значение $I_0 = I_{\text{к.н}}$. Если транзистор быстродей-

ствующий, то на этапе рассасывания заряда неосновных носителей в диоде рост тока коллектора может ограничиться током базы.

После завершения процесса рассасывания заряда неосновных носителей в базовой области диода транзистор быстро переходит в состояние насыщения, а диод – в состояние отсечки. Напряжение $U_{кэ}$ транзистора почти скачком уменьшается до $U_{к.н}$, а запирающее напряжение на диоде возрастает до $E_k - U_{к.н} \approx E_k$. Ток диода спадает до $I_{обр}$, а ток транзистора – до $I_{к.н} = I_0$. Процесс включения диода под прямой ток менее инерционен, чем процесс выключения, поэтому по сравнению с транзистором включающийся диод можно рассматривать как безынерционный.

При спадании тока коллектора ток диода нарастает до $I_0 = I_{к.н}$. Таким образом, длительность нулевой паузы напряжения на входе L -фильтра стабилизатора или преобразователя будет отличаться от длительности паузы в управляющем токе базы транзистора.

Законы спадания и нарастания токов транзистора и диода позволяют определить коммутационные (динамические) потери мощности в силовой цепи стабилизатора или преобразователя. При включении транзистора его ток нарастает, следуя (5.6), а напряжение $U_{кэ}$ практически равно E_k , что вызывает потери энергии из-за коммутационных процессов.

Основные потери мощности в диоде происходят на этапе восстановления его большого обратного сопротивления, когда обратный ток диода спадает примерно по экспоненте с его постоянной времени, а обратное напряжение на диоде близко к E_k .

В стабилизаторах и преобразователях напряжения, работающих на повышенной частоте, коммутационные потери мощности в силовом транзисторе и разрядном (рекуперативном) диоде могут превышать даже «статические» потери мощности, тем самым ограничивая КПД до 0,8...0,85.

Каждый из рассмотренных компонентов суммарных потерь преобразователя может быть сделан относительно небольшим – выбором провода для обмотки (с учетом скин-эффекта в проводе) дросселя, выбором транзистора с малым обратным током и малым падением напряжения в области насыщения (в настоящее время разработаны МДП-транзисторы с $U_{нас}$, составляющим доли вольта). Наибольший вклад в P_T вносят потери во время переключения P_T . Снизить эту мощность можно двумя способами – снижением рабочей частоты (частоты переключения) или уменьшением времени переключения

транзистора. В первом случае потребуется большая индуктивность дросселя, так как в течение большого отрезка времени ($\tau \dots T$ на диаграммах рис. 5.3) дроссель поставляет энергию в нагрузку. Для уменьшения времени переключения требуется использовать в стабилизаторе высокочастотные транзисторы. Здесь необходимо иметь в виду, что у мощных высокочастотных биполярных транзисторов из-за явления вторичного пробоя существует нижняя граница частоты их возможного использования. Поэтому мощные СВЧ-транзисторы при использовании их в стабилизаторах и преобразователях будут выходить из строя при рассеиваемых на них мощностях, на порядок меньших предельных.

Учитывая, что мощность, рассеиваемая на диоде, имеет один порядок с P_T , а мощность, потребляемая в цепях управления, как правило, существенно меньше мощности в нагрузке, получаем качественное подтверждение высокого КПД ($\eta \approx 0,85$) импульсного стабилизатора по сравнению с линейным ($\eta \approx 0,6 \dots 0,7$).

Резистивные сопротивления элементов схем влияют не только на значение КПД, но оказывают существенное влияние и на ход регулировочных характеристик преобразователей, определяемых выражениями (5.1)–(5.3). Следствием является зависимость пределов изменения выходного напряжения устройства от $\gamma = \tau/T$ как в режиме преобразования напряжения, так и в

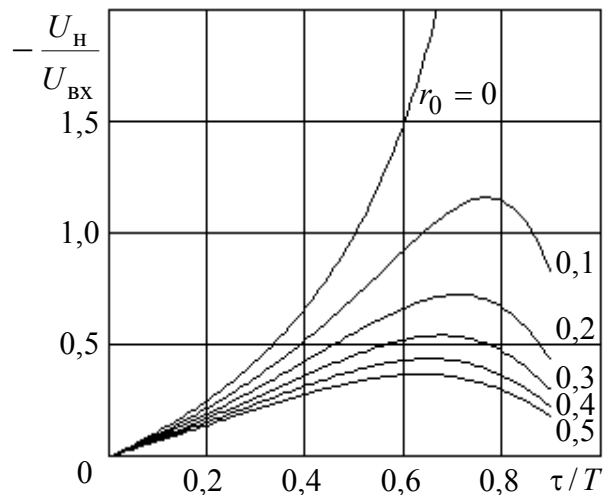


Рис. 5.6

режиме стабилизации. Для примера на рис. 5.6 приведены регулировочные характеристики инвертирующего преобразователя при учете конечных значений сопротивлений элементов схемы, определяемые выражением

$$U_H = U_{ВХ} \gamma(1 - \gamma) / [(1 - \gamma)^2 + r_0],$$

где $r_0 = R_0 / R_H$, $R_0 = r_{др} + R_{нас} = r_{др} + R_{пр}$, $r_{др}$ — сопротивление дросселя, $R_{нас}$ — сопротивление транзистора в режиме насыщения, $R_{пр}$ — сопротивление открытого диода (принято $R_{нас} = R_{пр}$), R_H — сопротивление нагрузки.

Приведенное выражение и графики характеризуют и нагрузочные свойства преобразователя. Напряжение на нагрузке в режиме, близком к хо-

лостому ходу, и выходное сопротивление преобразователя определяются выражениями:

$$U_{Н.Х} = U_{ВХ} \gamma / (1 - \gamma), \quad R_{ВЫХ} = R_0 \gamma / (1 - \gamma)^2.$$

При тех же допущениях можно получить соотношения для постоянной составляющей коллекторного тока регулирующего транзистора и КПД преобразователя

$$I_K = U_{ВХ} \gamma / [(1 - \gamma)^2 R_H + R_0], \quad \eta = 1 / [1 + r_0 (1 - \gamma)^2].$$

Аналогичные показатели для преобразователя с понижением напряжения имеют вид:

$$U_H = \gamma U_{ВХ} / (1 + r_0), \quad U_{НХ} = \gamma U_{ВХ}, \quad R_{ВЫХ} = R_0, \\ I_K = \gamma^2 U_{ВХ} (R_H + R_0), \quad \eta = 1 / (1 + r_0).$$

Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд состоит из исследуемого устройства, универсального мультиметра и встроенного блока питания.

Схема исследуемого стабилизатора приведена на рис. 5.7. В работе исследуются две схемы преобразователей и импульсных стабилизаторов на их основе, реализующие эквивалентные схемы на рис. 5.4, *а*, *в*: стабилизатор с понижением напряжения (переключатель *S2* в положении «1») и инвертирующий стабилизатор (переключатель *S2* в положении «2»).

Управление регулирующим транзистором *VT1* (через согласующее устройство – СУ) осуществляется компаратором. На неинвертирующий вход компаратора напряжение поступает или от ГЛИН, обеспечивая режим регулирования с ШИМ (переключатель *S1* в положении «1»), или от источника опорного напряжения $E_{оп1}$ при переходе в релейный режим (переключатель *S1* в положении «2»). На инвертирующий вход компаратора через потенциометр *R1* поступает напряжение или с выхода устройства (переключатель *S3* в положении «2»), обеспечивая режим стабилизации, или от источника опорного напряжения $E_{оп2}$ (переключатель *S3* в положении «1») в режиме регулирования выходного напряжения конвертора. Частота переключения ГЛИН может изменяться в пределах от 1 до 20 кГц.

Возможно подключение двухлучевого осциллографа для просмотра временных диаграмм управляющего напряжения (выходного напряжения компаратора), коллекторного тока регулирующего транзистора, тока дроссе-

ля, тока диода и напряжений на дросселе, диоде, на участке коллектор-эмиттер транзистора и на выходе устройства.

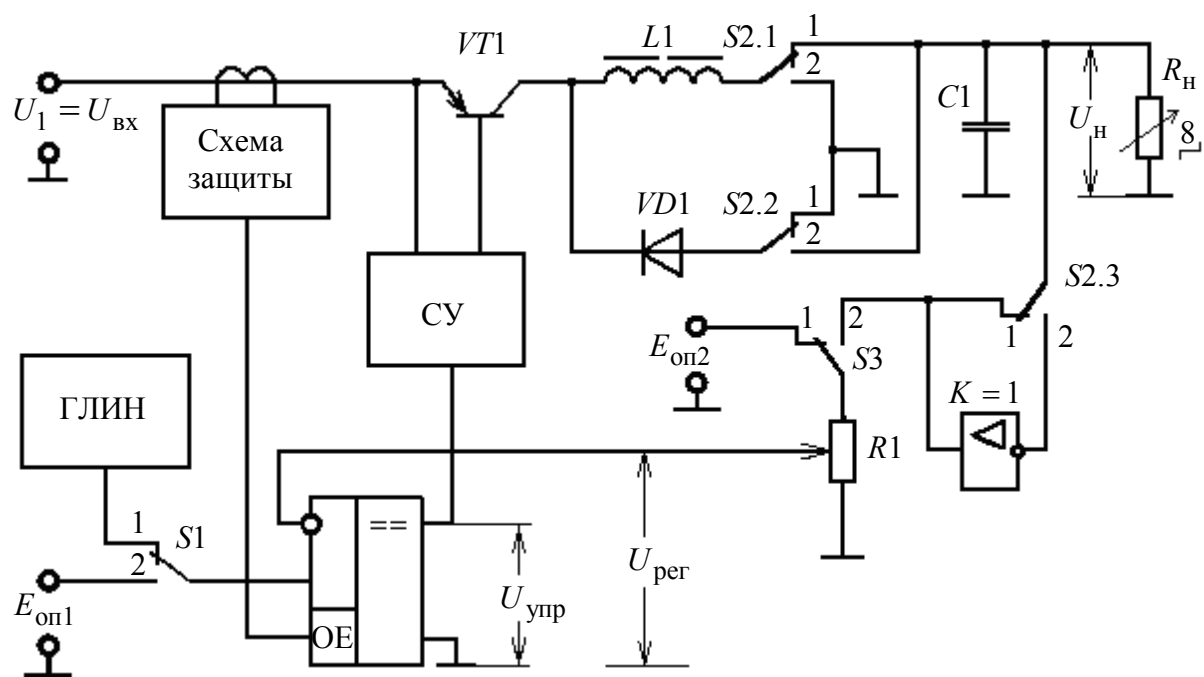


Рис. 5.7

В макете установлена защита от перегрузки, которая через компаратор приводит к дополнительной модуляции коллекторного тока регулирующего транзистора, ограничивая его значение на уровне 350 мА. Внешне срабатывание схемы защиты проявляется **в нарушении периодичности управляющего напряжения**. Для выхода из этого режима необходимо устранить причину перегрузки.

