



**Уральский
федеральный
университет**

имени первого Президента
России Б.Н.Ельцина

**Институт радиозлектроники
и информационных
технологий — РТФ**

А. А. ДУРНАКОВ

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ, ФИЛЬТРОВ, СТАБИЛИЗАТОРОВ

Учебно-методическое пособие

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

А. А. Дурнаков

**ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ
И СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ
ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ, ФИЛЬТРОВ,
СТАБИЛИЗАТОРОВ**

Учебно-методическое пособие

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся
по направлению подготовки
11.03.02 — Инфокоммуникационные
технологии и системы связи

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2018

УДК 621.314:621.311.6(075.8)

ББК 31.264.5я73+39.275я73

Д84

Рецензенты:

доц., канд. техн. наук В. В. Кийко (Уральский государственный колледж им. И. И. Ползунова);

заместитель начальника инженерного центра НПО Автоматики им. академика Н. А. Семихатова А. С. Наронов

Научный редактор — доц., канд. техн. наук Н. П. Никитин

Дурнаков, А. А.

Д84 Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. Принципы построения выпрямителей, фильтров, стабилизаторов : учеб.-метод. пособие / А. А. Дурнаков. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2018. — 108 с.

ISBN 978-5-7996-2482-8

Пособие содержит описания построения и принципов работы выпрямительных устройств, пассивных и активных сглаживающих фильтров, параметрических стабилизаторов постоянного напряжения и компенсационных стабилизаторов непрерывного действия. Приведены описание схем экспериментальных исследований, практические задания, методика обработки результатов эксперимента, справочные данные.

Библиогр.: 16 назв. Табл. 11. Рис. 42. Прил. 10.

УДК 621.314:621.311.6(075.8)

ББК 31.264.5я73+39.275я73

Учебное издание

Дурнаков Андрей Адольфович

**ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ, ФИЛЬТРОВ, СТАБИЛИЗАТОРОВ**

Редактор М. А. Терновая

Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 14.09.2018. Формат 70×100/16. Бумага офсетная. Цифровая печать. Усл. печ. л. 8,7.
Уч.-изд. л. 4,6. Тираж 50 экз. Заказ 206.

Издательство Уральского университета

Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ. 620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: +7 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41. E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ. 620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13. Факс: +7 (343) 358-93-06. <http://print.urfu.ru>

ISBN 978-5-7996-2482-8

© Уральский федеральный
университет, 2018

Оглавление

Введение	5
ГЛАВА 1. Выпрямительные устройства гармонических сигналов	6
Устройство и принцип работы схемы выпрямления.....	6
Однофазная однополупериодная схема выпрямления.....	6
Однофазная двухполупериодная схема выпрямления	13
Однофазная мостовая схема выпрямления.....	19
Вопросы для самопроверки	25
Практические задания к главе 1	26
ГЛАВА 2. Сглаживающие фильтры	31
Устройство и принцип действия сглаживающих фильтров	31
Определение, классификация и параметры сглаживающих фильтров	31
Пассивные сглаживающие фильтры	35
Активные сглаживающие фильтры	51
Вопросы для самопроверки	56
Практическое задание к главе 2.....	56
ГЛАВА 3. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения	60
Устройство и принцип действия параметрических стабилизаторов постоянного напряжения.....	60
Вопросы для самопроверки	65
Практическое задание к главе 3.....	66
ГЛАВА 4. Компенсационный стабилизатор постоянного напряжения непрерывного действия	69
4.1. Устройство и принцип действия компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения	69
Основные параметры стабилизаторов напряжения	69
Структурные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения.....	72
Транзисторный компенсационный стабилизатор постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента.....	75

Транзисторный КСПН непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента.....	79
4.2. Интегральные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения	82
Основные сведения и параметры интегральных КСПН непрерывного действия	82
Принципиальная электрическая схема ИМС К142ЕН1	83
КСПН непрерывного действия на основе ИМС К142ЕН1	85
Вопросы для самопроверки	89
Практическое задание к главе 4.....	90
Библиографический список	93
Приложение 1.....	95
Приложение 2.....	96
Приложение 3.....	97
Приложение 4.....	98
Приложение 5.....	99
Приложение 6.....	100
Приложение 7.....	101
Приложение 8.....	103
Приложение 9.....	104
Приложение 10.....	108

Введение

Устройства и системы телекоммуникаций в современных условиях имеют широчайшее использование. Это накладывает большой объем технических и эксплуатационных требований к таким устройствам и системам, а также к их составным узлам. Блоки питания входят практически во все виды электронной аппаратуры, и часто на общих функциональных электрических схемах их даже не указывают, настолько очевидно их присутствие в аппаратуре. Тем не менее, оговаривается перечень номиналов напряжений, токов, мощность по выходу каждого канала, стабильность. Но самое простое устройство, даже если оно из одного транзистора, требует внимательного отношения к блоку электропитания.

При создании устройств телекоммуникации блок питания или даже система электропитания могут быть подобраны из серийного ряда унифицированных источников электропитания, выпускаемых различными фирмами в России. Но если по эксплуатационным, конструктивным или другим требованиям серийно выпускаемые устройства электропитания не удовлетворяют потребителя, то требуется разрабатывать новое устройство с учетом всех особенностей, предъявляемых заказчиком.

В данном учебно-методическом пособии рассматриваются вопросы построения и принципы работы выпрямительных устройств, пассивных и активных сглаживающих фильтров, параметрических стабилизаторов постоянного напряжения и компенсационных стабилизаторов непрерывного действия. Развитие микроэлектроники оказало значительное влияние на источники электропитания. Компенсационные стабилизаторы выпускаются в микросхемном исполнении, поэтому в пособии рассматриваются принципиальные электрические схемы некоторых отечественных стабилизаторов и способы их подключения к выпрямительному устройству. Также приведены справочные данные отечественных и зарубежных стабилизаторов.

ГЛАВА 1.

Выпрямительные устройства гармонических сигналов

Устройство и принцип работы схемы выпрямления

Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Основная однополупериодная (однофазная) схема выпрямления (рис. 1.1, *a*) весьма проста [1, 2], она содержит трансформатор с двумя обмотками и вентиль Д. При однополупериодном выпрямлении и резистивной нагрузке ток через нагрузку R_n проходит при положительной полуволне переменного напряжения, на зажимах вторичной обмотки трансформатора $r_{обр} = \infty$, ток в цепи вентиля Д может проходить только тогда, когда анод вентиля находится под положительным потенциалом относительно катода (рис. 1.1, *б*). Это положение сохраняется половину периода $u_2(t) = \frac{1}{2}T$ (рис. 1.1, *д*).

При смене полярности напряжения $u_2(t)$ (рис. 1.1, *б*) анод вентиля становится отрицательным относительно катода, и вентиль находится под обратным напряжением (рис. 1.1, *в*). Амплитуда обратного напряжения на вентиле $U_{обр\ max}$ равна в этой схеме амплитуде напряжения на вторичной обмотке (рис. 1.1, *з*) получается пульсирующей и имеет форму однонаправленных импульсов длительностью в половину периода. Такова же форма и тока нагрузки i_0 (рис. 1.1, *д*).

Число фаз выпрямления $m = 1$, так как за период напряжения вторичной обмотки трансформатора $u_2(t)$ через нагрузку проходит один импульс тока. Для упрощения считаем вентиль и трансформатор идеальными ($r_v = 0, r_{обр} = \infty, r_{тр} = 0, x_{тр} = 0$).

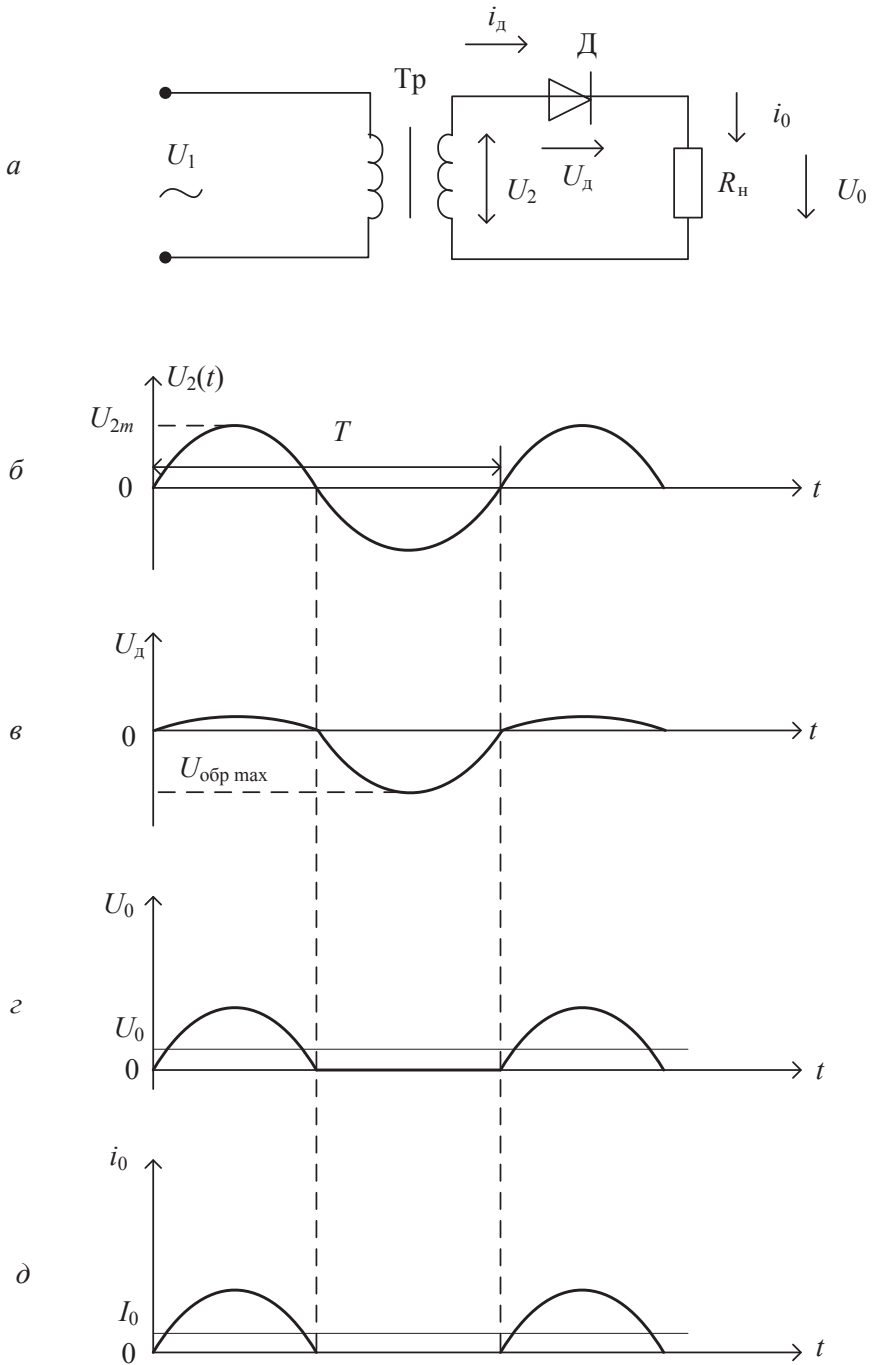


Рис. 1.1. Схема и временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя при резистивной нагрузке

Постоянная составляющая выпрямленного тока в нагрузке за период:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} I_m = 0,318 I_m.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения:

$$U_0 = R_n I_0 = 0,318 U_{2m} = 0,45 U_2.$$

Амплитуда тока через вторичную обмотку трансформатора:

$$I_m = \frac{1}{0,318} I_0 = 3,14 I_0.$$

Действующее значение напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора:

$$U_2 = 0,707 U_{2m} = 2,22 U_0,$$

$$I_2 = 0,5 I_m = 1,57 I_0.$$

Обратное напряжение на диоде Д (рис. 1.1, а):

$$U_{обр} = 3,14 U_0.$$

Частота пульсации выходного напряжения (рис. 1, з) $f_n = f_c = f_1$, а коэффициент пульсации –

$$K_n = \frac{U_{mk}}{U_0} = \frac{U_{m1}}{U_0} = 1,57.$$

При включении дросселя последовательно с резистором нагрузки R_n (рис. 1.2, а) характер работы выпрямителя изменяется, так как в моменты протекания тока помимо напряжения вторичной обмотки трансформатора $u_2(t)$ действует еще ЭДС самоиндукции дросселя e_L . На рис. 1.2, б–г представлены временные диаграммы, поясняющие работу однополупериодного выпрямителя на индуктивную нагрузку.

Во время положительной полуволны напряжения $u_2(t)$ вторичной обмотки трансформатора (рис. 1.2, б) вентиль включается и начинает пропускать ток, который под действием $u_2(t)$ сначала увеличивается, а затем уменьшается.

Форма тока i_0 (рис. 1.2, з) будет несинусоидальной, так как кроме $u_2(t)$ в цепи действует ЭДС самоиндукции e_L в обмотке дросселя: $e_L = -L \cdot \frac{di}{dt}$. При увеличении тока e_L отрицательна (рис. 1.2, в) и за-

медляет процесс нарастания тока. В этом случае изменение напряжения на аноде вентиля (рис. 1.2, а) определяется алгебраической суммой, изменяющихся во времени, $u_2(t)$ и ЭДС самоиндукции дросселя e_L (рис. 1.2, в).

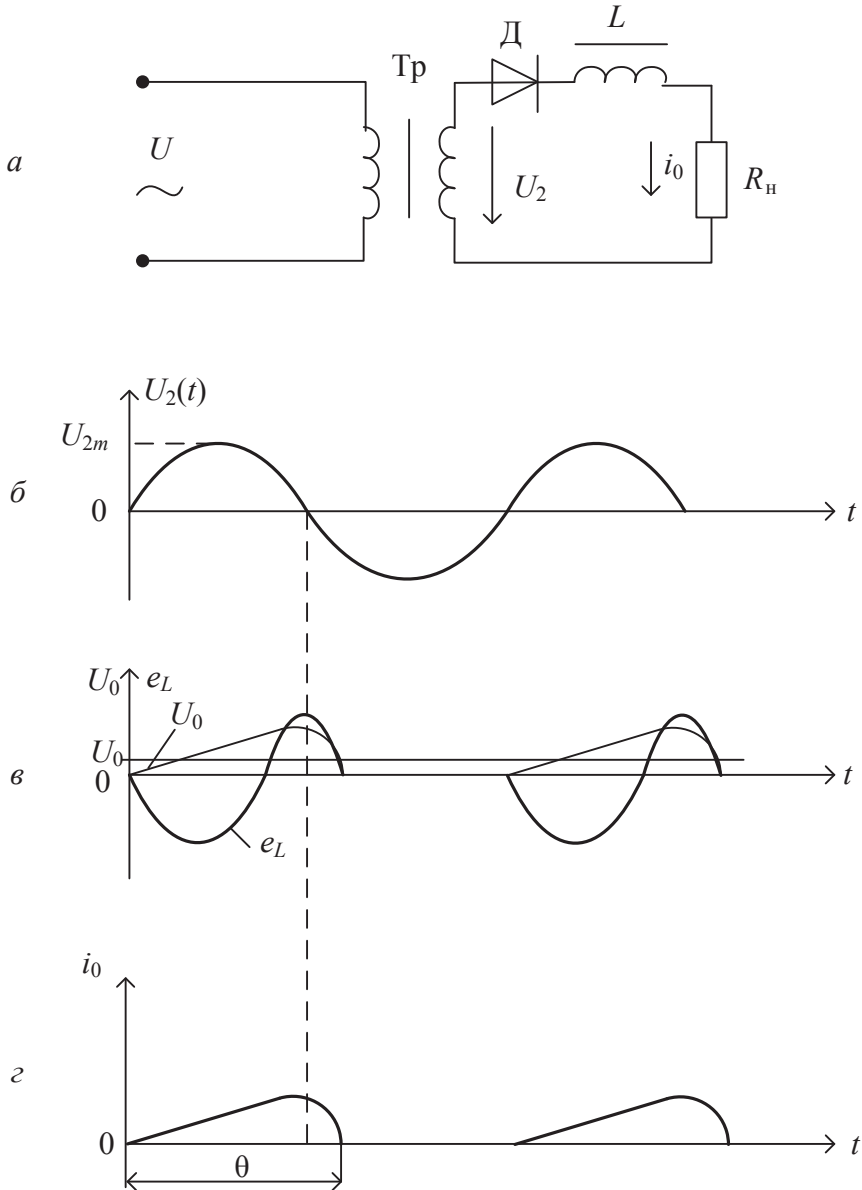


Рис. 1.2. Схема и временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя при индуктивном характере нагрузки

В результате происходит «затягивание» тока i_0 и его форма представлена на рис. 1.2, *г*. Продолжительность работы вентиля определяется углом θ импульсов тока i_0 .

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения находится из выражения

$$U_0 = U_{2m} \frac{(1 - \cos \theta)}{2\pi}.$$

Ток в нагрузке

$$i_0 = I_m \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi \cdot \exp\left(-\frac{R_H t}{L}\right) \right],$$

где

$$I_m = \frac{U_{2m}}{(R_H^2 + \omega^2 L^2)^{0,5}}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega L}{R_H}\right).$$

При работе однополупериодного выпрямителя на нагрузку емкостного характера его схема принимает вид, представленный на рис. 1.3, *а*. Конденсатор C в схеме заряжается, когда вентиль D открыт, а при закрытом вентиле разряжается на нагрузку. На рис. 1.3, *б–е* изображены временные диаграммы, поясняющие работу однополупериодного выпрямителя на емкостную нагрузку. В интервале времени $t_1 - t_2$ (рис. 1.3, *в*) напряжение u_2 (рис. 1.3, *б*) больше, чем напряжение на конденсаторе, поэтому вентиль D открывается в момент t_1 , и ток i_2 (рис. 1.3, *г*) частично идет на заряд конденсатора, а частично протекает по нагрузке. Напряжение заряда конденсатора $u_{c \text{ зар}}$ растет до момента t_2 (рис. 1.3, *в*).

Далее напряжение u_2 становится меньше напряжения на конденсаторе, и вентиль закрывается. С момента t_2 вентиль отключает вторичную обмотку трансформатора от заряженного конденсатора и нагрузки. Конденсатор разряжается на нагрузку, поддерживая в ней ток, напряжение разряда $u_{c \text{ раз}}$ в момент времени t_2 станет равным u_2 , и процесс заряда конденсатора повторяется. Ток разряда конденсатора противоположен по знаку и изменяется по экспоненциальному закону (рис. 1.3, *д*). Половина интервала времени, в течение которого протекает ток вентиля (рис. 1.3, *г*), называется углом отсечки тока θ .

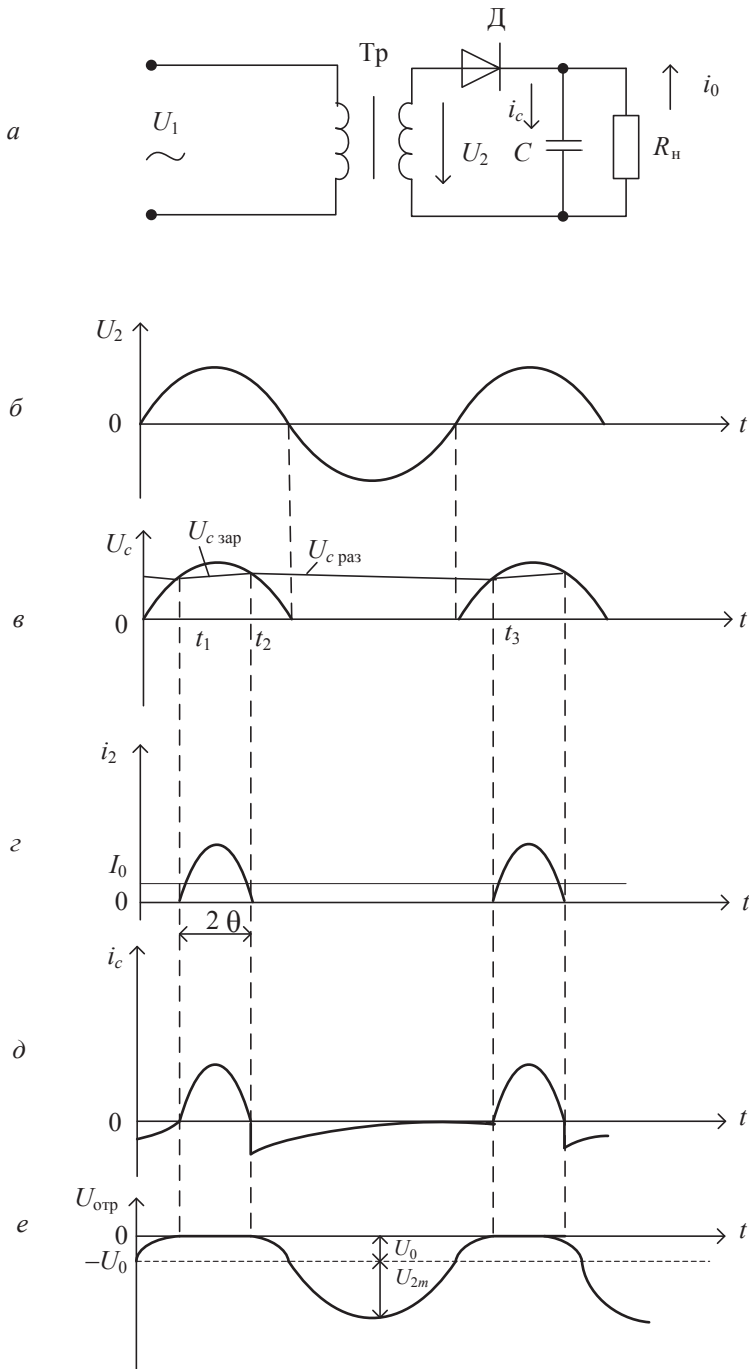


Рис. 1.3. Схема и временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя при емкостном характере нагрузки

Таким образом, конденсатор оказывает на выпрямленное пульсирующее напряжение сглаживающее действие, заключающееся в том, что за счет запаса энергии, накопленной в конденсаторе за время заряда, в нагрузке поддерживается ток в течение того времени, когда вентиль не работает. Временная зависимость обратного напряжения на вентиле представлена на рис. 1.3, δ , и его максимальное значение при $i_0 = 0$ равно

$$U_{\text{обр max}} = |U_{0\text{max}} + U_{2m}| \cong 2U_{2m}.$$

Напряжение на нагрузке и конденсаторе:

$$U_0 = U_{2m} \cos \varphi. \quad (1.1)$$

Ток нагрузки для случая m -фазного выпрямителя:

$$I_0 = \frac{mU_0}{\pi R} A(\theta), \quad (1.2)$$

где R — сопротивление фазы выпрямителя.

Амплитуда тока вентилей в случае m числа фаз выпрямителя равна

$$I_m = I_0 \frac{F(\theta)}{m}. \quad (1.3)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{I_0}{m} D(\theta), \quad (1.4)$$

а действующее значение напряжения:

$$U_2 = U_0 B(\theta).$$

Коэффициент пульсации выходного напряжения:

$$K_{\text{п}} = \frac{H(\theta)}{fRC}. \quad (1.5)$$

Коэффициенты $A(\theta)$, $B(\theta)$, $F(\theta)$, $D(\theta)$, $H(\theta)$ зависят от угла отсечки θ и от функции $A(\theta)$. Их графические зависимости представлены в [1], [4].

Зависимость постоянного напряжения на нагрузке от тока нагрузки называется нагрузочной или внешней характеристикой выпрямителя (рис. 1.4). Если ΔU_0 — изменение выпрямленного напряжения, соответствующее приросту тока нагрузки от $I_{0\text{min}}$ до $I_{0\text{max}}$, то выходное сопротивление выпрямителя, характеризующее наклон нагрузочной характеристики, равно

$$R_{\text{вых}} = -\frac{\Delta U_0}{I_{0\text{max}} - I_{0\text{min}}}. \quad (1.6)$$

Знак минус в выражении (1.6) указывает на то, что положительное выходное сопротивление имеет выпрямитель с падающей внешней характеристикой.

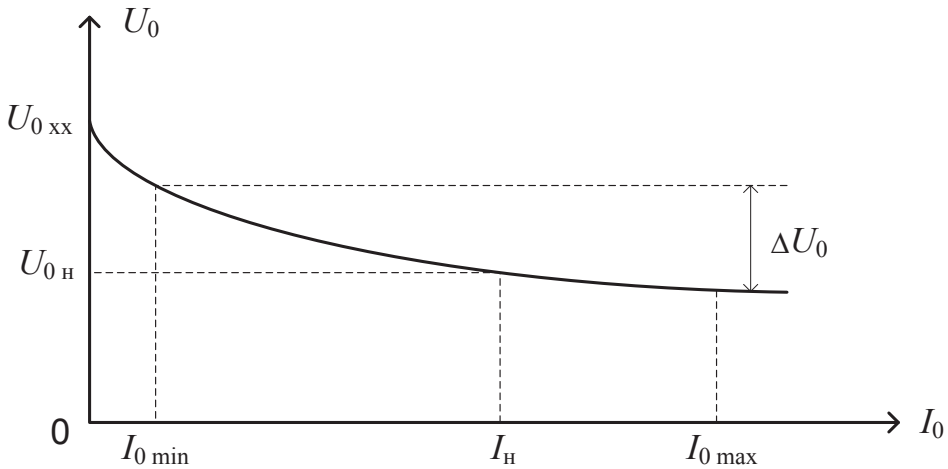


Рис. 1.4. Внешняя характеристика выпрямительной схемы

Однофазная двухполупериодная схема выпрямления

В схеме двухполупериодного выпрямителя на рис. 1.5, *a* две фазы во вторичной обмотке образуются посредством вывода ее средней (нулевой точки). Схема представляет собой сочетание двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку поочередно. При работе выпрямителя на резистивную нагрузку в первый полупериод напряжения u_{21} (рис. 1.5, *б*) открыт диод Д1, и по нагрузке протекает ток вентиля Д1 (рис. 1.5, *в*), а вентиль Д2 будет закрыт отрицательным напряжением u_{22} (рис. 1.5, *б*). Во второй полупериод напряжение на вторичных обмотках изменит свою полярность, откроется вентиль Д2, а вентиль Д1 закроется. Ток потечет через второй вентиль (рис. 1.5, *г*) и нагрузку. Вентили Д1 и Д2 работают поочередно, а ток i_0 через нагрузку проходит все время в одном направлении (рис. 1.5, *д*), создавая на ней напряжение u_0 .

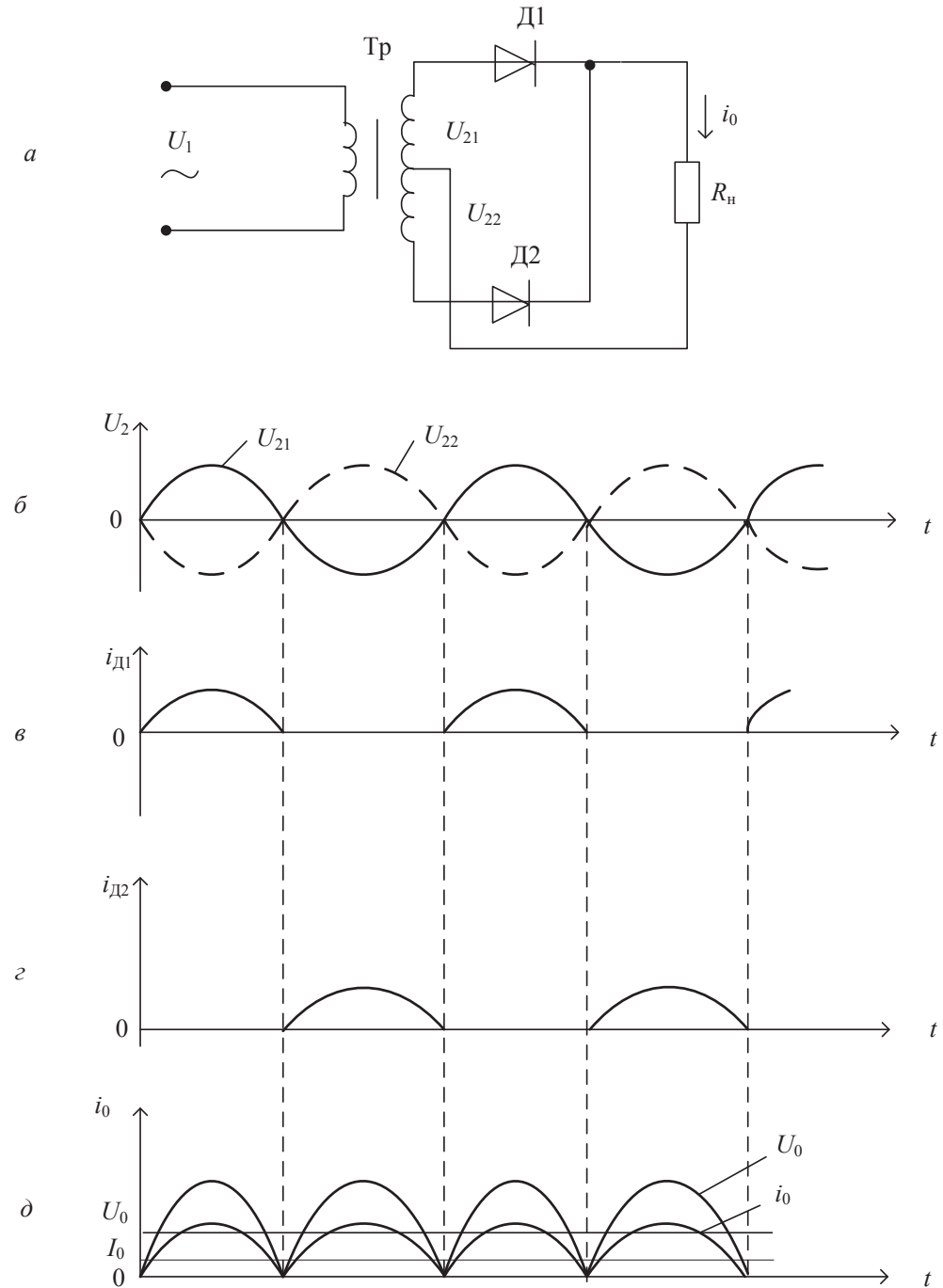


Рис. 1.5. Схема и временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя при резистивной нагрузке

Постоянная составляющая выпрямленного тока при резистивной нагрузке равна (число фаз выпрямления $m = 2$)

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_m = 0,636 I_m.$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m} = 0,9 U_2.$$

Амплитуда тока через вентиль

$$I_m = \frac{I}{0,636} = 1,57 I_0.$$

Действующее значение напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора равны

$$U_2 = \frac{\pi U_0}{2(2)^{0,5}} = 1,11 U_0,$$

$$I_2 = 0,5 I_m = 0,785 I_0.$$

Величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр}} = 2 U_{2m} = 2(2)^{0,5} U_2 = 3,14 U_0.$$

Частота пульсации в два раза выше частоты тока питающей сети $f_{\text{п}} = 2f_{\text{с}}$, а коэффициент пульсации равен $K_{\text{п}} = 0,67$.

