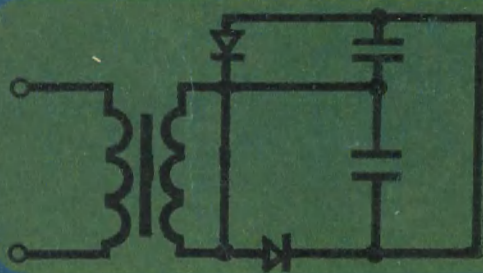


РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Г. С. ВЕНСЛЕР

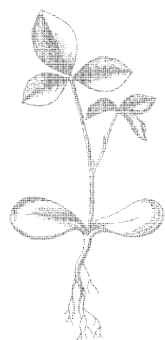
**Расчет
электропитающих
устройств**



Г. С. ВЕКСЛЕР

**РАСЧЕТ
ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ
УСТРОЙСТВ**

**КИЕВ
"ТЕХНІКА"
1978**



6П2.1.081
В26

УДК 621.314.6 : 621.311.6.001.24

Расчет электропитающих устройств. Векслер Г. С. Киев, «Техніка», 1978. 208 с.

Приведены методики расчетов нестабилизированных электропитающих устройств, наиболее часто применяемых на практике. Рассчитываются полупроводниковые выпрямители, фильтры, трансформаторы, дроссели и вспомогательные элементы. Впервые излагается методика выбора химических источников тока для питания переносной аппаратуры. Даны примеры расчетов и справочные сведения.

Рассчитана на инженерно-технических работников радио- и электротехнической промышленности, а также может быть полезной студентам соответствующих специальностей.

Табл. 45. Ил. 51. Список лит.: 30 назв.

Рецензент канд. техн. наук *В. Ф. Басовский*

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Зав. редакцией *З. В. Божко*

В $\frac{30307-026}{M202(04)-78}$ 38-78

© Издательство «Техніка», 1978

ПРЕДИСЛОВИЕ

В решениях XXV съезда КПСС предусмотрено обеспечение создания и выпуска новых видов приборов и электронной аппаратуры.

Независимо от выполняемых функций электронной аппаратурой, ее работа невозможна без электропитающего устройства (ЭПУ). Для обеспечения высокого качества работы и требуемой надежности, низкой стоимости, минимальных массы и объема, целесообразно применять специально спроектированное ЭПУ. Пользуясь методом подбора, из имеющихся типовых узлов (трансформаторы, дроссели, диоды, конденсаторы) можно собрать работоспособное ЭПУ. Однако технико-экономические показатели такого ЭПУ могут оказаться низкими. Более высокие показатели можно обеспечить, если ЭПУ в целом и его узлы выбирать на основании детальных расчетов. Поэтому совершенно необходимо уметь рассчитать трансформатор или дроссель в тех случаях, когда нельзя удачно подобрать типовые элементы. Последовательный и взаимно увязанный расчет отдельных узлов ЭПУ с учетом современной элементной базы, приводимый в книге, позволяет оптимизировать все устройство в целом. Для правильного выбора узла, его схемы и конструкций в начале глав помещены краткие характеристики отдельных элементов ЭПУ.

В нашей стране производится большое количество химических источников тока (ХИТ) разной системы и с разными параметрами. Однако они не всегда правильно выбираются, что особенно сказывается на массо-габаритных показателях переносной аппаратуры. Это происходит вследствие того, что в литературе нет материала по обоснованию выбора системы ХИТ и его целесообразной емкости с учетом температуры, массы, габаритных размеров и стоимости. Этот пробел автор пытался заполнить.

Книга является расчетным пособием, поэтому выводы расчетных формул и доказательства известных положений теории и основ конструирования ЭПУ в ней не приводятся.

Построение книги и достаточное количество примеров расчетов направлено на то, чтобы облегчить пользование ею и сделать ее доступной не только для опытных ИТР, но и для читателя, впервые приступающего к расчету ЭПУ, а также для студентов вузов при выполнении ими курсовых и дипломных проектов.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ СХЕМ И ИХ СВОЙСТВА

Электропитающее устройство состоит из трансформатора, выпрямительной схемы, фильтра и вспомогательных устройств. При необходимости можно добавить стабилизатор переменного напряжения на входе (между сетью и трансформатором) или стабилизатор постоянного напряжения на выходе (как правило, после фильтра, только в импульсных стабилизаторах — до фильтра). Изредка применяют в одном электропитающем устройстве оба стабилизатора.

Электропитающие устройства (имеются в виду выпрямители без стабилизаторов) в основном различаются по следующим признакам: характеристике питающей сети; условной мощности $P_{\text{ср}}$ на выходе; коэффициенту пульсации на выходе $k_{\text{п}}$; выходному сопротивлению $z_{\text{вых}}$.

Согласно ГОСТ 19157—73 источники вторичного питания радиоэлектронной аппаратуры, к которым относятся выпрямители, по выходной мощности подразделяют на микромощные (до 1 Вт), малой мощности (1—10 Вт), средней мощности (10—100 Вт), повышенной мощности (100—1000 Вт) и большой мощности (свыше 1000 Вт).

Выпрямители также делятся по выходному напряжению $U_{\text{ср}}$; выходному току $I_{\text{ср}}$; схеме выпрямления; схеме фильтра и роду вентилей. Согласно ГОСТ 19157—73 выходное напряжение до 100 В называют низким, от 100 до 1000 В — средним и свыше 1000 В — высоким. Важными параметрами выпрямителя являются КПД η и коэффициент мощности $\cos \varphi$.

Классифицируются выпрямительные схемы (рис. 1) по числу полупериодов сетевой ЭДС e_1 , реализуемых для выпрямления; числу фаз m_{II} во вторичной обмотке трансформатора; числу выпрямительных секций (секция — обмотка с принадлежащей ей вентильной группой); схеме соединения секций; числу фаз m_1 в первичной обмотке и числу пульсаций $m_{\text{п}}$ в кривой выпрямленного напряжения за период сети (периодичность) [8].

В электропитающих устройствах применяются все схемы, показанные на рис. 1, однако чаще других пользуются схемами, рассмотренными ниже.

Однофазная (однопульсационная, однополупериодная) схема, состоящая из однофазного трансформатора ($m_I = m_{II} = 1$) и одного диода, в основном применяется при работе на нагрузку с ем-

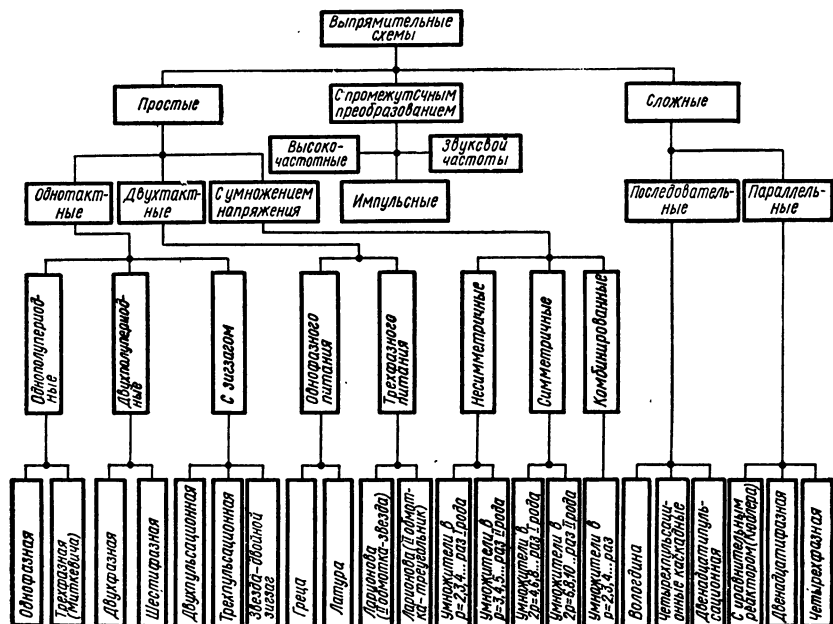


Рис. 1. Классификация схем выпрямления.

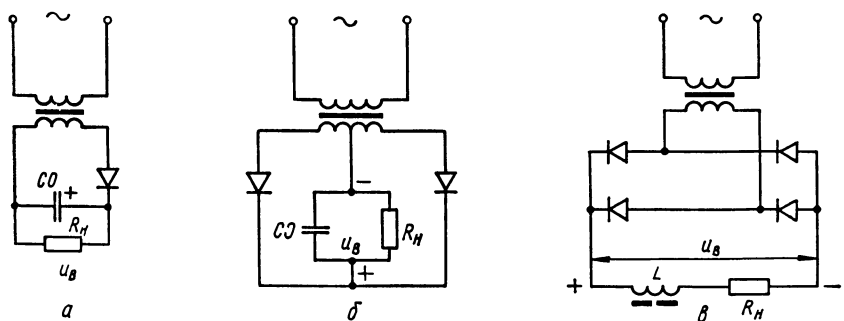


Рис. 2. Одно- и двухфазные схемы.

костной реакцией (рис. 2, а). Преимущество схемы — ее простота, к недостаткам относятся:

низкая частота первой гармоники выпрямленного напряжения, равная частоте сети $f_1 = f_c$, часто обуславливает большой коэффициент сглаживания фильтра;

малый коэффициент использования трансформатора по мощности $k_{\text{тр}} \approx 0,48$;

большой коэффициент обратного напряжения $G_0 \approx 3$;

значительная величина постоянной составляющей магнитной индукции в сердечнике трансформатора, вызванная вынужденным намагничиванием, которая приводит к работе со сниженной на 30 % максимальной индукцией.