Наименования измеряемых мультиметром величин и их значения выводятся на жидкокристаллический дисплей, расположенный в правом верхнем углу передней панели. Под дисплеем расположены кнопки управления выводимой информацией. Для удобства работы в первой строке дисплея при установке номера пункта программы работы по данному руководству (кнопка «№ пункта») выводится значение параметра, измеряемого в данном пункте работы. На дисплей выводятся постоянные составляющие напряжения регулирования (U_p), входного напряжения ($U_{вх}$), напряжения на нагрузке (U_n), тока в нагрузке (I_n) и коллекторного тока регулирующего транзистора (I_k).

Программа выполнения работы

Ознакомиться с расположением органов управления стендом и включить его.

1. Исследование преобразователя постоянного напряжения понижающего типа.

Переключатели установить в следующие положения: $S1$ – «1», $S2$ – «1», $S3$ – «1», частота переключения ГЛИН $F = 10$ кГц, входное напряжение $U_{ВХ} = 12...15$ В.

1.1. Установить потенциометр $R1$ в среднее положение, сопротивление нагрузки R_H – в положение 6...8. Зарисовать временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя.

Установить частоту ГЛИН $F = 1$ кГц, сопротивление нагрузки в положение 2...3. Наблюдать изменение формы коллекторного тока транзистора и тока дросселя при изменении частоты переключения ГЛИН в пределах от 1 до 20 кГц.

Восстановить: $F = 10$ кГц, R_H – положение 6...8. Измерить входное напряжение $U_{ВХ}$, напряжение на нагрузке U_H , постоянную составляющую коллекторного тока I_K , ток в цепи нагрузки I_H . Вычислить коэффициент полезного действия преобразователя.

1.2. Потенциометром $R1$ установить относительную длительность $\gamma = \tau/T$ в пределах от 0,4 до 0,7. Снять регулировочные характеристики преобразователя, т. е. зависимости напряжения на нагрузке, длительности τ , относительной длительности γ импульсов коллекторного тока и постоянной составляющей коллекторного тока I_K от регулирующего напряжения: U_H , γ , $I_K = f(U_{рег})$ при постоянном сопротивлении нагрузки R_H (положение 6...8).

1.3. Снять нагрузочные характеристики преобразователя: U_H , γ , $I_K = f(I_H)$ при изменении сопротивления нагрузки. Потенциометром $R1$ установить относительную длительность импульсов коллекторного тока γ в пределах от 0,3 до 0,8. По построенным графикам определить выходное сопротивление преобразователя (5.5).

2. Исследование преобразователя постоянного напряжения инвертирующего типа.

Установить переключатели в следующие положения: $S1$ – «1», $S2$ – «2», $S3$ – «1»; входное напряжение $U_{ВХ} = 13...15$ В, частоту переключения ГЛИН $F = 10$ кГц.

2.1. Установить сопротивление нагрузки (положение 3...8) и относительную длительность импульсов коллекторного тока γ (потенциометром $R1$) такими, чтобы постоянная составляющая коллекторного тока **не превышала 350 мА**. Зарисовать временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя.

2.2. Снять регулировочные характеристики преобразователя: $U_H, \gamma, I_K = f(U_{рег})$ при постоянном сопротивлении нагрузки (положение 2) и минимальном входном напряжении.

2.3. Установить максимальное сопротивление нагрузки (положение 1) и относительную длительность импульсов коллекторного тока γ в пределах от 0,3 до 0,5. Снять нагрузочные характеристики преобразователя: $U_H, I_K = f(I_H)$ при изменении сопротивления нагрузки. По построенным графикам определить выходное сопротивление преобразователя.

3. Исследование импульсного стабилизатора постоянного напряжения понижающего типа в режиме ШИМ.

Переключатели установить в следующие положения: $S1 - \langle 1 \rangle, S2 - \langle 1 \rangle, S3 - \langle 2 \rangle$, частота переключения ГЛИН $F = 10$ кГц. Потенциометр $R1$ – среднее положение.

3.1. При постоянном сопротивлении нагрузки (R_H в положении 6...8) снять зависимость напряжения на нагрузке U_H , длительности импульсов коллекторного тока τ и относительной длительности $\gamma = \tau/T$ от входного напряжения: $U_H, \gamma = f(U_{вх})$. По графикам определить коэффициент стабилизации (5.4) при минимальном, среднем и максимальном значениях входного напряжения.

3.2. Снять нагрузочные характеристики стабилизатора: $U_H, \gamma = f(I_H)$ при $R_H = \text{var}, U_{вх} = 13...15$ В. По построенным графикам определить выходное сопротивление стабилизатора.

4. Исследование импульсного стабилизатора постоянного напряжения понижающего типа в релейном режиме.

Переключатели установить в следующие положения: $S1 - \langle 2 \rangle, S2 - \langle 1 \rangle, S3 - \langle 2 \rangle$, потенциометр $R1$ – в среднее положение.

Выполнить исследования по программе, описанной в пп. 3.1 и 3.2. Измерять $U_H, \tau, T = f(I_H)$.

Примечание. Измерять τ и T удобно по временным диаграммам, сохраняющим форму последовательности прямоугольных импульсов ($u_{упр}, u_{кэ}, u_{VD}$).

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Таблицы экспериментальных данных. Графики экспериментальных зависимостей.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Почему коэффициент полезного действия в импульсном стабилизаторе выше, чем в стабилизаторе с непрерывным регулированием?
2. Объяснить назначение элементов электрической принципиальной схемы преобразователей (стабилизаторов) – транзистора, дросселя, диода.
3. Как зависит КПД стабилизатора от рабочей частоты?
4. Объяснить ход временных диаграмм токов и напряжений в исследуемых устройствах.
5. Почему полярность напряжения на дросселе изменяется при переходе из режима накопления энергии в дросселе в режим разряда?
6. От каких параметров зависят динамические потери (в транзисторе и рекуперативном диоде) в импульсных преобразователях и стабилизаторах?
7. Какие требования предъявляются к дросселю (параметрам обмотки и магнитопроводу)?
8. В чем причина возникновения сквозных токов в импульсных преобразователях и в чем их опасность?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Цели работы:

1. Исследование работы трансформатора в диапазоне частот при гармоническом и импульсном воздействиях.
2. Исследование основных характеристик трансформатора на холостом ходу и под нагрузкой.
3. Приобретение навыков экспериментального определения параметров эквивалентной схемы трансформатора.

Краткие теоретические сведения

Трансформаторами называют электромагнитные устройства, предназначенные для изменения характеристик электрических сигналов, таких, как

напряжение, ток, форма, фазность (в том числе и переход от несимметричного относительно «земли» входа к симметричному выходу и наоборот). По виду связи между входными и выходными клеммами трансформаторы можно разделить на 2 класса: трансформаторы с магнитной связью (обмоточные) и с электромагнитной связью (трансформаторы типа длинной линии).

В настоящей работе исследуется трансформатор с магнитной связью. Принцип работы двухобмоточного трансформатора поясняется эскизом (рис. 6.1). При подключении к первичной обмотке трансформатора источника сигнала u_1 (например, гармонического)

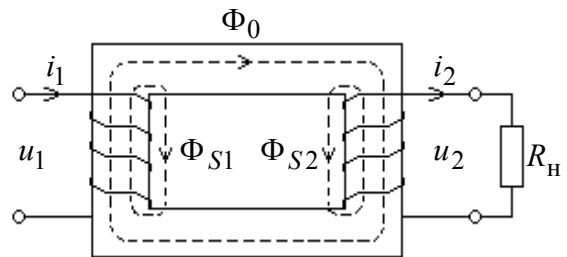


Рис. 6.1

по обмотке протекает ток i_1 . В результате протекания переменного тока вокруг первичной обмотки создается переменное магнитное поле, характеризующееся потоками Φ_0 и Φ_{S1} . Часть тока первичной обмотки, необходимая для создания основного потока Φ_0 , носит название тока намагничивания i_μ .

Изменяющиеся во времени потоки Φ_0 и Φ_{S1} индуцируют в первичной обмотке электродвижущие силы e_1 и e_{S1} (практически уравнивающие входное напряжение u_1):

$$e_1 = -\frac{d\Psi_0}{dt} = -w_1 \frac{d\Phi_0}{dt}, \quad e_{S1} = -\frac{d\Psi_{S1}}{dt} = -L_{S1} \frac{di_1}{dt},$$

где w_1 – число витков в первичной обмотке трансформатора; $\Psi_0 = w_1\Phi_0$, Ψ_{S1} – потокосцепления первичной обмотки с магнитными потоками Φ_0 и Φ_{S1} .

Магнитный поток Φ_0 , пронизывая витки вторичной обмотки (с числом витков w_2), наводит в ней ЭДС $e_2 = -w_2(d\Phi_0/dt)$. Если вторичная обмотка замкнута на сопротивление Z_H , в цепи будет протекать ток i_2 , который создает вокруг вторичной обмотки свое магнитное поле. Часть магнитного потока Φ_{S2} сцепляется только с витками вторичной обмотки, а основная часть замыкается по сердечнику и направлена навстречу потоку Φ_0 . Ток первичной обмотки при этом возрастет на $\Delta i_1 = \Delta i_2(w_2/w_1)$, компенсируя размагничивающее действие тока вторичной обмотки, так что магнитный поток Φ_0 остается практически постоянным.