На рис. 1.6 представлены схема и диаграммы, поясняющие работу двухполупериодного выпрямителя на индуктивную нагрузку. На выходе вторичной обмотки трансформатора действуют напряжения u_{21} , u_{22} (рис. 1.6, б), которые создают на выходе дросселя пульсирующее напряжение u (рис. 1.6, в), под действием которого в цепи дросселя и сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ протекает пульсирующий ток i_0 (рис. 1.6, е), но более сглаженный, чем при чисто резистивной нагрузке. Сглаживающее действие оказывает индуктивность дросселя L , ЭДС e_L которого частично компенсирует переменную составляющую выпрямленного напряжения. Как видно из рис. 1.6, в, если пренебречь падением на сопротивлении потерь дросселя, напряжение на $R_{\text{н}}$ представляет собой сумму напряжений:

$$u_0 = u + e_L.$$

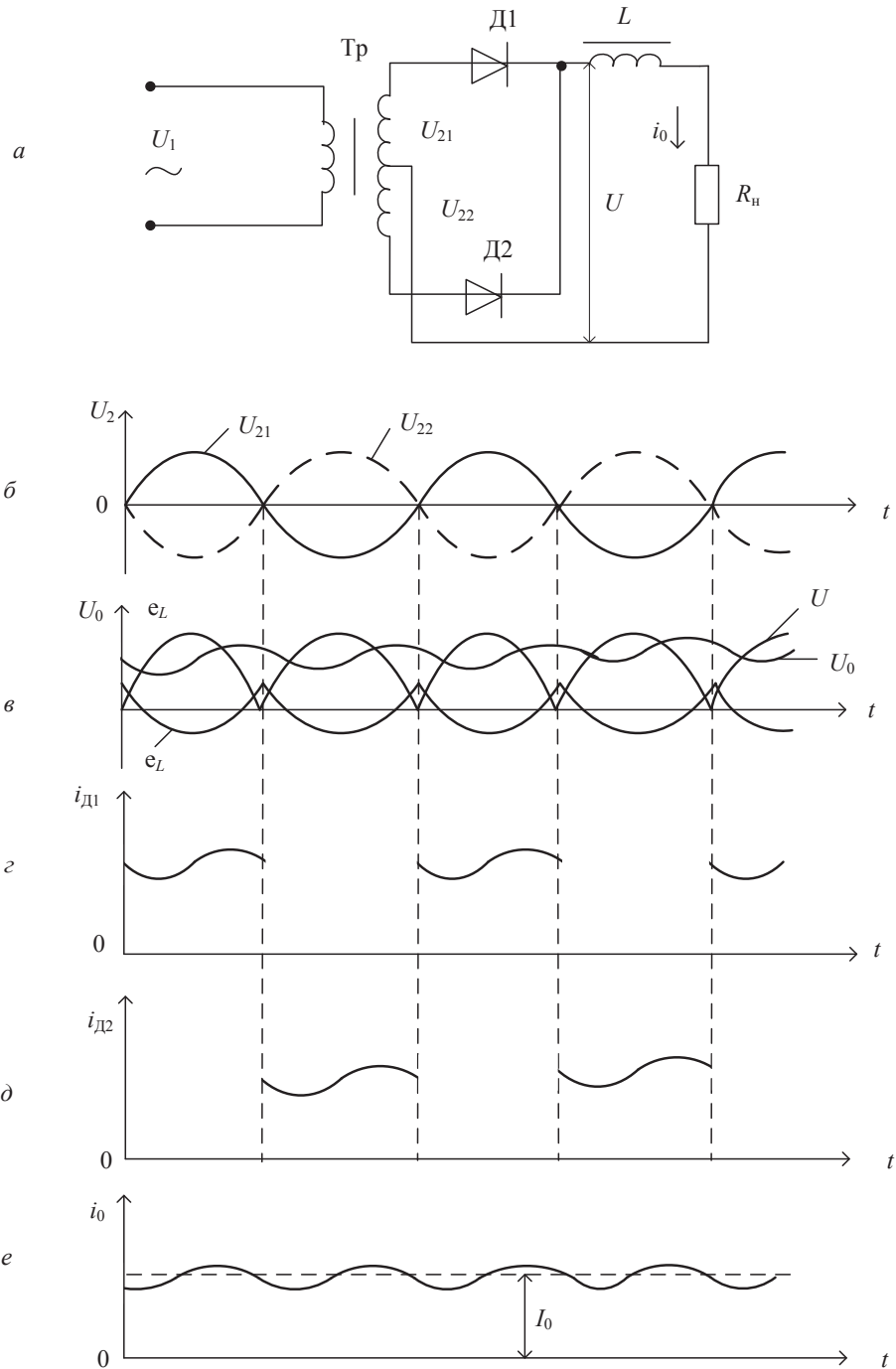


Рис. 1.6. Схема и временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя на индуктивную нагрузку

При $\tau = \frac{L}{R_n} \rightarrow \infty$ пульсации напряжения на нагрузке бесконечно малы,

так как переменная составляющая U на входе дросселя полностью компенсируется ЭДС самоиндукции. При этом форма ЭДС самоиндукции e_L (рис. 1.6, *в*) противоположна форме пульсирующего напряжения. На рис. 1.6, *в* показана форма напряжения u_0 , действующего на сопротивлении R_n при конечном значении $\tau = \frac{L}{R_n}$. Форма импульсов тока (рис. 1.6, *з, д*), проходящих через вентили Д1 и Д2, близка к прямоугольной, следовательно максимальное значение тока i_0 (рис. 1.6, *е*) близко к его среднему значению I_0 . Таким образом, при достаточно большом отношении $\frac{L}{R_n}$ форма кривой i_0 приближается

прямой линии, и пульсации тока малы, а при малых значениях индуктивности дросселя L и большем сопротивлении R_n форма кривой тока почти такая же, как при чисто резистивной нагрузке.

Из вышеизложенного следует, что выпрямитель с индуктивной реакцией нагрузки можно практически рассчитывать по формулам, действительным для расчета многофазного выпрямителя с резистивной нагрузкой.

На рис. 1.7 представлены схема и диаграммы, поясняющие работу двухполупериодного выпрямителя на емкостную нагрузку. При работе на нагрузку, начинающуюся с емкости, выпрямленное напряжение имеет пилообразную форму (рис. 1.7, *б, д*), а токи в вентилях получаются в виде усеченных косинусоидальных импульсов (рис. 1.7, *в, з*). Конденсатор C заряжается импульсами тока два раза за период переменного напряжения u_2 (рис. 1.7, *б*), и поэтому выпрямленное напряжение (рис. 1.7, *д*) пульсирует с частотой, которая в два раза больше частоты переменного напряжения. Обратное напряжение на неработающем вентиле: $U_{обр} = U_{2m} + U_0 \cong 2U_{2m}$, то есть, имеет такое же значение, как и при работе схемы (рис. 1.7, *а*) на резистивную нагрузку.

Амплитудное значение тока вентилях и трансформатора при работе на емкостную нагрузку увеличивается, так как к току нагрузки добавляется зарядный ток конденсатора.

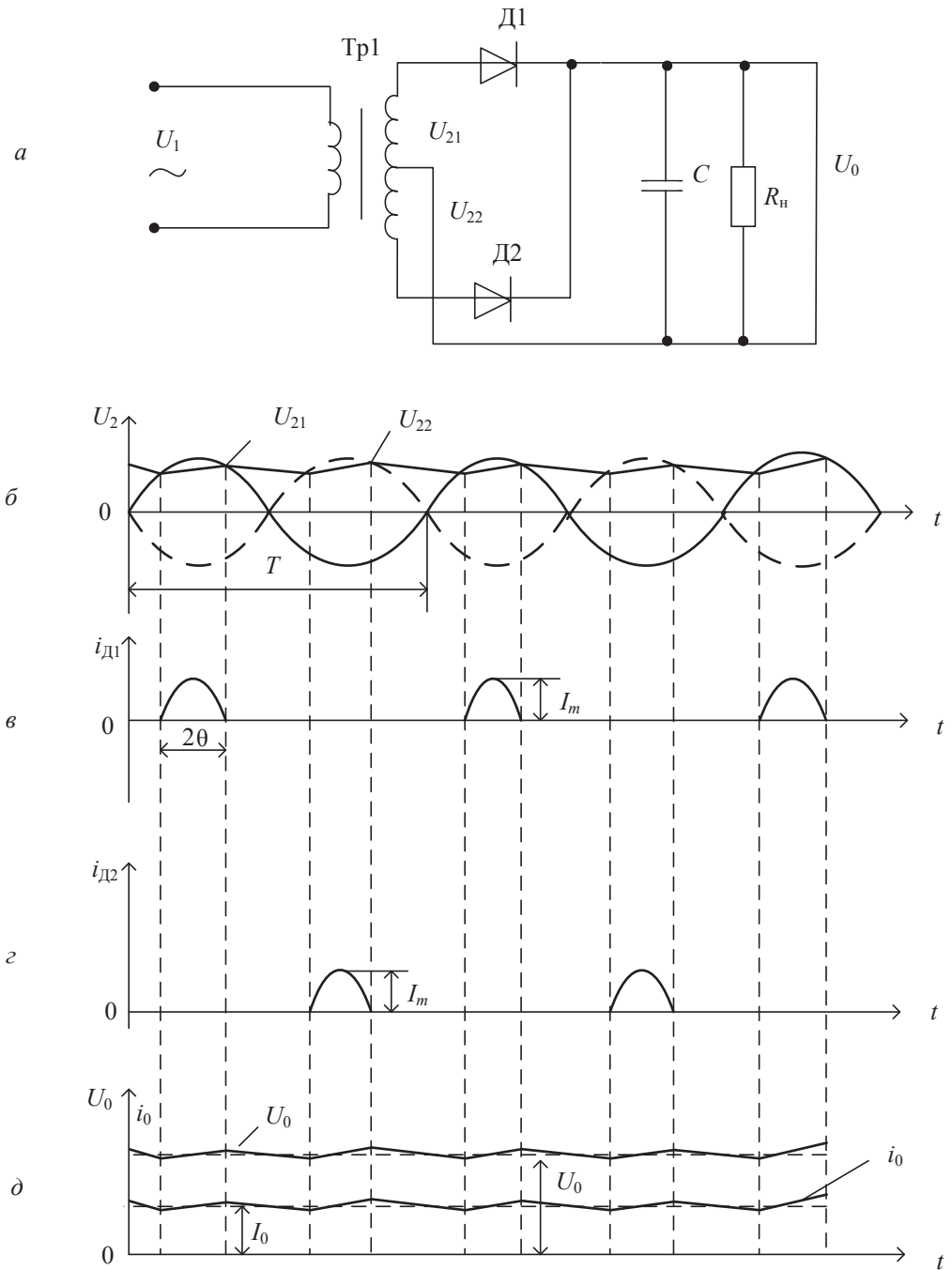


Рис. 1.7. Схема и временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя на емкостную нагрузку

В выпрямителях, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, наблюдается значительная зависимость величины выпрямленного напряжения от тока нагрузки. Эта зависимость тем больше, чем меньше емкость конденсатора. Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора находится из соотношения

$$U_2 = 2U_0 B(\theta),$$

а остальные параметры выпрямительной схемы определяются аналогично однополупериодной схеме по выражениям (1.1)–(1.5), где коэффициенты также находятся по графическим зависимостям, представленным в [1, 5].

Однофазная мостовая схема выпрямления

Однофазная мостовая схема выпрямления (рис. 1.8, *a*) содержит трансформатор с двумя обмотками и четыре вентиля. К одной диагонали моста подключается вторичная обмотка трансформатора, к другой — нагрузка. Вентили включены таким образом, что при положительном полупериоде напряжения u_2 (рис. 1.8, *б*) ток проходит по двум противоположным плечам моста — через вентили Д1, Д3 (рис. 1.8, *в*), а при другом полупериоде — через вентили Д2, Д4 (рис. 1.1, *г*). Применение мостовой схемы позволяет осуществить двухполупериодное выпрямление однофазного напряжения. Ток в нагрузке (рис. 1.8, *a*) проходит в течение обоих полупериодов напряжения u_2 (рис. 1.8, *б*). Форма выпрямленного напряжения представлена на рис. 1.8, *д*. Для схемы на рис. 1.8, *a* число фаз выпрямления равно $m = 2$.

Постоянная составляющая выпрямленного тока при резистивной нагрузке:

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_m = 0,636 I_m.$$

Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m} = 0,9 U_2.$$

Амплитуда тока через вентиль:

$$I_m = \frac{1}{0,636} I_0 = 1,57 I_0,$$

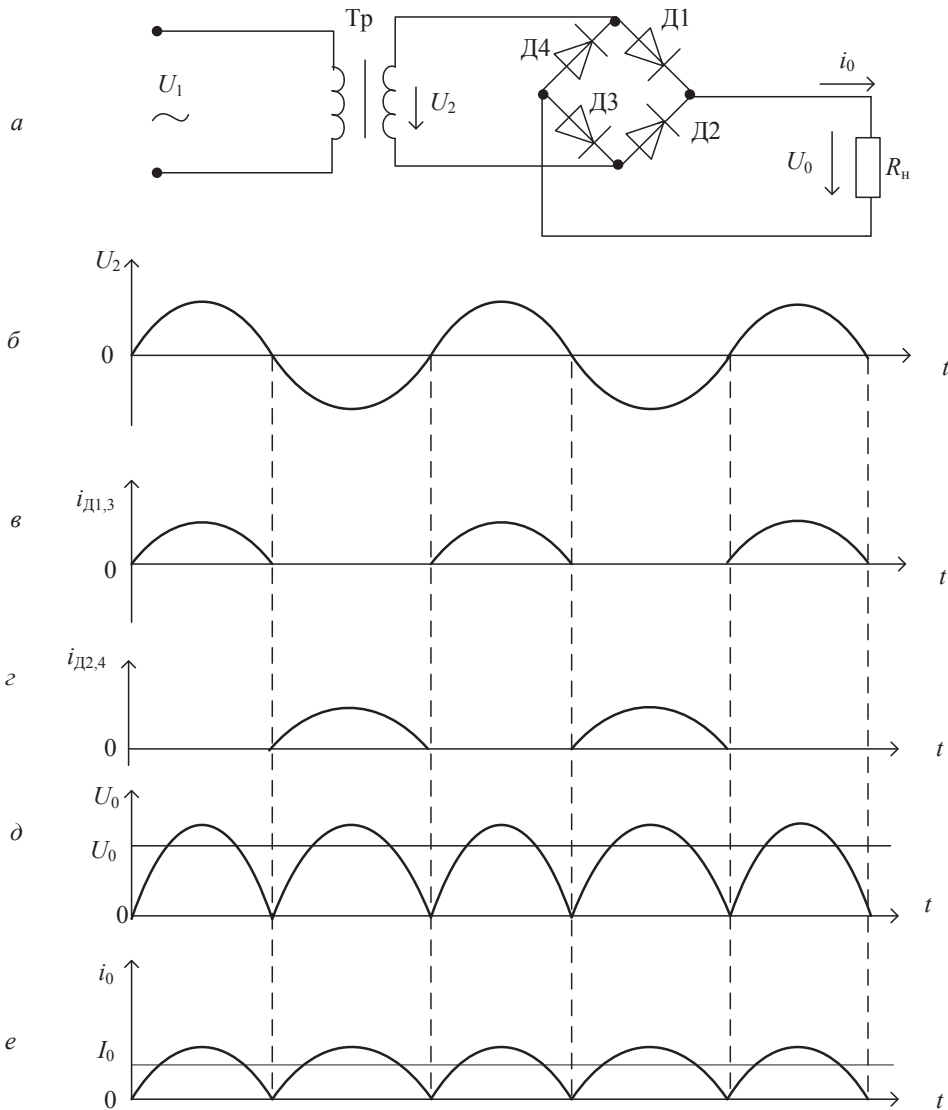


Рис. 1.8. Схема и временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямления на резистивную нагрузку

Среднее значение тока через вентиль –

$$I_{в\text{ ср}} = 0,5I_0.$$

Величина обратного напряжения на вентиле:

$$U_{обр} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_0.$$

Действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора равны

$$U_2 = 1,11U_0,$$

$$I_2 = 1,11I_0.$$

Частота пульсации выпрямленного напряжения в два раза выше частоты тока питающей сети $f_{\text{п}} = 2f_c$, а коэффициент пульсации $K_{\text{п}} = 0,67$.

На рис. 1.9 представлены схема и диаграммы, поясняющие работу мостовой схемы выпрямления на индуктивную нагрузку. На выходе вторичной обмотки трансформатора действует напряжение u_2 (рис. 1.9, б), которое создает на входе дросселя L пульсирующее напряжение u (рис. 1.9, в), под действием которого в цепи дросселя и $R_{\text{н}}$ протекает пульсирующий ток i_0 (рис. 1.9, е). Отличие режимов работы вентиля состоит в том, что при индуктивном характере нагрузки ЭДС самоиндукции e_L (рис. 1.9, в) стремится при изменении знака приложенного напряжения сохранить положительный потенциал на аноде вентиля и, следовательно, продлить интервал времени протекания тока через вентиль, что при той же мощности соответствует уменьшению амплитуды тока.

При этом ток i (рис. 1.9, е) получается более сглаженным, чем при чисто резистивной нагрузке. Сглаживающее действие оказывает индуктивность дросселя L , ЭДС e_L которого частично компенсирует переменную составляющую выпрямленного напряжения. Как видно из рис. 1.9, в, если пренебречь падением напряжения на сопротивлении потерь дросселя, напряжение на $R_{\text{н}}$ u_0 представляет собой сумму напряжений:

$$u_0 = u + e_L.$$

При $\tau = \frac{L}{R_{\text{н}}} \rightarrow \infty$ пульсации напряжения на нагрузке бесконечно малы,

так как переменная составляющая u на входе дросселя полностью компенсируется ЭДС самоиндукции. При этом форма ЭДС самоиндукции (рис. 1.9, в) противоположна форме пульсирующего напряжения. На рис. 1.9, в показана форма напряжения u_0 , действующего на сопротивлении $R_{\text{н}}$ при конечном значении $\tau = \frac{L}{R_{\text{н}}}$. Форма импульсов тока

(рис. 1.9, з, д), проходящих через вентили Д1, Д3 и Д2, Д4, близка к прямоугольной, следовательно, максимальное значение тока i_0 (рис. 1.9, е) близко к его среднему значению I_0 .

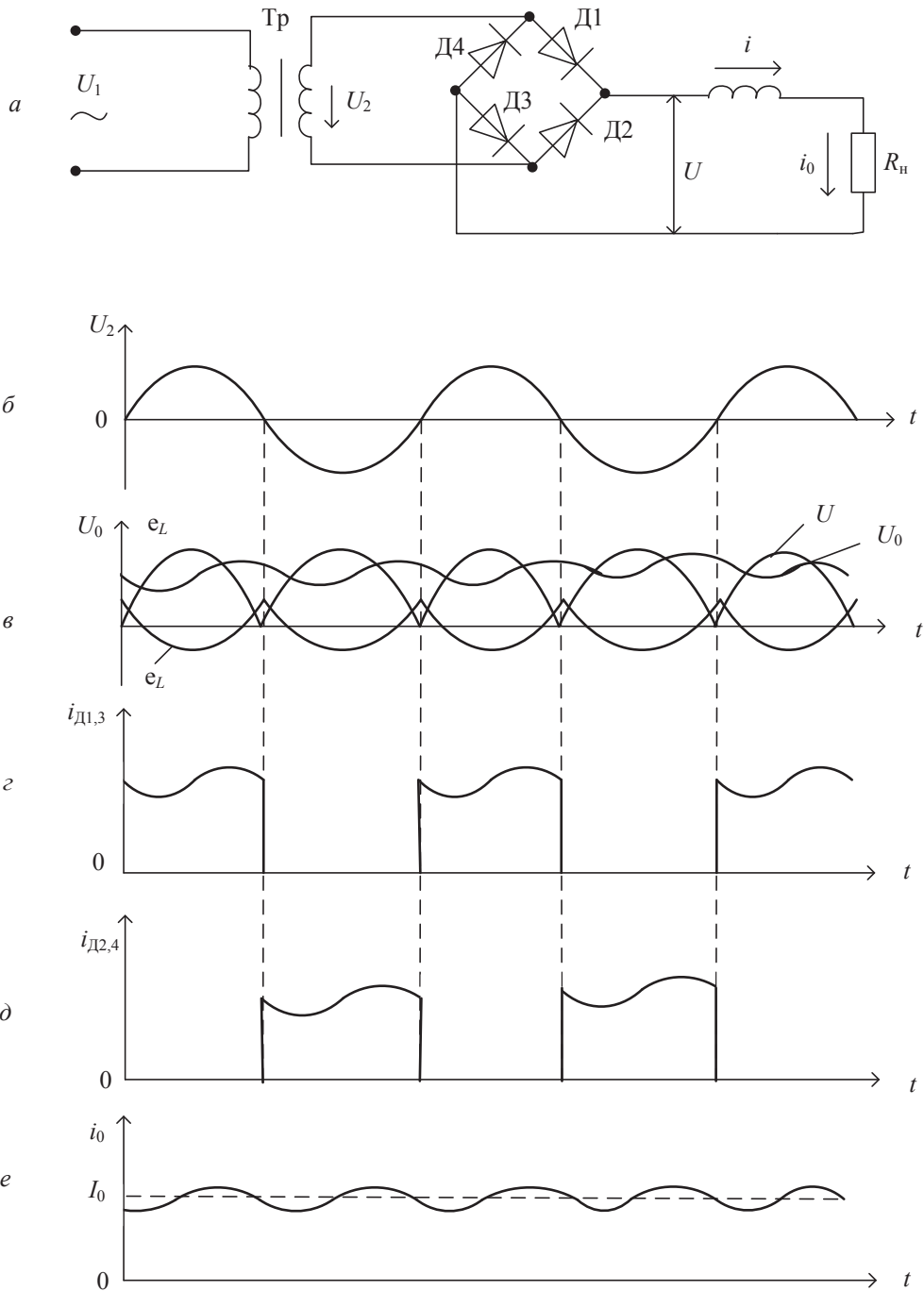


Рис. 1.9. Схема и временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямления на индуктивную нагрузку

Таким образом, при достаточно большом отношении $\frac{L}{R_n}$ форма кривой i_0 приближается к прямой линии, и пульсации тока малы, а при малых значениях индуктивности дросселя L и большом сопротивлении R_n форма кривой тока почти такая же, как при чисто резистивной нагрузке.

Из вышеизложенного следует, что выпрямитель с индуктивной реакцией нагрузки можно практически рассчитывать по формулам, действительным для расчета многофазного выпрямителя с резистивной нагрузкой.

На рис. 1.10 представлены схема и диаграммы, поясняющие работу мостовой схемы выпрямления на емкостную нагрузку. При работе на емкостную нагрузку выпрямленное напряжение имеет пилообразную форму (рис. 1.10, б), а токи в вентиллях получаются в виде усеченных косинусоидальных импульсов (рис. 1.10, в, г). Конденсатор C заряжается импульсами тока два раза за период переменного напряжения u_2 (рис. 1.10, б), и поэтому выпрямленное напряжение u_0 (рис. 1.10, б) пульсирует с частотой, которая в два раза больше частоты переменного напряжения. Обратное напряжение на двух неработающих вентиллях равно $U_{\text{обр}} = U_{2m} + U_0 \cong 2U_{2m}$.

Амплитудное значение тока вентилей и трансформатора при работе на емкостную нагрузку увеличивается, так как к току нагрузки добавляется зарядный ток конденсатора. В выпрямителях, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, наблюдается значительная зависимость величины выпрямленного напряжения от тока нагрузки. Эта зависимость тем больше, чем меньше емкость конденсатора. Ток нагрузки в общем случае для m -фазного выпрямителя:

$$I_0 = \frac{mU_0}{\pi R} A(\theta),$$

где R — сопротивление фазы выпрямителя.

Амплитуда тока вентилля в случае числа фаз выпрямления m равна

$$I_m = \frac{I_0 F(\theta)}{m}.$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{2} \frac{I_0}{m} D(\theta).$$

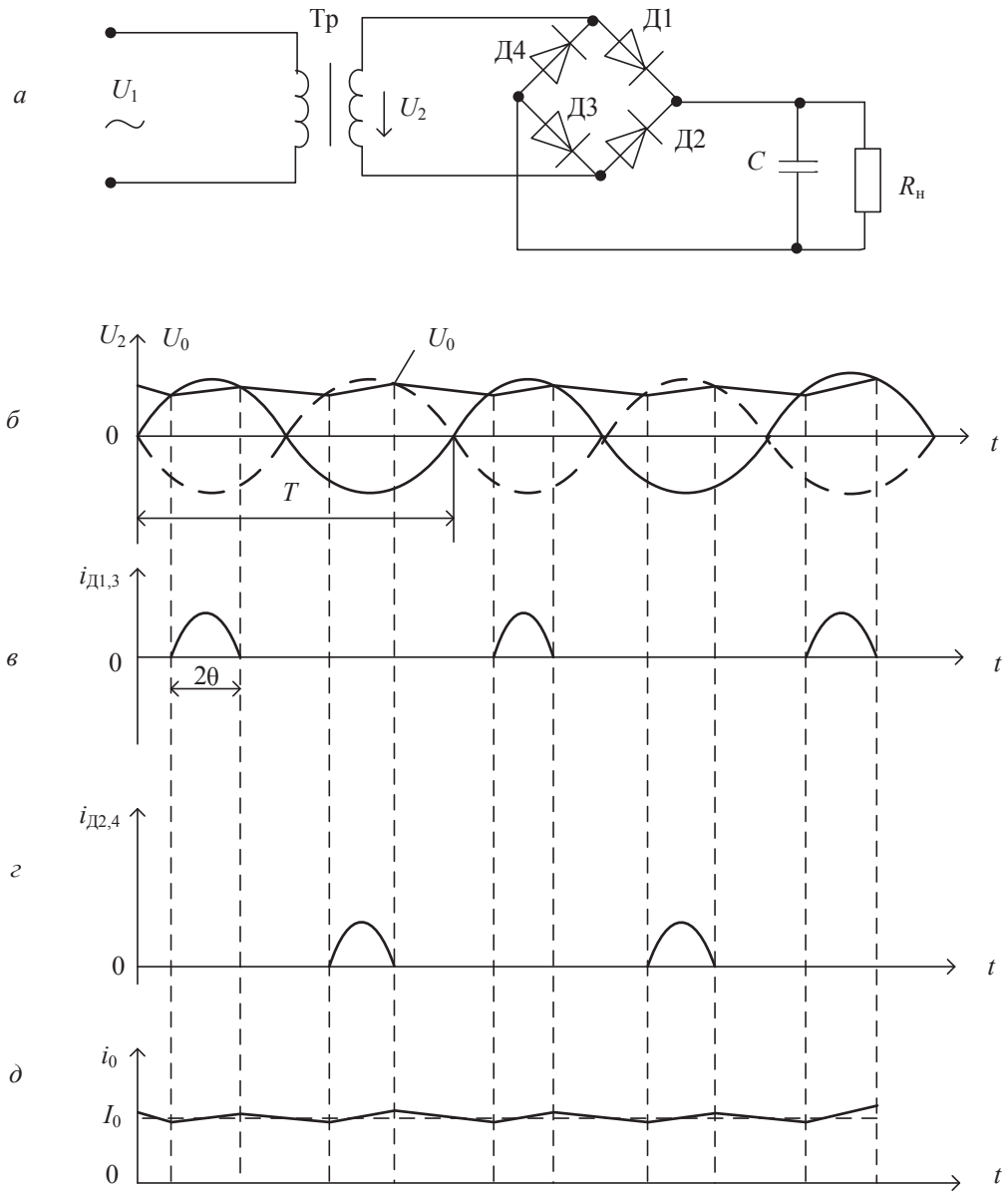


Рис. 1.10. Схема и временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямления на емкостную нагрузку

Действующее значение напряжения –

$$U_2 = U_0 B(\theta).$$

Коэффициент пульсации выходного напряжения:

$$K_n = \frac{H(\theta)}{fRC}.$$

Коэффициенты $A(\theta)$, $B(\theta)$, $F(\theta)$, $D(\theta)$, $H(\theta)$ зависят от угла отсечки θ и от функции $A(\theta)$. Их графические зависимости представлены в [1, 2].

Вопросы для самопроверки

1. Нарисуйте однополупериодную схему выпрямления, работающую на индуктивную нагрузку, и объясните принцип ее работы.
2. Нарисуйте однополупериодную схему выпрямления, работающую на емкостную нагрузку, и объясните принцип ее работы.
3. Что такое угол отсечки θ и от чего он зависит?
4. Что называется обратным напряжением, приложенным к вентилю, работающему в выпрямительной схеме? Чему равно обратное напряжение для однополупериодной схемы выпрямления?
5. Какие требования предъявляются к выбору вентиляей?
6. Что называется коэффициентом пульсации? Назовите величины коэффициента пульсации для однополупериодной схемы выпрямления.
7. Нарисуйте и объясните внешнюю характеристику выпрямителя. Как влияет вид нагрузки выпрямительной схемы на внешнюю характеристику?
8. Преимущества, недостатки и область применения однополупериодной схемы выпрямления.
9. В чем заключается физический процесс сглаживания выпрямленного напряжения?
10. Что называется коэффициентом сглаживания?
11. Нарисуйте двухполупериодную схему выпрямления, работающую на индуктивную нагрузку, и объясните принцип ее работы.