Однофазная схема применяется при высокоомных нагрузочных сопротивлениях, когда $U_{\text{ср}}$ порядка киловольт, а $I_{\text{ср}}$ не выше нескольких миллиампер. Емкость конденсатора C_0 следует выбирать из расчета выполнения неравенства

$$C_0 \geq 31,8 / (m_{\text{п}} \zeta R_{\text{н}}) \quad (1.1)$$

(C_0 — в мкФ; $R_{\text{н}}$ — кОм; $\zeta = f_c/50$), тогда для получения одинакового выходного напряжения в трансформаторе однофазной схемы достаточно в 2 раза меньше витков w_{II} , чем в двухфазной.

Двухфазная (двухпульсационная, двухполупериодная) схема, состоящая из трансформатора с $m_{\text{I}} = 1$ и $m_{\text{II}} = 2$ и двух диодов (рис. 2, б), применяется как при нагрузке с индуктивной, так и с емкостной реакцией. После однофазной двухфазная схема является наиболее простой. Частота первой гармоники выпрямленного напряжения $f_1 = 2f_c$, и амплитуда ее в 2—2,5 раза меньше, чем в однофазной схеме (для одинакового рода нагрузки), поэтому фильтр при двухфазной схеме более экономичный.

К недостаткам схемы относятся:

большой коэффициент обратного напряжения $G \approx 2,7...3,45$ (большее значение для нагрузки с индуктивной реакцией);

невысокий коэффициент использования трансформатора по мощности $k_{\text{тр}} \approx 0,54...0,71$ (большее значение для нагрузки с индуктивной реакцией). Для предотвращения вынужденного намагничивания рекомендуется применять броневую конструкцию трансформатора или двухкатушечную стержневую конструкцию с параллельным соединением первичных обмоток, расположенных на разных стержнях, в которой нет переменных подмагничивающих ампер-витков, остаются только постоянные ампер-витки.

Двухфазную схему применяют при равных токах и напряжениях с тем, чтобы мощность, потребляемая схемой от сети, не нарушала ее симметричность. При больших потребляемых мощностях может сказаться неравномерная нагрузка трехфазной питающей сети (это зависит от мощности сети и ее нагрузки), которая приводит к несимметрии по напряжению в отдельных фазах.

Схема Греча (мостовая, двухпульсационная) выполняется на однофазном трансформаторе (рис. 2, в) или без него, подключаясь непосредственно к сети. Если вывести среднюю точку от вторичной обмотки, то можно получить помимо напряжения $u_{\text{в ср}}$ еще и половинное напряжение $u_{\text{в ср}}/2$. Достоинства схемы:

простота трансформатора или, в частном случае, отсутствие его (при отсутствии трансформатора нельзя заземлять ни один из

выходных зажимов выпрямителя), число витков во вторичной обмотке уменьшено вдвое по сравнению с суммарным числом витков вторичной обмотки в двухфазной схеме, ток в фазе I_{II} при этом возрастает в $\sqrt{2}$ раз и диаметр провода вторичной обмотки увеличивается на 12%;

коэффициент использования трансформатора по мощности достигает 0,9 при нагрузке с индуктивной реакцией и примерно 0,66 при емкостном характере нагрузки;

отсутствует вынужденное намагничивание;

величина переменной составляющей напряжения и ее частота такие же, как и у двухфазной схемы.

Недостатки схемы: удвоенное прямое падение напряжения на диодах, что существенно снижает КПД, при U_{Bcp} порядка нескольких вольт и четыре диода вместо двух в двухфазной схеме. Последний недостаток устраняется, если $u_{обр}$ на плече двухфазной схемы больше, чем $U_{обр. доп}$ для одного диода. Это поясняется тем, что G для схемы Греча в два раза меньше, чем для двухфазной.

Схема Латура (мостовая, двухпульсационная) (рис. 3) умножает выпрямленное напряжение при холостом ходе вдвое $u_B = 2E_{II.м.}$. Схему применяют при больших нагрузочных сопротивлениях [высокие выпрямленные напряжения (единицы и десятки киловольт) и малые токи (до 10 мА)]. С малогабаритными электролитическими конденсаторами схема имеет приемлемые размеры даже при напряжениях в несколько сотен вольт и токах до 100 мА. При меньших величинах нагрузочного сопротивления для эффективной работы схемы необходимы непомерные большие конденсаторы.

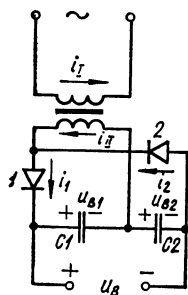


Рис. 3. Двухпульсационная схема Латура.

Работает схема с трансформатором и без него (если не требуется U_{II} , отличающееся от U_c и не надо заземлять один из выходных зажимов). Сделав вывод от середины вторичной обмотки трансформатора, можно получить половинное выпрямленное напряжение $U_{Bcp}/2$. Однако, если без использования $U_{Bcp}/2$ первая гармоника напряжения u_B составляет $f_1 = 2f_c$, то при выводе средней точки для напряжения $U_{Bcp}/2$ получим $f_1 = f_c$, и в напряжении u_B также появится составляющая частоты f_c . Для получения одного и того же коэффициента пульсации емкость каждого конденсатора в схеме Латура должна быть в два раза больше, чем в схеме Греча (при емкостном фильтре), хотя и при вдвое меньшем рабочем напряжении. Это приводит к удорожанию и увеличению размеров схемы.

Основные достоинства схемы по сравнению со схемой Греча: небольшое количество диодов — 2 (в схеме Греча — 4);

коэффициент обратного напряжения $G \approx 1,5$ (меньше в 2 раза, чем в схеме Греча);

число витков вторичной обмотки меньше почти в 2 раза, чем в схеме Греца;

коэффициент использования примерно 0,64, т. е. такой же, как и в схеме Греца и в 2 раза больше, чем в двухфазной схеме.

Недостатки схемы: большие стоимость и размеры конденсаторов, чем в схеме Греца, ограниченная снизу величина нагрузочного сопротивления R_H и крутая внешняя характеристика.

Схема Миткевича (трехпульсационная) применяется при мощности, потребляемой от сети свыше 1 кВ · А и обеспечивает равномерную нагрузку каждой из фаз трехфазной сети (рис. 4). Работает схема в основном на нагрузку с индуктивной реакцией.

Достоинства схемы:

небольшое число диодов — 3 шт.;

коэффициент пульсации [8] по первой гармонике при индуктивной нагрузке $k_{п1.0} = 25\%$;

частота первой гармоники выпрямленного напряжения $f_1 = 3f_c$.

Недостатки схемы:

сравнительно со схемой Ларионова невысокий коэффициент использования трансформатора по мощности $k_{тр} \approx 0,71$;

большое значение коэффициента обратного напряжения $G \approx 2,1$;

наличие вынужденного намагничивания в схеме. Последний недостаток можно устранить, включая вторичную обмотку в zigzag-соединении, но при этом $k_{тр}$ падает до 0,65 и трансформатор становится менее технологичным.

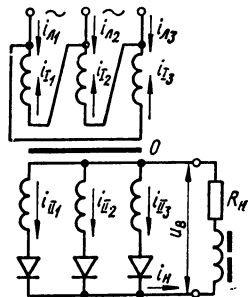


Рис. 4. Трехпульсационная схема Миткевича.

Схема Ларионова (простая, двухтактная, трехфазная, мостовая, шестипульсационная) может быть с нулевым выводом для получения половинного напряжения $u_B/2$ (рис. 5, а) и без него (рис. 5, б). Схема равномерно нагружает трехфазную сеть, на вторичной стороне трансформатора всего три обмотки, вынужденное намагничивание отсутствует. Коэффициент использования трансформатора очень высок $k_{тр} \approx 0,91$. Коэффициент пульсаций $k_{п1.0} \approx 5,7\%$, частота первой гармоники выпрямленного напряжения $f_1 = 6f_c$. Фильтр в цепи половинного напряжения следует рассчитывать на частоту $f_1 = 3f_c$ при $k_{п1.0} = 25\%$. Нагрузка цепи с напряжением $u_B/2$ приводит к вынужденному намагничиванию, поэтому желательно, чтобы ток в цепи u_B был значительно больше тока в цепи $u_B/2$.

Схема Ларионова является лучшей как по энергетическим показателям, так и по экономии, которую получают при последующей фильтрации. Поэтому ее применяют не только при мощностях свыше 1 кВ · А, но также и в маломощных выпрямителях, где экономия при фильтрации окупает усложнения трансформатора по сравнению с однофазным трансформатором. При выпрямлении небольших мощностей схема Ларионова имеет достаточно высокие показатели и при работе на нагрузку с емкостной реакцией ($k_{тр.} \approx 0,78$ и $G_0 \approx 1$).