Магнитный поток Φ_0 , пересекающий витки обеих катушек, носит название основного магнитного потока, а потоки Φ_{S1} и Φ_{S2} , связанные только с одной из обмоток, – магнитными потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток соответственно. В трансформаторе с ферромагнитным сердечником (где, как правило, $\Phi_S \ll \Phi_0$) основной магнитный поток замыкается по сердечнику, но нужно помнить, что первичное определение разделения магнитных потоков на основной и потоки рассеяния зависит от сцепления их с обмотками.

При гармоническом характере процессов в трансформаторе магнитные потоки и ток намагничивания отстают от входного напряжения на угол, близкий к 90° . Амплитуда магнитной индукции в сердечнике $B_0 = \Phi_0/S_c$, характеризующая основной магнитный поток без учета потерь, связана с амплитудой входного напряжения U_1 следующим соотношением: $B_0 \approx U_1 / (\omega w_1 S_c)$, где $\omega = 2\pi f$; f – частота входного воздействия; S_c – площадь поперечного сечения сердечника трансформатора. Приведенное соотношение также показывает, что значение магнитного потока Φ_0 определяется напряжением U_1 и практически не зависит от тока нагрузки I_2 .

Для получения заданных частотных характеристик цепи, использующей трансформатор, к параметрам последнего предъявляются вполне определенные требования. В качестве таких параметров реального трансформатора наиболее часто используют значения элементов эквивалентной схемы.

Один из вариантов такой схемы, так называемая физическая эквивалентная схема, приведен на рис. 6.2, а. Изображенный на этой схеме идеальный трансформатор ИТ отображает основное свойство трансформатора – изменение значений напряжений и токов в первичной и во вторичной цепях. Коэффициент трансформации идеального трансформатора определяется как отношение чисел витков реального трансформатора $n = w_2/w_1 = E_2/E_1$ (при любом значении связи между обмотками).

На схеме обозначены также: $L_\mu = \Psi_0/I_\mu = w_1\Phi_0/I_\mu$ – индуктивность намагничивания, определяемая основным магнитным потоком Φ_0 ; L_{S1} , L_{S2} – индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора, обусловленные потоками рассеяния Φ_{S1} и Φ_{S2} ; r_1 , r_2 – резистивные сопротивления обмоток трансформатора; g_0 – проводимость, определяемая потерями в сердечнике трансформатора на перемагничивание и на вихревые токи; C_0 –

эквивалентная емкость, характеризующая электрическую энергию, запасенную в межвитковых и межобмоточных емкостях трансформатора.

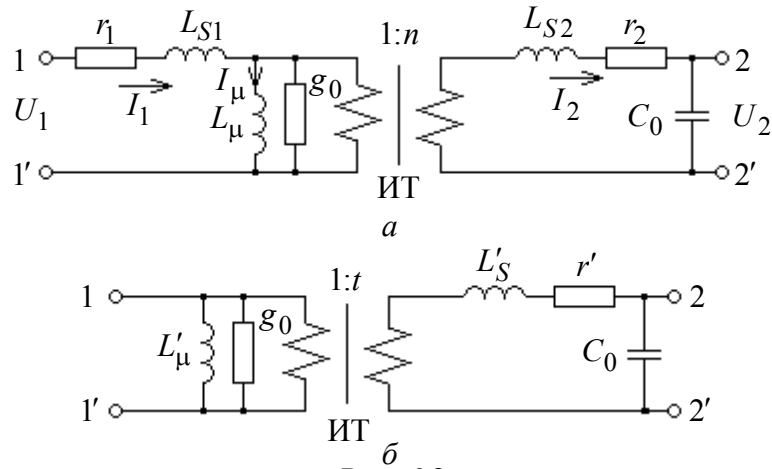


Рис. 6.2

Основой для составления эквивалентной схемы (без учета емкостных связей) послужили уравнение равновесия магнитодвижущих сил в магнитопроводе и уравнения, отражающие баланс напряжений в цепях первичной и вторичной обмоток (законы Кирхгофа):

$$\begin{aligned} i_1 w_1 - i_2 w_2 &= \Phi_0 R_\mu, \\ u_1 + e_1 + e_{S1} &= i_1 r_1, \\ e_2 &= u_2 + i_2 r_2 - e_{S2}, \end{aligned} \quad (6.1)$$

где $e_{S2} = -d\Psi_{S2}/dt = -L_{S2} di_2/dt$ – ЭДС, наводимая во вторичной обмотке потоком рассеяния вторичной обмотки; $R_\mu = l_{cp}/(\mu\mu_0 S_c)$ – магнитное сопротивление магнитопровода; l_{cp} – длина средней магнитной силовой линии в сердечнике; μ – относительная магнитная проницаемость материала сердечника; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость вакуума.

Уравнения равновесия (6.1) и, более наглядно, эквивалентная схема позволяют оценить изменение характеристик трансформатора в широком диапазоне частот. При анализе характеристик трансформатора используется также преобразованная эквивалентная схема (рис. 6.2, б), в которой на основе преобразования Нортонa 3 индуктивных элемента заменены двумя – индуктивностью рассеяния $L'_S = L_{S2} + L_{S1} t^2$ и индуктивностью намагничивания $L'_\mu = L_\mu / k_{CB}$. При таком преобразовании изменяется также коэффициент трансформации идеального трансформатора в эквивалентной схеме $t = nk_{CB}$, где $k_{CB} = (1 - L_{K.3} / L_{X.X})^{1/2}$ – коэффициент связи между обмотками трансформатора; $L_{K.3}$ и $L_{X.X}$ – индуктивность одной из обмоток при коротком замы-

кании и разрыве другой обмотки; $r' = r_2 + r_1 t^2$ – приведенное сопротивление обмоток трансформатора. В первом приближении можно считать, что $k_{св} \approx 1$, а следовательно, $t = n$.

Неравномерность амплитудно-частотной и нелинейность фазо-частотной характеристик (АЧХ и ФЧХ) вызывают искажение формы напряжения широкополосного сигнала на сопротивлении нагрузки. В области средних частот реактивные элементы в эквивалентной схеме существенно не влияют на коэффициент передачи трансформатора (рис. 6.3, а).

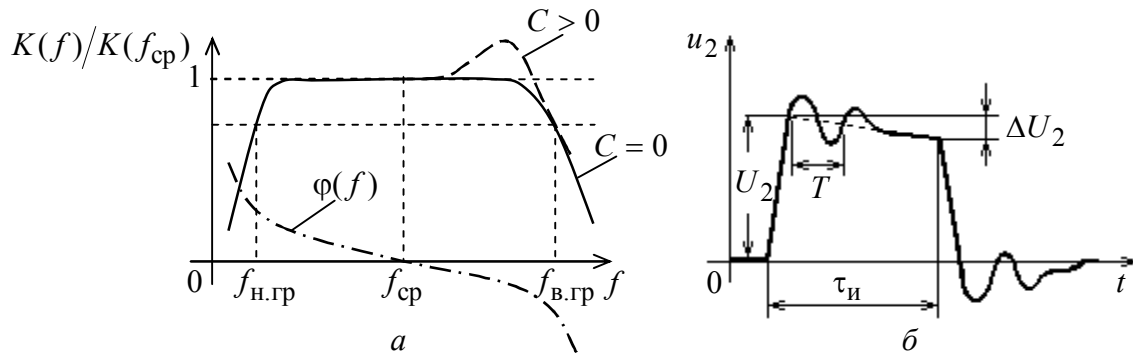


Рис. 6.3

В области низких частот параметры эквивалентной схемы L'_S и C_0 можно не учитывать. Основное влияние на частотные (амплитудную и фазовую) характеристики трансформатора оказывает индуктивность намагничивания L_μ . Это проявляется в увеличении тока намагничивания (I_μ) и связанного с ним тока первичной обмотки трансформатора I_1 , а также в уменьшении напряжения на нагрузке U_2 .

Если за критерий ограничения полосы рабочих частот принять уровень повышения тока I_1 на 3 дБ, то связь между L_μ и нижней граничной частотой $f_{н.гр}$ при заданном сопротивлении нагрузки R_H определится соотношениями

$$2\pi f_{н.гр} L_\mu \cong R_H / n^2 = R'_H, \quad (6.2)$$

а $\varphi_{н.гр} = \arctg(R'_H / (2\pi f_{н.гр} L_\mu)) \approx 45^\circ$.

В области верхних частот АЧХ определяют индуктивности рассеяния L_S , паразитная емкость C_0 и, возможно, наличие емкости нагрузки C_H , а влияние индуктивности L_μ практически не сказывается. Поэтому при емкостном характере нагрузки в области верхних частот может наблюдаться подъем частотной характеристики коэффициента передачи $K = |\dot{U}_2 / \dot{U}_1|$. Частота f_0 этого подъема характеристики определяется из выражения

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_S(C_0 + C_H)}}, \quad (6.3)$$

где C_H – емкость в цепи нагрузки; L'_S – индуктивность рассеяния обеих обмоток трансформатора, приведенная к вторичной обмотке.

При резистивном характере нагрузки ($C_0, C_H = 0$) частотная зависимость коэффициента передачи может быть монотонно падающей к верхним частотам. В этом случае индуктивности рассеяния определяют верхнюю граничную частоту (рис. 6.3, а)

$$f_{в.гр} \cong R_H / (2\pi L'_S).$$

Здесь за границу полосы пропускания также принят уровень спада АЧХ на 3 дБ, причем $\varphi_{в.гр} = -45^\circ$ (рис. 6.3, а).

При анализе искажений импульсных сигналов в процессе их трансформации можно формально воспользоваться преобразованием Фурье, определяющим взаимосвязь переходной характеристики с частотной характеристикой коэффициента передачи. Но достаточно просто и наглядно можно провести такой анализ отдельно для областей малых и больших времен, которым соответствуют упрощенные эквивалентные схемы для областей верхних и нижних частот.