12. Нарисуйте двухполупериодную схему выпрямления, работающую на емкостную нагрузку, и объясните принцип ее работы.
13. Чему равно обратное напряжение для двухполупериодной схемы выпрямления?
14. Назовите величину коэффициента пульсации для двухполупериодной схемы выпрямления.
15. Нарисуйте и объясните внешнюю характеристику двухполупериодного выпрямителя. Как влияет вид нагрузки выпрямительной схемы на внешнюю характеристику?
16. Преимущества, недостатки и область применения двухполупериодной схемы выпрямления.
17. Нарисуйте мостовую схему выпрямления, работающую на индуктивную нагрузку, и объясните принцип ее работы.
18. Нарисуйте мостовую схему выпрямления, работающую на емкостную нагрузку, и объясните принцип ее работы.
19. Чему равно обратное напряжение на вентиле мостовой схемы выпрямления?
20. Назовите величину коэффициента пульсаций для мостовой схемы выпрямления.
21. Как изменяются пульсации на выходе выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией, при уменьшении сопротивления нагрузки ($C = \text{const}$) и при увеличении емкости ($R_n = \text{const}$).
22. Каковы преимущества и недостатки мостовой схемы выпрямления?
23. Объясните механизм сглаживания L - и C -фильтров.
24. Какие типы фильтров выгоднее применять при больших токах нагрузки и почему?
25. Какие типы фильтров выгоднее применять при малых токах нагрузки?

Практические задания к главе 1

Цель практической работы — ознакомиться с работой схем однофазных однополупериодного, двухполупериодного и мостового выпрямителя, их характеристиками при различных видах реакции нагрузки.

Описание экспериментальной установки

Экспериментальная установка, схема которой приведена в приложении 2, включает макет, на котором смонтированы одно- и двухполупериодные выпрямители и их нагрузки, осциллограф для снятия осциллограмм и панель с приборами. В работе используются два прибора. Прибор «V» служит для измерения напряжения на нагрузке. Его шкала соответствует 25 В. Прибор «mA» служит для измерения тока нагрузки и имеет шкалу на 100 мА.

Задание № 1

1. Ознакомиться со схемой однополупериодного выпрямителя, ее элементами и приборами. Включить выпрямитель в сеть переменного тока.

2. Замкнуть накоротко сопротивления R_1 и R_2 и снять внешние характеристики однополупериодного выпрямителя, работающего на резистивную, индуктивную и емкостную нагрузки. Вид нагрузки изменяется с помощью переключек, а величина нагрузки — с помощью переключателя П1. Данные, полученные для трех видов нагрузки, необходимо свести в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Значения внешней характеристики

Нагрузка	Резистивная	U_0 , В					
		I_0 , мА					
	Индуктивная	U_0 , В					
		I_0 , мА					
	Емкостная	U_0 , В					
		I_0 , мА					

3. Снять и зарисовать осциллограммы формы токов (на резисторах R_1 и R_2) и формы напряжения на резисторе нагрузки R_n при различном характере нагрузки. Осциллограммы для трех видов нагрузки оформить в виде табл. 1.2.

Таблица 1.2

Осциллограммы

Вид нагрузки	Резистивная	Индуктивная	Емкостная
Форма тока в цепи вентиля (на R_1)			
Форма тока после вентиля (на R_2)			
Форма выпрямленного напряжения (на R_n)			

4. Снять зависимость $\theta = f(I_0)$ угла отсечки θ от тока нагрузки I_0 при емкостном характере нагрузки. Полученные результаты свести в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Значения угла отсечки и сопротивление нагрузки

$U_0, В$					
$I_0, мА$					
$R_n = \frac{U_0}{I_0}, Ом$					
θ°					

5. Определить коэффициент пульсации выпрямленного напряжения при различных токах нагрузки для однополупериодной схемы выпрямления на выходе резистивной нагрузки, емкостного и индуктивного фильтров. Данные измерений свести в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Сводная таблица коэффициентов пульсации и сглаживания

Вид фильтра	$R5 (I_0 = \frac{I_{0max}}{2})$			$R7 (I_0 = I_{max})$			Коэф. сглажив.	
	$U_0, В$	$U_{\sim вых}, В$	$K_{п вых}$	$U_0, В$	$U_{\sim вых}, В$	$K_{п вых}$	$R5$	$R7$
R								
C								
L								

$$K_{п вых} = \frac{U_{\sim вых}}{U_0} \cdot 100\%.$$

6. Рассчитать коэффициенты сглаживания фильтров, полагая коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{п вх} = 1,57$. Результаты расчетов занести в табл. 1.4.

Задание № 2

1. Замкнуть накоротко сопротивления $R1$ и $R2$ и снять внешние характеристики двухполупериодного выпрямителя, работающего на резистивную, индуктивную и емкостную нагрузки. Вид нагрузки изменяется с помощью переключателя, а величина нагрузки — с помощью переключателя П1. Данные, полученные для трех видов нагрузки, необходимо свести в табл. 1.1.

2. Снять и зарисовать осциллограммы формы токов (на резисторах $R1$ и $R2$) и формы напряжения на резисторе нагрузки R_n при различном характере нагрузки. Осциллограммы для трех видов нагрузки оформить в виде табл. 1.2.

3. Снять зависимость $\theta = f(I_0)$ угла отсечки θ от тока нагрузки I_0 при емкостном характере нагрузки. Полученные результаты свести в табл. 1.3.

4. Определить коэффициент пульсации выпрямленного напряжения при различных токах нагрузки для двухполупериодной схемы выпрямления на выходе резистивной нагрузки, емкостного и индуктивного фильтров. Данные измерений свести в табл. 1.4.

5. Рассчитать коэффициенты сглаживания фильтров, полагая коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{п\text{вх}} = 67\%$. Результаты расчетов занести в табл. 1.4.

Задание № 3

1. Ознакомиться со схемой мостового выпрямителя, приведенного в приложении 3, ее элементами и приборами. Включить выпрямитель в сеть переменного тока.

2. Замкнуть накоротко сопротивления $R1$ и $R2$ и снять внешние характеристики мостовой схемы выпрямления, работающего на резистивную, индуктивную и емкостную нагрузки. Вид нагрузки изменяется с помощью переключателя, а величина нагрузки — с помощью переключателя П1. Данные, полученные для трех видов нагрузки, необходимо свести в табл. 1.1.

3. Снять и зарисовать осциллограммы формы токов (на резисторах $R1$ и $R2$) и формы напряжения на резисторе нагрузки R_n при различном характере нагрузки. Осциллограммы для трех видов нагрузки оформить в виде табл. 1.2.

4. Снять зависимость $\theta = f(I_0)$ угла отсечки θ от тока нагрузки I_0 при емкостном характере нагрузки. Полученные результаты свести в табл. 1.3.

5. Определить коэффициент пульсации выпрямленного напряжения при различных токах нагрузки для мостовой схемы выпрямления на выходе емкостного и индуктивного фильтров. Данные измерений свести в табл. 1.4.

$$K_{\text{п вых}} = \frac{U_{\approx \text{Вых}}}{U_0} \cdot 100\%$$

6. Рассчитать коэффициенты сглаживания фильтров, полагая коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{\text{п вх}} = 67\%$. Результаты расчетов занести в табл. 1.4.

Содержание отчета

1. Формулировка цели исследования.
2. Принципиальная схема установки.
3. Таблицы результатов измерений.
4. Таблицы осциллограмм.
5. Графики внешних характеристик для исследованной схемы выпрямителя и различных нагрузок.
6. График зависимости $\theta = f(I_0)$.
7. Расчет параметров трансформатора при резистивной, индуктивной и емкостной нагрузках: $I_2, U_2, I_1, S_1, S_2, S_{\text{ТР}}, P_0, K_1, K_2, K_{\text{ТР}}$.
8. Расчет параметров выпрямителя при резистивной, индуктивной и емкостной нагрузках: $U_{\text{обр max}}, I_{m2}$.
9. Расчет внутреннего сопротивления выпрямительной схемы для резистивной, емкостной и индуктивной нагрузки при помощи выражения

$$R_{\text{вых}} = - \left. \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}} \right|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}$$

10. Расчет значения сглаживающих фильтров при помощи формул

$$L_{\Phi} = \frac{K_{\text{сгл}} R_{\text{н}}}{2\pi m f_c}, \quad C_{\Phi} = \frac{10^6}{2m f_c R_{\text{н}} K_{\text{п вых}}}$$

11. Анализ полученных результатов.

ГЛАВА 2.

Сглаживающие фильтры

Устройство и принцип действия сглаживающих фильтров

Определение, классификация и параметры сглаживающих фильтров

Сглаживающими фильтрами схем выпрямления называются устройства, предназначенные для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения (пульсаций) до величины, при которой обеспечивается нормальная работа питаемой радиоаппаратуры [1–12].

Переменная составляющая выпрямленного напряжения в общем случае представляет собой совокупность ряда гармоник с различными амплитудами, сдвинутых по отношению к первой гармонике на разные углы. При этом амплитуда гармоники низшей (основной) частоты имеет максимальную величину и во много раз превосходит амплитуды высших гармоник.

Разные виды радиотехнической аппаратуры предъявляют различные требования к величине и характеру пульсаций выпрямленного напряжения.

Для всех видов радиоэлектронной аппаратуры качество сглаживания характеризуется величиной максимально допустимой амплитуды переменной составляющей, поэтому фильтры схем выпрямления, предназначенных для питания радиоэлектронных устройств и систем, следует рассчитывать на максимальное подавление основной гармоники низшей частоты, имея в виду, что гармоники более высоких частот будут сглаживаться фильтрами значительно более эффективно.

Таким образом, основным требованием к фильтру является заданная величина его коэффициента фильтрации либо для гармоники наи-

более низкой частоты, либо для отдельных гармоник, содержащихся в выпрямленном напряжении.

Однако этим не исчерпываются требования к фильтрам. Дополнительными требованиями к ним являются:

- 1) минимально возможное падение постоянной составляющей напряжения на элементах фильтра;
- 2) отсутствие заметных искажений, вносимых в работу потребителя;
- 3) отсутствие недопустимых перенапряжений и сверхтоков при переходных процессах;
- 4) минимальные габаритные размеры, масса и стоимость;
- 5) высокая надежность.

В соответствии с существующей классификацией все сглаживающие фильтры можно разделить:

- на пассивные сглаживающие фильтры:
 - простые пассивные сглаживающие фильтры (LR -фильтр, CR -фильтр);

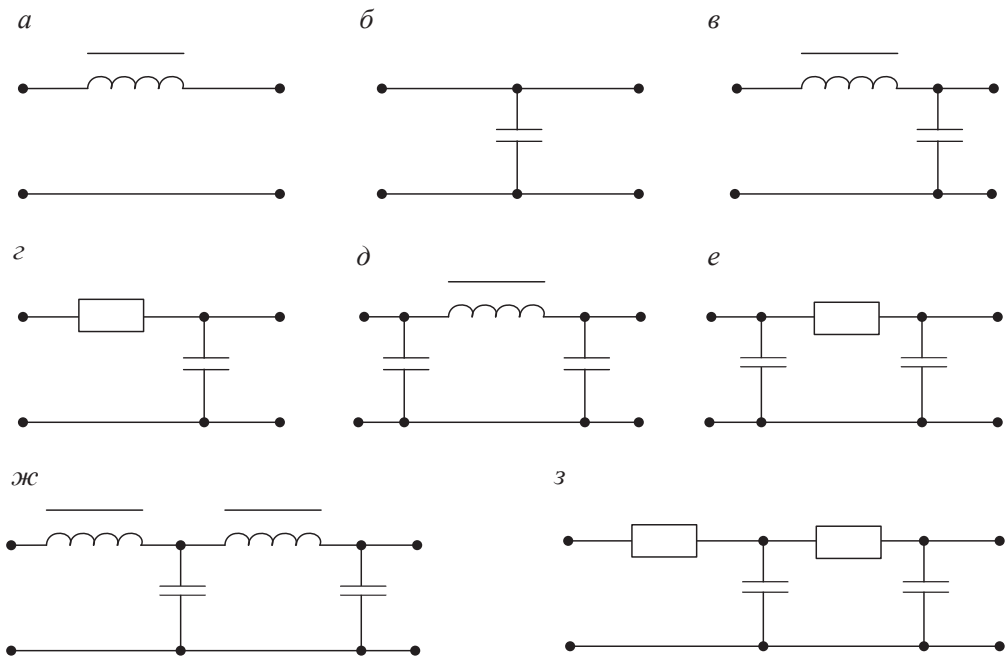


Рис. 2.1. Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров:
а — индуктивный; *б* — емкостный; *в* — индуктивно-емкостный Г-образный; *г* — резисторно-емкостный; *д* — индуктивно-емкостный П-образный; *е* — резисторно-емкостный П-образный; *ж* — двухзвенный индуктивно-емкостный; *з* — двухзвенный резисторно-емкостный

- сложные пассивные сглаживающие фильтры (Г-образные LC - и RC -фильтры; П-образные LC - и RC -фильтры; однозвенные; многозвенные; резонансные и др.);
- активные сглаживающие фильтры:
 - транзисторные;
 - активные на интегральных микросхемах.

Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров приведены на рис. 2.1 и рис. 2.2.

Из рис. 2.1 и рис. 2.2 можно выделить:

1) фильтры, состоящие из одного элемента, индуктивные (L) и емкостные (C);

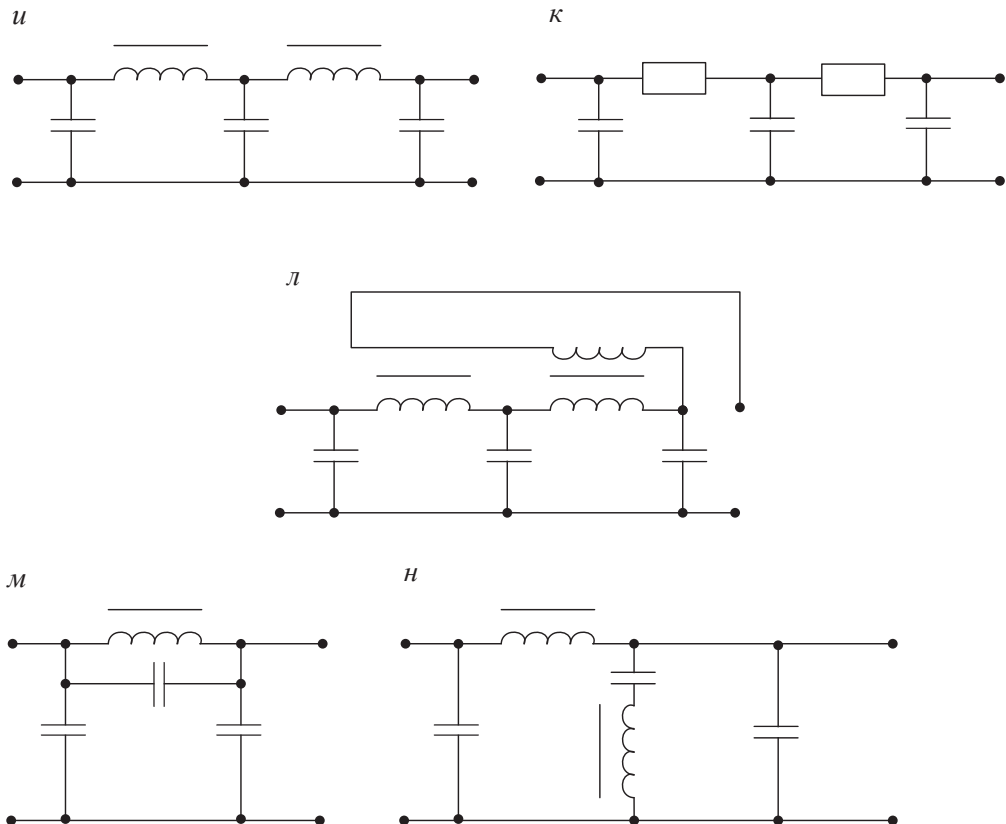


Рис. 2.2. Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров (продолжение): u — двухзвенный индуктивно-емкостный с емкостным входом; k — двухзвенный резисторно-емкостный с емкостным входом; l — двухзвенный индуктивно-емкостный с компенсацией переменной составляющей на выходе; m — резонансный с параллельным резонансным контуром; n — резонансный с последовательным резонансным контуром

2) фильтры, состоящие из двух элементов (Γ -образные), индуктивно-емкостные (LC) и резисторно-емкостные (RC);

3) сложные фильтры, состоящие из различных комбинаций первой и второй групп, Π -образные (CLC и CRC) и многозвенные (LC и RC);

4) фильтры с параллельными и последовательными резонансными контурами;

5) фильтры с компенсацией переменной составляющей на выходе фильтра.

Для определения параметров сглаживающих фильтров введем обозначения:

- на входе сглаживающего фильтра: U'_0 — среднее значение выпрямленного напряжения; U'_n — амплитуда переменной составляющей входного напряжения; $K_{\Pi \text{ ВХ}}$ — коэффициент пульсации;
- на выходе сглаживающего фильтра: U_0 — постоянная составляющая выходного напряжения; U_n — амплитуда переменной составляющей выходного напряжения; $K_{\Pi \text{ ВЫХ}}$ — коэффициент пульсации.

Параметры сглаживающих фильтров:

1) коэффициент затухания K_3 — это есть отношение постоянной составляющей напряжения на входе сглаживающего фильтра к постоянной составляющей напряжения на выходе сглаживающего фильтра:

$$K_3 = \frac{U'_0}{U_0}.$$

Для маломощных пассивных сглаживающих фильтров обычно $K_3 = (1,05...1,1)$, а для сглаживающих фильтров большой мощности требуется, чтобы коэффициент затухания не превышал значений $K_3 = (1,005...1,01)$;

2) коэффициент сглаживания $K_{\text{сгл}}$ — это отношение коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на выходе сглаживающего фильтра:

$$K_{\text{сгл}} = \frac{K_{\Pi \text{ ВХ}}}{K_{\Pi \text{ ВЫХ}}}.$$

Коэффициент сглаживания должен быть много больше единицы. Иногда сглаживающие действия фильтра оценивают коэффициентом фильтрации, под которым понимается отношение амплитуды переменной составляющей напряжения на входе сглаживающего фильтра к амплитуде переменной составляющей напряжения на его выходе.

В этом случае можно записать:

$$K_{\text{сгл}} = K_{\phi} \cdot K_{\Sigma},$$

где $K_{\phi} = U'_{\text{п}}/U_{\text{п}}$ — коэффициент фильтрации.

Пассивные сглаживающие фильтры

1. Простой пассивный LR-фильтр.

Простой пассивный LR -фильтр обычно представляет собой дроссель $L_{\text{др}}$, включенный между источником питания и потребителем (сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$), как это показано на блок-схеме (рис. 2.3).

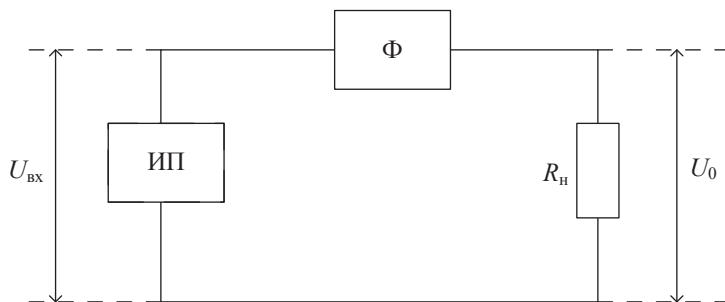


Рис. 2.3. Блок-схема индуктивного фильтра

Если пренебречь внутренним сопротивлением источника питания ИП ввиду его малости относительно сопротивления нагрузки ($R_{\text{н}} > R$) и представить пульсирующее напряжение источника питания в виде суммы двух составляющих, постоянной U'_0 и переменной $U'_{\text{п}}$, то для расчета фильтра можно воспользоваться эквивалентной схемой (рис. 2.4).

При отсутствии фильтра составляющие напряжения и тока в цепи нагрузки будут

$$U_0, U_{\text{п}}, I_0 = \frac{U'_0}{R_{\text{н}}};$$

$$I_{\text{п}} = \frac{U'_{\text{п}}}{R_{\text{н}}}.$$

В этом случае коэффициент пульсации напряжения и тока

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_0} = \frac{I_{\text{п}}}{I_0}.$$

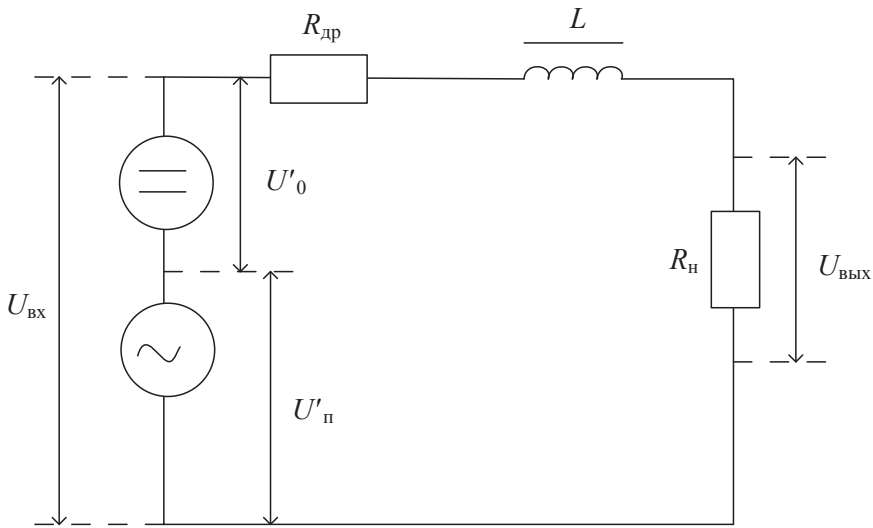


Рис. 2.4. Эквивалентная схема индуктивного фильтра

При включении индуктивного фильтра составляющие напряжения и тока окажутся следующими:

$$U_0 = I_0 R_н;$$

$$U_п = I_п R_н;$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R_н + R_{др}};$$

$$I_п = \frac{U_п}{\sqrt{(R_н + R_{др})^2 + (m\omega_c L)^2}}.$$

В этом случае коэффициент пульсации по напряжению равен

$$K_п = \frac{R_н + R_{др}}{\sqrt{(R_н + R_{др})^2 + (m\omega_c L)^2}},$$

где $R_{др}$ — активное сопротивление обмотки дросселя.

Сопоставляя полученные значения коэффициентов пульсаций, получим коэффициент сглаживания индуктивного фильтра в виде

$$K_{сгл} = \frac{K_{п\ вх}}{K_{п\ вых}} = \frac{\sqrt{(R_н + R_{др})^2 + (m\omega_c L)^2}}{R_н + R_{др}}, \quad (2.1)$$

где $m\omega_c = 2\pi m f_c = 2\pi f_p$; f_p — частота пульсации; m — число фаз выпрямления.

При заданной схеме выпрямления величина $K_{п\text{вх}}$ известна, а значение $K_{п\text{вых}}$ определяется как допустимая величина для данного вида нагрузки. Следовательно, можно определять индуктивность L по заданному значению коэффициента сглаживания $K_{сгл}$.

Очевидно, что для получения заданного коэффициента сглаживания при минимальной индуктивности L такие фильтры целесообразно применять в многофазных схемах выпрямления с небольшим сопротивлением нагрузки R_n . Например, индуктивные фильтры применяются успешно в качестве катодного дросселя в мощных выпрямителях с ионными вентилями при больших токах нагрузки. В этом случае оказываются соблюденными условия относительно малого внутреннего сопротивления источника питания и сопротивления нагрузки R_n . Однако индуктивный фильтр имеет и существенные недостатки.

При обрыве цепи нагрузки или при резком изменении тока нагрузки на дросселе фильтра возникает большая ЭДС самоиндукции, что вынуждает усложнять схему, например, за счет подключения к дросселю разрядника, который должен замыкать обмотку дросселя при резком увеличении падения напряжения на нем. Сглаживающее действие индуктивного фильтра меняется с изменением тока нагрузки, так как при этом меняется индуктивность L . Как правило, индуктивный фильтр включают в цепи питания накала мощных электронных ламп, в которых ток накала в процессе работы ламп меняется мало.

2. Простой пассивный CR-фильтр.

Простой пассивный CR-фильтр состоит из конденсатора C , включенного параллельно сопротивлению нагрузки R_n , как показано на рис. 2.5.

Действие такого фильтра сводится к тому, что при повышении напряжения источника питания ИП происходит заряд конденсатора, а при снижении напряжения — его разряд на нагрузку. Этим самым конденсатор способствует поддержанию среднего значения напряжения на нагрузке почти неизменной величины. От источника ток потребляется лишь во время заряда конденсатора фильтра, причем, как правило, этот ток намного больше тока нагрузки.

Если в качестве источника питания применяется многофазный выпрямитель, то можно считать, что конденсатор заряжается импульсами тока, каждый из которых длится меньше чем $\frac{T}{m}$, где T — период.

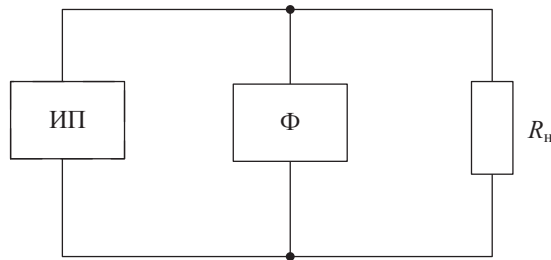


Рис. 2.5. Блок-схема емкостного фильтра

Для упрощения расчета можно также предположить, что ток разряда конденсатора в течение всего времени разряда неизменен и равен среднему значению тока нагрузки I_0 . Исходя из равенства количеств электричества, запасаемого конденсатором при заряде и расходуемого при разряде в эквивалентной схеме (рис. 2.6, а), а также используя соотношение $i_c = C \frac{du_c}{dt}$, можно вычислить изменение напряжения на конденсаторе при его разряде [3]:

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T/m} i_c dt = I_0 \frac{T_c}{mC} = I_0 \frac{1}{mf_c C},$$

где $f_c = \frac{1}{T_c}$ — частота тока питающей сети; C — емкость конденсатора фильтра; m — число фаз выпрямления; I_0 — ток нагрузки, принятый равным току разряда конденсатора.

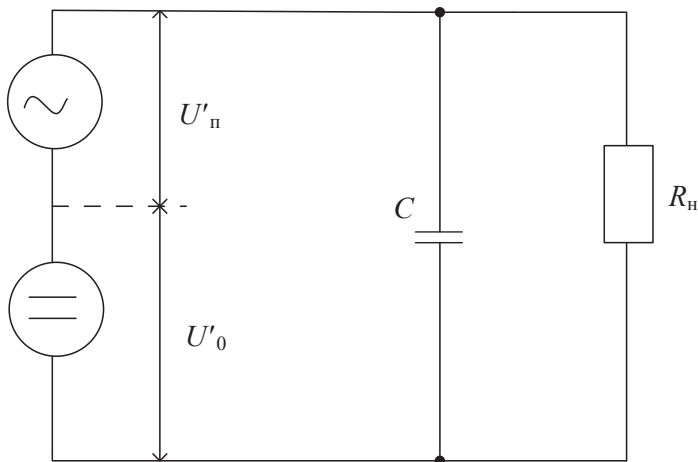


Рис. 2.6. Эквивалентная схема емкостного C-фильтра

Изменение напряжения на конденсаторе ΔU_c при заряде и разряде представляет удвоенную амплитуду переменной составляющей выпрямленного напряжения, как это показано на рис. 2.7. Отсюда следует, что

$$K_{\text{п вых}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_0} = \frac{\Delta U_c}{2U_0} = \frac{I_0}{2U_0 m f_c C} = \frac{1}{2m f_c C R_{\text{н}}};$$

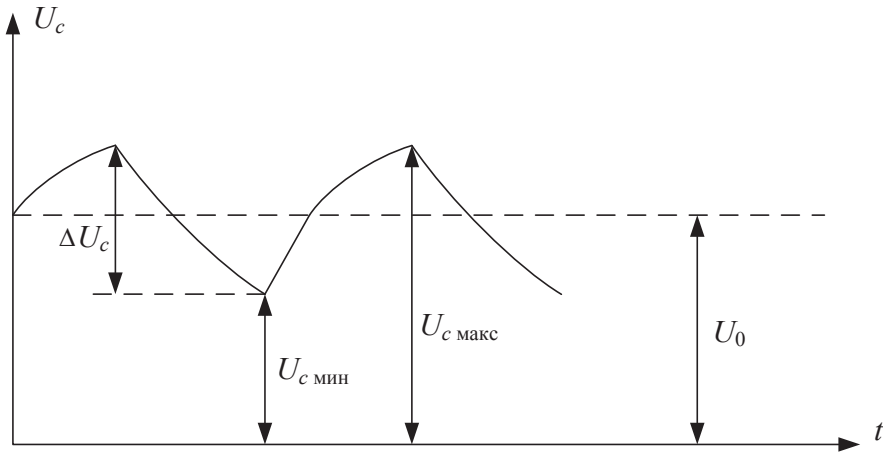


Рис. 2.7. Осциллограмма напряжения на конденсаторе в емкостном фильтре

Если задано значение $K_{\text{п вых}}$, то необходимая величина емкости конденсаторного фильтра, мкФ:

$$C = \frac{10^6}{2m f_c C R_{\text{н}} K_{\text{п вых}}}.$$

Полученные расчетные соотношения для емкостного фильтра можно использовать при любом типе источника питания. Для этого нужно знать величины $U_{c \text{ макс}}$ и $U_{c \text{ мин}}$, а также частоту изменения этих величин, т. е. частоту пульсации $f_{\text{п}}$.