Если на выходе выпрямителя включить последовательно два конденсатора и их среднюю точку соединить с нулевым выводом вторичных обмоток трансформатора, то пульсации выпрямленного

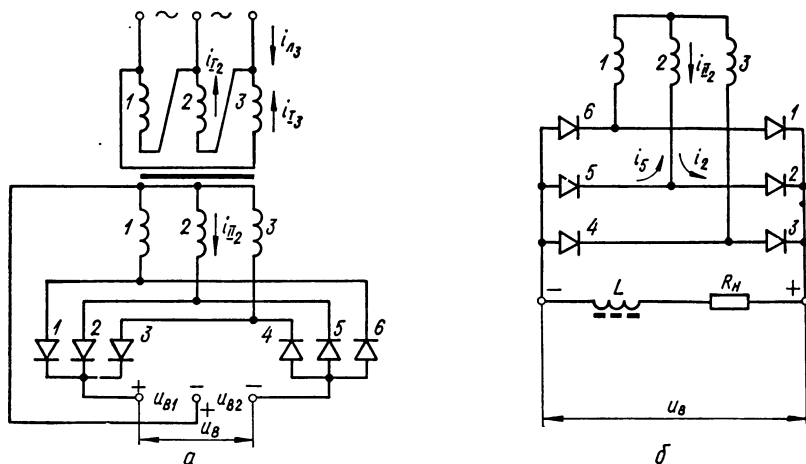


Рис. 5. Шестипульсационная схема Ларионова:
а — с выведенной средней точкой; б — без вывода от средней точки.

напряжения можно уменьшить примерно в 5 раз. Для этого необходимо, чтобы $(r_{тр} + r_{пр})/R_H \approx 0,09$, где $r_{тр}$ — сопротивление фазы трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке; $r_{пр}$ — статическое прямое сопротивление диода (в данном случае сопротивление двух последовательно включенных диодов).

К недостаткам схемы (по сравнению со схемой Миткевича) относятся большое количество диодов — шесть (при высоких $U_{В\text{ ср}}$, если $u_{обр} > U_{обр. доп}$, этот недостаток может не проявиться, так как $G_0 \approx 1,05$) и удвоенное прямое падение напряжения на $2r_{пр}$.

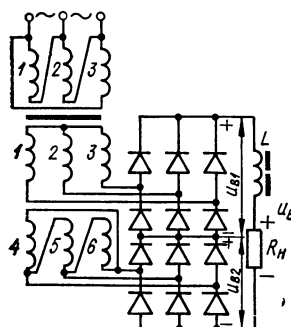


Рис. 6. Двенадцатипульсационная последовательная схема с использованием половинного выпрямленного напряжения.

Двенадцатипульсационная схема (рис. 6) — сложная, последовательная (две двухтактные трехфазные выпрямительные секции соединяются последовательно). Трансформатор имеет одну первичную и две вторичные обмотки, соединенные одна звездой, а вторая — треугольником, что обеспечивает $f_1 = 12f_c$ и $k_{п1,0} = 1,4\%$. Если не используются половинные напряжения $u_{В1}$ и $u_{В2}$, то два средних диода можно заменить одним и вместо двенадцати будет только девять диодов. Большое количество диодов при некоторых величинах u_B может компенсироваться очень малым коэффициентом

используются половинные напряжения $u_{В1}$ и $u_{В2}$, то два средних диода можно заменить одним и вместо двенадцати будет только девять диодов. Большое количество диодов при некоторых величинах u_B может компенсироваться очень малым коэффициентом

обратного напряжения $G \approx 0,52$. Вынужденного намагничивания в схеме нет. Коэффициент использования трансформатора 0,95.

Основное преимущество шести- и двенадцатипульсационных схем — малые значения $k_{п1}$ и большие значения f_1 можно получить лишь при симметричной питающей трехфазной сети и полной симметрии обмоток и диодов. На практике, как правило, сети асимметричны и трудно подобрать одинаковые диоды, поэтому величина $k_{п1}$ возрастает в 2—3 раза и кроме частоты $m_{п}f_c$ появляются более низкие частоты, например, частота сети.

2. ВЫБОР ВЕНТИЛЯ И СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Выбор вентиля. Область применения вентиля зависит от условий эксплуатации, технических требований к электропитающему устройству и экономической целесообразности. Определяющими являются следующие факторы: назначение электропитающего устройства и условия его работы (время пуска, температура, влажность, атмосферное давление, вибрации, положение во время работы и т. п.); род нагрузки (реакция активная, индуктивная, емкостная); величины выпрямленного напряжения $U_{в\text{ ср}}$ и тока $I_{в\text{ ср}}$; КПД; надежность; срок службы; стоимость. Удачно выбрать вентиль можно лишь при одновременном учете всех этих факторов, а также схем выпрямления и фильтра в каждом конкретном случае.

Наибольшие надежность и срок службы имеют полупроводниковые диоды. Они готовы к действию сразу же после включения, не требуют ухода, не имеют подвижных изнашивающихся частей и хрупких деталей, работают в любом положении, нечувствительны к тряске и ударам и выдерживают изменение температуры окружающей среды в достаточных пределах. Поэтому целесообразно попытаться любое электропитающее устройство спроектировать на полупроводниковых диодах.

Основными критериями для выбора вентиля являются допустимые значения обратного напряжения $U_{обр. доп}$ и прямого тока $I_{пр. доп}$ и пределы температуры, при которой он работоспособен. Чаще других применяют кремниевые и германиевые диоды, значительно реже селеновые (они менее чувствительны к перегрузкам, не требуют специальных систем защиты, проще в эксплуатации) и купроксные (при напряжениях в несколько вольт и токах в несколько сотен—тысяч ампер, а также в измерительной аппаратуре).

Наименьшее $U_{обр. доп} = 12$ В у купроксных диодов. Они работают при плотности тока $\delta = 30...50$ мА/см² при температуре перехода от -30 до $+60^\circ\text{C}$. У них самое малое прямое падение напряжения. С течением времени купроксные диоды стареют и $U_{в\text{ ср}}$ уменьшается.

Селеновые диоды (применяется также название элементы) выдерживают $U_{обр. доп}$ до 63 В (в зависимости от класса) и работают при плотности тока $\delta = 60...100$ мА/см² (зависит от серии). Температурный предел перехода доходит до 125°C (зависит от серии).

Прямое падение напряжения на селеновом диоде $U_{пр} = 0,45... 0,75$ В (зависит от группы). Старение у селеновых диодов меньше, чем у купроксных. Согласно ГОСТу селеновые диоды гарантируют работу при частотах до 1 кГц, однако их можно применять на частотах до 40—50 кГц. При этом $I_{ср}$ может составлять 70% от величины тока, полученной на частоте 50 Гц. Они хорошо выдерживают перегрузку по току: десятикратную перегрузку в течение примерно 10 с, двадцатикратную — 4 с. Этого времени достаточно для срабатывания плавкого предохранителя. Работают селеновые диоды без охладителей-радиаторов. Срок службы селеновых диодов гарантируется в пределах от 5000 до 25 000 ч (для диодов с большим $U_{обр. доп}$ срок службы меньше).

Селеновые диоды можно соединять последовательно и параллельно без применения дополнительных элементов (резисторов, конденсаторов). На заводе их собирают в единую конструкцию — столб. Имеются столбы на напряжения до $U_{обр. доп} = 56$ кВ и на токи $I_{ср}$ до 500 А. Для питания осциллографических трубок изготавливают столбы (5 ГЕ 140 АФ-С — 5 ГЕ 600 АФ-М) на токи от 0,15 до 0,6 мкА и напряжения от 4 до 17 кВ.

Наиболее совершенны по своим электрическим параметрам германиевые и кремниевые диоды. У них $U_{обр. доп}$ доходит до нескольких сотен вольт (у кремниевых — больше — до 5000 В), а δ до 200 А/см² (при искусственном охлаждении). На таких диодах можно получить значительные мощности при малых размерах и массе. Различают диоды малой мощности — на токи до 0,3 А, средней мощности — до 10 А и большой мощности — свыше 10 А (приложения 1 и 2).

Разработаны диоды ВЧ, выпрямляющие токи до частоты порядка 25 ГГц, при этом $I_{пр}$ составляет 40% от $I_{пр}$ на 50 Гц.

Кремниевые диоды работают при больших $U_{обр. доп}$, чем германиевые, и более устойчивы при высоких положительных температурах, что позволяет получить большие значения δ . Зато у германиевых диодов $U_{пр}$ в 1,5—2 раза меньше, чем у кремниевых.

К недостаткам германиевых и кремниевых диодов относятся низкая перегрузочная способность (трехкратная перегрузка по току допустима в течение 1 с, а у селеновых — 100 с) и необходимость в охлаждающих радиаторах при использовании допустимых плотностей тока. Нельзя использовать диоды в совмещенных предельных режимах работы, например, при $U_{обр. доп}$ и $I_{пр. доп}$ или $U_{обр. доп}$ и $T_{окр. доп}$. Рекомендуется применять диоды при $U_{обр} \leq 0,7 U_{обр. доп}$ и $I_{пр} \leq 0,7 I_{пр. доп}$.

При соединении германиевых и кремниевых диодов в группы желательно подбирать экземпляры однотипных элементов и применять уравнительные резисторы (при параллельном включении) и шунтирующие резисторы или конденсаторы (при последовательном включении). При выпрямленных напряжениях в несколько вольт, когда токи порядка десяти ампер и более, целесообразно применять германиевые диоды. В остальных режимах работы хорошо

использовать кремниевые диоды. Если $U_{обр. макс}$ больше, чем $U_{обр. доп}$ для германиевого диода, то вместо включения двух таких диодов последовательно выгоднее применить один кремниевый диод.