При передаче импульсных сигналов индуктивность рассеяния L'_S и емкость $C_0 + C_H$ определяют искажения фронтов передаваемых импульсов, т. е. характер переходного процесса в области малых времен. В частности, по периоду T колебательного процесса при передаче фронтов импульса (рис. 6.3, б) можно оценить индуктивность L'_S , используя очевидное соотношение

$$T = 2\pi\sqrt{L'_S(C_0 + C_H)}. \quad (6.4)$$

Индуктивность намагничивания определяет форму переходной характеристики в области больших времен. Так, спад вершины импульса носит экспоненциальный характер с постоянной времени $\tau = L_\mu / R'_H$, поэтому относительное значение спада $\lambda = \Delta U_2 / U_2$ связано с L_μ (при $k_{св} = 1$) следующим соотношением:

$$\lambda = \Delta U_2 / U_2 \approx (\tau_H / L_\mu) [(R_1 R_2 / n^2) / (R_1 + R_2 / n^2)] \approx \tau_H R_2 / L_\mu, \quad (6.5)$$

где $R_1 = r_1 + R_r$ и $R_2 = r_2 + R_H$ – резистивные сопротивления в цепях первичной и вторичной обмоток (включая внутреннее сопротивление источника сигнала

R_r и сопротивление нагрузки R_H); $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 n^2 + R_2)$.

Описание лабораторного макета

Упрощенная принципиальная схема установки приведена на рис. 6.4. Исследуемый трансформатор содержит первичную и вторичную обмотки с числами витков w_1 , w_2 . К первичной обмотке трансформатора подключен источник сигнала u_1 , к вторичной – нагрузка R_H . Для коррекции частотных характеристик параллельно R_H можно подключать корректирующие конденсаторы C_K ($C_{K1} = C_{K2} = 3900$ пФ).

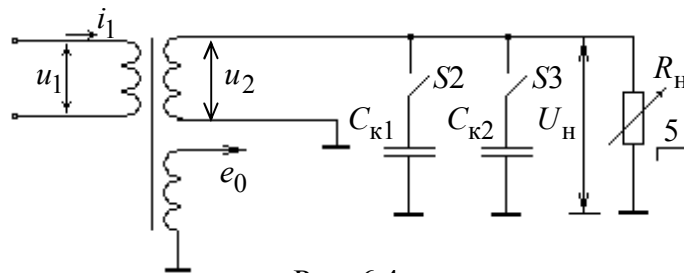


Рис. 6.4

Одна из дополнительных обмоток используется как измерительная и работает в режиме, близком к холостому ходу, поэтому напряжение на ней практически равно ЭДС, наводимой основным магнитным потоком в соответствии с числом витков этой обмотки w_3 . Нагрузкой этой обмотки служит высокое входное сопротивление интегрирующей цепи, выходное напряжение которой на основании закона электромагнитной индукции будет пропорционально (по форме и по значению) основному магнитному потоку, т. е. магнитной индукции в сердечнике трансформатора:

$$B(t) = \frac{\Phi_0(t)}{S} = \frac{1}{w_3 S} \int_0^t e_0(t) dt,$$

где $e_0(t)$ – ЭДС на зажимах обмотки; S – площадь поперечного сечения магнитопровода.

Помимо исследуемого широкополосного трансформатора лабораторный макет содержит встроенные генератор тестовых сигналов и мультиметр.

Генератор позволяет получать сигналы синусоидальной и прямоугольной (меандр) форм. Установка формы, частоты и амплитуды тестовых сигналов осуществляется с помощью органов управления, расположенных на лицевой панели макета.

Органы управления мультиметром позволяют выводить значения измеряемых величин сигналов в контрольных точках схемы – амплитуды (по-

ловины размаха переменной составляющей) напряжения U_1 и тока первичной обмотки I_1 , напряжения на вторичной обмотке U_2 , магнитной индукции B в сердечнике трансформатора, вызванной основным магнитным потоком, и ЭДС E_0 . Выбор измеряемой величины осуществляется соответствующими кнопками, расположенными под жидкокристаллическим дисплеем.

Наличие двух выходов на внешний осциллограф позволяет одновременно наблюдать формы токов и напряжений в различных точках схемы: u_1, i_1, u_2, e_0, B . Для исследования взаимосвязи сигналов во времени рекомендуется на один из каналов двухлучевого осциллографа постоянно подавать опорный сигнал (например, напряжение на первичной обмотке трансформатора) и этим сигналом синхронизировать развертку осциллографа.

Если используемый осциллограф имеет вход усилителя горизонтального отклонения луча, то возможно наблюдать кривую перемагничивания материала магнитопровода при синусоидальном и импульсном воздействиях.

Программа выполнения работы

Ознакомиться со схемой лабораторного макета, размещением органов управления и контроля. Включить лабораторный макет и осциллограф.

1. Исследование процесса намагничивания сердечника трансформатора.

1.1. Установить частоту гармонического напряжения 50...60 Гц, а значение сопротивления нагрузки – соответствующее холостому ходу. Зарисовать форму тока первичной обмотки трансформатора при трех значениях входного напряжения: $U_1 = U_{\text{ном}} = 4$ В (примерно соответствующее индукции, близкой к насыщению), $U_1 \approx 1...2$ В и $U_1 \approx 5$ В.

1.2. Повторить эксперимент п. 1.1 при прямоугольной форме входного напряжения.

1.3. Установить частоту сигнала 50...100 Гц, а $U_1 < 5$ В. Максимальное значение индукции в сердечнике должно быть ниже индукции насыщения.

При гармонической и прямоугольной формах входного напряжения проследить за изменением формы и временного положения (по отношению к входному напряжению) тока i_1 и магнитной индукции B при изменении сопротивления нагрузки. Зарисовать временные диаграммы i_1 и B при номинальной нагрузке $R_n = 1,5$ кОм и в режиме холостого хода.

2. Исследование трансформатора при гармоническом воздействии.

2.1. Исследование характеристик холостого хода трансформатора. Установить максимальное сопротивление нагрузки и частоту гармонического сигнала 50...60 Гц. Изменяя входное напряжение U_1 , снять зависимости:

$I_1, U_2, B, E_0 = F(U_1)$. Построить графики, вычислить коэффициент трансформации $n \approx U_2/U_1$. Установить на входе значение U_1 , не приводящее к заметным искажениям формы тока i_1 , и определить, пользуясь выражением $L_1 \approx U_1/(2\pi f I_1)$, индуктивность первичной обмотки трансформатора.

2.2. Исследование нагрузочных характеристик трансформатора. Изменяя сопротивление нагрузки от 1,5 кОм до $R_H = \infty$, снять зависимости $U_2, E_0, B, I_1 = F(I_2)$ при номинальном значении $U_1 \approx 4$ В, $C_K = 0$ для области средних частот ($f = 0,3 \dots 1$ кГц). Ток I_2 вычислять по соотношению $I_2 = U_2/R_H$. Построить графики, вычислить относительные изменения $\Delta U_2/U_2, \Delta E_0/E_0, \Delta B/B$.

2.3. Исследование частотных характеристик трансформатора. Установить $U_1 = 3 \dots 4$ В. При резистивном характере нагрузки ($R_H = 1,5$ кОм) и резистивно-емкостном ($R_H = 1,5$ кОм, C_{K1} и C_{K2} включены) снять зависимости: $U_2, I_1, B, E_0 = F(f)$. По построенным графикам определить граничные частоты: нижнюю $f_{н.гр}$ (по возрастанию тока I_1), верхнюю $f_{в.гр}$ (по спаду U_2), значения L_{μ} (по (6.2)) и L'_S (по (6.4)). При резистивно-емкостной нагрузке определить резонансную частоту f_0 , соответствующую максимуму U_2/U_1 , и по соотношению (6.3) оценить индуктивность рассеяния. Емкость C_0 принять равной 2000 пФ, $(C_0 + C_H) \approx 10^4$ пФ.

3. Исследование трансформатора при импульсном воздействии.

3.1. Для двух значений частоты повторения прямоугольных импульсов $f = 100$ и 1000 Гц зарисовать временные диаграммы u_1, u_2, e_0, i_1, B при резистивной нагрузке $R_H = 1,5$ кОм. Поддерживать постоянное значение амплитуды $U_1 = 5$ В.

3.2. Снять зависимость относительного спада вершины импульсов напряжения на вторичной обмотке трансформатора $\lambda = \Delta U_2(\tau_{и})/U_2$ от длительности импульса входного напряжения $\tau_{и}$. Установить сопротивление нагрузки 1,5 кОм, частоту следования импульсов изменять в пределах 100...800 Гц. Значение напряжения U_1 установить таким, чтобы сердечник трансформатора не входил в насыщение на частоте 100 Гц. Построить график зависимости относительного спада вершины импульса от длительности $\lambda = F(\tau_{и})$ (см. (6.5)).

3.3. При резистивно-емкостной (или только емкостной) нагрузке, добившись колебательного характера переходного процесса (см. рис. 6.3), оп-

ределить период колебаний T и по соотношению (6.4) оценить значение индуктивности рассеяния L'_S обмоток трансформатора. Для удобства наблюдения рекомендуется установить частоту следования импульсов 2...5 кГц.

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Временные диаграммы, таблицы экспериментальных данных, графики снятых характеристик и зависимостей.
3. Краткие выводы.

Вопросы для подготовки

1. Объяснить характер процессов в трансформаторе при гармоническом и импульсном воздействиях.
2. Почему снижается магнитная проницаемость материала сердечника при импульсном характере входного сигнала?
3. Объяснить физический смысл параметров эквивалентной схемы трансформатора.
4. Каково назначение магнитопровода в трансформаторе?
5. Как изменяется значение основного магнитного потока (магнитной индукции) в сердечнике трансформатора при изменении напряжения на первичной обмотке, сопротивления нагрузки, магнитной проницаемости материала сердечника, частоты входного сигнала?
6. Объяснить причины возникновения и характер потерь в трансформаторе, перечислить меры по снижению этих потерь. Какие потери в трансформаторе определяются в опыте холостого хода и в опыте короткого замыкания?
7. С какой целью сердечник низкочастотного трансформатора выполняется наборным из листов электротехнической стали?
8. Как изменяются индуктивность намагничивания и индуктивности рассеяния обмоток при существенном изменении магнитной проницаемости материала сердечника, w_1 , l_{cp} ?
9. Какие элементы эквивалентной схемы трансформатора определяют ход частотной характеристики коэффициента передачи трансформатора в области верхних (нижних) частот?
10. Какие элементы эквивалентной схемы трансформатора определяют искажения импульсных сигналов в области малых (больших) времен?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Цели работы:

1. Исследование работы машин постоянного тока в двигательном и генераторном режимах.
2. Изучение основных характеристик двигателя и генератора постоянного тока.