Данные расчетные соотношения справедливы при малых токах нагрузки или при больших емкостях C фильтра, т. е. когда конденсатор разряжается не очень сильно (работает в режиме частичного разряда). Точность расчета падает с увеличением коэффициента пульсации и может считаться достаточной лишь для $K_{\text{п}} < 2-4\%$. При больших значениях $K_{\text{п}}$ точность расчета составляет примерно $\pm 10\%$.

Емкостный сглаживающий фильтр обладает следующими недостатками:

- при заряде конденсатора фильтра источник питания нагружается большим зарядным током, и угол отсечки тока вентиля заметно уменьшается по сравнению с углом отсечки при резистивной нагрузке выпрямителя;
- наличие емкостного фильтра приводит к увеличению обратного напряжения на вентиле;
- емкостный фильтр почти невозможно использовать в сочетании с газоразрядными вентилями в многофазных схемах выпрямления из-за резкого уменьшения угла отсечки и связанного с этим возможного «пропуска фазы», т. е. когда один из вентилях выпрямителя не проводит ток;
- при большом токе нагрузки требуется большая емкость фильтра, в противном случае резко сказывается падающий характер нагрузочной характеристики, т. е. напряжение на выходе фильтра (на нагрузке) резко падает с увеличением тока нагрузки.

3. Однозвенный Г-образный LC-сглаживающий фильтр.

Однозвенный LC-сглаживающий фильтр, начинающийся с индуктивности, включенный на выходе выпрямителя, может быть рассчитан на основании эквивалентной схемы (рис. 2.8). Как и в предыдущих схемах, здесь выпрямленное напряжение представлено в виде постоянной и переменной составляющих. Сопротивление r_b является суммой сопротивлений источника (выпрямителя) и дросселя.

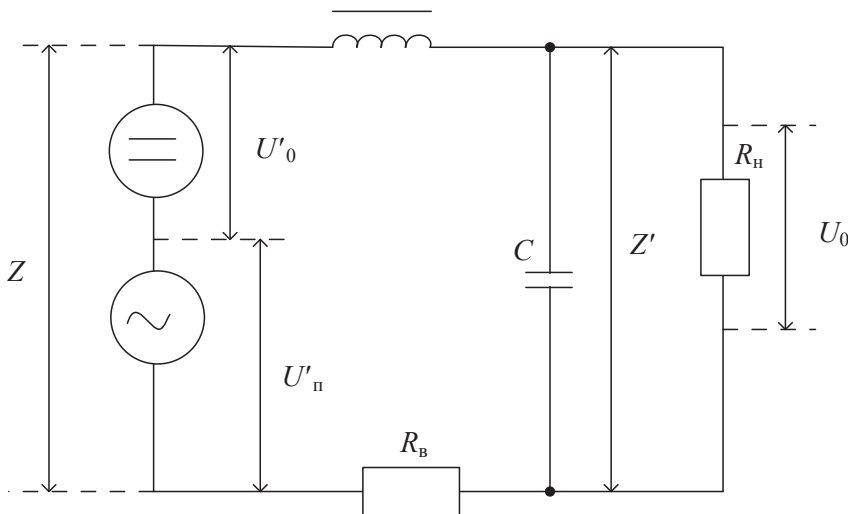


Рис. 2.8. Эквивалентная схема Г-образного LC-фильтра

На основании схемы (рис. 2.8) можно получить переменную составляющую тока в цепи при отсутствии и наличии фильтра:

$$I_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{Z}; \quad I'_{\Pi} = \frac{U'_{\Pi}}{Z}; \quad (2.2)$$

Переменная составляющая на нагрузке при наличии фильтра:

$$U_{\Pi} = I_{\Pi} Z'; \quad U'_{\Pi} = \frac{Z'}{Z},$$

где

$$Z' = \frac{R_{\text{H}}}{1 + jm\omega_c CR_{\text{H}}},$$

$$\frac{1}{Z'} = \frac{1}{R_{\text{H}}} + jm\omega_c C; \quad Z = r_{\text{B}} + jm\omega_c L + Z'.$$

Коэффициент сглаживания Г-образного фильтра:

$$K_{\text{сгл}} = \frac{K_{\text{П ВХ}}}{K_{\text{П ВЫХ}}} = \frac{U'_{\Pi}}{U_{\Pi}} = \frac{Z}{Z'}.$$

Учитывая, что $r_{\text{B}} < m\omega_c L$ и $R_{\text{H}} > \frac{1}{m\omega_c C}$, получим:

$$Z' = -j \frac{1}{m\omega_c C},$$

$$Z = jm\omega_c L - j \frac{1}{m\omega_c C}.$$

Перейдя от комплексных величин к их модулям, найдем коэффициент сглаживания в виде

$$K_{\text{сгл}} \cong \frac{Z'}{Z} \cong \frac{m\omega_c L - \frac{1}{m\omega_c C}}{\frac{1}{m\omega_c C}} = m^2\omega_c LC - 1$$

или

$$LC = \frac{K_{\text{сгл}} + 1}{m^2\omega_c^2}, \quad (2.3)$$

где $K_{\text{сгл}}$ — необходимый или заданный коэффициент сглаживания Г-образного фильтра.

Индуктивность и емкость должны быть выбраны так, чтобы обеспечить преобладание индуктивного сопротивления над емкостным, т. е. чтобы $m\omega_c L > \frac{1}{m\omega_c C}$, и вместе с тем необходимо исключить возможность возникновения резонансных явлений на частотах, близких к частоте пульсации. Последнее требование обеспечивается при выборе частоты

$$m\omega_c > 2\omega_\phi, \tag{2.4}$$

где $\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — собственная резонансная частота фильтра.

Необходимое значение LC -фильтра по заданной величине $K_{\text{сгл}}$ можно определить на основании уравнения (2.3). Практически эти расчеты целесообразнее осуществлять при помощи графиков (рис. 2.9).

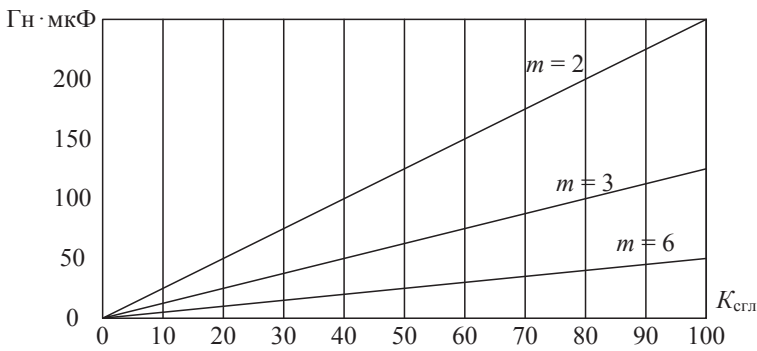


Рис. 2.9. График для расчета Г-образного LC -фильтра

Выбор величин L и C сглаживающего фильтра с заранее определенным значением произведения этих величин (LC) обычно рекомендуется производить с учетом требований экономичности, наименьших габаритов и минимальной стоимости фильтра, а также на основании требований, обусловленных переходными процессами в фильтре. Можно также учитывать и общие соображения по выбору величин L и C . Эти соображения сводятся к следующему: чем меньше ток нагрузки I_0 , тем большую индуктивность L можно выбрать, стремясь обеспечить заданный коэффициент сглаживания $K_{\text{сгл}}$ при минимальной емкости C ; чем ниже выпрямленное напряжение U_0 , тем целесообразнее выбирать максимально возможную емкость C , стремясь к наименьшей индуктивности дросселя.

Практически эти соображения по выбору величин L и C ограничиваются указанными выше в выражении (2.4) требованиями отсутствия резонансных явлений и наименьшего влияния переходных процессов на нормальный режим работы выпрямителя.

Г-образные LC -фильтры, начинающиеся с индуктивности, чаще всего применяются в сочетании с мощными ионными и полупроводниковыми вентилями.

4. Однозвенный Г-образный RC-фильтр.

Г-образный однозвенный RC -фильтр (рис. 2.10) целесообразно применять при малых токах нагрузки ($I_0 < 10$ мА) и небольших значениях $K_{\text{сгл}}$. В таком фильтре достигается большая экономия массы, уменьшаются габариты и стоимость по сравнению с LC -фильтром. Существенный недостаток RC -фильтра — снижение напряжения на нагрузке на величину $\Delta U_0 = I_0 R_{\phi}$.

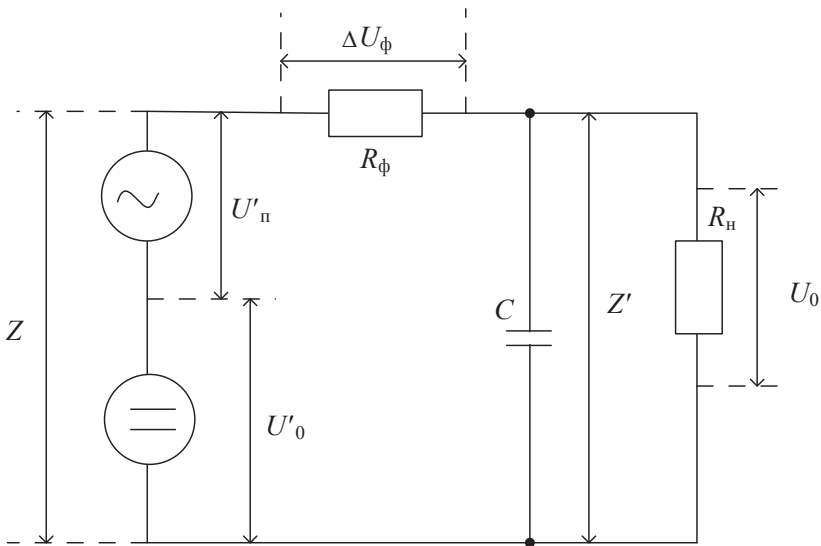


Рис. 2.10. Эквивалентная схема Г-образного RC -фильтра

Аналогично тому, как это было сделано выше, можно определить коэффициент сглаживания RC -фильтра:

$$K_{\text{сгл}} \cong \frac{Z}{Z'} \cong \frac{R_{\phi} - j \frac{1}{m\omega_c C}}{-j \frac{1}{m\omega_c C}}$$

или при переходе к модулям получим

$$K_{\text{сгл}} = \sqrt{(R_{\text{ф}} m \omega_c C)^2 + 1}.$$

Приближенно можно считать, что

$$K_{\text{сгл}} \approx R_{\text{ф}} m \omega_c C,$$

так как $R_{\text{ф}} m \omega_c C > 1$.

Необходимая величина емкости для получения заданного коэффициента сглаживания, мкФ [1]:

$$C = \frac{K_{\text{сгл}} 10^6}{m \omega_c R_{\text{ф}}}.$$

Сглаживающие RC -фильтры часто используются как дополнительные звенья сглаживающего фильтра, служащего одновременно развязывающей цепью между отдельными каскадами радиоустройства, питающегося от общего источника тока.

Такие развязывающие цепи предназначены для устранения связи между отдельными каскадами через общий источник питания. Особенно широко используются развязывающие цепи-фильтры в многокаскадных транзисторных и ламповых усилителях.

При расчете развязывающих RC -фильтров исходят из соблюдения неравенства

$$R_{\text{ф}} > \frac{10}{2\pi f_{\text{н}} C_{\text{ф}}},$$

где $f_{\text{н}}$ — наиболее низкая частота усиливаемых сигналов.

Величину $R_{\text{ф}}$ можно выбрать по заданному или желаемому коэффициенту сглаживания с учетом падения на нем постоянного напряжения. Во многих практических случаях включения развязывающих цепочек в схемы ламповых усилителей выбирают $R_{\text{ф}} = (0,08 \dots 0,12) R_{\text{а}}$ и $R_{\text{ф}} = 0,1 R_{\text{к}}$ — для транзисторных усилителей, в которых $R_{\text{а}}$ — сопротивление нагрузки в анодной цепи усилительной лампы, а $R_{\text{к}}$ — сопротивление нагрузки транзистора в коллекторной цепи.

5. П-образный LC-сглаживающий фильтр.

П-образный LC -сглаживающий фильтр можно представить, как показано на рис. 2.11, в виде двухзвенного: из емкостного фильтра $C1$ и Г-образного, состоящего из L и $C2$.

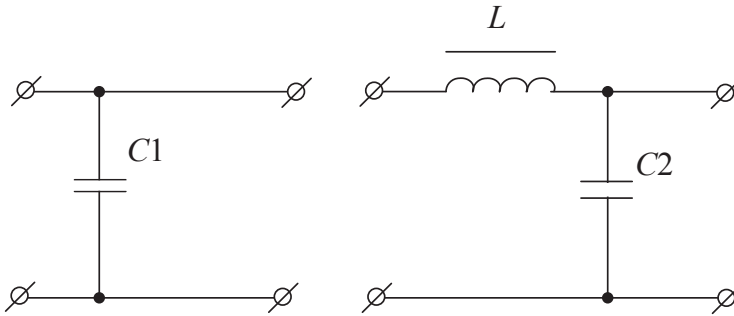


Рис. 2.11. Схема П-образного фильтра

Сглаживающее действие П-образного фильтра можно упрощенно представить как совместное действие обоих звеньев (рис. 2.1, д), а коэффициент сглаживания такого фильтра как

$$K_{\text{сгл. п}} = K_{\text{сгл. с}} K_{\text{сгл. г}}, \quad (2.5)$$

где $K_{\text{сгл. с}}$ и $K_{\text{сгл. г}}$ — коэффициенты сглаживания каждого из звеньев фильтра, из которых составляется П-образный фильтр.

Погрешность допущения, сделанного при определении $K_{\text{сгл. п}}$ по уравнению (2.5), заключается в том, что емкостный фильтр $C1$ присоединен к сопротивлению нагрузки R_n не непосредственно, а последовательно с активным сопротивлением $R_{\text{др}}$, т. е. через второе звено фильтра. Эта погрешность обычно невелика и не имеет существенного практического значения для расчета. Между тем, сделанное допущение намного упрощает расчет фильтра.

Проведем анализ действия П-образного фильтра. При отсутствии фильтра эквивалентная схема устройства имеет вид, показанный на рис. 2.12. В этом случае коэффициент пульсации на нагрузке равен

$$K'_{\text{п вых}} = \frac{U'_{\text{п}}}{U'_0},$$

как при активной нагрузке выпрямителя.

При наличии фильтра эквивалентная схема устройства имеет вид, показанный на рис. 2.13.

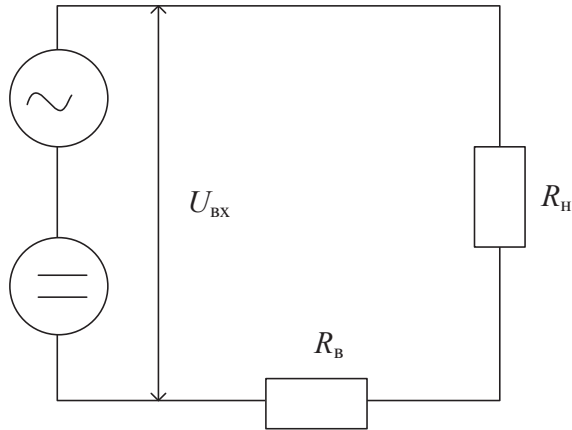


Рис. 2.12. Эквивалентная схема устройства без фильтра

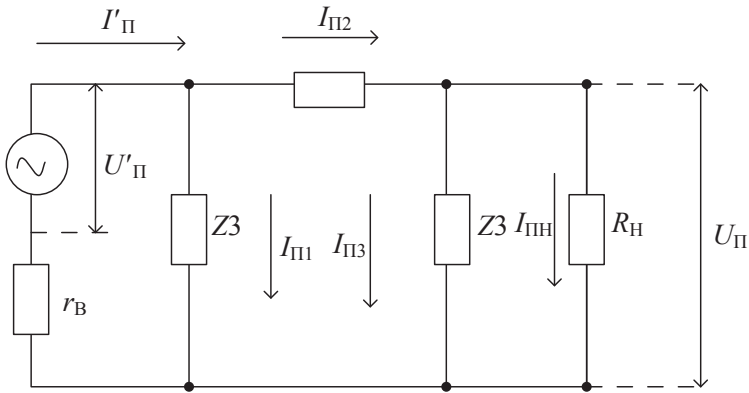


Рис. 2.13. Эквивалентная схема устройства с фильтром

В этом случае на нагрузке будет следующая пульсация напряжения:

$$K_{\text{П Вых}} = \frac{U_{\text{П}}}{U_0}$$

Таким образом, коэффициент сглаживания Π -образного фильтра можно представить в виде

$$K_{\text{сгл. П}} = \frac{K'_{\text{П Вых}}}{K_{\text{П Вых}}} = \frac{U_0}{U_{\text{П}}} \frac{U'_{\text{П}}}{U'_0} = \frac{U_0}{U'_0} \frac{U'_{\text{П}}}{I_{\text{П.н}} R_{\text{H}}}$$

где $I_{\text{П.н}}$ — переменная составляющая тока в нагрузке (рис. 2.13).

При этом можно обозначить: $\frac{U_0}{U'_0} = K_{\text{С}}$ и $\frac{U'_{\text{П}}}{I_{\text{П.н}} R_{\text{H}}} = K_{\text{Г}}$.

Согласно с обозначениями рис. 2.13, получим:

$$I_{п2} = I_{п3} + I_{п.н}; \quad I_{п.н} = I_{п3} \frac{Z_3}{R_H};$$

$$I_{п.н} = I_{п2} \frac{1}{1 + \frac{R_H}{Z_3}},$$

$$K_{г} = \frac{U'_п}{I_{п2}} \frac{1 + \frac{R_H}{Z_3}}{R_H}.$$

При этом

$$I'_п = \frac{U'_п}{r_B + Z'_1};$$

$$I_{п2} = \frac{I'_п}{1 + \frac{Z'_2}{Z_1}} = \frac{U'_п}{r_B + Z'_1} \frac{1}{1 - \frac{Z'_2}{Z_1}}.$$

Подставив значение тока $I_{п2}$ в уравнение (2.2), найдем

$$K_{сгл. г} = \frac{r_B + Z'_1}{R_H} \left(1 + \frac{Z'_2}{Z_1} \right) \left(1 + \frac{R_H}{Z_3} \right), \quad (2.6)$$

где $Z'_3 = \frac{Z_3 R_H}{Z_3 + R_H}$ — как параллельное соединенные сопротивления;

$Z'_2 = Z_2 + Z'_3$ — как последовательно включенные сопротивления;

$Z'_1 = \frac{Z_1 Z'_2}{Z_1 + Z'_2}$ — как параллельно соединенные сопротивления.

Из уравнения (2.6) следует, что коэффициент сглаживания $K_{сгл. г}$ зависит от соотношений параметров отдельных участков цепи: сглаживающее действие фильтра тем больше, чем больше отношения $\frac{r}{R_H}$, $\frac{Z'_2}{Z_1}$ и $\frac{R_H}{Z_3}$.

Если учесть практические соотношения величин, то

$$Z_2 = R_{\phi} + jm \omega_c L; \quad Z_1 = R_1 - j \frac{1}{m \omega_c C1} \approx -j \frac{1}{m \omega_c C1}, \quad Z_3 = R_3 - j \frac{1}{m \omega_c C2},$$

$$r_B = R_H; \quad Z_3 < R; \quad Z'_3 \approx Z_3 = -j \frac{1}{m \omega_c C2}; \quad Z'_2 = Z_2 + Z_3 \approx j(m \omega_c L - \frac{1}{m \omega_c C2});$$

$$Z_3' = \frac{Z_1 Z_2'}{Z_1 + Z_2'} = \frac{m\omega_c^2 LC2 - 1}{jm\omega_c(m^2\omega_c^2 LC1C2 - C1 - C2)};$$

$$\left| \frac{r_B + Z_1'}{R_H} \right| = \frac{m\omega_c^2 LC2 - 1}{jm\omega_c(m^2\omega_c^2 LC1C2 - C1 - C2)};$$

$$\left| 1 + \frac{Z_2'}{Z_1} \right| = \frac{m^2\omega_c^2 LC1C2 - C1 - C2}{C2};$$

$$\left| 1 + \frac{R_H}{Z_3} \right| = R_H m \omega_c C2.$$

Подставив полученные значения величин в уравнение (2.6), найдем:

$$K_{\text{сгл}} = m\omega_c^2 LC2 - 1,$$

т. е. совпадающим с уравнением (2.6). Что касается величины $K_{\text{сгл. с}}$, то ее можно определить так, как это было сделано выше (см. уравнение 2.1).

Величины $K_{\text{сгл. с}}$ и $K_{\text{сгл. г}}$ следует выбирать такими, чтобы габариты и стоимость фильтра были наименьшими. Решить эту задачу аналитически крайне трудно. По эксплуатационным соображениям лучше выбрать такое распределение коэффициентов сглаживания каждого звена фильтра, чтобы конденсаторы были одинаковой емкости ($C1 = C2$). При таком соотношении емкостей фильтра можно получить наибольшее значение $K_{\text{сгл. п}}$.

6. Многозвенные сглаживающие LC-или RC-фильтры.

Многозвенные сглаживающие LC- или RC-фильтры можно рассматривать как последовательное соединение нескольких звеньев, подобно тому как это было сделано выше для П-образного фильтра. Чаще всего используются двухзвенные Г-образные и П-образные фильтры, показанные на рис. 2.2, *и, к*.

Общий коэффициент сглаживания двухзвенного Г-образного фильтра:

$$K_{\text{сгл}} = K_{\text{г1}} \cdot K_{\text{г2}},$$

где $K_{\text{г1}} = m^2\omega_c^2 L1C1$ и $K_{\text{г2}} = m^2\omega_c^2 L2C2$.

Практически целесообразно выбрать одинаковые коэффициенты сглаживания обоих звеньев, принимая $C1 = C2$ и $L1 = L2$. При этом погрешность расчета, вызванная допущением того, что конденсатор

$C1$ подключен не непосредственно к нагрузке, а последовательно с активным сопротивлением дросселя $L_{др2}$, мала.

Общий коэффициент сглаживания двухзвенного П-образного фильтра $K_{сгл} = K_c \cdot K_{r1} \cdot K_{r2}$, причем рекомендуется выбирать $C1 = C2 = C3$ и $L1 = L2$.

7. Сложные схемы LC-сглаживающих фильтров.

Сложные схемы LC-сглаживающих фильтров показаны на рис. 2.1 и рис. 2.2. В фильтре, построенном по схеме (рис. 2.2, *м*), колебательный контур $C_k L_k$ настраивается в резонанс с основной частотой пульсации, т. е. при соотношении (2.7):

$$2\pi f_{\pi} = \omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}, \quad (2.7)$$

и оказывает переменной составляющей напряжения этой частоты активное эквивалентное сопротивление, Ом:

$$R_{эkv} = \frac{L_k}{R_k C_k} \text{ Ом},$$

где R_k — активное сопротивление контура (сопротивление обмотки дросселя).

Такой фильтр можно рассчитывать как П-образный, определяя коэффициент сглаживания его Г-образного звена в виде:

$$K_{сгл} = \sqrt{(R_{эkv} m \omega_c C2)^2 + 1} \approx R_{эkv} m \omega_c C2.$$

Описанный фильтр (рис. 2.2, *м*) хорошо сглаживает пульсации с резонансной частотой, а все остальные составляющие выпрямленного напряжения передаются в нагрузку, причем лучше всего передаются составляющие низкочастотной части спектра, так как высокочастотные (с частотой выше резонансной) сглаживаются конденсатором $C2$. Этот фильтр часто называют фильтром-пробкой и используют в цепях тока высокой частоты для устранения помех на резонансной частоте.

Возможны другие варианты фильтров, в которых последовательно включаются несколько резонансных контуров, настроенных на разные частоты.

Фильтр по схеме рис. 2.15, *н* также обладает избирательными сглаживающими свойствами: контур $C_k L_k$ настраивается в резонанс с ча-

стотой пульсации основной гармоники. Коэффициент сглаживания его Г-образной части можно считать

$$K_{\text{сгл. Г}} = \frac{R_{\text{к}} + jm\omega_{\text{с}}L_{\text{к}}}{R_{\text{к}}},$$

а при переходе к модулям величин:

$$K_{\text{сгл. Г}} = \sqrt{\left(\frac{m\omega_{\text{с}}L_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}\right)^2 + 1} \approx \frac{m\omega_{\text{с}}L_{\text{к}}}{R_{\text{к}}},$$

где $R_{\text{к}}$ — активное сопротивление контура, которое намного меньше сопротивления конденсатора C_2 для составляющих тока резонансной частоты.

В этом фильтре хорошо сглаживаются пульсации с резонансной и более высокой частотой, для токов которых сопротивление конденсатора C_2 , мало. Обычно такие резонансные фильтры используются в устройствах с электромашинными генераторами или специальными преобразователями, в выходном напряжении которых имеется несколько переменных составляющих с фиксированной частотой.

Сглаживающий LC -фильтр с компенсационной обмоткой (рис. 2.2, л) обеспечивает лучшее сглаживание пульсаций, чем обычные LC -фильтры. Действие компенсационной обмотки сводится к дополнительной частичной компенсации переменных составляющих напряжения за счет осуществления своеобразной отрицательной обратной связи. Этот эффект особенно заметен при сглаживании пульсации относительно больших токов нагрузки, когда дроссель фильтра трудно выполнить с большой намагниченностью. При этом происходит также некоторое размагничивание в сердечнике дросселя за счет протекания постоянной составляющей тока нагрузки через компенсационную обмотку.

Полной компенсации переменных составляющих напряжения в схеме (рис. 2.2, л) не удастся получить, так как практически нельзя добиться сдвига фаз точно на 180° между напряжениями в основной и компенсационных обмотках дросселя. Введение компенсационной обмотки значительно увеличивает эквивалентное сопротивление дросселя, приводя к увеличению сглаживающего действия фильтра. Число витков компенсационной обмотки можно выбрать не очень большим, что позволяет избежать заметного увеличения массы и габаритов дросселя.

Анализ работы фильтра с компенсационной обмоткой дросселя дает основание утверждать, что при малой нагрузке и возможности использования П-образных сглаживающих фильтров технически нецелесообразно применять дроссели с компенсационной обмоткой.

Активные сглаживающие фильтры

Описанные выше сглаживающие LC - и RC -фильтры обладают рядом преимуществ и недостатков. Основными недостатками LC -фильтров являются громоздкость и дороговизна дросселя фильтра, зависимость сглаживания от тока нагрузки, возникновение переходных процессов, создание дросселем электромагнитных полей помех, а также и то, что медленные изменения и колебания напряжения на входе фильтра беспрепятственно передаются в нагрузку. Не менее существенны и недостатки RC -фильтров: относительно малая сглаживающая способность, большое падение напряжения и др. От многих перечисленных недостатков свободны активные сглаживающие фильтры.

1. Транзисторные сглаживающие фильтры.

Простые схемы транзисторных сглаживающих фильтров можно подразделить на следующие типы:

- с последовательным включением нагрузки:
 - по схеме с общим коллектором и включением нагрузки в цепь коллектора (коллекторные фильтры);
 - по схеме с общим эмиттером и включением нагрузки в цепь эмиттера (эмиттерные фильтры);

в свою очередь, эти схемы могут быть с фиксированным и с автоматическим смещением;

- с параллельным включением нагрузки.

Транзистор обладает резко различными величинами сопротивления постоянному и переменному токам. Как видно из характеристик транзистора, приведенных на рис. 2.14, сопротивления постоянному

и переменному току: $R_0 = \frac{U_{к.э}}{I_к}$ и $R_к = \frac{\Delta U_{к.э}}{\Delta I_э}$, причем $R_к > R_0$ (при одном

и том же значении напряжения $U_{к.э}$ ток $I_к$ велик, а приращение этого тока мало).

Таким образом, транзистор выгодно включать в схему фильтра взамен дросселя.

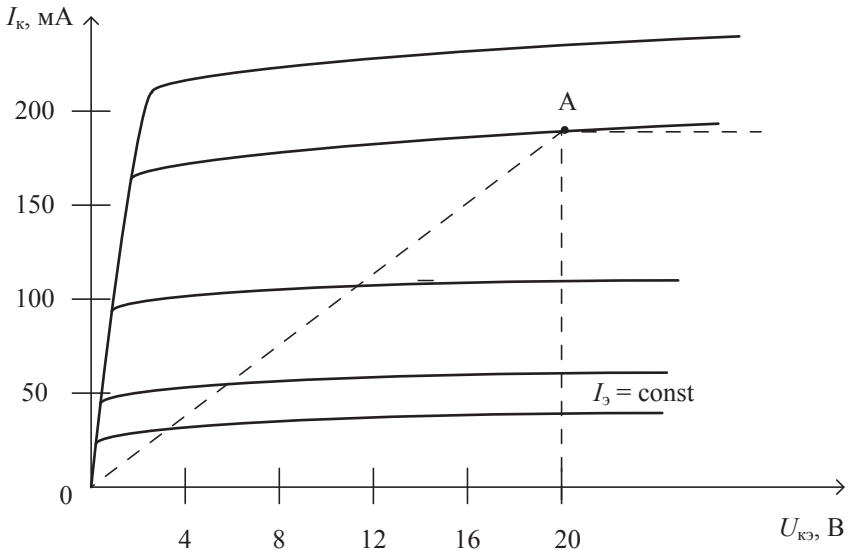


Рис. 2.14. Статические характеристики транзистора

Простейшая схема коллекторного транзисторного сглаживающего фильтра с включением нагрузки в цепь коллектора приведена на рис. 2.15. Такой фильтр имеет фиксированное базовое смещение. Для подавления усилительного действия в цепь база — эмиттер включается дополнительный RC -фильтр, значительно уменьшающий переменную составляющую тока I_b .