Незаменимы кремниевые диоды при $T_{окр}$, выше допустимой для германиевых диодов.

В полупроводниковых выпрямителях применяют быстродействующие плавкие предохранители и, если нужно, радиаторы. При $U_{обр. макс}$ порядка нескольких десятков киловольт и токах несколько ампер иногда целесообразно применять высоковольтные тиратроны или газотроны, если позволят условия их работы. При питании анодных цепей осциллографических трубок, наряду с кремниевыми столбами Д1004—Д1008, можно использовать селеновые.

Для питания микроминиатюрной аппаратуры можно применять миниатюрные кремниевые диоды КД102, КД103 А и Б ($U_{обр. доп} = 250$ В, $I_{пр. доп} = 0,1$ А, тонкий диск $\varnothing 3,2$ мм, массой 0,1 г), а также микроминиатюрные диоды: кремниевые 2ДМ502 (от 2ДМ502А до 2ДМ502Г) и 2ДМ101, а также германиевые ДММЗ (все эти диоды в зависимости от типа работают при $U_{обр. доп} = 15...100$ В и $I_{пр. доп} = 12...20$ мА; высота диода 1,4 мм).

Выбор схемы. Получение малых пульсаций, как правило, обеспечивается установкой фильтра в выпрямителе. Так как схема

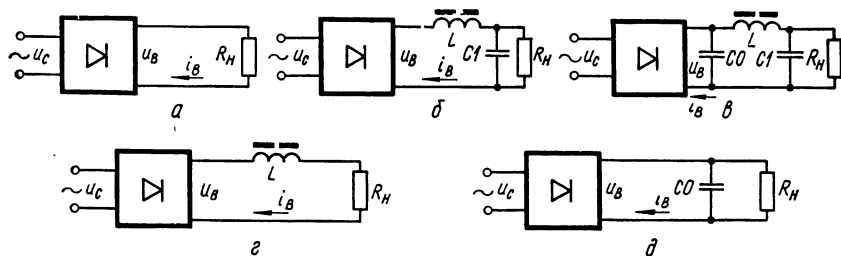


Рис. 7. Схемы выпрямителей с активной (а), индуктивной (б, в), емкостной (г, д) реакцией потребителя или фильтра.

фильтра, определяющая род нагрузки, выбирается по усмотрению проектировщика, то желаемый характер нагрузки выпрямительной схемы можно установить при любом характере реакции самого потребителя. Поэтому схемы выпрямления и фильтра тесно связаны между собой и с типом вентиля.

Для некоторых схем выпрямления и типов вентиля применяется определенная схема фильтра. Фильтр не применяют в выпрямителях, служащих для технологических целей (питания двигателей постоянного тока, некоторых схем автоматики, высокочастотных генераторов и т. п.). При этом повышаются надежность и экономичность выпрямителя. Коэффициент использования трансформатора

в схемах, где $m_{II} > 1$, при активной нагрузке (рис. 7, а) выше, чем при нагрузке с емкостной реакцией (рис. 7, в и д).

Выпрямители по однофазной схеме и схеме Латура всегда работают при емкостной реакции — на входе фильтра установлен конденсатор (емкостный или П-образный фильтр, рис. 7, в и д). Индуктивно-активная нагрузка — на входе фильтра установлен дроссель (Г-образный фильтр, рис. 7, б) — применяется при мощных вентилях, а также по соображениям использования трансформатора в многофазных ($m_{II} \geq 3$) выпрямителях большой и средней мощности. Поэтому только при проектировании выпрямителей небольшой мощности (в схемах двухфазной и Греца, а изредка также в схемах Миткевича и Ларионова) возможен выбор схем фильтров как с емкостной, так и с индуктивной реакцией. При токах свыше одного ампера на входе фильтра часто применяют дроссель.

Следует учитывать, что при емкостно-активной нагрузке внешняя характеристика выпрямителя более крутая и ухудшаются условия работы вентилях (растут максимальное значение прямого тока $i_{пр. макс}$ и прямой мощности $P_{пр}$). В результате несколько снижается КПД, а у некоторых типов вентилях — допустимое обратное напряжение.

Для получения меньшего коэффициента неустойчивости выпрямленного напряжения при питании устройств, для которых характерны большие изменения потребляемого тока (например, усилителей некоторых типов), следует отдавать предпочтение Г-образной схеме фильтра (рис. 7, б).

Подробные данные, необходимые для сравнения качественных показателей разных схем при работе на разный характер нагрузки, приведены в приложении 4. Исходя из этих данных, путем сопоставления значений $k_{тр}$, $k_{п1}$, $i_{в. макс}/I_{в ср}$ и G можно сделать выводы о том, что для трехфазной схемы работа на нагрузку с емкостной реакцией обычно не целесообразна, что в схеме Ларионова оба варианта приблизительно равноценны (при емкостной реакции $k_{тр}$ меньше на 12% и $i_{в. макс}/I_{в ср}$ больше на 66%) и что для схем двухфазной и Греца при достаточно больших величинах $C_0 R_n$ [см. выражение (1.1)] предпочтительнее емкостно-активная нагрузка, но при этом $k_{тр}$ уменьшится на 13%, а $i_{в. макс}/I_{в ср}$ увеличится в 3,4 раза. С увеличением количества пульсаций уменьшается коэффициент G независимо от характера нагрузки схемы выпрямления.

При выборе выпрямительной схемы прежде всего учитывают величину мощности. Если потребляемая мощность свыше 1—2 кВт, обычно применяют схемы трехфазного питания, которые равномерно нагружают фазы промышленной трехфазной сети. Для небольших мощностей применяют схемы однофазного питания. Исключением может быть питание устройства, к которому подведена трехфазная сеть. При этом даже относительно маломощные выпрямители целесообразно выполнять по схеме Ларионова, учитывая ее малый $k_{п1}$ и большой $k_{тр}$, которые она обеспечивает при небольшом G .

Электропитающие устройства могут работать от электросетей с частотой $f_c = 50$ Гц и от источников повышенной частоты $f_c = 400 \dots 2400$ Гц. Применяя повышенную частоту, можно в несколько раз (с ростом частоты выигрыш растет) уменьшить размеры трансформаторов, дросселей и конденсаторов фильтра. Однако при этом гармоники выпрямленного напряжения перемещаются в диапазон наилучшего слухового восприятия и могут попасть в область рабочих частот функционального устройства. При этих обстоятельствах фильтр может настолько усложниться, что будет сведен на нет выигрыш от применения повышенной частоты питания. Также следует принять во внимание падение допустимой величины коэффициента пульсации k_n и эквивалентной емкости у электролитических конденсаторов с ростом f_1 .

3. ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ, ВЫДАВАЕМОЕ НА РАЗРАБОТКУ ЭЛЕКТРОПИТАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА, И ПОРЯДОК ПРОВЕДЕНИЯ ЕГО РАСЧЕТА

В техническом задании на разработку нестабилизированных питающих устройств, рассматриваемых в книге, должны быть отражены: реакция нагрузки (активная, емкостная, емкостно-активная, индуктивная, индуктивно-активная, противоЭДС);

режим работы (длительный, кратковременный, повторно-кратковременный (ПКР));

условная мощность на выходе $P_{ср}$;

напряжение на выходе $U_{ср}$;

нагрузка $I_{ср}$;

особенности внешней характеристики (например, угол наклона);

коэффициент пульсаций на выходе по напряжению или по току;

количество фаз питающей сети m_1 , номинальное напряжение сети $U_{с.ном}$ и возможные его отклонения от номинала вверх a и вниз b , частота f_c ;

экономичность — КПД η и коэффициент мощности $\cos \varphi$;

контроль режима работы;

надежность и срок службы;

окружающая температура: максимальная $T_{окр. макс}$ и минимальная $T_{окр. мин}$;

разрешаемые способы охлаждения;

специальные требования: время пуска, сигнализация, ограничение в каком-либо габаритном размере, дистанционное управление, условия крепления устройства, брызгозащищенность, удобство транспортировки и т. п.;

дополнительные специальные меры по технике безопасности, связанные со спецификой эксплуатации.

Выполнение ГОСТов, действующих правил и норм обязательно и в ТЗ не оговаривается. При задании величин $U_{ср}$ и $I_{ср}$ следует пользоваться данными ГОСТ 18275—72, приведенными в табл. 1 и 2. Номинальные значения напряжений переменного тока следует

1. Номинальные значения напряжения постоянного тока на выходе электропитающих устройств

Диапазоны напряжений, В					
0,1—0,9	1,0—9,0	10,0—90	100—900	1 000—9 000	10 000—90 000
—	—	10,0 ²	100 ¹	1000	10 000
—	1,2 ¹	12,0 ¹	—	—	12 000
—	—	12,6 ²	125 ²	1250	—
—	—	15 ¹	150 ¹	1500	15 000
—	—	20	200 ¹	2000	20 000
0,25	2,4 ¹	24 ¹	250	2500	25 000
—	—	27	—	—	—
—	3 ¹	30 ¹	300 ²	3000	—
0,4	4 ¹	40 ²	400	4000	—
—	5 ¹	48 ¹	500 ²	5000	—
0,6	6 ¹	60	600	6000	—
—	6 ²	—	—	—	—
—	9 ¹	80	800	8000	—

¹ Согласно ГОСТ 17230—71* установлены также для питания интегральных микросхем. Можно применять напряжение 5,2 В в технически обоснованных случаях для микросхем ЭСЛ.