Краткие теоретические сведения

Принцип действия машин постоянного тока основан на явлении электромагнитной индукции и взаимодействии тока, протекающего в проводниках обмотки якоря, с магнитным потоком возбуждения Φ_B . Согласно закону электромагнитной индукции в проводниках обмотки якоря, вращающегося с частотой n , потоком возбуждения Φ_B индуцируется ЭДС $E = C_e n \Phi_B$, где C_e – электрическая постоянная машины. Если по обмотке якоря протекает ток $I_{\text{я}}$, то на каждый проводник с током действует сила, создающая на валу машины электромагнитный момент $M_{\text{эм}} = C_M I_{\text{я}} \Phi_B$, где C_M – механическая постоянная машины. Этот момент уравновешивается либо механическим тормозным моментом, создаваемым на валу механической нагрузкой при работе машины в качестве двигателя, либо вращающим моментом, создаваемым каким-либо механическим источником энергии при работе машины в качестве генератора. Одно из важных свойств электрической машины состоит в ее обратимости, т. е. в способности машины работать как в качестве генератора, так и в качестве двигателя. В двигательном режиме напряжение, подводимое к обмотке якоря, $U_{\text{я}}$, превышает ЭДС, возникающую в обмотке якоря, на значение падения напряжения на обмотке якоря и на щеточных контактах, а в генераторном режиме – наоборот, $E > U_{\text{я}}$ на это же значение. При одинаковой полярности напряжения на обмотках якоря ток в обмотке якоря протекает в двигательном и генераторном режимах в противоположных направлениях.

Поскольку ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря потоком возбуждения Φ_B , при работе машины в режиме двигателя направлена навстречу приложенному напряжению $U_{\text{я}}$, то она называется противоЭДС якоря. Уравнение Кирхгофа для цепи якоря в установившемся режиме имеет вид

$$U_{\text{я}} = E + I_{\text{я}}r_{\text{я}} = C_{\text{е}}n\Phi_{\text{в}} + I_{\text{я}}r_{\text{я}}, \quad (7.1)$$

где $r_{\text{я}}$ – суммарное сопротивление в цепи якоря. ПротивоЭДС якоря E играет существенную роль в преобразовании энергии в машине и позволяет в основном определить зависимость скорости вращения якоря n от тока возбуждения $I_{\text{в}}$ и входного напряжения источника $U_{\text{я}}$:

$$n = E / (C_{\text{е}}\Phi_{\text{в}}) = (U_{\text{я}} - I_{\text{я}}r_{\text{я}}) / (C_{\text{е}}\Phi_{\text{в}}), \quad (7.2)$$

причем $I_{\text{я}}r_{\text{я}} \ll U_{\text{я}}$.

Следует учесть, что при подключении двигателя к источнику с напряжением $U_{\text{я}}$ в цепи неподвижного якоря ($n = 0$) наблюдается скачок пускового тока $I_{\text{я.пуск}} \gg I_{\text{я.ном}}$, так как противоЭДС в начальный момент равна нулю ($E = C_{\text{е}}n\Phi_{\text{в}} = 0$) и из уравнения (7.1) следует: $I_{\text{я.пуск}} = U_{\text{я}} / r_{\text{я}} \gg I_{\text{я.ном}}$. Поэтому непосредственное включение двигателя большой мощности связано с большими скачками тока и опасностью возникновения аварийного режима.

Среди основных характеристик генератора постоянного тока с независимым возбуждением, снимаемых при $n = n_{\text{ном}} = \text{const}$, отметим следующие:

- 1) характеристика холостого хода $U_{0\text{x}} = E_{0\text{x}} = C_{\text{е}}n\Phi_{\text{в}}$ при $I_{\text{я}} = 0$ (рис. 7.1, а);
- 2) внешняя или нагрузочная характеристика $U_{\text{н}} = E - I_{\text{я}}r_{\text{я}} = C_{\text{е}}n\Phi_{\text{в}} - I_{\text{я}}r_{\text{я}}$ при $I_{\text{в}} = I_{\text{вн}} = \text{const}$ (рис. 7.1, б);
- 3) регулировочная характеристика $I_{\text{в}} = f(I_{\text{я}})$ при $U_{\text{н}} = U_{\text{н.ном}} = \text{const}$ (рис. 7.1, в).

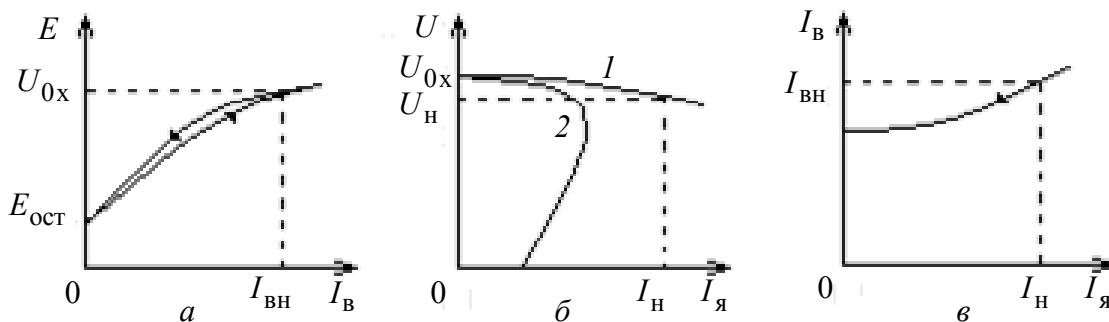


Рис. 7.1

Указанные характеристики определяются в основном способом возбуждения. При независимом (внешнем) возбуждении обмотка возбуждения подключается к внешнему источнику, а в режиме самовозбуждения подключается к якорю машины (параллельно, последовательно или последовательно-параллельно). Режим самовозбуждения может реализовываться при наличии

остаточного потока $\Phi_{\text{ост}}$ (и соответственно $E_{\text{ост}}$), совпадающего по направлению с потоком возбуждения $\Phi_{\text{в}}$; при выполнении условия баланса, когда значение сопротивления обмотки возбуждения меньше критического $r_{\text{в}} < r_{\text{в.кр}}$. Нелинейность магнитной цепи, связанная с насыщением, отражается на виде характеристики холостого хода (появляется участок насыщения) (см. рис. 7.1, а) и внешней характеристики (при значительных токах $I_{\text{я}}$) за счет явления реакции якоря – влияния магнитного поля якоря на магнитное поле полюсов. При этом результирующее магнитное поле возбуждения уменьшается, что приводит к уменьшению ЭДС. Для ослабления реакции якоря в машинах средней и большой мощности устанавливают дополнительные полюса, магнитное поле которых направлено навстречу потоку реакции якоря, компенсируя его.

Следует также отметить, что если внешняя характеристика генератора с независимым возбуждением (кривая 1 на рис. 7.1, б) пологая (жесткая), то у генератора с параллельным самовозбуждением она круто падающая (кривая 2) с характерным ограничением максимального тока нагрузки $I_{\text{н max}}$ и малым значением тока короткого замыкания $I_{\text{к.з}} = E_{\text{ост}}/r_{\text{я}} \ll I_{\text{я.ном}}$.

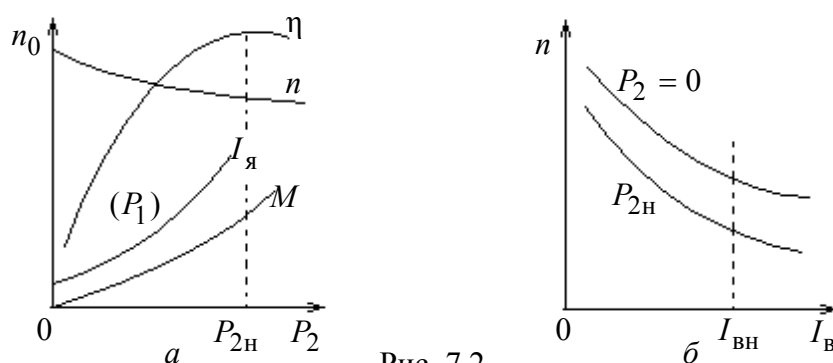


Рис. 7.2

Основные характеристики двигателя – это рабочие и регулировочная характеристики. Рабочие характеристики определяют параметры двигателя в зависимости от нагрузки (мощности P_2) на валу, т. е. $I_{\text{я.д}}, n, P_1, \eta, M = f(P_2)$. Указанные зависимости во многом определяются способом возбуждения и снимаются при постоянном входном напряжении $U_{\text{я}} = U_{\text{ном}} = \text{const}$. Графики этих зависимостей для двигателя с параллельным возбуждением (рис. 7.2, а) определяются на основе соотношений (7.1), (7.2) и следующих выражений:

$$M_{\text{эм}} = C_M I_{\text{я}} \Phi_{\text{в}}, \quad \eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + P_{\text{м}} + P_{\text{ст}} + P_{\text{мех}}), \quad (7.3)$$

где $P_1 = I_{\text{я}} U_{\text{я}}$, $P_{\text{м}} = I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}$ – потери в меди; $P_{\text{ст}}$ – потери в стали; $P_{\text{мех}}$ – механические потери, причем $P_{\text{ст}}$ и $P_{\text{мех}}$ практически не зависят от P_2 .

Для двигателя с параллельным возбуждением из условия $U_{\text{я}} = U_{\text{НОМ}} = \text{const}$ вытекает условие $I_{\text{В}} = I_{\text{В.НОМ}} = \text{const}$ и $\Phi_{\text{В}} \approx \Phi_{\text{В.НОМ}} = \text{const}$. Регулировочная характеристика (рис. 7.2, б) определяется зависимостью $n = f(I_{\text{В}})$ при $U_{\text{я}} = U_{\text{НОМ}} = \text{const}$; $P_2 = \text{const}$ (7.2).