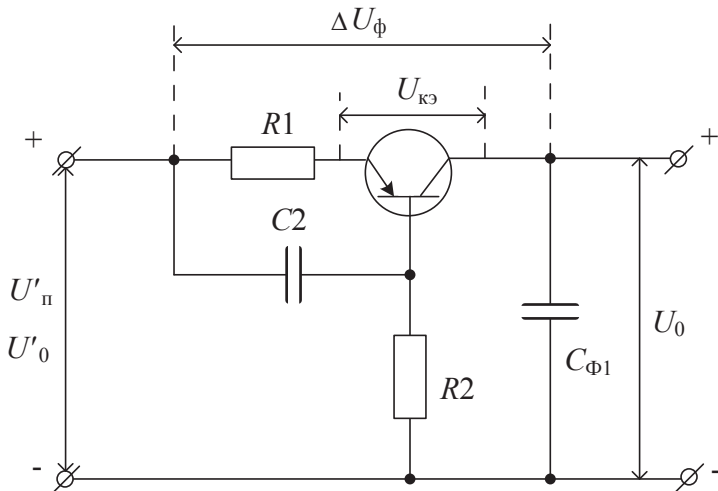


Рис. 2.15. Схема транзисторного сглаживающего фильтра

Действие транзисторного сглаживающего фильтра можно объяснить усилительными свойствами подобных схем при питании их от общей батареи. Как известно, ток коллектора плоскостного транзистора I_k почти не зависит от потенциала коллектора и в основном определяется током эмиттера $I_э$, о чем можно судить по статическим характеристикам транзистора, идущим почти полого. При условии поддержания тока эмиттера $I_э$ постоянным любое изменение напряжения на входе и выходе схемы транзистора приведет лишь к перемещению рабочей точки A по характеристике вправо или влево, почти не вызывая изменения тока I_k . Таким образом, если на входе транзисторного фильтра имеется пульсирующее напряжение, то, хотя рабочая точка A и будет перемещаться по характеристике, напряжение на нагрузке $U_0 = I_k R_n$ останется почти неизменным. Поскольку характеристики транзистора идут под некоторым наклоном к оси напряжения, то на выходе транзисторного фильтра будет ощущаться пульсация напряжения на нагрузке, но значительно меньшая, чем на входе фильтра. Получаемая же пульсация на выходе транзисторной схемы будет дополнительно сглаживаться конденсатором $C_{ф1}$.

Из сказанного следует, что наилучшими транзисторами для сглаживающих фильтров являются те, у которых коэффициент передачи по току α имеет максимальное значение, а выходные характеристики имеют малый наклон относительно оси напряжения.

Для поддержания постоянства тока $I_э$ в схеме на рис. 2.15 использована цепочка $C2R1$ с большой постоянной времени. Как видно из рис. 2.16, при учете того, что сопротивление p - n перехода эмиттер — база невелико, ток эмиттера равен $I_э \approx \frac{U_c}{R1}$.

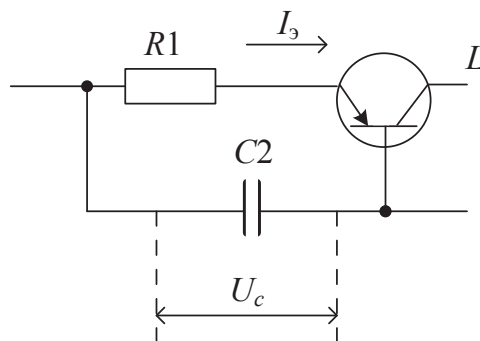


Рис. 2.16. Схема включения транзистора в активном фильтре

Благодаря большой постоянной времени $C2R1$ напряжение на конденсаторе $C2$ за время один период пульсации не может измениться намного, поэтому ток I_3 практически остается неизменным, обеспечивая указанное выше малое изменение тока I_k .

Сопротивление $R2$ обычно служит для установки заданного режима работы транзистора по постоянному току, и величина этого сопротивления выбирается в зависимости от тока нагрузки I_0 .

Более строгое объяснение действия транзистора в схеме сглаживающего фильтра приводится в [5]. Расчет схемы можно выполнить на основании эквивалентной схемы (рис. 2.17), однако ввиду сложности выводов расчетных формул ниже приводятся приближенные расчетные соотношения, обеспечивающие достаточную точность определения параметров транзисторного фильтра [5].

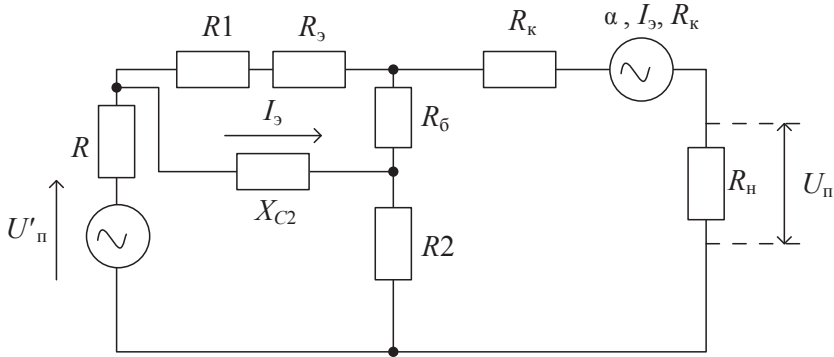


Рис. 2.17. Эквивалентная схема фильтра

На основании упрощенных расчетных методов можно определить следующие основные параметры схемы фильтра.

1. Сопротивление фильтра постоянному току, Ом:

$$R_{\Phi} = R1 + \frac{U_{к.э.}}{I_0},$$

где $U_{к.э.}$ — напряжение на участке коллектор — эмиттер выбирается в зависимости от типа транзистора; $R1$ выбирается в зависимости от тока нагрузки I_0 в пределах 40–100 Ом. Падение напряжения на фильтре $\Delta U_{\Phi} = R_{\Phi} I_0$. Емкость конденсатора, мкФ: $C \geq \frac{10^5 - 10^6}{2\pi f_{п} R1}$ с ра-

бочим напряжением $U_{раб} \approx 1,5 I_0 R1$ В.

2. Сопротивление:

$$R2 = \frac{\alpha U_0 R_H}{U_0(1 - \alpha) - U_{к.э} \left(\frac{R_H}{R_k} + 1 - \alpha \right) - I_{к0} R_H},$$

где α — статический коэффициент усиления транзистора по току; R_k — сопротивление коллекторного $p-n$ перехода; $I_{к0}$ — ток коллектора при $I_э = 0$.

3. Коэффициент сглаживания фильтра:

$$K_{сгл} \approx \frac{R_k R2 R1}{\left(\frac{1}{2mf_c C_{ф1}} \right) \sqrt{(R2 + \alpha R_k)^2 \frac{1}{2mf_c C_{ф2}} + R1^2 R2}}.$$

4. Индуктивность (Гн), эквивалентная действию транзистора в фильтре:

$$L_{эКВ} = \frac{R_k}{2mf_c}.$$

Пример эмиттерного фильтра с двухзвенным фильтром во входной цепи и составным транзистором приведен на рис. 2.18. В этом случае транзистор работает в режиме эмиттерного повторителя, определяя эксплуатационные свойства всего фильтра.

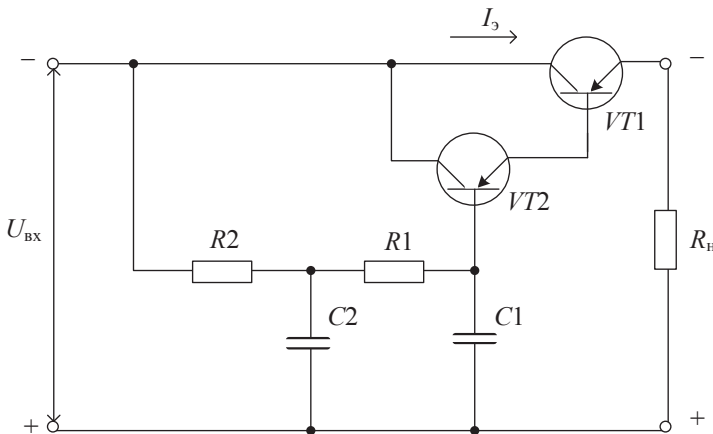


Рис. 2.18. Схема эмиттерного сглаживающего фильтра

Транзисторные сглаживающие фильтры целесообразно применять при больших токах нагрузки и низком выпрямленном напряжении. Коэффициент сглаживания таких фильтров снижается с увеличением тока нагрузки.

Существенными недостатками транзисторных сглаживающих фильтров, даже построенных по сложным схемам, являются температурные зависимости режима работы транзисторов и необходимость сложной защиты транзисторов от перегрузки по току и напряжению.

Вопросы для самопроверки

1. В чем заключается физический процесс сглаживания выпрямленного напряжения?
2. Что называется коэффициентом сглаживания?
3. Что называется коэффициентом фильтрации?
4. Как определяется КПД фильтра?
5. Назовите величину коэффициента пульсации для одно- и двухполупериодной схем выпрямления.
6. Назовите величину коэффициента пульсаций для мостовой схемы выпрямления.
7. Как изменяются пульсации на выходе емкостного фильтра при уменьшении сопротивления нагрузки ($C = \text{const}$) и при увеличении емкости ($R_n = \text{const}$)?
8. Как изменяются пульсации на выходе индуктивного фильтра при уменьшении сопротивления нагрузки ($L = \text{const}$) и при увеличении индуктивности ($R_n = \text{const}$)?
9. Объясните механизм сглаживания L -и C -фильтров.
10. Какие типы фильтров выгоднее применять при больших токах нагрузки и почему? Какие типы фильтров выгоднее применять при малых токах нагрузки?

Практическое задание к главе 2

Цель практической работы — ознакомиться с работой основных схем сглаживающих фильтров (простой пассивный LR -фильтр; простой пассивный CR -фильтр; сложный пассивный Γ -образный LC -фильтр; сложный пассивный Π -образный LC -фильтр), их характеристиками, параметрами и методами проектирования. Экспериментально исследовать

довать схемы сглаживающих фильтров, получить навыки проектирования и расчета параметров различных сглаживающих фильтров.

Задание

1. Схема лабораторной установки приведена в приложении 3. Собрать схему однополупериодного выпрямителя с индуктивным фильтром и измерительными приборами. Включить выпрямитель в сеть переменного тока.

2. Замкнуть накоротко сопротивления $R1$ и $R2$. Снять и зарисовать осциллограммы формы напряжения на резисторе нагрузки R_n и перед фильтром с учетом постоянной составляющей напряжения. Осциллограммы оформить в виде табл. 2.1.

Таблица 2.1

Осциллограммы напряжения

Форма выпрямленного напряжения до фильтра	Вид фильтра			
	Индуктивный	Емкостной	LC-фильтр	П-образный
Форма выпрямленного напряжения (на R_n)				

3. Определить значения коэффициентов пульсации выпрямленного напряжения при токах нагрузки, различающихся в два раза для однополупериодной схемы выпрямления на выходе емкостного, индуктивного, LC- и П-образного фильтров по формуле

$$K_{п\text{ вых}} = \frac{U_{п}}{U_0} \cdot 100\%.$$

Данные измерений свести в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Сводная таблица коэффициентов пульсации и сглаживания

Вид фильтра	$R5 (I_{01} = \frac{I_{0\text{max}}}{2})$				$R7 (I_{02} = I_{0\text{max}})$				Коэффициент сглаживания	
	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	$U_0, \text{ В}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$K_{п\text{ вых}}$	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	$U_0, \text{ В}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$K_{п\text{ вых}}$	$R5 (I_{01})$	$R7 (I_{02})$
Однополупериодная схема выпрямления										
L										
C										
LC										
П										

Окончание табл. 2.2

Вид филь- тра	$R5 (I_{01} = \frac{I_{0max}}{2})$				$R7 (I_{02} = I_{0max})$				Коэффициент сглаживания	
	$U_{вх}, В$	$U_0, В$	$U_{вых}, В$	$K_{п.вых}$	$U_{\sim вх}, В$	$U_0, В$	$U_{\sim вых}, В$	$K_{п.вых}$	$R5 (I_{01})$	$R7 (I_{02})$
Мостовая схема выпрямления										
L										
C										
LC										
Π										

4. Рассчитать коэффициенты сглаживания фильтров, полагая коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{п.вх} = 1,57$. Результаты расчетов занести в табл. 2.2. Для повышения точности оценки $K_{сгл}$ необходимо экспериментально оценить $K_{п.вых}$.

5. Рассчитать коэффициенты фильтрации для всех фильтров по формуле

$$K_{\phi} = \frac{U'_{п}}{U_{п}}$$

Результаты расчетов занести в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Сводная таблица коэффициентов фильтрации и затухания

Вид фильтра	K_{ϕ}		K_3	
	$(I_{01} = \frac{I_{0max}}{2})$	$(I_{02} = I_{0max})$	$(I_{01} = \frac{I_{0max}}{2})$	$(I_{02} = I_{0max})$
Однополупериодная схема выпрямления				
L				
C				
LC				
Π				
Мостовая схема выпрямления				
L				
C				
LC				
Π				

6. Рассчитать коэффициенты затухания постоянной составляющей фильтров K_3 по формуле

$$K_3 = \frac{K_{сгл}}{K_{\phi}}$$

Результаты расчетов занести в табл. 2.3.

7. Собрать схему мостового выпрямителя, подключить необходимые измерительные приборы. Замкнуть накоротко сопротивления R_1 и R_2 . Снять и зарисовать осциллограммы формы напряжения на резисторе нагрузки R_n и перед фильтром с учетом постоянной составляющей напряжения. Осциллограммы оформить в виде табл. 2.1.

8. Определить коэффициент пульсации выпрямленного напряжения при токах нагрузки, различающихся в два раза, на выходе емкостного, индуктивного, LC - и Π -образного фильтров. Данные измерений свести в табл. 2.2.

9. Рассчитать коэффициенты сглаживания фильтров, полагая коэффициент пульсации на входе фильтра $K_{п\text{ вх}} = 0,67$. Результаты расчетов занести в табл. 2.2. Для повышения точности оценки $K_{сгл}$ необходимо экспериментально оценить $K_{п\text{ вых}}$.

10. Рассчитать коэффициенты фильтрации для всех фильтров. Результаты расчетов занести в табл. 2.3.

11. Рассчитать коэффициенты затухания постоянной составляющей фильтров K_3 . Результаты занести в табл. 2.3.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- 1) формулировку цели исследования;
- 2) принципиальную схему установки;
- 3) таблицы результатов измерений с рассчитанными параметрами фильтров;
- 4) таблицы осциллограмм;
- 5) анализ полученных результатов.

ГЛАВА 3.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Устройство и принцип действия параметрических стабилизаторов постоянного напряжения

Стабилизатор напряжения ставится на выходе вторичного источника питания и служит для уменьшения колебаний выходного напряжения, вызванных изменениями тока нагрузки, напряжения первичной сети, температуры окружающей среды и т. д. Работа стабилизатора напряжения характеризуется следующими основными показателями [1], [2]:

1) коэффициентом стабилизации $K_{ст}$, показывающим, во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе стабилизатора меньше его относительного изменения на входе:

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}} = \frac{\Delta U_{вх} U_{вых}}{\Delta U_{вых} U_{вх}},$$

где $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вых}$ — приращения входного и выходного напряжений при постоянном токе нагрузки $I_{н} = \text{const}$; $U_{вх}$, $U_{вых}$ — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора;

2) внутренним сопротивлением стабилизатора R_i , определяемым отношением приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки при постоянном напряжении на входе:

$$R_i = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{н}} \Big|_{U_{вх} = \text{const}},$$

3) коэффициентом сглаживания пульсации входного напряжения $K_{\text{стл}}$:

$$K_{\text{стл}} = \frac{U_{\text{вх}\nabla} U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}\nabla} U_{\text{вх}}}, \quad (3.1)$$

где $U_{\text{вх}\nabla}$, $U_{\text{вых}\nabla}$ — амплитуда напряжения пульсации на входе и выходе стабилизатора;

4) температурным коэффициентом стабилизации γ — отношением приращения выходного напряжения к приращению температуры окружающей среды при постоянных напряжении на входе и токе нагрузки:

$$\gamma = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta t_{\text{окр}}} \quad | U_{\text{вх}} = \text{const}, I_{\text{н}} = \text{const}.$$

В качестве параметрических стабилизаторов постоянных напряжений используются нелинейные сопротивления, в которых ток является нелинейной функцией напряжения. Наиболее широко в параметрических стабилизаторах применяются кремниевые стабилитроны. Стабилизирующее свойство их основано на том, что падение напряжения на p - n переходе мало зависит от тока на рабочем участке вольтамперной характеристики. Кремниевые стабилитроны характеризуются параметрами: $U_{\text{ст}}$ — напряжением стабилизации на рабочем участке вольтамперной характеристики при номинальном токе стабилизации; $I_{\text{мин}}$ — минимально допустимым током стабилизации, который характеризует начало рабочего участка; $I_{\text{макс}}$ — максимально допустимым током стабилизации, при котором рассеиваемая мощность на стабилитроне не превышает максимально допустимого значения; $r_{\text{ст}}$ — дифференциальным сопротивлением стабилитрона; $\alpha = \frac{\Delta U_{\text{ст}} 100}{(\Delta t_{\text{окр}} U_{\text{ст}})} [\%/^{\circ}\text{C}]$ — температурным коэффициентом напряжения стабилизации, определяемым отношением относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры; $P_{\text{макс}}$ — максимально допустимой рассеиваемой мощностью стабилитрона; $\Delta U_{\text{ст}}$ — максимальным отклонением напряжения стабилизации на рабочем участке вольтамперной характеристики стабилитрона.

Однокаскадная схема параметрического стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном представлена на рис. 3.1. Резистор $R_{\text{т}}$ (гасящий или балластный), включенный последовательно с цепью источника постоянного напряжения, определяет исходное положение рабочей точки на вольтамперной характеристике стабилитрона. Точ-

ность поддержания напряжения на выходе параметрического стабилизатора тем выше, чем меньше изменение тока через стабилитрон. Изменение напряжения на входе стабилизатора (рис. 3.1) вызывает изменение тока в стабилитроне и в балластном сопротивлении, падение напряжения на котором изменяется и обеспечивает постоянство выходного напряжения с определенной степенью точности. Если при постоянном $U_{\text{вх}}$ меняется $R_{\text{н}}$, то ток нагрузки изменяется обратно пропорционально изменению $R_{\text{н}}$.

При малом колебании $U_{\text{вых}}$ напряжение на $R_{\text{г}}$ рис. 3.1. (при постоянном $U_{\text{вх}}$) изменяется так же мало, что означает постоянство тока через $R_{\text{г}}$.

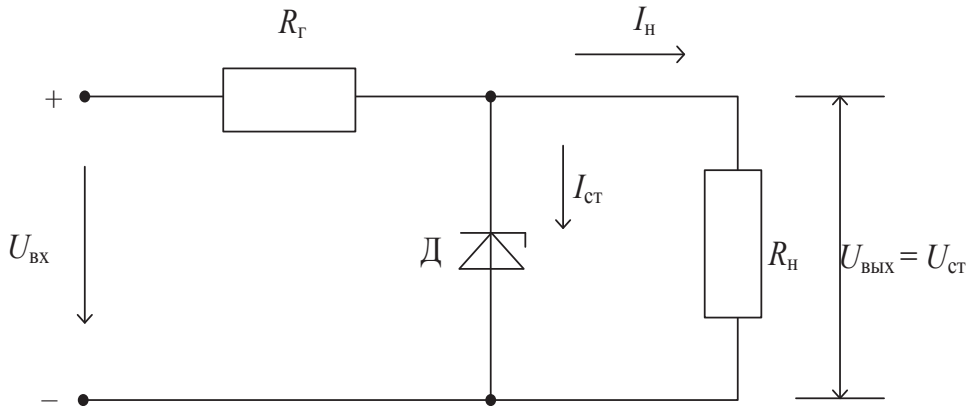


Рис. 3.1. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора постоянного напряжения

Отсюда видно, что при определенном изменении тока нагрузки ток стабилитрона изменяется противофазно на такую же величину. При этом изменение $U_{\text{вых}}$ равно произведению изменения тока стабилитрона на $r_{\text{ст}}$. Расчет параметрических стабилизаторов напряжения сводится к определению коэффициента стабилизации, величины балластного сопротивления, внутреннего сопротивления. Максимально возможный коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора равен

$$K_{\text{ст. макс}} = U_{\text{вых}} (1 - \alpha - \alpha_{\text{в}}) / [(I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}) r_{\text{ст}}];$$

где α — относительное отклонение входного напряжения в сторону понижения; $\alpha_{\text{в}}$ — относительное значение амплитуды пульсации вход-

ного напряжения. Величина гасящего сопротивления R_{Γ} находится из выражения

$$R_{\Gamma} = \frac{U_{\text{ВХ МИН}} - U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{H}} + I_{\text{СТ}}},$$

где $U_{\text{ВХ МИН}} = U_{\text{ВХ}}(1 - \alpha)$. Минимальное входное напряжение должно иметь значение, при котором $I_{\text{СТ}} > I_{\text{СТ МИН}}$. Для схемы рис. 3.1 коэффициент стабилизации определяется по формуле

$$K_{\text{СТ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \left(1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}} + \frac{R_{\Gamma}}{r_{\text{СТ}}} \right) \cong \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_{\Gamma}}{U_{\text{ВХ}} r_{\text{СТ}}}. \quad (3.2)$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$R_{\Gamma} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{H}}} = \frac{r_{\text{СТ}} R_{\Gamma}}{r_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}} \cong r_{\text{СТ}}.$$

Для уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизатора γ , который зависит от $\alpha_{\text{СТ}}$ кремниевого стабилитрона рис. 3.1, применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном Д один или несколько термокомпенсирующих диодов, смещенных в прямом направлении. Коэффициент полезного действия стабилизатора находится из выражения

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{H}}}{U_{\text{ВХ}} (I_{\text{СТ}} + I_{\text{H}})}, \quad (3.3)$$

При увеличении R_{Γ} в схеме рис. 3.1 коэффициент стабилизации также растет, но при этом снижается коэффициент полезного действия (3.3) и увеличивается входное напряжение.

Для увеличения коэффициента стабилизации применяется каскадное (последовательное) соединение стабилизаторов. Схема двухкаскадного параметрического стабилизатора представлена на рис. 3.2. Коэффициент стабилизации находится из соотношения

$$K_{\text{СТ}} = K_{\text{СТ1}} K_{\text{СТ2}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_{\Gamma1}}{U I r_{\text{СТ1}}} \cdot \frac{U I R_{\Gamma2}}{U_{\text{ВХ}} r_{\text{СТ2,3}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_{\Gamma1} R_{\Gamma2}}{U_{\text{ВХ}} r_{\text{СТ1}} r_{\text{СТ2,3}}},$$

где $r_{\text{СТ2,3}} = r_{\text{СТ2}} + r_{\text{СТ3}}$.

Недостатком стабилизатора (рис. 3.2) является значительное увеличение входного напряжения, низкий коэффициент полезного действия и усложнение схемы стабилизатора.

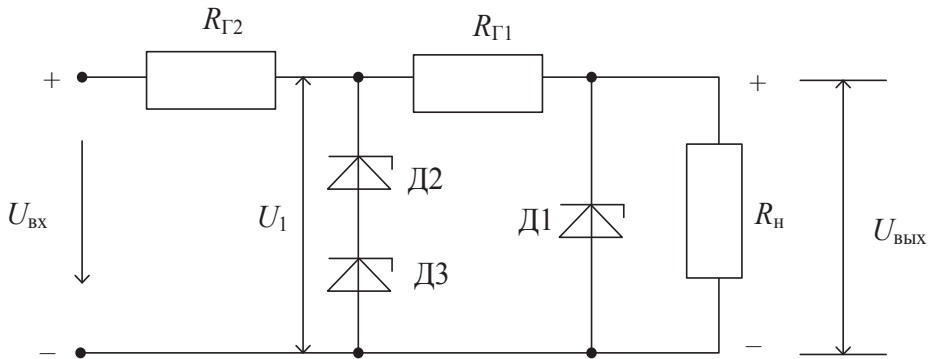


Рис. 3.2. Схема двухкаскадного параметрического стабилизатора постоянного напряжения

Высокая стабильность выходного напряжения параметрического стабилизатора постоянного напряжения достигается включением вместо $R_{Г}$ (рис. 3.1) токостабилизирующего двухполюсника, обеспечивающего неизменный ток стабилитрона при постоянном $R_{Н}$. Схема параметрического стабилизатора постоянного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником представлена на рис. 3.3. Диод Д2, сопротивления $R1$, $R2$, транзистор Т служат для стабилизации выходного тока I . Напряжение стабилизации стабилитрона Д2 обеспечивает постоянный ток в цепи эмиттера транзистора Т, поэтому и ток I в цепи коллектора остается постоянным при колебаниях входного напряжения. Коллекторный ток I транзистора Т распределяется между стабилитроном Д1 и нагрузкой $R_{Н}$. При изменении нагрузки $R_{Н}$ ток I перераспределяется между Д1 и $R_{Н}$, но его значение остается практически постоянным. Расчет коэффициента стабилизации схемы (рис. 3.3) можно осуществлять в соответствии с выражением (3.2), заменяя величину $R_{Г}$ на $R_{Г\text{ экв}}$, определяемое из соотношения

$$R_{Г\text{ экв}} \cong \frac{h_{21э} r_{к} R2 R1}{R2 R1 + r_{ст} 2r_{к} h_{21э}},$$

где $h_{21э}$ — коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером, $r_{к}$ — выходное сопротивление транзистора $r_{к} = \frac{1}{h_{22э}}$, где $h_{22э}$ — выходная проводимость транзистора.

Для схемы (рис. 3.3) можно отметить следующие особенности: изменение входного напряжения не влияет на стабильность по току, включение токостабилизирующего двухполюсника не изменяет тем-

пературный коэффициент напряжения, увеличивается коэффициент полезного действия стабилизатора, растет значение коэффициента стабилизации.

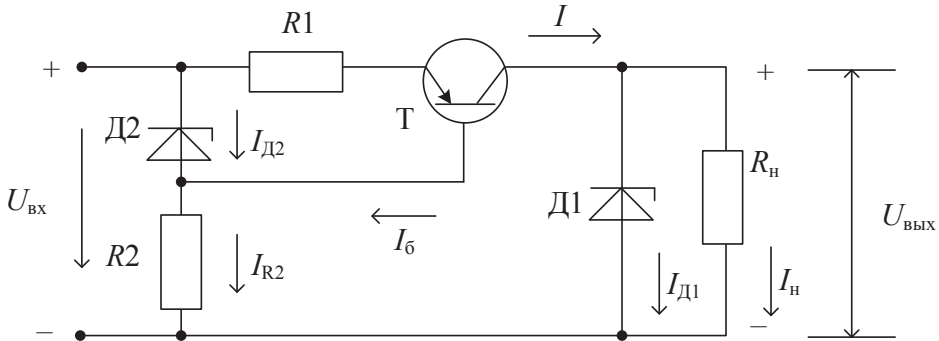


Рис. 3.3. Схема параметрического стабилизатора постоянного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником

Вопросы для самопроверки

1. Нарисуйте однокаскадную схему параметрического стабилизатора постоянного напряжения и объясните принцип ее работы.
2. Поясните существующие методы стабилизации напряжения, их достоинства и недостатки.
3. Какие основные параметры стабилизаторов напряжения вы знаете?
4. Нарисуйте двухкаскадную схему параметрического стабилизатора напряжения и объясните принцип ее работы.
5. Назовите область применения параметрических стабилизаторов напряжения.
6. Что называется коэффициентом стабилизации и как он определяется расчетным и экспериментальными методами?
7. Укажите пути увеличения коэффициента стабилизации параметрических стабилизаторов постоянного напряжения.
8. Что называется внешней характеристикой стабилизатора напряжения и какой она имеет вид?

9. Перечислите основные дестабилизирующие факторы, влияющие на постоянство выходного напряжения параметрического стабилизатора. Нарисуйте схему параметрического стабилизатора с токостабилизирующим двухполюсником и объясните принципы ее работы.

Практическое задание к главе 3

Цель практической работы — ознакомиться с принципами расчета, работой параметрических стабилизаторов постоянного напряжения. Исследовать характеристики параметрического стабилизатора с токостабилизирующим двухполюсником.

Описание экспериментальной установки

Экспериментальная установка включает универсальный стенд, на котором смонтированы схемы выпрямителей, сглаживающих фильтров, параметрического стабилизатора постоянного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником, панель с приборами (прил. 4). Прибор mA измеряет общий ток, потребляемый параметрическим стабилизатором напряжения и нагрузкой, а вольтметр V служит для измерения напряжения на входе стабилизатора. Для измерения напряжения и тока на выходе стабилизатора необходимо подключить цифровые вольтметр и миллиамперметр ($mA1$, $I1$). Также к экспериментальной установке подключается осциллограф для оценки уровня пульсации напряжения на входе и выходе стабилизатора.

Задание

1. Ознакомиться со схемой параметрического стабилизатора постоянного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником, ее элементами и приборами. Включить лабораторный стенд в сеть переменного тока.

2. Собрать схему параметрического стабилизатора в соответствии с прил. 4, замкнув накоротко резисторы $R1$, $R2$. При этом необходимо использовать мостовую схему выпрямителя, работающую на П-образный сглаживающий фильтр.

3. Снять зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для трех значений тока нагрузки: $I_{\text{н}} = 0$, $I_{\text{н}} = 15 \text{ мА}$ ($R_{\text{н}} = R10$), $I_{\text{н}} = 30 \text{ мА}$ ($R_{\text{н}} = R12$). Напряжение на входе параметрического стабилизатора изменяется с помощью переключателя $S2$, нагрузка — переключателем $S5$ и резистором $R14$ (установка $R_{\text{н ст}}$ «ГРУБО» и «ТОЧНО»).

Полученные результаты свести в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Зависимость выходного напряжения от входного

$I_{\text{н}} = 0$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	
	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	
$R_{\text{н1}} = R10$ $I_{\text{н}} = 15 \text{ мА}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	
	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	
$R_{\text{н2}} = R12$ $I_{\text{н}} = 30 \text{ мА}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	
	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	

4. Снять внешнюю характеристику стабилизатора для трех значений входного напряжения ($U_{\text{вх}} = 15 \text{ В}, 25 \text{ В}, 35 \text{ В}$). Результаты измерения свести в табл. 3.2, зафиксировав значение входного тока стабилизатора.