² Требуется согласования с заказчиком.

2. Номинальные значения силы переменного тока синусоидальной формы и постоянного тока

Диапазоны токов, А					
0,0001—0,0009	0,001—0,009	0,01—0,09	0,1—0,9	1—9	10—90
0,0001	0,001	0,01	0,1	1	10
0,0002	0,002	0,012	0,12	1,2	12
0,0003	0,003	0,015	0,15	1,5	15
0,0004	0,005	0,02	0,2	2	20
0,0005	0,008	0,025	0,25	2,5	25
0,0006	—	0,03	0,3	3	30
—	—	0,04	0,4	4	40
—	—	0,05	0,5	5	50
—	—	0,06	0,6	6	60
—	—	0,08	0,8	8	80

Примечание. Номинальные значения силы тока для устройств частного применения (разрабатываемых для отдельных заказов) являются рекомендуемыми.

выбирать согласно табл. 3. Приведенные в ГОСТ 18275—72 данные не распространяются на выходные цепи выпрямителей, предназначенных для питания только конкретного стабилизатора напряжения и не имеющих самостоятельных выходов на питаемую функциональную аппаратуру, а также выпрямителей, встроенных в функциональное устройство.

Основные конструктивные размеры блоков оговорены в ГОСТ 12863—67.

Устанавливая порядок расчета выпрямительных устройств, необходимо выпрямитель рассчитать так, чтобы напряжение на

выходе фильтра $U_{ф. ср} = U_{В ср} - \Delta U_{ф. ср}$ ($\Delta U_{ф. ср}$ — падение напряжения постоянной составляющей в фильтре) при заданном выходном токе $I_{ф. ср}$ (при RC - и LC -фильтрах $I_{ф. ср} = I_{В ср}$) соответствовало бы ТЗ и чтобы при этом обеспечивался заданный в ТЗ коэффициент пульсации на выходе $k_{п. ф.}$

При работе на индуктивность значение коэффициента пульсации по напряжению до фильтра $k_{пв}$ зависит только от количества пульсаций m_n и не связано с величиной индуктивности L (рис. 7, б и г) и отношением r_a/R_n ($r_a = r_{пр} + r_{тр}$ — активное сопротивление, приведенное к фазе вторичной обмотки трансформатора). Зная коэффициенты $k_{пв}$ и требуемый на выходе фильтра $k_{п. ф.}$, можно вначале приступить к расчету фильтра, а определив его элементы, найти $\Delta U_{ф. ср}$ и по нему и заданному в ТЗ $U_{ф. ср}$ подсчитать $U_{В ср}$. Считая расчет выпрямителя по величинам $U_{В ср}$ и $I_{В ср}$ достаточно точным, можно утверждать, что на выходе фильтра будут получены заданные в ТЗ $U_{ф. ср}$ и $k_{п. ф.}$

При работе на емкость значение $k_{пв}$ определяется отношением r_a/R_n и емкостью конденсатора CO (рис. 7, в и д), эти же величины оказывают влияние на действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_{II} . Так как величина $k_{пв}$ неизвестна и методика расчета должна быть видоизменена, можно предложить два метода расчета, которые позволят определить $k_{пв}$.

Первый метод. Исходя из опытных данных, задаются ориентировочной величиной $\Delta U_{ф. ср}$, определяют $U_{В ср}$ и, найдя $R_n = U_{В ср}/I_{В ср}$ по имеющимся эмпирическим формулам, вычисляют $r_{тр}$. По $U_{В ср}$ и $I_{В ср}$ определяют тип вентиля и его $r_{пр}$ и рассчитывают выпрямительную схему, вычисляют r_a и отношение r_a/R_n , а по нему и $k_{пв}$. После этого можно рассчитать фильтр и найти величину $\Delta U_{ф. ср}$. Так как она в общем случае отличается от той, которой ориентировочно задавались в начале расчета, то и величина $U_{ф. ср}$ будет отличаться от заданной в ТЗ.

Второй метод. Идея этого метода состоит в том, чтобы получить необходимые данные для расчета фильтра, рассчитать его и определить точную величину $\Delta U_{ф. ср}$, после чего рассчитать выпрямитель. Для этого, исходя из опытных данных, задаются величиной $\Delta U_{ф. ср}$, определяют ориентировочно $U_{В ср}$, R_n и $r_{тр}$. Затем по $U_{В ср}$ и $I_{В ср}$ определяют тип вентиля и его $r_{пр}$. В отличие от первого метода выпрямительную схему не рассчитывают, а по $r_{пр}$ и $r_{тр}$ находят r_a/R_n и $k_{пв}$. Зная $k_{пв}$, рассчи-

3. Номинальные действующие значения напряжений переменного тока синусоидальной формы на выходе электропитающих устройств

Диапазоны напряжений, В		
1—9	10—90	100—900
1,2	12	110 ¹
2,4	12,6 ¹	115
3,15	15	127
5	24	200
6	27	220
6,3 ¹	36	380
—	40	—
—	60	—
—	80	—

¹ Требуется согласования с заказчиком.

тывают фильтр, находят $\Delta U_{ф. ср.}$, уточняют величины $U_{в ср.}$, R_n и $r_{тр}$ и только после этого рассчитывают выпрямительную схему. При этом величина $U_{ф. ср.}$ не будет отличаться от заданной в ТЗ, но в общем случае будет несколько отличаться величина $k_{п. ф.}$, уточненная после расчета выпрямительной схемы.

Обычно важнее выдержать величину $U_{ф. ср.}$, тем более, что она регламентируется ГОСТом, чем значение $k_{п. ф.}$, поэтому принимается второй метод расчета. Для обеспечения заданной величины $k_{п. ф.}$ условимся в расчете брать ее с запасом 20%. Такая методика целесообразна, так как совпадает с методом расчета при индуктивном характере нагрузки, но без запаса в $k_{п. ф.}$.

Величину $U_{ф. ср.}$, требуемую в ТЗ, можно получить, пользуясь первым методом, если рассчитать дроссель фильтра «на заданное падение напряжения», равное принятой ранее ориентировочной величине $\Delta U_{ф. ср.}$. Однако такой дроссель будет иметь большие массу и размеры, чем рассчитанный по первому методу, что нежелательно.

При нагрузке с емкостной реакцией электропитающее устройство рассчитывают в такой последовательности.

1. Рассчитывают стабилизатор, установленный на выходе выпрямителя, и определяют $U_{ф. ср.}$, $I_{ф. ср.}$, коэффициент сглаживания стабилизатора K_c и коэффициент пульсаций на выходе фильтра $k_{п. ф.}$. Если стабилизатора в схеме нет, то величины $U_{ф. ср.}$, $I_{ф. ср.}$ и $k_{п. ф.}$ берут из ТЗ.

2. Выбирают схему выпрямления и тип фильтра.

3. Задаются ориентировочно величиной $\Delta U_{ф. ср.}$ и выбирают ориентировочно тип вентиля.

4. Определяют коэффициент пульсации на входе фильтра $k_{пв}$ и рассчитывают фильтр.

5. Если в схеме предусмотрен LC-фильтр, то выбирают серийно выпускаемый дроссель (приложение 5) и по величине его активного сопротивления $r_{др}$ и току $I_{ср}$ уточняют падение напряжения $\Delta U_{ф. ср.}$ на его обмотке. Если такой дроссель подобрать нельзя, то рассчитывают дроссель фильтра и уточняют величину $\Delta U_{ф. ср.}$. Если в схеме предусмотрен транзисторный фильтр, то его рассчитывают и определяют $\Delta U_{ф. ср.}$.

6. Внося поправку в значение $U_{в ср.}$ за счет уточнения падения напряжения на элементах фильтра, рассчитывают схему выпрямления и уточняют тип вентиля.

7. Выбирают готовый серийно выпускаемый силовой трансформатор или производят его конструктивный расчет (если предусмотрен феррорезонансный или другой стабилизатор переменного напряжения, то вместо силового трансформатора рассчитывают этот стабилизатор).

8. Рассчитывают внешнюю характеристику источника питания на выходе сглаживающего фильтра и сравнивают ее с заданной.

9. Выбирают и рассчитывают элементы вспомогательных устройств (элементы охлаждения, накальные трансформаторы, пуско-

регулирующую защитную аппаратуру, измерительные приборы, индикаторы и т. п.). Если их питание предполагается от общего силового трансформатора, то это следует учесть в п. 7.

10. Определяют мощность $P_{с.а.}$, потребляемую от сети, КПД η и $\cos \varphi$.

11. Подсчитывают надежность устройства (излагается в специальных руководствах, а также в работе [21]).

12. Составляют ведомость соответствия полученных показателей с заданными согласно ТЗ.

При нагрузке с индуктивной реакцией п. 3 опускают, а вентиль выбирают в п. 6. Если проектировщик при расчете принимает величину $\Delta U_{ф. ср}$ заданной, то последовательность расчета изменяется: п. 6 выполняют после п. 4, а п. 5 — после п. 7. При этом дроссель LC-фильтра рассчитывают «на заданное падение напряжения».

Глава 2

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В зависимости от схемы фильтра выпрямитель рассчитывают на нагрузку с активной (рис. 7, а), индуктивной (рис. 7, б и в) или емкостной (рис. 7, г и д) реакцией.