Выражение (7.2) показывает, что скорость вращения якоря двигателя изменяется в широких пределах, ограниченных с одной стороны максимальным значением потока возбуждения $\Phi_{\text{В.макс}}$ в результате насыщения магнитной цепи и потоком реакции якоря, а с другой стороны – устойчивостью работы двигателя при минимальных значениях тока $I_{\text{В}}$ (7.3).

В электрических машинах различают еще один режим – режим электромагнитного тормоза, отличающийся от генераторного тем, что механическая энергия поступает от внешнего источника, вращая якорь в противоположную (по отношению к электромагнитному моменту) сторону. Этот режим сопровождается сильным нагревом машин, так как и электрическая, и механическая энергия, подводимая к машине, преобразуется в тепловую. Поэтому такой режим, как правило, бывает кратковременным.

Описание лабораторного макета

В макете используются две одинаковые машины постоянного тока (радиоумформеры РУ-45А), валы которых соединены муфтой. Принципиальная схема макета приведена на рис. 7.3.

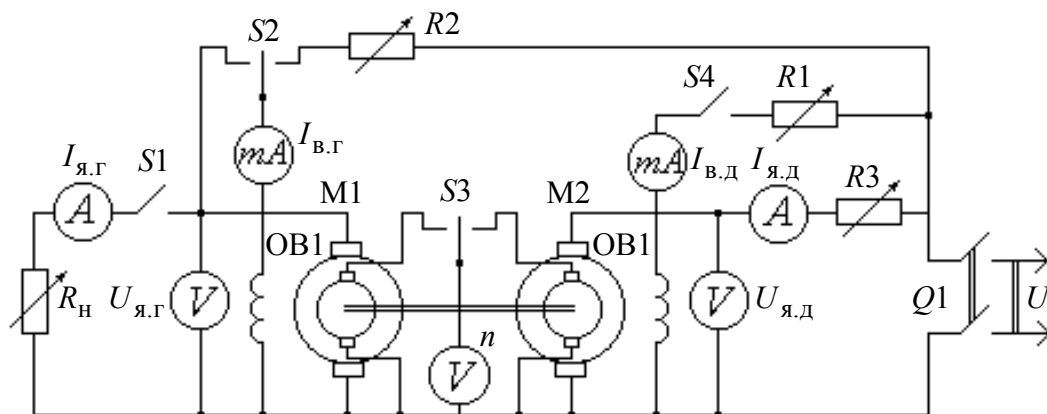


Рис. 7.3

Машина М1 используется в качестве генератора, а такая же машина М2 – в качестве двигателя. Питание обмотки якоря двигателя и обмоток возбуждения обеих машин осуществляется от источника постоянного тока с напряжением $U = 27$ В. Токи обмоток возбуждения регулируются реостатами $R1$ и $R2$. В макете предусмотрена возможность подключения обмотки возбуждения генератора к обмотке якоря этой машины (переключатель $S2$). На-

пряжение, подводимое к обмотке якоря двигателя, регулируется реостатом $R3$. Дополнительные обмотки якорей обоих радиоумформеров подключаются переключателем $S3$ к вольтметру, измеряющему ЭДС этих обмоток ($U(n) = E = C_e n \Phi_B$). Шкала вольтметра проградуирована в оборотах в минуту n , причем градуировка выполнена при токе обмоток возбуждения машин $I_{В.НОМ} = 600$ мА. Поэтому вольтметр должен подключаться к обмотке той из машин, для которой ток возбуждения в процессе эксперимента остается неизменным, т. е. к двигателю при исследовании генератора и к генератору – при исследовании двигателя. На макете есть также электроизмерительные приборы для регистрации напряжения и тока обмоток якоря генератора и двигателя ($U_{я.г}, I_{я.г}, U_{я.д}, I_{я.д}$), токов обмоток возбуждения ($I_{В.г}, I_{В.д}$).

Программа выполнения работы

Ознакомиться с принципиальной схемой макета, расположением органов регулировки и контроля.

1. Исследование генератора постоянного тока с независимым возбуждением.

При выполнении этой части работы якорь генератора $M1$ приводится во вращение двигателем $M2$. Все характеристики генератора снимаются при постоянной частоте вращения $n = n_{НОМ} = 6000$ об/мин, что достигается изменением напряжения на обмотке якоря двигателя $U_{я.д}$ с помощью реостата $R3$. Ток обмотки возбуждения двигателя поддерживать постоянным – $I_{В.д.НОМ} = 600$ мА. Обмотку возбуждения генератора подключить к источнику постоянного напряжения (переключатель $S2$ в положении «Независимое возбуждение»), а переключатель $S3$ – в положении $M2$ («Двигатель»).

Для уменьшения пусковых токов перед каждым включением двигателя (выключатель $Q1$) необходимо устанавливать максимальное значение сопротивления реостата $R3$.

1.1. Снять характеристику холостого хода генератора $U_{я.г} = f(I_{В.г})$ при $n = n_{НОМ} = 6000$ об/мин, $I_{я.г} = 0$. Ток возбуждения генератора изменять от 0 до 800 мА.

1.2. Снять внешнюю (нагрузочную) характеристику генератора с независимым возбуждением $U_{я.г} = f(I_{я.г})$ при $n = n_{НОМ}$, $I_{В.г} = 600$ мА. Ток в цепи нагрузки ($I_{я.г}$) изменять реостатом R_H от 0 ($S1$ – «Выкл») до 2,5 А. По внешней характеристике определить внутреннее сопротивление генератора.

1.3. Снять регулировочную характеристику генератора $I_{в.г} = f(I_{я.г})$ при $n = n_{ном}$, $U_{я.г} = U_{я.ном} = const$.

Регулировочная характеристика генератора показывает, как нужно изменять ток возбуждения генератора при изменении нагрузки (тока $I_{я.г}$) для того, чтобы поддерживать напряжение на нагрузке генератора ($U_{я.г}$) постоянным.

Регулировочная характеристика (см. рис. 7.1, в) снимается, начиная с точки, соответствующей номинальному режиму: $I_{я} = I_{я.ном} = 2,5$ А, $U_{я} = U_{я.ном} = const$, с последующим уменьшением тока $I_{я} < I_{я.ном}$.

2. Исследование генератора постоянного тока с самовозбуждением.

2.1. Перевести генератор в режим самовозбуждения, переключив обмотку возбуждения параллельно обмотке якоря генератора ($S1$ – «Выкл»), и записать получающиеся при этом значения $U_{я.г}$ и $I_{в.г}$.

На график с характеристикой холостого хода (см. п. 1.1) нанести в том же масштабе характеристику обратной связи – зависимость тока в обмотке возбуждения генератора от напряжения на этой обмотке (сопротивление обмотки возбуждения $R_{в.г} = 50$ Ом). Сопоставить координаты точки пересечения характеристик холостого хода и обратной связи со значениями $U_{я.г}$ и $I_{в.г}$ при выполнении условий режима самовозбуждения.

2.2. Если условия самовозбуждения выполняются, снять внешнюю характеристику генератора с параллельным возбуждением $U_{я.г}$, $I_{в.г} = f(I_{я.г})$ при $n = n_{ном}$. По внешней характеристике определить внутреннее сопротивление генератора: $R_i = - \Delta U_{я.г} / \Delta I_{я.г}$.

3. Исследование двигателя постоянного тока.

Нагрузкой двигателя М2, создающей тормозной момент, служит генератор М1, нагруженный в свою очередь на реостат R_H . Поэтому уменьшение сопротивления реостата R_H приводит к увеличению тока $I_{я}$ и механической нагрузки P_2 (тормозного момента) на валу двигателя. Переключатель $S2$ установить в положение «Независимое возбуждение», а $S3$ – в положение М1 («Генератор»).

3.1. Снять рабочие характеристики двигателя $I_{я.д}$, M , n , P_1 , $\eta_d = f(P_2)$ при $U_{я.д}$, $I_{в.д} = const$ ($U_{я.д} = 20$ В, $I_{в.д} = I_{в.г} = 600$ мА), где $P_2 = P_{г} / \eta_{г} = U_{я.г} I_{я.г} / \eta_{г}$ – полезная мощность на валу двигателя; $P_{г} = U_{я.г} I_{я.г}$ – мощность в нагрузке генератора; $\eta_{г.ном} \approx 0,4$ – КПД генератора; $P_1 = U_{я.д} I_{я.д}$ –

мощность, потребляемая цепью якоря двигателя; $M = 9,55 P_2 / n$ – вращающий момент, Н·м; $\eta_d = P_2 / P_1$ – КПД двигателя.

Мощность на валу двигателя P_2 изменять, регулируя реостатом R_H ток $I_{я.Г}$ от 0 ($S1$ – «Выкл») до 3 А.

3.2. Снять регулировочную характеристику двигателя $n = f(I_{в.д})$ при $U_{я.д} = \text{const}$ ($U_{я.д} = 20$ В) для двух случаев:

- а) при холостом ходе двигателя ($I_{я.Г} = 0$);
- б) при нагрузке на валу двигателя ($I_{я.Г} = 1$ А).

Ток возбуждения $I_{в.д}$ изменять в пределах от 800 до 250 мА.

Содержание отчета

1. Принципиальная схема макета.
2. Таблицы экспериментальных данных; графики снятых характеристик и зависимостей (для каждого из исследуемых режимов).
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Почему характеристика холостого хода генератора подобна характеристике намагничивания машины $\Phi_B = f(I_B)$?
2. Что такое явление реакции якоря, как оно влияет на характеристики генератора и двигателя?
3. Каковы условия самовозбуждения генератора постоянного тока?
4. Какие виды потерь различают в машинах постоянного тока?
5. Объяснить, с какой целью якорь машины постоянного тока выполняется из набора отдельных пластин (как и в трансформаторах).
6. При каком способе возбуждения генератора постоянного тока короткое замыкание нагрузки не является опасным?
7. Каково соотношение между напряжением питания и ЭДС обмотки якоря в генераторе (двигателе) постоянного тока?
8. Объяснить ход внешних характеристик генератора постоянного тока при различных способах возбуждения.
9. Каким образом можно изменять частоту вращения якоря двигателя?
10. Объяснить различие рабочих характеристик двигателя постоянного тока при различных способах возбуждения.
11. Объяснить, почему при возрастании нагрузки на валу двигателя P_2 ток якоря $I_{я.д}$ увеличивается?