Таблица 3.2

Внешняя характеристика стабилизатора

$U_{\text{вх}} = 15 \text{ В}$ $I_{\text{вх1}}$	$I_{\text{н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	
$U_{\text{вх}} = 25 \text{ В}$ $I_{\text{вх2}}$	$I_{\text{н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	
$U_{\text{вх}} = 35 \text{ В}$ $I_{\text{вх3}}$	$I_{\text{н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	

5. Снять и зарисовать осциллограммы формы напряжений на входе и выходе стабилизатора при $U_{\text{вх}} = \text{const}$, $R_{\text{н}} = \text{const}$ и различных видах сглаживающих фильтров мостовой схемы выпрямления.

6. Определить коэффициент сглаживания параметрического стабилизатора постоянного напряжения в соответствии с выражением (3.1), предварительно измерив амплитуды напряжения пульсации на входе и выходе стабилизатора, при различных видах сглаживающих фильтров.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- 1) формулировку цели исследования;
- 2) принципиальную схему установки;
- 3) таблицы результатов измерений;
- 4) осциллограммы формы напряжений;
- 5) графики зависимостей $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}}) | R_{\text{н}} = \text{const}$;
- 6) графики внешних характеристик;
- 7) расчет коэффициента стабилизации по графикам $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$;
- 8) расчет коэффициента сглаживания стабилизатора;
- 9) расчет внутреннего сопротивления стабилизатора и $R_{\text{ГЭКВ}}$;
- 10) анализ полученных результатов.

ГЛАВА 4.

Компенсационный стабилизатор

постоянного напряжения непрерывного действия

4.1. Устройство и принцип действия

компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения

Основные параметры стабилизаторов напряжения

Стабилизатор напряжения ставится на выходе вторичного источника питания и служит для уменьшения колебаний выходного напряжения, вызванного изменением тока нагрузки, напряжения первичной сети, температуры окружающей среды и т. д. К общим параметрам стабилизатора, как и систем электрического питания, относятся габаритные размеры, масса, себестоимость, надежность и ряд других данных. Работу стабилизатора напряжения характеризуют следующие основные показатели [1–11].

1. Коэффициент стабилизации.

$K_{\text{ст}}$ по входному напряжению, который равен отношению относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}}}{\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}} \Big|_{I_{\text{H}} = \text{const}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВХ}}} \Big|_{I_{\text{H}} = \text{const}}, \quad (4.1)$$

где $\Delta U_{\text{ВХ}}$, $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ — приращения входного и выходного напряжений при постоянном токе нагрузки; $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ — номинальные значения входного и выходного значений стабилизатора. Кроме коэффициента стабилизации применяется показатель, называемый статической ошибкой стабилизации, который определяется отношением приращения выходного напряжения к его номинальному значению.

$$\delta_U = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{I_{\text{H}} = \text{const.}}$$

Коэффициент стабилизации оценивается экспериментально из зависимости выходного напряжения от величины входного напряжения: $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$, которая имеет вид, представленный на рис. 4.1; $U_{\text{ВХ.Н}}$ — номинальное значение входного напряжения; $U_{\text{ВЫХ.Н}}$ — номинальное значение выходного напряжения; $\Delta U_{\text{ВХ}}$ — приращение входного напряжения; $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ — изменение выходного напряжения на рабочем участке зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$. Под рабочим участком данной зависимости понимается такой участок, на котором изменение входного напряжения приводит к малым приращениям выходного напряжения, т. е. на этом участке имеет место режим стабилизации для рассматриваемого устройства.

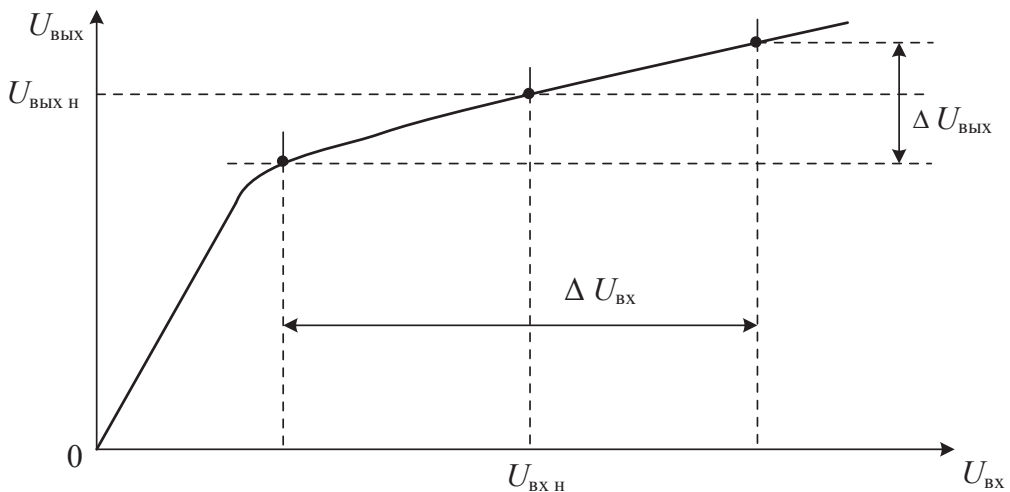


Рис. 4.1. Зависимость выходного напряжения компенсационного стабилизатора от входного напряжения

2. Внутреннее сопротивление R_i стабилизатора.

Определяется из отношения приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки при постоянном напряжении на входе стабилизатора:

$$R_i = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{H}}} \Big|_{U_{\text{ВХ}} = \text{const.}} \quad (4.2)$$

Вместо внутреннего сопротивления может быть задана статическая ошибка по нагрузке при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ и изменяющемся токе нагрузки:

$$\delta_1 = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}.$$

Внутреннее сопротивление R_i стабилизатора определяется из его внешней характеристики. Под внешней характеристикой компенсационного стабилизатора понимается зависимость выходного напряжения от значения тока потребителя (тока нагрузки) ($U_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{Н}}) \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}$) при постоянном значении входного напряжения стабилизатора. Данная зависимость представлена на рис. 4.2; $U_{\text{ВЫХ. XX}}$ — выходное напряжение стабилизатора холостого хода ($I_{\text{Н}} = 0$); $U_{\text{ВЫХ. Н}}$ — номинальное значение выходного напряжения стабилизатора; $I_{\text{Н НОМ}}$ — номинальное значение тока потребителя (тока нагрузки); $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ — приращение выходного напряжения стабилизатора; $\Delta I_{\text{Н}}$ — приращение тока нагрузки. Из рис. 4.2 внутреннее сопротивление определяется на основании соотношения

$$R_i = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{Н}}} \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}} = - \frac{U_{\text{ВЫХ. XX}} - U_{\text{ВЫХ. Н}}}{0 - I_{\text{Н НОМ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ. XX}} - U_{\text{ВЫХ. Н}}}{I_{\text{Н НОМ}}}. \quad (4.3)$$

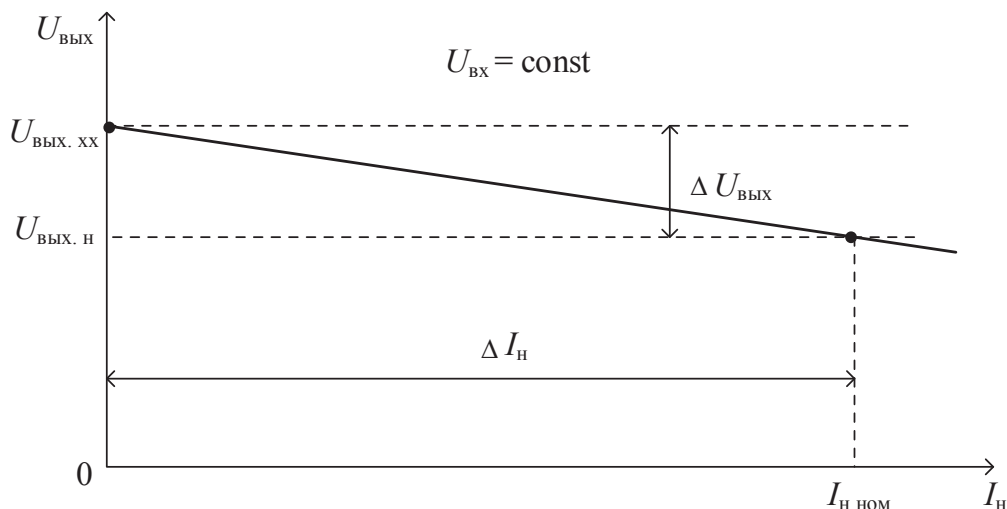


Рис. 4.2. Внешняя характеристика компенсационного стабилизатора напряжения

3. Коэффициент сглаживания пульсации $K_{\text{сгл}}$.

$$K_{\text{сгл}} = \frac{U_{\text{вх}\sim} U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}\sim} U_{\text{вх}}}, \quad (4.4)$$

где $U_{\text{вх}\sim}$, $U_{\text{вых}\sim}$ — амплитуды пульсаций напряжений на входе и выходе стабилизатора. Иногда вместо $K_{\text{сгл}}$ задается относительное значение допустимой амплитуды пульсации выходного напряжения.

$$\delta = \frac{U_{\text{вых}\sim}}{U_{\text{вых}}}.$$

4. Температурный коэффициент напряжения стабилизатора γ_U .

Определяется отношением приращения выходного напряжения к приращению температуры окружающей среды при постоянных значениях напряжения на входе и тока нагрузки:

$$\gamma = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta t_{\text{окр}}} \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}, I_{\text{н}} = \text{const}}. \quad (4.5)$$

5. Коэффициент полезного действия η_U компенсационного стабилизатора напряжения.

Определяется из отношения значения выходной мощности $P_{\text{вых}}$ к величине входной мощности, отбираемой от источника вторичного электропитания:

$$\eta_U = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых.н}} I_{\text{н ном}}}{U_{\text{вх н}} I_{\text{н}}}. \quad (4.6)$$

Структурные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения (КСПН) представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью (рис. 4.3). Эффект стабилизации достигается за счет изменения параметров регулирующего элемента (РЭ) при воздействии на него сигнала обратной связи (ОС) $U_{\text{ос}}$. Если сигнал обратной связи $U_{\text{ос}} = f(U_{\text{вых}})$, то получаем стабилизатор напряжения, если $U_{\text{ос}} = f(I_{\text{н}})$ — стабилизатор тока. На рис. 4.3 $U_{\text{ос}} = f(U_{\text{вых}})$. Компенсационные стабилизаторы классифицируются:

- 1) по типу регулирующего элемента (ламповые, транзисторные, тиристорные);
- 2) по способу включения регулирующего элемента относительно нагрузки (последовательное, параллельное);
- 3) по режиму работы регулирующего элемента (линейные или с непрерывным регулированием, импульсные или ключевые).

Функциональные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным и параллельным включением регулирующего элемента представлены на рис. 4.4, 4.5.

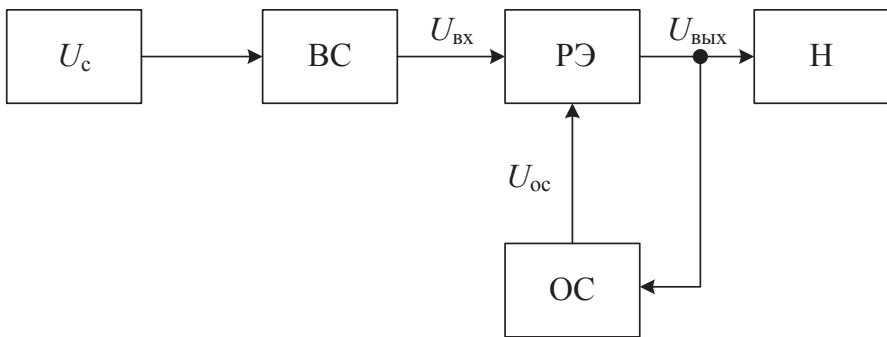


Рис. 4.3. Структурная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения

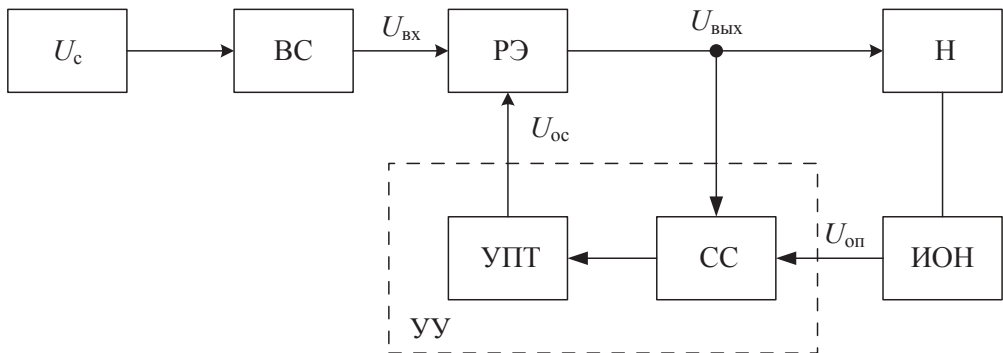


Рис. 4.4. Функциональная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента

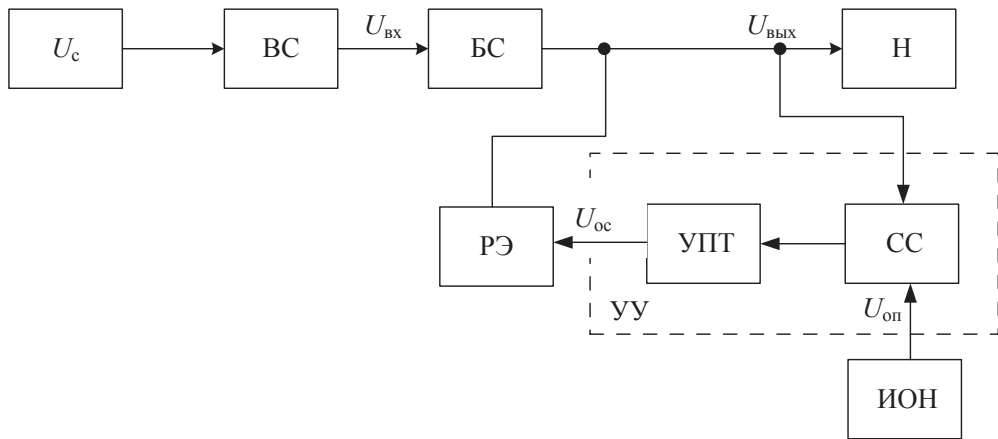


Рис. 4.5. Функциональная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента

Схемы стабилизаторов напряжения (рис. 4.4, 4.5) состоят из следующих функциональных узлов: U_c — напряжение сети переменного тока; ВС — выпрямительная схема (содержащая трансформатор, вентильную группу, сглаживающий фильтр); РЭ — регулирующий элемент; ИОН — источник опорного напряжения; СС — схема сравнения; УПТ — усилитель постоянного тока; Н — потребитель (нагрузка); БС — балластное сопротивление.

Назначение указанных функциональных узлов следующее:

ИОН — источник опорного напряжения служит для формирования неизменного во времени опорного сигнала $U_{оп}$, с которым сравнивается выходное напряжение стабилизатора;

РЭ — регулирующий элемент, который автоматически изменяет свои параметры под действием управляющего сигнала в зависимости от изменения входного напряжения или тока нагрузки;

СС — схема сравнения измеряет отклонение выходного напряжения стабилизатора от заданного, т. е. выделяет сигнал рассогласования;

УПТ — усилитель постоянного тока усиливает сигнал рассогласования;

УУ — управляющее устройство, которое состоит из СС, УПТ и измеряет отклонение выходного напряжения стабилизатора от заданного, т. е. выделяет сигнал рассогласования и формирует управляющее напряжение U_{oc} .

Качественные показатели обеих схем стабилизаторов (рис. 4.4, 4.5) приблизительно одинаковые, но последовательная схема имеет более высокий коэффициент полезного действия, а параллельная схема потребляет ток, который не зависит от тока нагрузки, что особенно ценно при импульсном характере нагрузки.

Транзисторный компенсационный стабилизатор постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента

Схема транзисторного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с последовательным включением регулирующего элемента представлена на рис. 4.6.

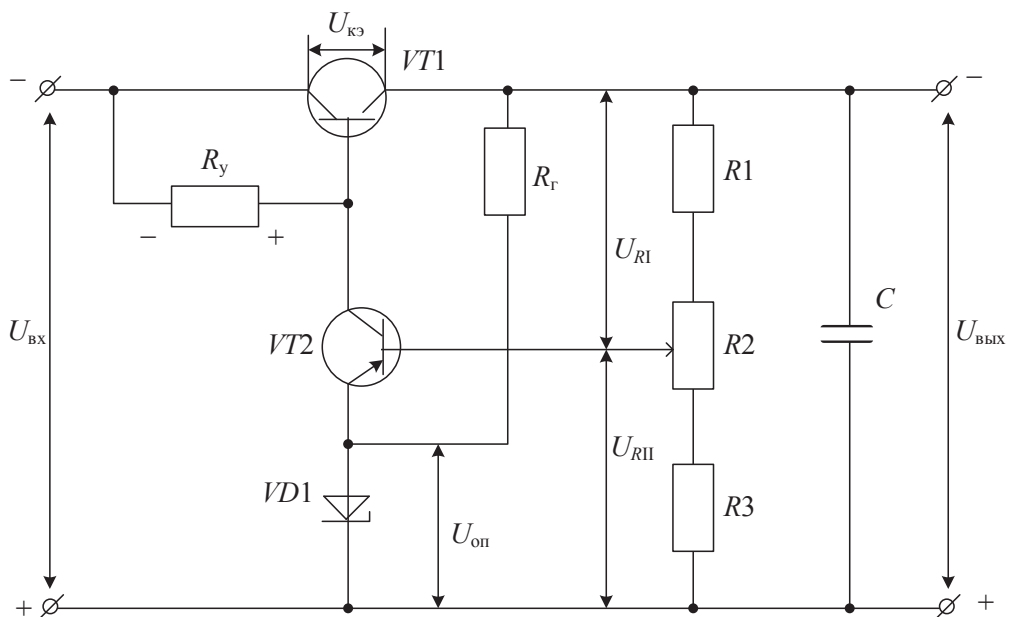


Рис. 4.6. Принципиальная электрическая схема транзисторного компенсационного стабилизатора непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента

Схема состоит из следующих функциональных узлов: регулирующий элемент — транзистор $VT1$; схема сравнения состоит из резистивных делителей напряжения $R1$, $R2$, $R3$ и входной цепи транзисто-

ра $VT2$; усилитель постоянного тока — транзистор $VT2$ с коллекторной нагрузкой R_y ; источник опорного напряжения представляет собой однокаскадный параметрический стабилизатор напряжения, состоящий из стабилитрона $VD1$ и гасящего резистора R_1 . Для плавной регулировки выходного напряжения стабилизатора в делитель напряжения включен потенциометр $R2$, с движка которого напряжение подается на базу транзистора $VT2$. К эмиттеру транзистора $VT2$ подводится опорное напряжение стабилитрона.

Обозначим верхнее плечо делителя RI , а нижнее — RII . Для обеспечения устойчивой работы стабилизатора на выходе включена емкость C .

Схема транзисторного компенсационного стабилизатора работает следующим образом. Допустим, что напряжение на входе стабилизатора увеличилось, тогда должно возрасти напряжение на выходе стабилизатора, а также напряжение на нижнем плече делителя (RII) схемы сравнения $U_{RII} = U_{62}$. Увеличение потенциала базы транзистора $VT2$ приводит к увеличению как тока базы транзистора $VT2$, так и тока коллектора I_{K2} . В результате увеличивается падение напряжения на нагрузке УПТ

$$U_{Ry} = I_{K2} R_y, \quad (4.7)$$

что ведет к возрастанию напряжения между коллектором и базой регулирующего транзистора $VT1$. Поэтому сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора $VT1$ увеличивается, падение напряжения $U_{KЭ1}$ возрастает настолько, насколько возросло входное напряжение.

Напряжение на выходе компенсационного стабилизатора остается практически неизменным. Схема будет поддерживать постоянным выходное напряжение стабилизатора и при изменении тока нагрузки. При увеличении тока нагрузки уменьшается величина как выходного напряжения, так и напряжения на нижнем плече делителя схемы сравнения U_{RII} . Вследствие этого уменьшается ток базы транзистора $VT2$ и ток коллектора I_{K2} . Следовательно, уменьшается падение напряжения на резисторе R_y , поэтому сопротивление между коллектором и эмиттером регулирующего транзистора $VT1$ уменьшается, и уменьшается $U_{KЭ1}$ настолько, что выходное напряжение стабилизатора остается постоянным.

Таким образом, транзисторный компенсационный стабилизатор представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью.

Для определения основных параметров транзисторного КСПН непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента необходимо найти связь изменения напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{\text{вых}}$ с различными дестабилизирующими факторами [1–5]. Оценим зависимость $\Delta U_{\text{вых}}$ компенсационного стабилизатора постоянного напряжения от изменений входного напряжения ($\Delta U_{\text{вх}}$), тока потребителя ($\Delta I_{\text{н}}$), напряжения на выходе источника опорного напряжения ($\Delta U_{\text{оп}}$), которая записывается в виде функционала

$$\Delta U_{\text{вых}} = F[\Delta U_{\text{вх}}, \Delta I_{\text{вх}}, \Delta U_{\text{оп}}]. \quad (4.8)$$

Детальный анализ схемы КСПН (рис. 4.6) приводит к следующей записи функционала (4.8) в аналитическом виде:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{1 + K_1 K_2 \alpha \alpha' + K_1} + \frac{\Delta U_{\text{вх}} r_{\text{к2}} K_1}{(r_{\text{к2}} + R_y)(1 + K_1 K_2 \alpha \alpha' + K_1)} + \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{1 + K_1 K_2 \alpha \alpha' + K_1} - \frac{\Delta I_{\text{н}} r_{\text{к2}}}{1 + K_1 K_2 \alpha \alpha' + K_1}, \quad (4.9)$$

где приняты следующие обозначения: K_1 — коэффициент передачи по напряжению транзистора $VT1$ в схеме включения с общим эмиттером; K_2 — коэффициент передачи по напряжению транзистора $VT2$ в схеме включения с общим эмиттером; $r_{\text{к1}}$ — сопротивление коллекторного перехода транзистора $VT1$, определяемое из выходных характеристик транзистора $VT1$ в окрестностях рабочей точки ($r_{\text{к1}} = \Delta U_{\text{кэ1}}/\Delta I_{\text{к1}}$); $r_{\text{к2}}$ — сопротивление коллекторного перехода транзистора $VT2$ в окрестностях рабочей точки ($r_{\text{к2}} = \Delta U_{\text{кэ2}}/\Delta I_{\text{к2}}$); α — коэффициент передачи резистивного делителя схемы сравнения, который находится из выражения

$$\alpha = \frac{R_I}{R_I + R_{II}}, \quad (4.10)$$

α' — коэффициент передачи резистивного делителя схемы сравнения, учитывающий влияние входного сопротивления транзистора $VT2$, и α' определяется по формуле

$$\alpha' = \frac{R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх2}} + \frac{R_I \cdot R_{II}}{R_I + R_{II}}}, \quad (4.11)$$

где $R_{\text{вх}2}$ — входное сопротивление транзистора $VT2$; $\Delta U_{\text{вх}}$ — приращение напряжения на входе КСПН; $\Delta U_{\text{оп}}$ — приращение напряжения на выходе источника опорного напряжения; $\Delta I_{\text{н}}$ — приращение тока потребителя (тока нагрузки).

Исходя из выражения (4.9), определим основные параметры КСПН (рис. 4.6):

- коэффициент стабилизации находится из зависимости на рис. 4.1 в соответствии с соотношением (4.1). Для оценки $K_{\text{ст}}$ в формуле (4.9) принимаем, что $\Delta U_{\text{оп}} = 0$, $\Delta I_{\text{н}} = 0$, $K_1 K_2 \alpha \alpha' \gg (1 + K_1)$. С учетом данных допущений коэффициент стабилизации запишется в виде

$$K_{\text{ст}} \cong \frac{K_1 K_2 \alpha \alpha' (r_{\text{к}2} + R_{\text{в}}) U_{\text{ввх}}}{(r_{\text{к}2} + R_{\text{в}} + r_{\text{к}2} K_1) U_{\text{вх}}}$$

Если в формуле (4.9) принять $r_{\text{к}2} K_1 \gg (r_{\text{к}2} + R_{\text{в}})$, то выражение для $K_{\text{ст}}$ еще более упростится:

$$K_{\text{ст}} \cong \frac{K_2 \alpha \alpha' (r_{\text{к}2} + R_{\text{в}}) U_{\text{ввх}}}{r_{\text{к}2} U_{\text{вх}}}$$

- внутреннее сопротивление определяется из зависимости на рис. 4.2 с использованием формулы (4.2). В этом случае в формуле (4.9) считаем, что $\Delta U_{\text{вх}} = 0$, $\Delta U_{\text{оп}} = 0$, и находим внутреннее сопротивление КСПН в виде соотношения

$$R_i = \frac{R_{\text{вх}1}}{H_{21\text{э}1} K_2 \alpha \alpha'}$$

где $R_{\text{вх}1}$ — входное сопротивление транзистора $VT1$; $H_{21\text{э}1}$ — статический коэффициент передачи по току транзистора $VT1$ в схеме включения с общим эмиттером. Учитывая, что крутизна транзистора $VT1$ S_1 определяется соотношением

$$S_1 = \frac{H_{21\text{э}1}}{R_{\text{вх}1}}$$

можно окончательно записать выражение для R_i в виде

$$R_i = \frac{1}{S_1 K_2 \alpha \alpha'}$$

- коэффициент сглаживания КСПН находится в соответствии с соотношением (4.4). Обычно считают, что коэффициент сглаживания КСПН приблизительно равен коэффициенту стабилизации;

- температурный коэффициент напряжения стабилизации КСПН γ_U определяется из соотношения (4.5). Аналитическая запись для γ_U достаточно сложна, поэтому чаще всего на практике γ_U определяют экспериментальным путем. Причем, если $\gamma_U > 0$, то его можно уменьшить, включив в верхнее плечо резистивного делителя напряжения схемы сравнения полупроводниковые диоды (прямое смещение), а при $\gamma_U < 0$ — включают терморезисторы;

- коэффициент полезного действия КСПН на рис. 4.6 находится в соответствии с соотношением (4.6), которое можно раскрыть в следующем виде:

$$\eta_{U_{\text{посл}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}}. \quad (4.12)$$

Входной ток КСПН в основном определяется током потребления $I_{\text{Н}}$. Схема обратной связи стабилизатора обычно потребляет ток много меньше тока нагрузки, поэтому можно считать, что $I_{\text{ВХ}} \approx I_{\text{Н}}$, и в этом случае формула (4.12) преобразуется к виду

$$\eta_{U_{\text{посл}}} \cong \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

На практике коэффициент полезного действия КСПН непрерывного действия достигает значения (0,5...0,7).

Транзисторный КСПН непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента

На рис. 4.7 представлена схема транзисторного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с параллельным включением регулирующего элемента.

Обозначения функциональных узлов на рис. 4.7 совпадают с обозначениями на рис. 4.6. В данном случае регулирующим элементом — транзистор $VT1$ — включен параллельно нагрузке, а R_6 — балластное сопротивление. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ равняется

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{R_6},$$

где U_{R_6} — падение напряжения на балластном сопротивлении

$$U_{R_6} = R_6 I_{\text{ВХ}} \cong R_6 (I_{\text{К1}} + I_{\text{Н}}), \quad (4.13)$$

где $I_{к1}$ — ток коллектора транзистора $VT1$, а $I_{н}$ — ток нагрузки. Если входное напряжение увеличилось, то это приводит к увеличению напряжения на выходе КСПН (см. рис. 4.6) и напряжения U_{R11} на нижнем плече резистивного делителя схемы сравнения, поэтому транзистор УПТ $VT2$ сильнее открывается, что приводит к увеличению тока базы $VT2$ и увеличению тока $I_{к2}$. Возрастает падение напряжения на сопротивлении R_y транзистора $VT2$ (4.7), и входное напряжение регулирующего транзистора $VT1$ становится более отрицательным:

$$|U_{бэ1}| = |U_{Ry}|.$$

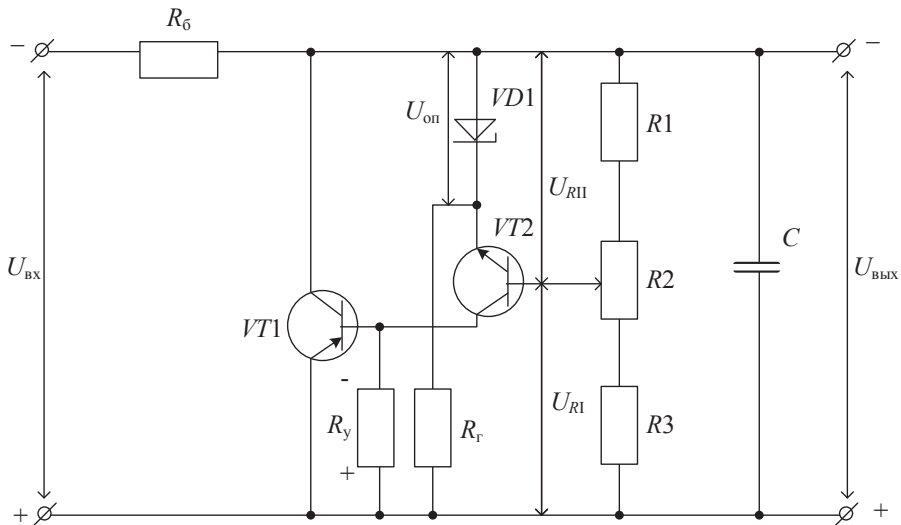


Рис. 4.7. Принципиальная электрическая схема транзисторного компенсационного стабилизатора непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента

Следовательно, транзистор $VT1$ сильнее открывается, увеличивается ток $I_{к1}$ и возрастает падение напряжения (4.13) на балластном сопротивлении настолько, насколько возросло входное напряжение. Напряжение $U_{в\text{ых}}$ остается приблизительно постоянным. Если входное напряжение остается постоянным, но возрастает ток нагрузки $I_{н}$, то при этом должен на такую же величину уменьшиться ток регулирующего элемента $I_{к1}$. При этом падение напряжения на U_{R_6} не изменится, и выходное напряжение стабилизатора останется также приблизительно постоянным.