Для полупроводниковых диодов характерны малые величины статического прямого сопротивления $r_{пр}$, в результате чего сказывается влияние индуктивности рассеяния трансформатора L_s , которое необходимо учитывать. При больших мощностях, при повышенных частотах питания и при наличии высоковольтных обмоток влияние индуктивности L_s становится более заметным.

В выпрямителях на токи $I_{ср} \geq 1$ А, обычно работающих с индуктивной реакцией нагрузки, влияние L_s приводит к перекрытию фаз. Учет L_s в таких выпрямителях предусмотрен самой методикой расчета.

В маломощных выпрямителях, работающих с емкостной реакцией нагрузки при $I_{ср} \leq 1$ А, влияние L_s сказывается в том, что угол нижней отсечки фазного тока 2θ возрастает, так как ток проходит некоторое время при $e_{II} < U_{В ср}$ [18].

В начале расчета выпрямителя необходимо определить ориентировочные величины неизвестных r_a и L_s в фазе:

$$r_a = r_{пр} + r_{тр} = r_{пр} + [k_r R_n / (f_c B_{макс})] \sqrt[4]{s f_c B_{макс} / P_{В ср}}; \quad (2.1)$$

$$L_s = \{k_L R_n \cdot 10^{-3} / [(p-1)^2 f_c B_{макс}]\} \sqrt[4]{s^3 P_{В ср} / (f_c B_{макс})} \quad (2.2)$$

(r_a и L_s уточняются только в конце расчета выпрямителя по конструктивным данным трансформатора), где $r_{пр}$ — статическое прямое сопротивление диода; R_n — нагрузочное сопротивление; p —

число чередующихся секций обмоток трансформатора (если обмотки несекционированные, то $p = 2$); s — число стержней, на которых расположены обмотки (для бронзового и однокатушечного стержневого трансформатора $s = 1$, для двухкатушечного стержневого — $s = 2$, для трехфазного — $s = 3$); k_r и k_L — коэффициенты, определяемые из табл. 4; B_{\max} — максимальное значение индукции в магнитопроводе (для холоднокатаных сталей при $f_c = 50$ Гц $B_{\max} \approx 1,6...1,7$ Т; при $f_c = 400$ Гц $B_{\max} \approx 0,5...1,65$ Т, в зависимости от конструкции трансформатора и его типовой мощности (см. гл. 5,5).

4. Значения коэффициентов k_r и k_L при работе на нагрузку с индуктивной и емкостной реакцией

Схема выпрямления	Индуктивная реакция		Емкостная реакция	
	k_r	k_L	k_r	k_L
Однофазная	—	—	2,3	4,1
Двухфазная	6,5	4,5	4,7	4,3
Греца	5,1	6,4	3,5	5,0
Латура	—	—	0,9	1,25
Миткевича	6,2	3,3	6,9	4,1
Ларионова λ/λ и Δ/λ	2,5	1,0	4,5	1,9
Ларионова λ/Δ и Δ/Δ	7,5	3,0	13,5	5,7

Примечания: 1. Для двухкатушечного стержневого трансформатора k_L следует уменьшить вдвое (при схемах Греца и Латура).

2. Для двухкатушечного стержневого трансформатора в двухфазной схеме при последовательном соединении катушек первичной обмотки k_L следует увеличить в 2—3 раза, при параллельном их включении k_L оставить без изменения.

Во всех расчетах принимаем величину $r_{пр}$, как и $r_{тр}$, линейной, а величину $r_{обр} = \infty$.

Величинами r_a и L_s можно воспользоваться для определения угла

$$\varphi = \arctg(\omega_c L_s / r_a). \quad (2.3)$$

Если $\varphi \leq 15^\circ$, то поправку на влияние L_s можно не вводить и расчет выпрямителя производить по графикам, составленным для $L_s = 0$, ошибка в рассчитанных значениях при этом не превышает 7%. Если $\varphi > 15^\circ$, то при расчете выпрямителя пользуются специальными графиками, где угол φ является параметром.

При расчете выпрямителей, работающих на индуктивность, учитывается падение напряжения $\Delta U_{тр}$ в r_a и за счет перекрытия фаз (влияние L_s), а также падение напряжения в фильтре ΔU_ϕ . При этом пользуются формулами (2.1) и (2.2), а коэффициенты k_r и k_L находят из табл. 4.

Добавив к $U_{ср}$ величины $\Delta U_{\phi ср}$ и $\Delta U_{тр. ср}$, получаем напряжение холостого хода $U_{В ср.х.х.}$, по значению которого можно рассчитывать выпрямитель при работе на индуктивный и на активный характер нагрузки. Для этого надо воспользоваться соответствующими

щими расчетными коэффициентами из приложения 4. Эти коэффициенты помещены в скобках. При расчете на индуктивную нагрузку принимается допущение о том, что индуктивность дросселя фильтра L стремится к бесконечности и поэтому токи через диоды имеют прямоугольную форму.

Если фильтр начинается с индуктивности (см. рис. 7, б), то для возможности расчета выпрямителя на нагрузку с индуктивной реакцией надо проверить, достаточно ли велика индуктивность дросселя фильтра L , чтобы ток через диод не прерывался. Если $L > L_{\min}$, то отсечка тока через диод не появится. Минимальная индуктивность дросселя

$$L_{\min} = R_n / [157 (m_n^2 - 1) m_n \zeta], \quad (2.4)$$

где R_n — нагрузочное сопротивление выпрямителя, Ом; $\zeta = = f_c/50$.

Такую проверку нужно производить только при Г-образном индуктивно-емкостном фильтре (рис. 7, б), если до него на выходе выпрямительной схемы нет конденсатора CO .

2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА НАГРУЗКУ С ИНДУКТИВНОЙ РЕАКЦИЕЙ (СХЕМЫ РИС. 7, Б И Г)

Исходя из ТЗ на электропитающее устройство, рассчитываем стабилизатор постоянного напряжения (если он предусмотрен). Согласно избранной методике расчета, исходя из соображений, изложенных в гл. 1,3, выбираем схему выпрямителя, откуда станут известны m_{II} , m_n и $k_{пв}$. Затем рассчитываем сглаживающий фильтр (см. гл. 3 и 4) и конструктивно дроссель фильтра (см. гл. 6), откуда станет известна величина $\Delta U_{ф. ср.}$, а по ней находим $U_{в ср.}$

Таким образом, для расчета выпрямителя известны: напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в ср.}$; нагрузка на выпрямительную схему $I_{в ср.}$; действующее значение напряжения сети $U_c = U_1$; частота сети f_c ; число фаз питающей сети m ; температура окружающей среды $T_{окр.}$; схема выпрямления и число фаз m_{II} ; количество пульсаций m_n и индуктивность дросселя фильтра L .

В результате расчета определяем режим работы диода и его тип, количество обмоток трансформатора, действующие значения напряжений вторичных обмоток трансформатора U_{II} и токов в них I_{II} , расчетные мощности вторичных и первичных обмоток и типовую мощность трансформатора P_T при КПД $\eta = 1$ и $\cos \varphi = 1$.

Методика расчета

1. Исходя из формулы (2.4) и зная m_n и частоту сети f_c , убеждаемся в том, что индуктивность дросселя фильтра L удовлетворяет условию индуктивной реакции нагрузки. Если $R_n \neq \text{const}$, то в формулу подставляем его наибольшее значение.

2. Исходя из схемы выпрямления, величин $U_{В ср}$ и $I_{В ср}$ и пользуясь коэффициентами G , $i_{в. макс}/I_{В ср}$ и $I_{в. ср}/I_{В ср}$ из приложения 4, для индуктивной нагрузки находим:

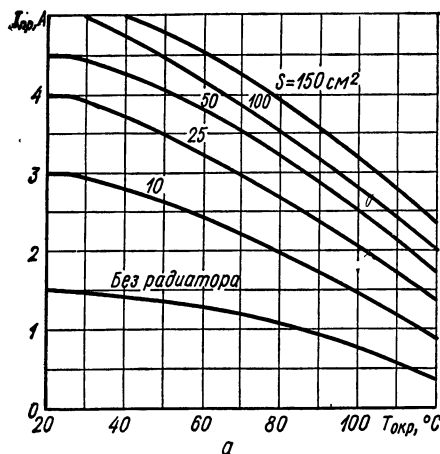
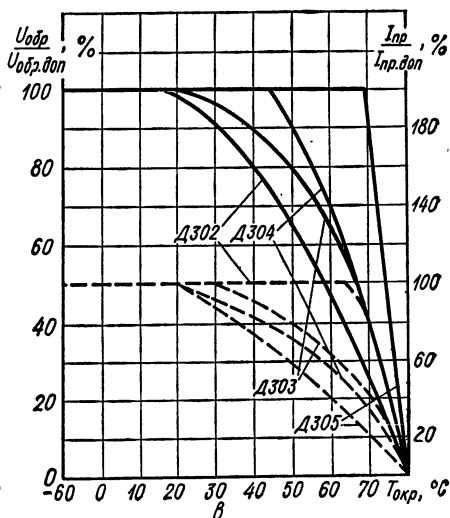
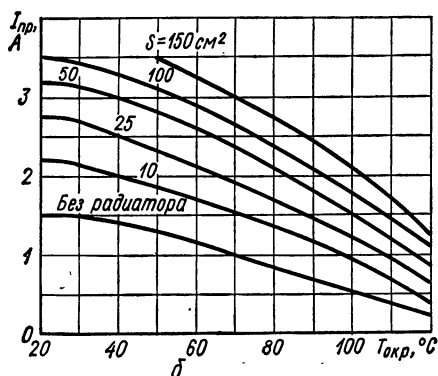


Рис. 8. Кривые зависимости параметров диодов от температуры окружающей среды:

а — для КД202А, КД202В, КД202Д, КД202Ж, КД202К, КД202М, КД202Р; б — для КД202Б, КД202Г, КД202Е, КД202И, КД202Л, КД202Н, КД202С; в — для Д302 — Д305.