Лабораторная работа № 8

ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Цели работы:

1. Исследование характеристик универсального асинхронного двигателя.
2. Исследование характеристик дросселя насыщения.

Краткие теоретические сведения

Принцип действия асинхронного двигателя основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля, создаваемого обмотками возбуждения статора, с током в обмотках ротора. По числу фаз обмоток статора асинхронные двигатели делятся на трехфазные, двухфазные и однофазные. По типу обмотки ротора асинхронные двигатели различаются на двигатели с короткозамкнутой и фазной обмотками.

Вращающееся магнитное поле может создаваться любой многофазной системой обмоток возбуждения статора, а в однофазных асинхронных двигателях оно создается за счет дополнительной обмотки статора, напряжение на которую поступает от питающей сети через фазосдвигающий конденсатор (рис. 8.1, б). Таким образом, однофазный (конденсаторный) асинхронный двигатель, по существу, является двухфазным.

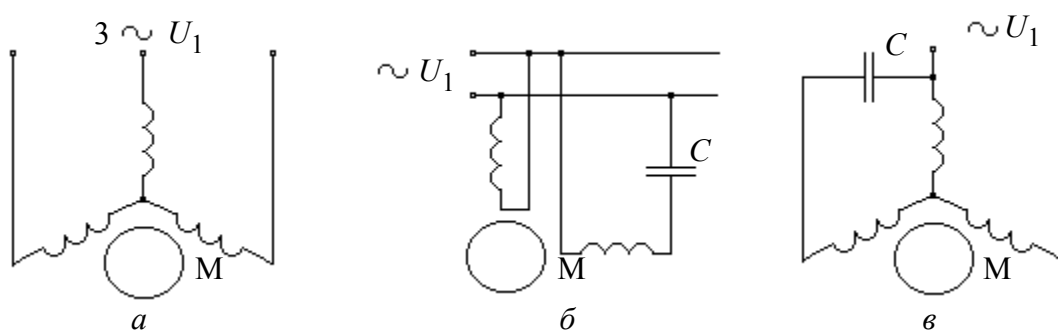


Рис. 8.1

Асинхронные двигатели малой мощности (как правило, с короткозамкнутым ротором) часто выпускаются универсальными, рассчитанными для работы как от трехфазной (рис. 8.1, а), так и от однофазной сети переменного тока. Схема включения обмоток статора (сдвинутых в пространстве друг относительно друга) при однофазном питании с использованием фазосдвигающего конденсатора приведена на рис. 8.1, в. Данная система позволяет получить практически круговое вращающееся магнитное поле возбуждения лишь при определенной механической нагрузке на валу двигателя.

Для асинхронных двигателей характерно то, что угловая частота вращения магнитного поля статора (синхронная скорость) Ω_1 (или n_1) отличается от угловой скорости вращения ротора Ω_2 (или n_2):

$$\Omega_1 = 2\pi f_1/p; \quad \Omega_2 = \pi n_2/30,$$

где f_1 – частота напряжения сети; p – число пар полюсов. При анализе работы асинхронного двигателя используют относительную величину s , называемую скольжением:

$$s = \Delta\Omega/\Omega_1 = (\Omega_1 - \Omega_2)/\Omega_1 = (n_1 - n_2)/n_1. \quad (8.1)$$

Следует отметить, что f_2 – частота ЭДС, наводимой в обмотках ротора, – отличается от частоты питающей сети f_1 : $f_2 = p\Delta\Omega/(2\pi) = sf_1$.

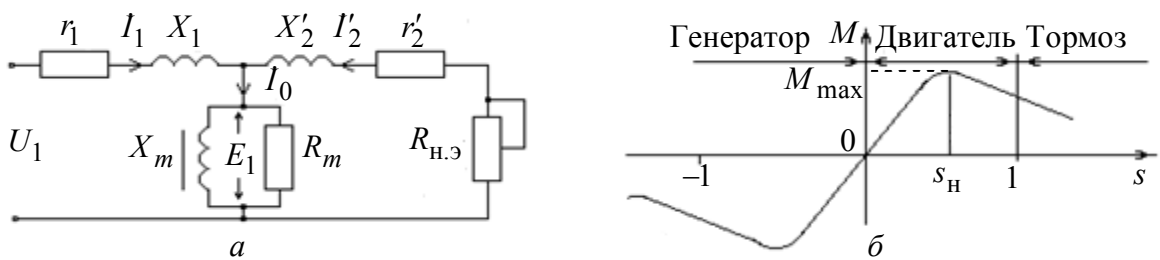


Рис. 8.2

При вращении ротора асинхронный двигатель можно рассматривать как трансформатор обобщенного типа, в котором преобразуются не только напряжения, токи, число фаз, но также частота и род энергии. Уравнениям ЭДС и токов асинхронного двигателя соответствует электрическая эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя (рис. 8.2, а), совпадающая с эквивалентной схемой сетевого трансформатора: $I_1 + I_2' = I_0$; $E_1 = 4,44 f_1 W_1 \Phi_B k_{10}$; $E_2 = 4,44 f_2 W_2 \Phi_B k_{20} = 4,44 s f_1 W_2 \Phi_B k_{20}$, где E_1 и E_2 – ЭДС, индуцируемые потоком возбуждения Φ_B в обмотках статора E_1 и ротора E_2 двигателя; k_{10} и k_{20} – коэффициенты распределения обмоток ($k_{10}, k_{20} < 1$). Нагрузкой такого трансформатора служит эквивалентное активное сопротивление $R_{н.э.}$, определяемое механической нагрузкой на валу двигателя: $R_{н.э.} = r_2'(1-s)/s$. Электромагнитный момент, развиваемый асинхронным двигателем, определяется выражением: $M_{эм} = C_M \Phi_B I_{2S} \cos \varphi_2$, где C_M – механическая постоянная машины.

Асинхронные машины используются в основном в качестве двигателя, что соответствует на механической характеристике (рис. 8.2, б) $M = f(s)$ области скольжений $0 < s < 1$. Тем не менее, они могут (в принципе) работать в генераторном режиме ($s < 0$) и в режиме электромагнитного тормоза ($s > 1$). Зона устойчивой работы двигателя ограничивается, как правило, диапазоном

скольжения $0 < s < 0,1$, что соответствует возрастающей ветви механической характеристики $M = f(s)$.

Рабочими характеристиками асинхронного двигателя называются зависимости частоты вращения ротора Ω_2 (или скольжения s), тока статора I_1 , коэффициента полезного действия $\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + P_M + P_{CT} + P_{MEH})$, коэффициента мощности $\cos \varphi_1 = P_{1a}/P_1 = P_{1a}/(U_1 I_1)$, момента на валу $M = P_2/\Omega_2$ от полезной мощности на валу P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ (рис. 8.3, а). Графики зависимостей $\cos \varphi_1$, I_1 , $\eta = f(P_2)$ подобны соответствующим графикам рабочих характеристик сетевого трансформатора.

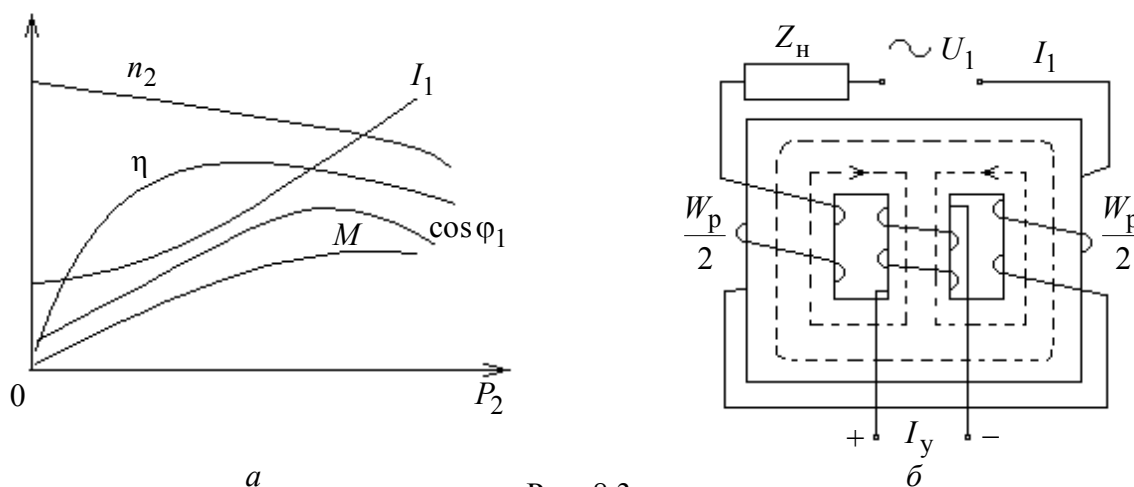


Рис. 8.3

Особенностью характеристик асинхронного двигателя является то, что характеристика $I_1 = f(P_2)$ не выходит из начала координат, так как из-за воздушного зазора на пути магнитного потока Φ_B двигатель в режиме холостого хода ($P_2 = 0$) потребляет из сети значительный ток холостого хода I_0 , достигающий $0,5I_{1H}$ и содержащий большую реактивную составляющую (следовательно, низкий $\cos \varphi_1$).

С возрастанием нагрузки P_2 двигателя ток I_1 увеличивается за счет роста его активной составляющей, что также объясняет и рост коэффициента мощности $\cos \varphi_1$, достигающий максимального значения вблизи номинального режима.

Описание лабораторного макета

В работе исследуются рабочие характеристики универсального асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с питанием от однофазной сети и использованием фазосдвигающего конденсатора $C1$ (рис. 8.4).

Напряжение на обмотках статора двигателя изменяется дросселем насыщения $T1$, принцип действия которого основан на использовании нелиней-

ности кривой намагничивания ферромагнитных материалов $B = f(H)$. Дроссели насыщения представляют собой простейшие нереверсивные (однотактные) магнитные усилители, отличающиеся от других магнитных усилителей тем, что по их нагрузочным обмоткам протекает переменный ток. Для развязки цепи управления и рабочих обмоток W_p в одной из возможных конструкций дросселя насыщения рабочие обмотки размещаются на крайних стержнях и соединяются таким образом, чтобы ЭДС, наведенная переменным магнитным потоком в обмотке управления W_y , была равна нулю (см. рис. 8.3, б). Из-за существенных недостатков дроссели насыщения используются в настоящее время редко и заменяются тиристорными и транзисторными регуляторами.