Учитывая, что выходное напряжение КСПН параллельного вида определяется по формуле (4.13), а входной ток стабилизатора находится ориентировочно из соотношения

$$I_{\text{вх}} \cong I_{\text{к1}} + I_{\text{н}} = I_{R_6},$$

балластное сопротивление R_6 находится из формулы

$$R_6 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{к1 min}}}.$$

Основные параметры транзисторного КСПН непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента определяются с использованием выражений (4.8–4.11). Исходя из этого замечания, параметры КСПН параллельного вида записываются как:

- коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$:

$$K_{\text{ст}} \cong \frac{K_2 \alpha \alpha' S_1 U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_6 U_{\text{вых}}}{R_i U_{\text{вх}}};$$

- внутреннее сопротивление R_i :

$$R_i = \frac{1}{S_1 K_2 \alpha \alpha'};$$

- коэффициент сглаживания $K_{\text{сгл}}$:

$$K_{\text{сгл}} \cong K_{\text{ст}};$$

- температурный коэффициент напряжения стабилизации КСПН γ_U :

$$\gamma_U = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta t_{\text{окр}}} \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}, I_{\text{н}} = \text{const}};$$

- коэффициент полезного действия $\eta_{U \text{ парал}}$:

$$\eta_{U \text{ парал}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \cong \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} (I_{\text{н}} + I_{\text{к1}})}.$$

Коэффициент полезного действия КСПН параллельного вида всегда будет несколько ниже, чем для стабилизатора последовательного типа, из-за потерь на балластном сопротивлении.

Достоинства компенсационных стабилизаторов с непрерывным регулированием:

1) обеспечивается высокая точность стабилизации выходного напряжения, ослабляются как медленные изменения входного напряжения, так и переменные составляющие (пульсации) $U_{\text{вх}}$;

2) обладают малым динамическим внутренним сопротивлением.

Недостатки:

1) низкий коэффициент полезного действия (0,5...0,7), обусловленный потерей мощности на регулирующем элементе, балластном сопротивлении;

2) недостаточные массогабаритные показатели.

4.2. Интегральные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения

Основные сведения и параметры интегральных КСПН непрерывного действия

Миниатюризация, повышение надежности, улучшение качественных и количественных характеристик систем электрического питания достигаются широким применением интегральной технологии. Используются интегральные микросхемы (ИМС) как с планарной, так и с гибридной технологиями их производства. В настоящее время на практике применяются ИМС отечественного и зарубежного производства. Существует большое разнообразие ИМС КСПН непрерывного действия. Из отечественных ИМС наибольшее распространение получили микросхемы серии К142, причем микросхемы серии К142 постоянно обновляются, и расширяется их разновидность. Однако достаточно рассмотреть принцип построения, устройство и работу базовой ИМС данной серии, К142ЕН1 или К142ЕН2, чтобы легко освоить особенность и принцип действия КСПН других ИМС как отечественного, так и зарубежного производства. Поскольку структурные схемы КСПН подобного типа соответствуют рис. 4.4, 4.5, то достаточно просто понять принцип действия любой ИМС компенсационного стабилизатора, зная работу базовых микросхем, используемых для реализации КСПН непрерывного действия.

В качестве технических параметров интегральных КСПН применяются [5]:

- коэффициент нестабильности по выходному напряжению стабилизатора $K_{нU}$, %/В:

$$K_{нU} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \frac{100}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{I_{\text{H}} = \text{const}} ;$$

- коэффициент нестабильности по току потребителя (нагрузки) $K_{нi}$, %:

$$K_{нi} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{H}}} \frac{I_{\text{H}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \frac{100}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{U_{\text{ВХ}} = \text{const}} ;$$

- коэффициент стабилизации по входному напряжению, $K_{\text{СТ}}$, дБ:

$$K_{\text{СТ}} = 20 \lg \left[\frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right] \Big|_{I_{\text{H}} = \text{const}} .$$

Основные технические характеристики интегральных КСПН непрерывного действия серии К142 приведены в прил. 6.

Принципиальная электрическая схема ИМС К142ЕН1

Схема КСПН непрерывного действия в интегральном исполнении К142ЕН1, выполненная на основе полупроводниковой планарной технологии в объеме кристалла кремния, представлена на рис. 4.8.

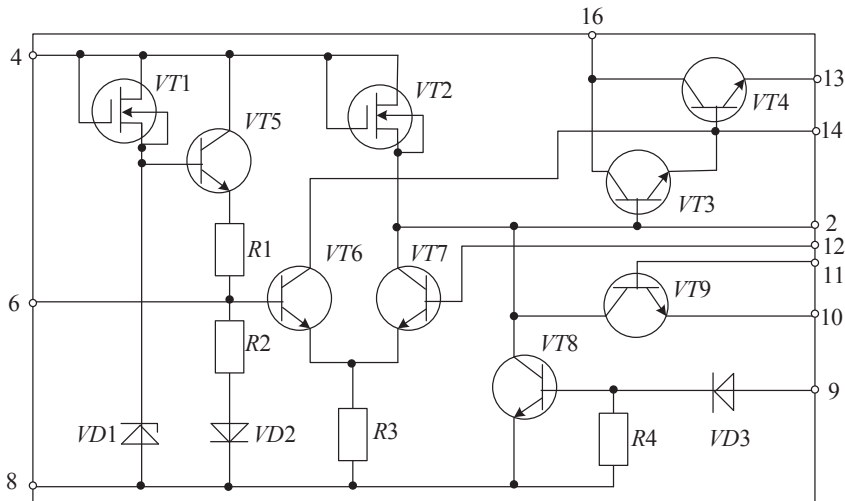


Рис. 4.8. Принципиальная электрическая схема интегральных стабилизаторов К142ЕН1 и К142ЕН2

Состав функциональных узлов ИМС К142ЕН1 (рис. 4.8) соответствует рис. 4.4. Микросхема КСПН К142ЕН1 (рис. 4.8) включает: регулирующий элемент на транзисторах $VT3$, $VT4$, реализованный в виде составного транзистора по схеме Дарлингтона; дифференциальную схему сравнения на элементах $VT6$, $VT7$, $R3$; источник опорного напряжения ($VD1$, $VT1$, $VT5$, $VD2$, $R1$, $R2$), представляющий собой однокаскадный параметрический стабилизатор постоянного напряжения на стабилитроне $VD1$ с токостабилизирующим двухполюсником ($VT1$) и буферным каскадом на транзисторе $VT5$, включенном по схеме эмиттерного повторителя с выходным делителем напряжения на резисторах $R1$, $R2$ и термокомпенсирующим диодом $VD2$; однокаскадный усилитель постоянного тока на транзисторе $VT7$ с динамической нагрузкой, выполненной на полевом транзисторе с изолированным затвором $VT2$; схему электронной защиты от перегрузок по току ИМС на транзисторе $VT9$; схему управления на элементах $VT8$, $VD3$, $R4$. Основные технические данные интегрального стабилизатора К142ЕН1 приведены в прил. 6.

Конструктивно ИМС К142ЕН1 выполняется в двух видах: плоском 16-выводном металлокерамическом корпусе, когда корпус ИМС может быть использован в качестве дополнительного теплоотвода рассеиваемой мощности, если закрепить К142ЕН1 на радиатор; пластмассовом корпусе (в этом случае нумерация выводов ИМС будет отлична от той, что указана на рис. 4.8).

Отметим назначение выводов интегрального стабилизатора напряжения К142ЕН1 (схема стабилизатора К142ЕН1 использует не все выводы стандартного 16-выводного корпуса): 2 — фильтр шума (вывод коррекции амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) УПТ системы ОС стабилизатора); 4 — вход напряжения питания микросхемы; 6 — выход источника опорного напряжения; 8 — общий вывод; 9 — вход управления; 10 — эмиттер транзистора электронной схемы защиты от перегрузок стабилизатора по току; 11 — база транзистора электронной схемы защиты; 12 — вход дифференциальной схемы сравнения (вход регулировки значения выходного напряжения стабилизатора); 13 — выход стабилизированного напряжения КСПН; 14 — промежуточный выход регулирующего элемента; 16 — вход стабилизируемого напряжения.

КСПН непрерывного действия на основе ИМС К142ЕН1

Собственно микросхема К142ЕН1 без дополнительных внешних элементов не позволяет обеспечить работу стабилизатора. Схема КСПН на основе ИМС К142ЕН1 с минимальным количеством внешних элементов приведена на рис. 4.9.

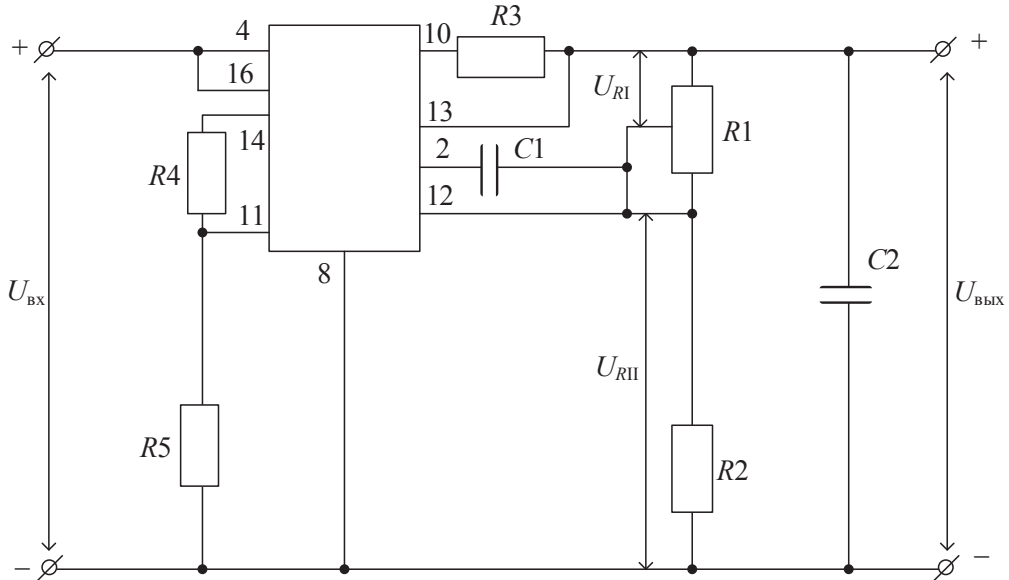


Рис. 4.9. Типовая схема включения интегрального стабилизатора К142ЕН1

Дополнительные элементы схемы имеют следующее назначение: резисторы $R1$, $R2$ — представляют собой делитель напряжения схемы сравнения; конденсаторы $C1$, $C2$ обеспечивают устойчивую работу КСПН непрерывного действия; резисторы $R3$ – $R5$ работают в схеме электронной защиты стабилизатора от перегрузки по току потребителя или короткого замыкания в нагрузке, причем резистор $R3$ называют датчиком тока.

Схема КСПН непрерывного действия (рис. 4.9) работает следующим образом. Допустим, возросла величина напряжения на входе КСПН (стабилизируемое напряжение), при этом также увеличивается напряжение на выходе стабилизатора, соответственно, растет ток делителя схемы сравнения $I_{дел}$ (резисторы $R1$, $R2$), становится больше величина напряжения U_{R11} и напряжение на базе U_{67} транзисто-

ра дифференциальной схемы сравнения ИМС. Это приводит к росту тока базы $I_{Б7}$ и тока коллектора $I_{К7}$, уменьшается напряжение на базе $U_{Б3}$ транзистора регулирующего элемента КСПН, что приводит к увеличению падения напряжения между коллектором и эмиттером транзистора $VT4$ ($U_{КЭ4}$) ИМС К142ЕН1, уменьшается напряжение на выходе стабилизатора, возвращаясь приблизительно к первоначальному значению ($U_{\text{вых}} = \text{const}$). В данном случае напряжение $U_{\text{РИ}}$ на выходе резистивного делителя напряжения схемы сравнения сравнивается с помощью дифференциальной схемы сравнения ИМС (см. рис. 4.8) со значением $U_{\text{оп}}$ внутреннего стабильного источника опорного напряжения, выделенный разностный сигнал усиливается однокаскадным усилителем постоянного тока (транзистор $VT7$ с динамической нагрузкой $VT2$), далее подается усиленный сигнал рассогласования на базу регулирующего составного транзистора ($VT3$, $VT4$), который изменяет величину напряжения $U_{КЭ4}$ таким образом, чтобы компенсировать изменения $U_{\text{вых}}$ стабилизатора, и напряжение на выходе стабилизатора поддерживается приблизительно постоянным с заданной степенью точности. Подобным образом можно рассмотреть работу КСПН при изменении тока потребителя ($I_{\text{н}}$), когда за счет действия ООС КСПН компенсируется влияние изменяющего тока $I_{\text{н}}$ на значение $U_{\text{вых}}$ выходного напряжения стабилизатора.

Дискретные внешние элемент КСПН выбираются из условий обеспечения электрических режимов функционирования микросхемы К142ЕН1 (и микросхемы К142ЕН2). Схема включения позволяет получить стабилизированное напряжение положительной полярности, требуемое значение которого в определенных пределах (пределы изменения $U_{\text{вых}}$ для ИМС К142ЕН1, Е142ЕН1 приведены в прил. 6) можно установить с помощью резистора $R1$ внешнего делителя напряжения. Обычно $R1 \leq 20$ кОм. Сопротивление резистора $R2$ выбирается из условия получения тока выходного делителя (резисторы $R1$, $R2$) $I_{\text{дел}} \geq 1,5$ мА и составляет величину $R2 = 1,2$ кОм.

Величины емкости конденсаторов $C1$, $C2$ зависят от значения выходного напряжения стабилизатора: при $U_{\text{вых}} < 5$ В, $C1 > 0,1$ мкФ, $C2 = (5-10)$ мкФ; при $U_{\text{вых}} > 5$ В, $C1 \geq 100$ пФ, $C2 \geq 1,0$ мкФ.

На рис. 4.9 с помощью резисторов $R3-R5$ обеспечивается работа схемы электрической защиты КСПН от перегрузки по току и короткого замыкания в цепи потребителя. С помощью делителя, выполненного на резисторах $R4$, $R5$, задается напряжение на базе транзистора $VT9$

ИМС К142ЕН1 (см. рис. 4.8). Резистор $R3$ выполняет функцию датчика тока. Электронная схема защиты КСПН (см. рис. 4.9) от перегрузки по току срабатывает при таком увеличении тока на стороне потребителя, когда падение напряжения на резисторе $R3$ составляет величину порядка 0,7 В. В этом случае транзистор $VT9$ микросхемы К142ЕН1 (см. рис. 4.8) открывается, напряжение на базе регулирующего элемента КСПН (транзисторы $VT3$, $VT4$ на рис. 4.8) уменьшается, транзисторы $VT3$, $VT4$ закрываются, а напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться. При этом внешняя характеристика КСПН (см. рис. 4.9) имеет вид, представленный на рис. 4.10.

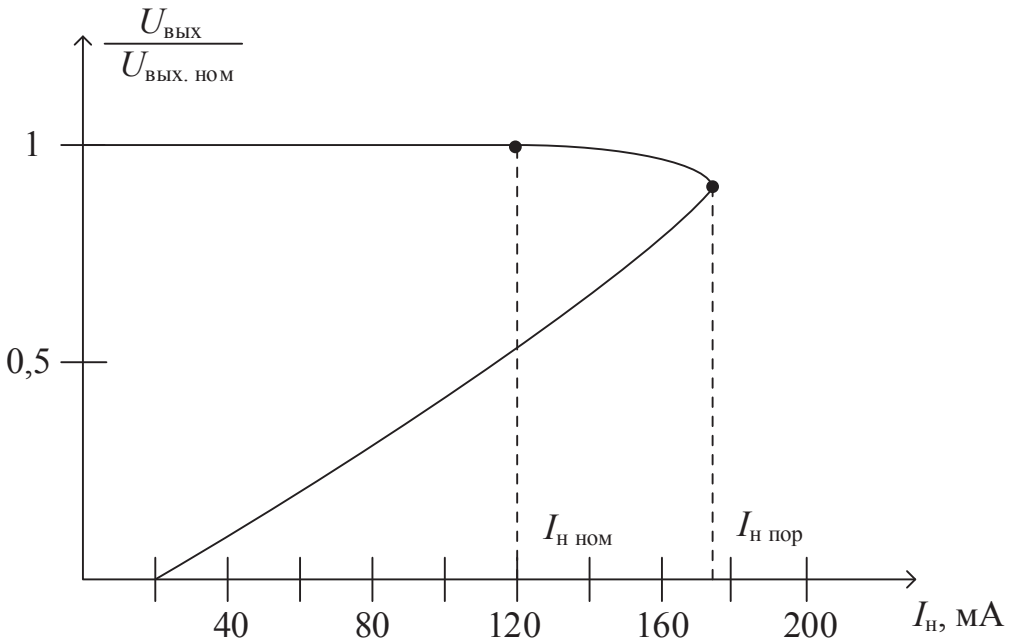


Рис. 4.10. Внешняя характеристика КСПН на основе ИМС К142ЕН1

Сопротивления резисторов электронной схемы защиты КСПН выбираются в соответствии с соотношениями

$$R3 = \frac{U_{\text{бэ9}}}{U_{\text{н пор}}},$$

$$R5 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{бэ4}}}{U_{\text{д2}}},$$

где $U_{бэ9} = U_{бэ4} \cong 0,7 \text{ В}$ — напряжения на переходах база-эмиттер транзисторов $VT9$, $VT4$ ИМС К142ЕН1; $I_{н\text{ пор}}$ — пороговое значение тока на стороне потребителя, при котором включается электронная схема защиты (при токе $I_{н\text{ ном}}$ — номинальный ток нагрузки — электронная схема не срабатывает); $I_{д2} = 0,3 \text{ мА}$ — ток делителя напряжения на резисторах $R4$, $R5$, с помощью которого задается напряжение на базе транзистора $VT9$; $R4 = 2 \text{ кОм}$.

Если ток нагрузки превышает предельно допустимое значение выходного тока микросхемы К142ЕН1, необходимо включить дополнительный внешний мощный транзистор (или транзисторы) в качестве дополнительного регулирующего элемента. При этом схема (см. рис. 4.9) видоизменяется и принимает вид, показанный на рис. 4.11.

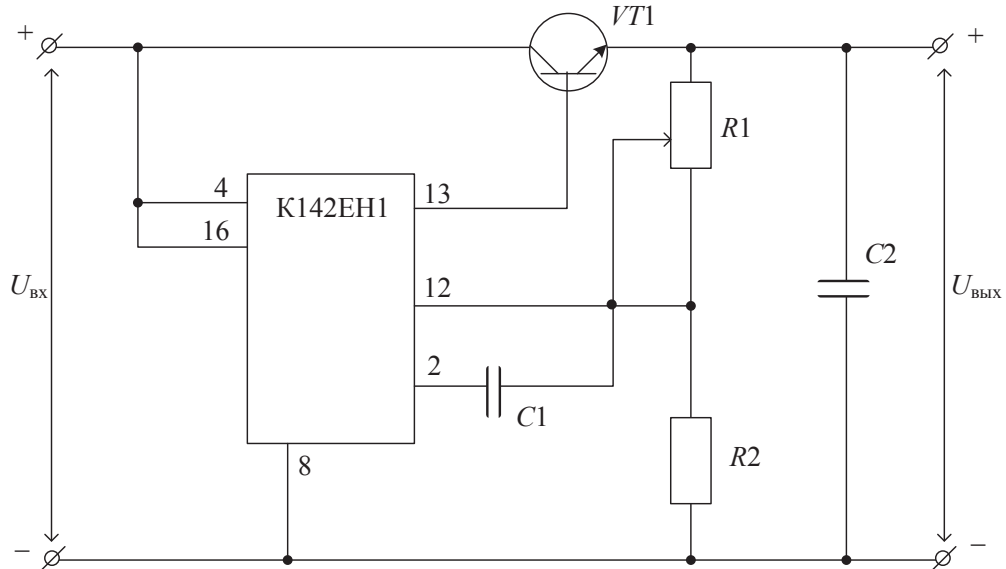


Рис. 4.11. Схема реализации КСПН с повышенными токами нагрузки на основе ИМС К142ЕН1 с помощью внешнего транзистора $n-p-n$ типа

Кроме рассмотренного основного назначения интегральных стабилизаторов с регулируемым выходом, стабилизаторы могут быть использованы для создания различных узлов систем электропитания другого функционального назначения. В частности, на основе интегральных стабилизаторов непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента можно создать схемы параллельных и импульсных стабилизаторов напряжения, стабилизаторов

тока, активных сглаживающих фильтров, автогенераторов, пороговых устройств и т. д.

Вопросы для самопроверки

1. Перечислите классификационные признаки компенсационных стабилизаторов напряжения.
2. Нарисуйте основные структурные схемы компенсационных стабилизаторов непрерывного действия и поясните их принцип работы, назначение отдельных функциональных узлов, достоинства и недостатки.
3. Какие основные параметры стабилизаторов напряжения вы знаете?
4. Нарисуйте схему транзисторного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с последовательным включением регулирующего элемента и объясните принцип работы и назначение элементов.
5. Перечислите основные дестабилизирующие факторы, влияющие на постоянство выходного напряжения компенсационного стабилизатора.
6. Укажите методы построения регулирующих элементов, сравнивающих схем и усилителей постоянного тока.
7. Нарисуйте схему транзисторного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с параллельным включением регулирующего элемента и объясните принцип его работы и назначение элементов.
8. Расскажите о назначении элементов интегрального стабилизатора постоянного напряжения на основе ИМС К142ЕН1 и перечислите технические параметры схемы.
9. Нарисуйте типовую схему включения интегрального стабилизатора К142ЕН1 и поясните принцип действия и требования к элементам схемы.
10. Укажите пути увеличения коэффициента стабилизации компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения.
11. Нарисуйте схему компенсационного последовательного стабилизатора с повышенными токами нагрузки на основе ИМС К142ЕН1.

12. Что называется внешней характеристикой стабилизатора напряжения? Какой она имеет вид?

Практическое задание к главе 4

Цель практической работы — ознакомиться с принципами построения и свойствами компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения. Изучить устройство и работу компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным и параллельным включением регулирующего элемента. Получить навыки проектирования и расчета параметров стабилизаторов напряжения. Экспериментально исследовать характеристики и параметры компенсационного стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента на примере стабилизатора, выполненного на интегральной микросхеме.

Описание экспериментальной установки

Экспериментальная установка (прил. 5) включает универсальный стенд, в котором смонтированы схемы выпрямителей, сглаживающих фильтров, интегрального стабилизатора постоянного напряжения компенсационного типа, панели с приборами. Прибор (мА) измеряет общий ток, потребляемый компенсационным интегральным стабилизатором и нагрузкой, а вольтметр (V) служит для измерения входного стабилизируемого напряжения КСПН. Для измерения напряжения и тока на выходе стабилизатора необходимо подключить цифровой вольтметр и миллиамперметр ($mA1$, VI), как указано на схеме (прил. 5). К установке также подключается осциллограф для оценки уровня пульсаций напряжения на входе и выходе стабилизатора.

Задание

1. Ознакомиться со схемой интегрального компенсационного стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия, ее элементами и приборами. Включить стенд в сеть переменного тока.

2. Собрать схему для исследования компенсационного интегрального стабилизатора постоянного напряжения в соответствии со схемой (прил. 5) замкнуть накоротко резисторы $R1$, $R2$. При этом необходимо собрать мостовую схему выпрямления, работающую на П-образный LC-сглаживающий фильтр.

3. Определить нижнее и верхнее значение выходного напряжения интегрального стабилизатора. Для этого с помощью переключателя $S2$ установить величину напряжения на входе стабилизатора, равную 35 В. Переключателем $S5$ (установка $R_{НСТ}$ «ГРУБО») и резистором $R14$ (установка $R_{НСТ}$ «ТОЧНО») установить значение тока нагрузки стабилизатора 10 мА (при $U_{ВЫХ} = 10$ В) и с помощью резистора $R18$ найти нижнее и верхнее значение $U_{ВЫХ}$ стабилизатора.

4. Снять зависимость $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})|_{R_{Н} = \text{const}}$ при токе нагрузки стабилизатора $I_{Н} = 0, 20$ мА для трех значений выходного напряжения: 5 В, 9,5 В, 15 В. Требуемое выходное напряжение установить с помощью резистора $R18$. Величина входного напряжения изменяется с помощью переключателя $S2$ и перемычек П1 и П2. Полученные результаты свести в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Зависимость выходного напряжения от входного

$I_{Н} = 0$ $U_{ВЫХ} = 5$ В $U_{ВЫХ} = 9,5$ В $U_{ВЫХ} = 15$ В	$U_{ВХ},$ В	
	$U_{ВЫХ},$ В	
$I_{Н} = 20$ мА $U_{ВЫХ} = 5$ В $U_{ВЫХ} = 9,5$ В $U_{ВЫХ} = 15$ В	$U_{ВХ},$ В	
	$U_{ВЫХ},$ В	

5. Снять внешние характеристики компенсационного интегрального стабилизатора $U_{ВЫХ} = f(I_{Н})|_{U_{ВХ} = \text{const}}$ при $U_{ВХ} \approx 25$ В для трех значений выходного напряжения: 5 В, 9,5 В, 15 В. В этом случае необходимо заменить прибор мА1 перемычкой, чтобы устранить влияние сопротивления прибора на экспериментальные данные. Ток потребления измерять с помощью прибора мА на входе КСПН. Результаты измерений свести в табл. 4.2, фиксируя также значения входного тока стабилизатора.

6. Снять и зафиксировать осциллограммы формы напряжений на входе и выходе стабилизатора при $U_{ВЫХ} = 9,5$ В, $I_{Н} = 10$ мА и различ-

ных видах сглаживающих фильтров на выходе мостовой схемы выпрямления.

7. Определить коэффициент сглаживания компенсационного интегрального стабилизатора постоянного напряжения в соответствии с выражением (4.3) при различных видах сглаживающих фильтров. Измерения провести при $U_{\text{ВЫХ}} = 9,5 \text{ В}$ и $I_{\text{Н}} = 20 \text{ мА}$.

Таблица 4.2

Внешние характеристики стабилизатора

$U_{\text{ВХ}} = 25 \text{ В}$ $U_{\text{ВЫХ}} = 5 \text{ В}$	$I_{\text{Н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	
	$I_{\text{ВХ}}, \text{ мА}$	
$U_{\text{ВХ}} = 25 \text{ В}$ $U_{\text{ВЫХ}} = 9,5 \text{ В}$	$I_{\text{Н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	
	$I_{\text{ВХ}}, \text{ мА}$	
$U_{\text{ВХ}} = 25 \text{ В}$ $U_{\text{ВЫХ}} = 15 \text{ В}$	$I_{\text{Н}}, \text{ мА}$	
	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	
	$I_{\text{ВХ}}, \text{ мА}$	

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- 1) формулировку цели исследования;
- 2) принципиальную схему установки;
- 3) таблицы результатов измерений;
- 4) осциллограммы форм напряжений;
- 5) графики зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})|_{R_{\text{Н}} = \text{const}}$;
- 6) графики внешних характеристик $U_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{Н}})|_{U_{\text{ВХ}} = \text{const}}$;
- 7) расчет коэффициента стабилизации по графикам $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ и сравнение его с паспортным значением на интегральный стабилизатор напряжения;
- 8) расчет коэффициента сглаживания стабилизатора;
- 9) расчет внутреннего сопротивления интегрального компенсационного стабилизатора;
- 10) анализ полученных результатов.

Форма титульного листа отчета по работе приведена в прил. 1.

Библиографический список

1. Арсеньев, Г. Н. Электропреобразовательные устройства РЭС : учеб. для курсантов высших военно-учебных заведений Космических войск / Г. Н. Арсеньев. — 2-е изд., перераб. и доп. — Москва : ФОРУМ : ИНФРА-М, 2014. — 544 с.
2. Калугин, Н. Г. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций : учеб. для студентов вузов / Н. Г. Калугин ; под ред. Е. Е. Чаплыгина. — Москва : Академия, 2011. — 192 с.
3. Алексеев, О. В. Электротехнические устройства / О. В. Алексеев, В. Е. Китаев, А. Я. Шихин. — Москва : Энергоиздат, 1981. — 336 с.
4. Векслер, Г. С. Транзисторные сглаживающие фильтры / Г. С. Векслер, В. И. Штильман. — Москва : Энергия, 1979. — 176 с.
5. Гольдштейн, Е. И. Индуктивно-емкостные сглаживающие фильтры / Е. И. Гольдштейн, А. К. Майер. — Томск : Изд-во Томского университета, 1982. — 222 с.
6. Иванов—Цыганов, А. И. Электротехнические устройства РЭС : учеб. для вузов / А. И. Иванов—Цыганов. — 4-е изд., перераб. и доп. — Москва : Высшая школа, 1991. — 272 с.
7. Исследование схем одно- и двухполупериодного выпрямителей : метод. указания к лабораторной работе. — Свердловск : УПИ, 1986. — 20 с.
8. Исследование схемы мостового выпрямителя : метод. указания к лабораторной работе. — Свердловск : УПИ, 1986. — 15 с.
9. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий [и др.] ; под ред. Ю. И. Конева. — Москва : Радио и связь, 1990. — 277 с.
10. Костиков, В. Г. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование : учеб. для вузов / В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов, В. А. Шахнов. — Москва : Горячая линия — Телеком, 2001. — 344 с.