максимальное ориентировочное значение обратного напряжения на диоде

$$u_{обр. макс} = U_{В ср} G \quad (2.5)$$

и среднее значение тока через диод

$$I_{в. ср} = I_{В ср} I_{в. ср} / I_{В ср}. \quad (2.6)$$

3. По величинам $u_{обр. макс}$ и $I_{в. ср}$ с учетом $T_{окр}$ ориентировочно выбираем диод, пользуясь приложениями 1 и 2. При выборе диодов надо учитывать соображение о недопустимости совмещения предельных режимов (гл. 1, 2), зависимость их параметров от температуры окружающей среды (рис. 8, а, б и в), а также следующее: допустимое значение обратного напряжения при $T_{окр} =$

= 50...80° С для диодов Д226 Б — 300 В, для Д226 В — 200 В, для Д226 Г — 150 В и для Д226 Д — 70 В; для всех диодов типа 226 в пределе 50...80° С $I_{в.ср}$ падает на 3,3 мА на 1° С;

среднее значение выпрямленного тока $I_{в.ср}$ при $T_{окр} = 75...125°$ С для диодов Д242 группы А остается 10 А, для диодов группы Б — падает на 0,6 А на 10° С, для диодов остальных групп — падает на 1 А на 10° С. Среднее значение выпрямленного тока $I_{в.ср}$ при $T_{окр} = 60...100°$ С падает для диодов Д1004, Д1005 Б и Д1006 на 1,25 мА на 1° С, для диода Д1007 — на 0,9 мА на 1° С, для диодов Д1005 А и Д1008 — на 0,4 мА на 1° С.

Допускается параллельное и последовательное соединение однотипных диодов. Для того чтобы не заниматься индивидуальным подбором диодов, включаемых параллельно (N_2) или последовательно (N_1), рекомендуется применять уравнивательные резисторы. При параллельном включении последовательно с каждым диодом ставят резистор сопротивлением 5 Ом (для Д206—Д211, Д217, Д218 и Д226) или 8 Ом (для Д202—Д205) и общий ток можно увеличить в 0,9 (N_2) раз. При последовательном соединении параллельно каждому диоду ставят резисторы из расчета на каждые 100 В обратного напряжения 100 кОм для Д206—Д211 и Д226, 70 кОм для Д202—Д205 и 10—15 кОм для Д231—Д234, Д242—Д248 и Д302—Д305. Диоды Д217 и Д218 рекомендуют шунтировать конденсаторами емкостью 50 пф, что обеспечивает равномерное распределение $u_{обр}$ между диодами при учете влияния емкости «диод—шасси». Для столбов Д1009—Д1011 при $u_{обр. макс} < 6$ кВ и Д1004—Д1008 при $u_{обр. макс} < 50$ кВ применяют емкостные шунты.

Однотипные диоды большой мощности (на ток 10 А и выше) соединять параллельно можно, если они принадлежат к одной группе с разбросом по прямому падению напряжения не более 0,02 В. При этом $I_{пр}$ каждого диода следует уменьшить на 20%. Последовательно соединять можно диоды одного класса. При этом устанавливают шунтирующие резисторы, которые уравнивают $u_{обр}$ на отдельных диодах. Через эти резисторы должен течь ток, превышающий $I_{обр}$ в 4—5 раз. Выбирая диод более высокого класса, можно уменьшить величину N_1 и получить больший КПД. Выбирая диод более качественной группы, уменьшаем $P_{пр}$, что также приводит к повышению КПД.

Для увеличения тока $I_{в.ср}$ диоды охлаждают с помощью теплоотводов-радиаторов. Чаще всего для диодов средней мощности радиаторы выполняют из дюрала Д16 в форме пластин при $T_{окр} = 25$ и 50° С, если они специально не обработаны площадь поверхности пластин (с двух сторон) определяют из формулы

$$S \approx 46 P, \quad (2.7)$$

а для анодированных поверхностей

$$S \approx 36 P, \quad (2.8)$$

где S — площадь, см^2 ; P — мощность, рассеиваемая радиатором, Вт.

При $T_{\text{окр}} = 50^\circ \text{C}$ и $T_{\text{рад}} = 70^\circ \text{C}$ коэффициенты в формулах (2.7) и (2.8) будут соответственно 50 и 40.

Рекомендуется выбирать толщину пластин площадью до 25 см^2 2 мм, от 25 до 100 см^2 — 3 мм, свыше 100 см^2 — 4 мм.

Теплоотводы могут быть также и ребристыми (подробнее об этом см. в гл. 4,2). Ребристые радиаторы располагают вертикально так, чтобы поднимающийся вверх теплый воздух проходил вдоль ребер, расположенных перпендикулярно к шасси. Если требуется изолировать от шасси электрод, имеющий непосредственный контакт с теплоотводом, то рекомендуется изолировать теплоотвод от шасси, а не от электрода. Тепловое сопротивление контакта между электродом и теплоотводом должно быть как можно меньшим, для чего соприкасающиеся поверхности тщательно обрабатывают и часто смазывают специальными электропроводящими и теплопроводящими составами.

Теплоотводы для диодов большой мощности стандартизованы и выпускаются промышленностью. Медные пластинчатые для воздушного охлаждения: МП-50 с площадью $s = 108 \text{ см}^2$ для диодов В-10 и ВЛ-10 при рассеиваемой мощности $P_{\text{в}} = 15$ Вт и МП-100 — $S = 166 \text{ см}^2$ для В-25 и ВЛ-25 при $P_{\text{в}} = 30$ Вт. Медные ребристые для воздушного охлаждения: четырехреберные М-4 — $S = 650 \text{ см}^2$ для В-50 и ВЛ-50 при $P_{\text{в}} = 150$ Вт; шестиреберные М-6 — $S = 720 \text{ см}^2$ для В-200 и ВЛ-200 при $P_{\text{в}} = 330$ Вт и десятиреберные М-10 — $S = 1170 \text{ см}^2$ для В-320 и ВЛ-320 при $P_{\text{в}} = 570$ Вт. Медные для водяного охлаждения: МВ-1 для ВВ-320 и ВЛВ-320 при $P_{\text{в}} = 500$ Вт и МВ-2 для ВВ-500 и ВЛВ-500 при $P_{\text{в}} = 1000$ Вт. Из алюминиевого сплава с медными контактными токосъемными пластинами для воздушного охлаждения: четырехреберные А-4 — $S = 620 \text{ см}^2$ для В-50 и ВЛ-50 при $P_{\text{в}} = 190$ Вт; семиреберные А-7 — $S = 840 \text{ см}^2$ для В-200 и ВЛ-200 при $P_{\text{в}} = 330$ Вт и десятиреберные А-10 — $S = 1950 \text{ см}^2$ для В-320 и ВЛ-320 при $P_{\text{в}} = 500$ Вт.

4. Согласно величине $P_{\text{в ср}}$ (пересчитанной в $P_{\text{т}}$ по $k_{\text{тр}}$ из приложения 4), $f_{\text{с}}$, назначению выпрямителя и условиям его работы, выбираем конструкцию трансформатора, откуда станут известными величины, входящие в формулы (2.1) и (2.2), и определяем $r_{\text{а}}$ и $L_{\text{с}}$. Статическое прямое сопротивление $r_{\text{пр}}$, входящее в формулу (2.1), надо определить на постоянном токе, а значения $U_{\text{пр}}$, по которым его вычисляют и величины которых приведены в приложениях 1 и 2, измерены на пульсирующем токе и примерно в 2,2 раза меньше статических. Приняв во внимание, что значение $U_{\text{пр}}$ в приложениях 1 и 2 почти в 2 раза больше фактических, рекомендуют считать

$$r_{\text{пр}} \approx 1,2 U_{\text{пр}} / I_{\text{пр. доп}}, \quad (2.9)$$

где $U_{\text{пр}}$ и $I_{\text{пр. доп}}$ берут из приложений 1 и 2.

Следует учитывать, что в мостовых схемах в фазе работают два последовательно включенных диода и $r_{\text{пр}}$ надо удваивать. Если в плече схемы N_1 диодов, то $r_{\text{пр}}$ надо увеличить в N_1 раз. Учесть также надо и параллельно включенные диоды с их уравнивающими резисторами.

5. Находим расчетную величину выпрямленного напряжения — напряжение при холостом ходе —

$$\begin{aligned} U_{\text{В ср. х.х}} &= U_{\text{В ср}} + \Delta U_{\text{тр. ср}} = \\ &= U_{\text{В ср}} + I_{\text{В ср}} r_a + I_{\text{В ср}} \omega_c L_s m_{\text{п}} / 2\pi, \end{aligned} \quad (2.10)$$

где ω_c — круговая частота сети.

Для схемы Греча последний член выражения (2.10) удваивают.