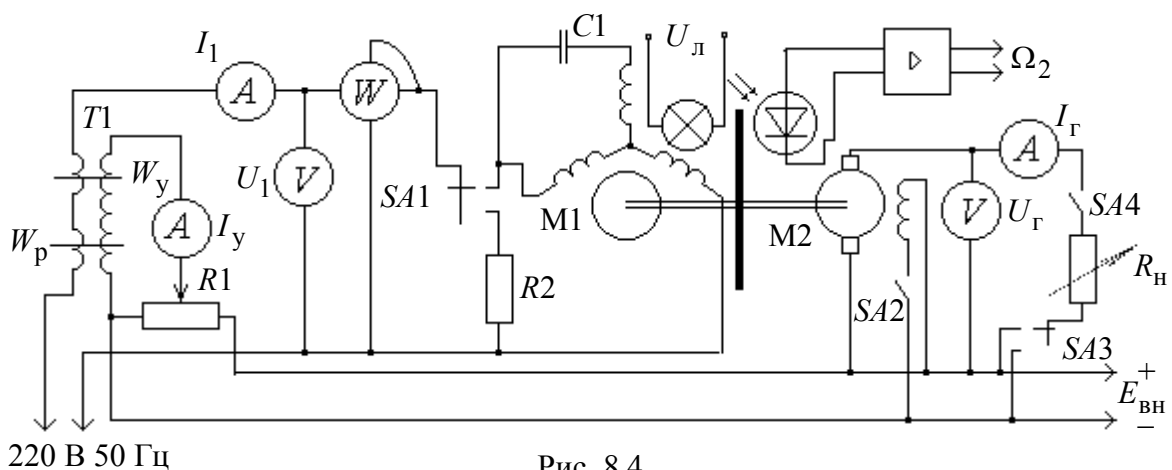


Рис. 8.4

Напряжение U_1 на обмотках статора асинхронного двигателя М1 регулируется изменением тока управления дросселя насыщения I_y . Нагрузкой на валу асинхронного двигателя служит машина постоянного тока М2, работающая в режиме генератора. Ток в обмотках статора двигателя I_1 и потребляемая активная мощность P_{1a} , напряжение на якоре генератора постоянного тока U_Γ и ток якоря I_Γ измеряются соответствующими приборами.

Частота вращения ротора асинхронного двигателя Ω_2 (n_2 , в оборотах в минуту) измеряется цифровым частотомером с использованием специальной схемы фотодиодного датчика.

Программа выполнения работы

Ознакомиться со схемой макета, приборами и регулировками (рис. 8.4).

1. Исследование характеристик дросселя насыщения.

1.1. Поставить переключатели: $SA1$ «Нагрузка ДН» в положение R ; $SA2$ «Возбуждение генератора», $SA3$ «Внешняя ЭДС генератора» и $SA4$ «Ток нагрузки» – в положение «Выкл». Включить макет в сеть.

1.2. Исследовать зависимость напряжения U_1 и тока I_1 в нагрузке от тока управления I_y : $U_1, I_1 = f(I_y)$ при подключении в качестве нагрузки дросселя насыщения резистора с активным сопротивлением R_2 . Ток управления изменять резистором $R1$.

1.3. По полученным данным рассчитать зависимость индуктивности рабочих обмоток дросселя насыщения L_p от тока управления I_y :

$$L_p \approx U_p / (2\pi f I_1) \approx (U_{\text{сети}} - U_1) / (2\pi f I_1) = (220 - U_1) / (314 I_1).$$

2. Исследование характеристик асинхронного двигателя.

Поставить переключатель $SA1$ в положение «Двигатель», а переключатели $SA2, SA3, SA4$ – в положение «Выкл».

2.1. Исследовать характеристики холостого хода асинхронного двигателя в зависимости от входного напряжения U_1 : $I_1, P_{1a}, s, \cos \varphi_1 = f(U_1)$. Напряжение U_1 изменять регулировкой тока управления I_y дросселя насыщения. Для минимального напряжения $U_1 \approx 130$ В оценить механические потери и потери в стали в машине постоянного тока ($SA2$ – в положение «Вкл», $SA3, SA4$ – «Выкл»): $P_{\text{мех}} + P_{\text{ст}} \approx P_{1a} - 3I_1^2 r_1$, где r_1 – сопротивление обмоток статора.

2.2. Исследовать рабочие характеристики асинхронного двигателя: зависимости $I_1, P_{1a}, s, n_2, M, \eta, \cos \varphi_1 = f(P_2)$ для одного значения напряжения U_1 из диапазона 210...220 В.

Нагрузку на валу асинхронного двигателя изменять варьируя ток нагрузки генератора постоянного тока I_G от 0 ($SA4$ – «Выкл») до $I_{G\text{max}}$. (Переключатели $SA1, SA2$ и $SA4$ поставить в положение «Вкл»). Указанные зависимости рассчитать и построить график на основе соотношений (8.1) и следующих выражений:

$$P_2 = U_G I_G + I_G^2 R_{я.Г} + P_{\text{мех.Г}} + P_{\text{ст.Г}} \approx U_{0x} I_G + P_{\text{мех.Г}} + P_{\text{ст.Г}};$$

$$\eta = P_2 / P_{1a} \approx (U_G I_G + I_G^2 R_{я.Г} + P_{\text{мех.Г}} + P_{\text{ст.Г}}) / P_{1a};$$

$$s = (n_1 - n_2) / n_1; \quad M_{\text{эм}} = P_2 / \Omega_2; \quad \cos \varphi_1 = P_{1a} / (U_1 I_1).$$

Значения $P_{\text{мех.Г}}, P_{\text{ст.Г}}$ взять по результатам выполнения п. 2.1.

2.3. Исследовать зависимости потребляемой асинхронным двигателем мощности P_{1a} и тока I_1 от скорости вращения ротора $n_2 \rightarrow n_1$ и $n_2 > n_1$: $P_{1a}, I_1 = f(\Omega_2)$ при $U_1 = 210 \dots 220$ В.

Для проведения эксперимента перевести машину постоянного тока (M2) в режим работы двигателя, подав внешнюю ЭДС $E_{вн}$ на обмотку якоря (SA3 – «Вкл»). Значение ЭДС изменять реостатом R_H в цепи нагрузки генератора.

Содержание отчета

1. Схема лабораторного макета.
2. Таблицы с экспериментальными и расчетными данными и построенные по ним графики.
3. Краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Принцип работы и конструкция дросселей насыщения.
2. Эквивалентная электрическая схема асинхронного двигателя.
3. Как изменяется скольжение s и частота тока в обмотке ротора при различных режимах работы (двигателя, генератора, электромагнитного тормоза)?
4. Каким образом создается вращающееся магнитное поле возбуждения в случае питания трехфазного и двухфазного асинхронных двигателей от однофазной сети?
5. Объяснить механическую характеристику $M = f(s)$ и рабочие характеристики асинхронного двигателя. В какой области механической характеристики обеспечивается устойчивая работа двигателя?
6. Почему скорость вращения ротора асинхронного двигателя $\Omega_2 < \Omega_1$?
7. Где больше потери в стали: в роторе или в статоре асинхронного двигателя?
8. Чем объясняется низкое значение $\cos \varphi_1$ асинхронного двигателя в режиме, близком к холостому ходу?
9. Объяснить, почему мощность P_1 и ток I_1 уменьшаются при возрастании скорости Ω_2 до значения $\Omega_2 \rightarrow \Omega_1$ с помощью внешнего двигателя?

Список литературы

1. *Алексеев О. В., Китаев В. Е., Шихин А. Я.* Электротехнические устройства. – М.: Энергоиздат, 1981.
2. *Иванов-Цыганов А. И.* Электротехнические устройства радиосистем. – М.: Высш. шк., 1997.
3. Электропитание устройств связи: Учеб. для вузов / А. А. Бокуняев, Б. В. Горбачев, В. Е. Китаев и др.; под ред. В. Е. Китаева. – М.: Радио и связь, 1988.
4. *Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.* Основы преобразовательной техники: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1980.
5. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: Учеб. пособие / О. К. Березин, В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов и др.; под ред. В. А. Шахнова. – 4-е изд. – М.: КНОРУС, 2010.
6. *Костиков В. Г., Парфенов Е. М., Шахнов В. А.* Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование. – М.: Радио и связь, 1998.
7. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учеб. пособие для вузов / В. М. Бушуев, В. А. Деминский, Л. Ф. Захаров и др. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009.
8. *Попков О. З.* Основы преобразовательной техники: Учеб. пособие для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
9. *Арсеньев Г. Н., Литовко И. В.* Электропреобразовательные устройства РЭС: Учеб. пособие / под ред. Г. Н. Арсеньева. – М.: ИД «ФОРУМ»: ИНФРА-М, 2008.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа № 1. Исследование однофазных выпрямителей.....	3
Лабораторная работа № 2. Исследование трехфазных выпрямителей.....	15
Лабораторная работа № 3. Исследование двухфазных управляемых выпрямителей.....	24
Лабораторная работа № 4. Исследование стабилизатора постоянного напряжения.....	39
Лабораторная работа № 5. Исследование импульсного стабилизатора постоянного напряжения.....	57
Лабораторная работа № 6. Исследование широкополосного трансформатора.....	74
Лабораторная работа № 7. Исследование машин постоянного тока.....	84
Лабораторная работа № 8. Исследование асинхронного двигателя.....	91
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	97

Матвеев Александр Васильевич
Минченко Илья Семенович
Митрофанов Александр Васильевич
Полевой Валентин Васильевич
Похвалин Андрей Александрович
Соловьев Анатолий Антонович

Электропреобразовательные устройства

Лабораторный практикум

Редактор Э. К. Долгатов

Подписано в печать 30.12.13. Формат 60 × 84 ¹/₁₆. Бумага офсетная.

Печать офсетная. Гарнитура «Times New Roman». Печ. л. 6,25.

Тираж 85 экз.

Заказ

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5