11. Москатов, Е. А. Источники питания / Е. А. Москатов. — Киев : МК-Пресс ; Санкт-Петербург : КОРОНА-ВЕК, 2011. — 208 с.
12. Полянин, К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения / К. П. Полянин. — Москва : Энергия, 1979. — 192 с.
13. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры : учеб. пособие для вузов / О. К. Березин [и др.] ; под ред. В. А. Шахнова. — 4-е изд., перераб. и доп. — Москва : КНО-РУС, 2010. — 536 с.
14. Электропитание устройств связи : учеб. для вузов / А. А. Бокуняев [и др.] ; под ред. Ю. Д. Козляева. — Москва : Радио и связь, 1998. — 328 с.
15. Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств : метод. указания / В. И. Елфимов. — Екатеринбург : Изд-во УГТУ, 1998. — 27 с.
16. Электротехника и электроника : учеб. пособие для вузов / В. В. Кононенко [и др.] ; под ред. В. В. Кононенко. — Изд. 6-е. — Ростов-на-Дону : Феникс, 2010. — 778 с.

Приложение 1

Образец оформления титульного листа

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
Департамент радиоэлектроники и связи

Оценка работы _____

ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОПОЛУПЕРИОДНОЙ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ
Отчет по практическому заданию № 1
по дисциплине «Электропитание устройств и систем телекоммуникаций»

Подпись

Дата

Фамилия

Преподаватель _____ ФИО преподавателя

Студент _____ ФИО студента

Группа _____ Номер группы

Екатеринбург 20__

**Схема лабораторного макета
для одно- и двухполупериодного выпрямления**

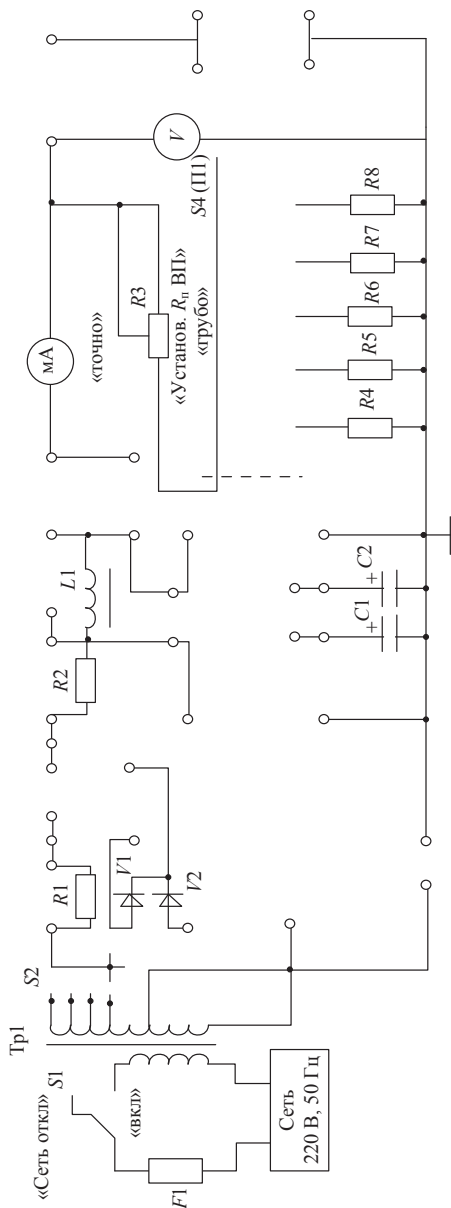


Схема лабораторного макета для мостового выпрямителя

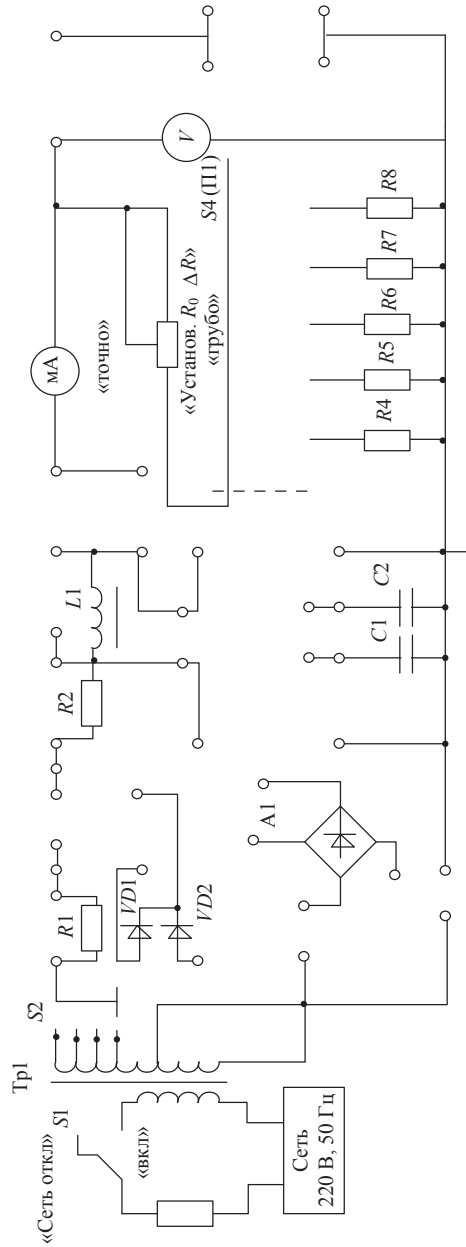


Схема лабораторного макета для параметрического стабилизатора

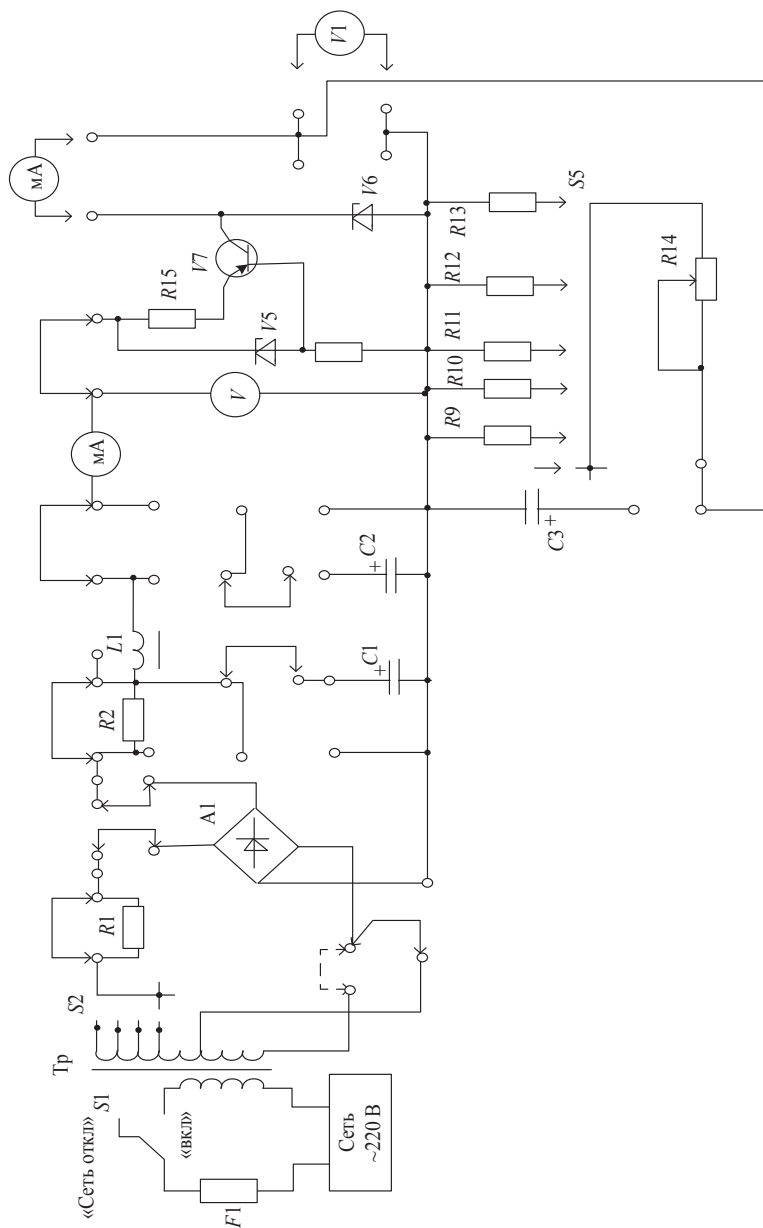
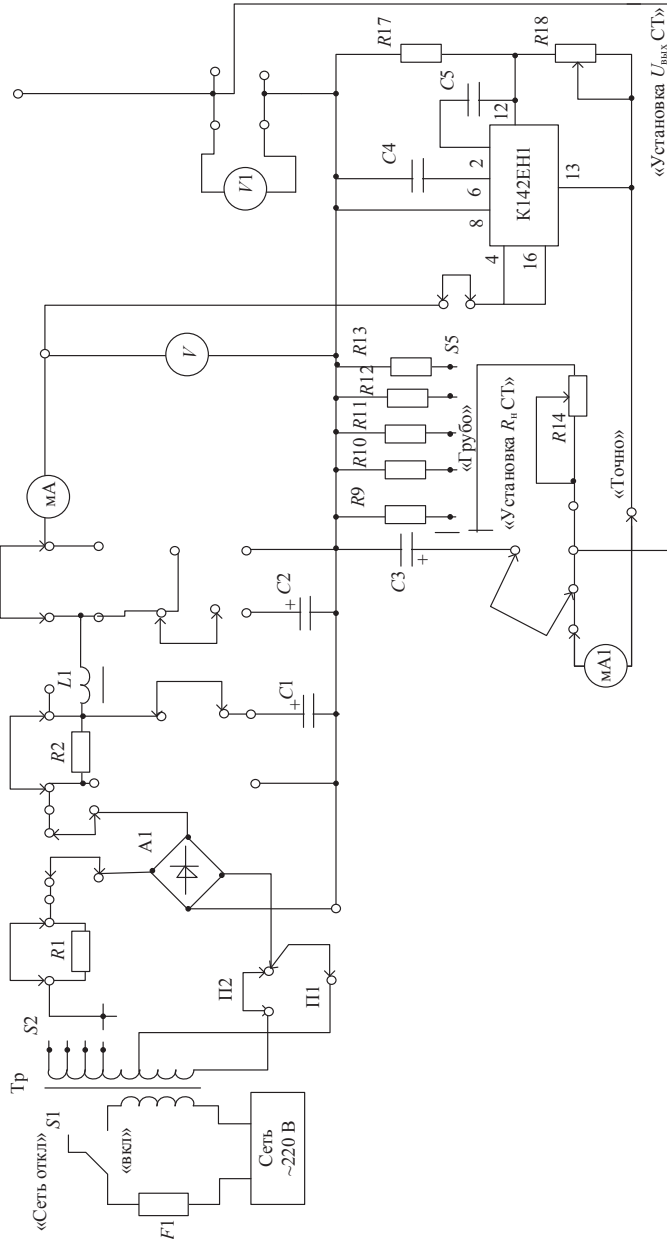


Схема лабораторного макета для компенсационного стабилизатора



Приложение 6

Таблица Пб

Технические характеристики ИМС серии К142

Тип ИМС	$U_{\text{вхх}}, \text{В}$	$I_{\text{н макс}}, \text{А}$	$K_{\text{сг}}, \text{дБ}$	$K_{\text{нУ}}, \%/ \text{В}$	$K_{\text{нБ}}, \%$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$\gamma, \% ^\circ \text{С}$
142ЕН1	3–12	0,15	–	0,1–0,3	0,2–0,5	0,8	0,01
142ЕН2	12–30	0,15	–	0,1–0,3	0,2–0,5	0,8	0,01
142ЕН3	3–12	0,5	–	0,02–0,1	0,1–0,3	0,8 (2,0)	0,01
142ЕН4	12–30	0,5	–	0,02–0,1	0,1–0,3	0,8 (2,0)	0,01
142ЕН5А	5±1%	3,0	–	0,05	3,0	(10)	0,02
142ЕН5Б	6±1%	3,0	–	0,05	3,0	(10)	0,02
142ЕН6А	14,7–15,3	0,2	30	0,0015	0,2	4	–
142ЕН6Б	8,73–9,27	0,2	30	0,0015	0,2	4	–
142ЕН8А	8,73–9,27	1,5	30	0,05	1	–	–
142ЕН8Б	11,64–12,36	1,5	30	0,05	1	–	–
142ЕН8В	14,55–15,45	1,5	30	0,05	1	–	–
142ЕН9А	19,6–20,4	1,5	30	0,05	1	–	–
142ЕН9Б	23,52–24,48	1,5	30	0,05	1	–	–
142ЕН9В	26,46–27,54	1,5	30	0,05	1	–	–

Приложение 7

Таблица П7

Стабилизаторы фиксированного напряжения

Наименование	$I_{\text{вых. ном}}, \text{A}$	$U_{\text{вых. ном}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{вых}}, \%$	$U_{\text{вх макс}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{вых}}$ (от $U_{\text{вх}}$), мВ	$\Delta U_{\text{вых}}$ (от $I_{\text{вых}}$), мВ	$I_{\text{погр}}, \text{мА}$	$T_{\text{раб}}, \text{°C}$
В корпусе ТО-220								
КР1158ЕН15В	0,5	15	–	37	–	–	–	–40...+85
КР1158ЕН15Г	0,5	15	–	37	–	–	–	–40...+85
<i>TLE4270S</i>	0,55	5	2	42	–	–	–	–40...+85
<i>LF50CV</i>	1	5	2	16	2	2	0,5	–40...+85
<i>KA78R05S-TU</i>	1	5	1	35	0,50%	0,10%	10	–20...+80
<i>L4940V5</i>	1,5	5	4	30	10	25	50	–40...+125
В корпусе ТО-92								
КР1170ЕН3А	0,1	3	5	25	–	–	–	–40...+85
КР1170ЕН5	0,1	5	5	25	–	–	–	–40...+85
КР1170ЕН8А	0,1	8	5	25	–	–	–	–40...+85
КР1170ЕН9А	0,1	9	5	25	–	–	–	–40...+85
КР1170ЕН12А	0,1	12	5	25	–	–	–	–40...+85
<i>LM2931Z-5.0</i>	1	5	4	40	4	14	1	–40...+125
В корпусе DPAK								
<i>LP2950CDT-3.3</i>	0,1	3,3	1	30	0,40%	0,30%	12	–40...+125
<i>LP2950ACDT-5.0</i>	0,1	5	0,5	30	0,40%	0,30%	12	–40...+125
<i>IRU1117-33CD</i>	0,8	3,3	1	7	7	17	–	0...+125
<i>IRU1117-18CD</i>	0,8	1,8	1	7	7	17	–	0...+125
<i>IRU1010-25CD</i>	1	2,5	1	7	7	17	–	0...+125
<i>IRU1010-33CD</i>	1	3,3	1	7	7	17	–	0...+125
<i>IRU1206-25CD</i>	1	2,5	1	12	1,00%	0,70%	50	0...+125
<i>IRU1206-33CD</i>	1	3,3	1	12	1,00%	0,70%	50	0...+125
<i>LF33CDT</i>	1	3,3	2	18	2	2	0,5	–40...+125
<i>LF50CDT</i>	1	5	2	18	2	2	0,5	–40...+125
<i>IRU1015 33CD</i>	1,5	3,3	1	7	0,20%	0,40%	–	0...+125
<i>IRU1030 33CD</i>	3	3,3	1	7	0,20%	0,40%	–	0...+125

Окончание табл. П7

Наименование	$I_{\text{вых. ном.}}$, А	$U_{\text{ввых. ном.}}$, В	$\Delta U_{\text{ввых.}}$, %	$U_{\text{вх пих.}}$, В	$\Delta U_{\text{ввых}}$ (от $U_{\text{вх.}}$), МВ	$\Delta U_{\text{ввых}}$ (от $I_{\text{ввых.}}$), МВ	$I_{\text{потр.}}$, мА	$T_{\text{раб.}}$, °С
В корпусе SO-8								
<i>IRU1207-33CS</i>	1	3,3	1	12	1,00%	0,70%	50	0...+125
<i>ADP3303AR-3</i>	0,2	3	1,4	12	0,01 мВ/В	0,013 мВ/мА	4	-20...+85
<i>ADP3303AR-5</i>	0,2	5	1,4	12	0,01 мВ/В	0,013 мВ/мА	4	-20...+85
<i>ADP667AR</i>	0,25	5	4	16,5	15	250	20	-40...+85
<i>ADP3367AR</i>	0,3	5	2	16,5	5	10	14	-40...+85
В корпусе DIP-8								
<i>ADP667AN</i>	0,25	5	4	16,5	15 мВ	250 мВ	20	-40...+85
В корпусе SOT223								
<i>IRU1117-33CY</i>	0,8	3,3	1	7	7	17	—	0...+125
<i>IRU1206-33CY</i>	1	3,3	1	12	0,50%	0,50%	—	0...+125

Приложение 8

Таблица П8

Стабилизаторы регулируемого напряжения (в различных корпусах)

Наименование	$I_{\text{ВЫХ ном}}, \text{ А}$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	$I_{\text{ВЫХ min}}, \text{ МА}$	$U_{\text{ВХ}}, \text{ В}$	$\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (от $U_{\text{ВХ}}$), мВ	$\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (от $I_{\text{ВЫХ}}$), мВ	$T_{\text{раб}}, \text{ }^\circ\text{C}$
<i>LP2951ACD</i>	0,1	1,24...29	0,1	< 30	0,5 %	0,3 %	-40...+125
<i>ADP3331ART</i>	0,2	1,5...11,75	—	2,6...12	0,06 мВ/В	0,04 мВ/МА	-40...+85
<i>IRU1117CY</i>	0,8	1,25...5,5	10,0	4,75...7	0,2 %	0,4 %	0...+125
<i>IRU1010CD</i>	1,0	2,5...3,6	10,0	4,75...7	0,2%/В	0,4 %	0...+125
<i>IRU1010CY</i>	1,0	2,5...3,6	10,0	4,75...7	0,2 %	0,4 %	0...+125
<i>IRU1015CD</i>	1,5	2,5...3,3	10,0	4,75...7	0,2%/В	0,4 %	0...+125
<i>IRU1030CD</i>	3,0	2,5...3,3	10,0	4,75...7	0,2%/В	0,4 %	0...+125
КР142ЕН22Б	3,2	1,2...34	—	35	0,2 %	0,3 %	-40...+85
КР142ЕН22	5,5	1,2...34	—	35	0,2 %	0,3 %	-40...+85
КР142ЕН22А	8,0	1,2...34	—	35	0,2 %	0,3 %	-40...+85
<i>IRU1260CM</i>	6/1	(1,2...5,5)·2	5,0	4,75...7	0,2 %	0,4 %	0...+150

Приложение 9

Таблица П9

Стабилизаторы LOWDROP фирмы National Semiconductor фиксированного напряжения

Наименование	$I_{\text{вых}}, \text{мА}$	$U_{\text{пад}}, \text{В}$	$U_{\text{вх. макс.}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$I_{\text{потр.}}, \text{мА}$	$T_{\text{раб.}}, ^\circ\text{C}$
LM1084	5000	1,3	18; 27; 25	12; 3,30; 5	5	-40...+125
LM1085	3000	1,3	18; 27; 25	12; 3,30; 5	5	-40...+125
LM1086	1500	1,3	30; 27; 25	2,50; 2,85; 3,30; 5; 3,45	2	-40...+125
LM1117	800	1,2	20; 10	3,30; 5; 1,80; 2,50	5	0...+125
LM2930	150	0,32	26	5; 8	4	-40...+85
LM2931	100	0,3	26	5	0,4	-40...+85
LM2936	50	0,2	60	3; 3,30; 5	0,015; 0,016; 0,009	-40...+125
LM2936-5,0EP	50	0,2	60	5	0,009	-40...+125
LM2937	500	0,5	26	10; 12; 15; 5; 8	2	-40...+125
LM2937-2,5	400; 500	—	26	2,5	2	-40...+85, -40...+125
LM2937-3,3	400; 500	—	26	3,3	2	-40...+85, -40...+125
LM2940	1000	0,5	26	15; 5; 8; 9; 10; 12	10	-55...+125
LM2940C	1000	0,5	26	12; 15; 5; 9	10	-55...+125
LM2984	500	0,53	26	5	14	-40...+125
LM2984C	—	—	—	5	—	-40...+125
LM330	150	0,32	26	5	18	0...+70
LM3940	1000	0,5	7,5	3,3	10	-40...+125
LM9070	250	0,8	26	5	4	-40...+125
LM9071	250	0,8	26	5	4	-40...+125
LM9072	350	0,8	27	5	15	-40...+125
LM9073	700	0,8	27	5	15	-40...+125
LMS1585A	5000	1,2	13	3,30; 1,50	7	0...+125, -40...+125
LMS1587	3000	1,15	13	1,50; 3,30	7	0...+125, -40...+125
LMS5213	80	0,33	6	2,80; 3; 3,30	0,16	-40...+125

Продолжение табл. П9

Наименование	$I_{\text{вх}}, \text{мА}$	$U_{\text{пит}}, \text{В}$	$U_{\text{вх макс}}, \text{В}$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$I_{\text{потр}}, \text{мА}$	$T_{\text{раб}}, ^\circ\text{C}$
<i>LMS5214</i>	80	0,3	6	2,50; 2,60; 2,80; 2,90; 3; 3,30	0,07	-40...+125
<i>LMS5258</i>	150	0,9	6	1,2	0,14	-40...+125
<i>LMS8117A</i>	1000	1,2	15	1,80; 3,30	5	0...+125
<i>LP2950</i>	100	0,38	30	3,30; 5	0,075	-40...+125
<i>LP2954</i>	250	0,8	30	5	0,21	-40...+125
<i>LP2954A</i>	250	0,8	30	5	0,21	-40...+125
<i>LP2957</i>	250	0,47	30	5	0,15	-40...+125
<i>LP2957A</i>	250	0,47	30	5	0,15	-40...+125
<i>LP2966</i>	150	0,135	7	1,80; 2,50; 2,80; 3; 3,30; 3,60; 5	0,42; 0,34	-40...+125
<i>LP2967</i>	150	0,275	16	2,50; 2,80; 3,30; 2,60	0,34	-40...+125
<i>LP2975</i>	—	—	24	12; 3,30; 5	0,18	-40...+125
<i>LP2980</i>	50	0,12	16	3,30; 5; 2,50; 2,60; 2,70; 2,80; 2,90; 3; 3,10; 3,20; 3,50; 3,60; 3,80; 4; 4,50	0,065	-40...+125
<i>LP2981</i>	100	0,2	16	2,50; 3,20; 3,30; 2,70; 2,80; 2,90; 3; 3,10; 3,60; 3,80; 4; 4,70; 5	0,065	-40...+125
<i>LP2982</i>	50	0,12	16	2,80; 3; 2,50; 2,60; 3,30; 3,60; 3,80; 4; 4,50; 4,70; 5; 5,30	0,065	-40...+125
<i>LP2983</i>	150	—	16	0,90; 1; 1,20	0,825	-40...+125
<i>LP2985</i>	150	0,28; 0,26	16	2,40; 2,50; 2,80; 2,90; 3; 3,30; 3,60; 5; 2,60; 3,10; 3,20; 3,50; 3,80; 4	0,065	-40...+125
<i>LP2985LV</i>	150	0,28	16	2,50; 3; 3,30	0,065	-40...+125
<i>LP2987</i>	200	0,18	16	3; 3,30; 5; 2,80; 3,20; 3,80	0,1	-40...+125
<i>LP2988</i>	200	0,18	16	3,80; 3,30; 5; 2,80; 5,70	0,1	-40...+125
<i>LP2989</i>	500	0,31	16	2,50; 2,80; 3,30; 3,60; 4; 5	0,11	-40...+125
<i>LP2989LV</i>	500	0,31	16	1,8	0,11	-40...+125
<i>LP2992</i>	250	0,45	16	1,50; 1,80; 2,50; 3,30; 5	1,5	-40...+125
<i>LP2994</i>	1500	—	3	—	0,272	0...+125
<i>LP2995</i>	1500	—	5	—	0,25	0...+125

Продолжение табл. П9

Наименование	$I_{\text{вых}}, \text{мА}$	$U_{\text{плд}}, \text{В}$	$U_{\text{вх макс}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$I_{\text{потр}}, \text{мА}$	$T_{\text{раб}}, ^\circ\text{C}$
LP2996	1500	—	5,5	—	0,32	0...+125
LP3852	1500	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	4	—40...+125
LP3853	3000	0,39	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	4	—40...+125
LP3855	1500	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	4	—40...+125
LP3856	3000	0,39	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	4	—40...+125
LP3871	800	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3872	1500	0,38	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3873	3000	0,8	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3874	800	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3875	1500	0,38	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3876	3000	0,8	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	6	—40...+125
LP3881	800	0,075	6	1,8	3	—40...+125
LP3882	1500	0,075	6	1,8	3	—40...+125
LP3883	3000	0,21	5,5	1,20; 1,50; 1,80	0,0001	—40...+125
LP3891	800	0,1	5,5	1,20; 1,50; 1,80	3	—40...+125
LP3892	1500	0,14	5,5	1,20; 1,50; 1,80	3	—40...+125
LP3893	3000	0,27	5,5	1,20; 1,50; 1,80	3	—40...+125
LP3961	800	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	—	—40...+125
LP3962	1500	0,38	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	4	—40...+125
LP3963	3000	0,8	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	5	—40...+125
LP3964	800	0,24	7	1,80; 2,50; 3,30	—	—40...+125
LP3965	1500	0,38	7	1,80; 2,50; 3,30	4	—40...+125
LP3966	3000	0,8	7	1,80; 2,50; 3,30; 5	5	—40...+125
LP3981	300	0,132	6	2,50; 2,83; 3,03; 3,30; 2,70; 2,80	0,07	—40...+125
LP3982	300	0,12	6	1,80; 2,50; 2,77; 2,82; 3; 3,30	0,09	—40...+85
LP3983	5	—	6	1,60; 1,80; 2,50	0,001	—40...+125
LP3984	150	0,06	6	1,50; 1,80; 2; 3,10	0,08	—40...+125
LP3985	150	0,06	6	3; 2,50; 2,60; 2,70; 2,80; 2,90; 3,10; 3,20; 3,30; 4,70; 5	0,085	—40...+125
LP3986	150	0,06	6	2,50; 2,80; 3; 3,10; 2,85	0,075	—40...+125
LP3987	150	0,06	6, (6,50)	2,85; 2,60; 2,80	0,0140; 0,16	—40...+125

Окончание табл. П9

Наименование	$I_{\text{вых}}, \text{мА}$	$U_{\text{пад}}, \text{В}$	$U_{\text{вх макс}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$I_{\text{потр}}, \text{мА}$	$T_{\text{раб}}, \text{°C}$
<i>LP3988</i>	150	0,08	6	2,50; 2,60; 2,85; 3	0,085	-40...+125
<i>LP3992</i>	30	—	5,2	1,5	0,029	-40...+125
<i>LP3995</i>	150	0,06	6	1,90; 2,80; 3	0,085	-40...+125
<i>LP3999</i>	150	0,06	6	1,50; 1,80; 2,40; 2,50; 2,80; 3,30	0,085	-40...+125
<i>LP8340</i>	1000	0,68; 0,55; 0,54; 0,42	10	1,80; 2,50; 3,30; 5	0,019	0...+125
<i>LP8345</i>	500	0,34; 0,27; 0,21; 0,335	10	1,80; 3,30; 5; 2,50	0,019	0...+125
<i>LP8358</i>	150	0,9	6	1,2	0,14	-40...+125
<i>LM2990</i>	1500	0,60	-26	-12; -15; -5; -5,20	1	-40...+125

Приложение 10

Таблица П10

Стабилизаторы *LOWDROP* регулируемого напряжения

Наименование	$I_{\text{вых}},$ мА	$U_{\text{пад}},$ В	$U_{\text{вх макс}},$ В	$U_{\text{вых}},$ В	$I_{\text{потр}},$ мА	$T_{\text{раб}},$ °С
Положительного напряжения						
<i>LM1084</i>	5000	1,3	29	1,25...27,5	5	-40...+125
<i>LM1085</i>	3000	1,3	29	1,25...27,5	5	-40...+125
<i>LM1086</i>	1500	1,3	29	1,25...27,5	5	-40...+125
<i>LM1117</i>	800	1,2	15	1,25...13,8	5	0...+125
<i>LM2931</i>	100	0,3	26	3...24	0,4	-40...+85
<i>LM2941</i>	1000	0,5	26	5...20	10	-55...+125
<i>LMS1585A</i>	5000	1,2	13	1,25...11,8	7	-40...+125
<i>LMS1587</i>	3000	1,15	13	1,25...11,85	7	-40...+125
<i>LMS8117A</i>	1000	1,2	15	1,25...13,8	1,7	0...+125
<i>LP2951</i>	100	0,38	30	1,24...29	0,075	-40...+125
<i>LP2952</i>	250	0,47	30	1,23...29	0,13	-40...+125
<i>LP2953</i>	250	0,47	30	1,23...29	0,13	-40...+125
<i>LP2954</i>	250	0,8	30	1,23...29	0,21	-40...+125
<i>LP2954A</i>	250	0,8	30	1,23...29	0,21	-40...+125
<i>LP2956</i>	250	0,8	30	1,23...29	0,35	-40...+125
<i>LP2960</i>	500	0,47	30	1,23...29	0,45	-40...+125
<i>LP2980-ADJ</i>	50	0,12	16	1,23...25	0,32	-40...+125
<i>LP2986</i>	200	0,18	16	1,23...16	0,1	-40...+125
<i>LP3964</i>	800	0,24	7	1,215...5	3	-40...+125
<i>LP3965</i>	1500	0,38	7	1,215...5	4	-40...+125
<i>LP3966</i>	3000	0,8	7	1,215...5	5	-40...+125
<i>LP3982</i>	300	0,12	6	1,25...6	0,095	-40...+85
Отрицательного напряжения						
<i>LM2991</i>	1000	0,6	-26	-2...-25	5	-40...+125