6. Уточняем максимальное значение обратного напряжения на диоде

$$u_{\text{обр. макс}} = G_0 U_{\text{В ср. х. х}}, \quad (2.11)$$

где G_0 берем из приложения 4.

Если в плече включено N_1 диодов последовательно, то $u_{\text{обр. макс}}$ уменьшаем в N_1 раз. Убеждаемся в пригодности диода или заменяем его диодом с большим $U_{\text{обр. доп.}}$. Если при этом изменяется $r_{\text{пр}}$, то делаем пересчет.

7. Зная схему, величины $U_{\text{В ср. х. х}}$ и $I_{\text{В ср}}$ и пользуясь коэффициентами, заключенными в скобки в приложении 4, находим: действующее значение ЭДС вторичной обмотки

$$E_{\text{II}} = B_0 U_{\text{В ср. х. х}}, \quad (2.12)$$

постоянную составляющую фазного тока

$$I_{\text{II ср}} = I_{\text{В ср}} I_{\text{II ср}} / I_{\text{В ср}}, \quad (2.13)$$

действующее значение тока через диод (пренебрегая обратным током)

$$I_{\text{В}} = I_{\text{В ср}} I_{\text{В}} / I_{\text{В ср}}, \quad (2.14)$$

постоянную составляющую тока через диод по формуле (2.6), максимальное значение тока через диод

$$i_{\text{В. макс}} = I_{\text{В ср}} i_{\text{В. макс}} / I_{\text{В ср}} \quad (2.15)$$

(если в плече N_2 параллельных диодов, то токи $I_{\text{В}}$, $I_{\text{В ср}}$ и $i_{\text{В. макс}}$ уменьшаем в N_2 раз).

8. Определяем мощность, рассеиваемую на диодах (потерями в обратном направлении обычно пренебрегают),

$$NP_{\text{В}} \approx N I_{\text{В}}^2 / r_{\text{пр}}, \quad (2.16)$$

где N — общее количество диодов.

9. Подбираем теплоотвод. Параллельно включенные диоды следует располагать на одном теплоотводе, рассчитанном, исходя из мощности $N_2 P_{\text{В}}$.

10. Определяем КПД диодов

$$\eta_{\text{в}} = k_p P_{\text{В ср}} / (k_p P_{\text{В ср}} + NP_{\text{в}}), \quad (2.17)$$

где $k_p = P_{\text{с.а}} / P_{\text{В ср}}$ — коэффициент потери мощности, связывающий между собой мощности: активную переменного тока, потребляемую от сети, и постоянного тока, развиваемую идеальным выпрямителем (без потерь); k_p выбираем из табл. 5, для индуктивной или емкостной реакции нагрузки он близок к единице; N — общее количество диодов в схеме.

5. Коэффициенты потери мощности и искажения фазных токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора

Схема	Индуктивная реакция		Активная реакция		
	$\xi_{\text{II}} = I_{\text{II}} / I_{\text{II}}$	$\xi_{\text{I}} = I_{\text{I}} / I_{\text{I}}$	k_p	$\xi_{\text{II}} = I_{\text{II}} / I_{\text{II}}$	$\xi_{\text{I}} = I_{\text{I}} / I_{\text{I}}$
Однофазная $m_{\text{II}} = m_{\text{п}} = 1$	0,64	0,9	2,47	0,71	0,91
Двухфазная $m_{\text{II}} = m_{\text{п}} = 2$	0,64	0,9	1,23	0,71	1
Греча $m_{\text{II}} = 1; m_{\text{п}} = 2$	0,9	0,9	1,23	1	1
Миткевича $m_{\text{II}} = m_{\text{п}} = 3$	0,68	0,83	1,03	0,68	0,82
Ларионова $m_{\text{II}} = 3; m_{\text{п}} = 6$	0,96	0,96	1,003	0,97	0,97

Примечания: 1. I_{II} и I_{I} — действующие значения токов первой гармоники соответственно во вторичной и первичной обмотках.

2. При индуктивной или емкостной реакции нагрузки $k_p \approx 1$.

11. Находим действующее значение фазного тока во вторичной обмотке трансформатора с учетом мощности, теряемой в диодах,

$$I_{\text{II}} = (k_p P_{\text{В ср}} + NP_{\text{в}}) / (\xi_{\text{II}} m_{\text{II}} E_{\text{II}}), \quad (2.18)$$

где ξ_{II} — коэффициент искажения фазного тока во вторичной обмотке трансформатора (табл. 5).

12. Принимая, что у трансформатора $\eta_{\text{тр}} = 1$ и $\cos \varphi = 1$ (эти величины уточняются при расчете трансформатора), получаем действующее значение тока в первичной обмотке

$$I_{\text{I}} = (k_p P_{\text{В ср}} + NP_{\text{в}}) / (\xi_{\text{I}} m_{\text{I}} U_{\text{I}}), \quad (2.19)$$

где ξ_{I} — коэффициент искажения фазного тока в первичной обмотке трансформатора (табл. 5).

Если вторичных обмоток несколько, то подсчитывается составляющая значения тока I_{I} для каждой из обмоток и все составляю-

щие суммируются. Если обмотка не работает на вентильную схему, то ее составляющая тока для k -й обмотки

$$I_{Ik} = I_{IIk} E_{IIk} / U_I, \quad (2.20)$$

где E_{IIk} и I_{IIk} — ЭДС и ток на вторичной стороне для k -й обмотки.

13. Линейный ток при соединении первичных обмоток трансформатора треугольником

$$I_{I\Delta} = \sqrt{3} I_I. \quad (2.21)$$

14. Определяем расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_{II} = m_{II} E_{II} I_{II}, \quad (2.22)$$

при нескольких обмотках в правой части будет сумма мощностей.

15. Определяем расчетную мощность первичной обмотки трансформатора при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$

$$P_I = m_I U_I I_I. \quad (2.23)$$

16. Определяем типовую мощность трансформатора при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$

$$P_T = (P_I + P_{II}) / 2. \quad (2.24)$$

17. Согласно полученным данным рассчитываем трансформатор (см. гл. 5). В результате этого расчета получаем число витков вторичной ω_{II} и первичной ω_I обмоток, их сопротивления в горячем состоянии $r_{II \text{ гор}}$ и $r_{I \text{ гор}}$, а также реактивное сопротивление, отнесенное к фазе вторичной обмотки трансформатора $X_{тр}$. Зная эти величины, определяем входящее в формулу (2.1) сопротивление

$$r_{тр} = r_{II \text{ гор}} + r_{I \text{ гор}} \omega_{II}^2 / \omega_I^2. \quad (2.25)$$

18. Строим внешнюю характеристику на выходе выпрямителя (принимая, что $r_{пр}$ не зависит от $I_{пр}$) согласно выражению

$$U_{B \text{ ср}} = E_{II} / B_0 - I_{B \text{ ср}} r_{пр} m_{II} N_I / (m_{II} N_{II}) - I_{B \text{ ср}} (r_{тр} + m_{II} X_{тр} / 2\pi), \quad (2.26)$$

где $r_{пр}$ — сопротивление одного диода.

При схеме Греча последний член в скобках удваивается. При соединении вторичной обмотки звездой в схеме Ларионова

$$U_{B \text{ ср}} = E_{II} / B_0 - I_{B \text{ ср}} r_{пр} m_{II} N_I / m_{II} N_{II} - 2 I_{B \text{ ср}} (r_{тр} + m_{II} X_{тр} / 2\pi). \quad (2.27)$$

Внешняя характеристика выпрямителя с индуктивным фильтром по схеме рис. 7, а показана на рис. 9. Это прямая (сплошная) линия и для ее построения достаточно подсчитать одну точку на ней

(обычно это точка номинального режима) и соединить ее прямой с точкой 1. Точка 1 соответствует режиму холостого хода, напряжение в ней равно E_{II} / B_0 .

Внешняя характеристика выпрямителя с LC-фильтром по схеме рис. 7, б, начиная с критической точки (рис. 9), идет выше сплошной линии (штриховая) и приходит на холостом ходу в точку 2, которая соответствует режиму холостого хода. Напряжение в точке 2 равно $E_{IIм}$, до которого заряжается конденсатор на рис. 7, б.

Величина критического тока подсчитывается, исходя из формулы (2.4) при замене R_n на $U_{В ср. кр} / I_{В ср. кр}$, и соответствует режиму, когда индуктивность дросселя $L < L_{мин}$,

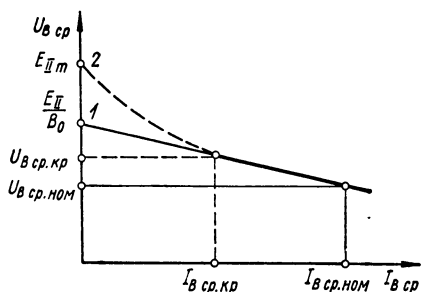


Рис. 9. Внешние характеристики выпрямителя, работающего на нагрузку с индуктивной реакцией:

— при индуктивном фильтре;
- - - при индуктивно-емкостном фильтре.

$$I_{В ср. кр} = U_{В ср. кр} / [157 (m_n^2 - 1) m_n \zeta L].$$

Считая, что $U_{В ср. кр}$ отличается от $U_{В ср}$ не более чем на 10%, можно принять

$$I_{В ср. кр} \approx U_{В ср} / [157 (m_n^2 - 1) m_n \zeta L]. \quad (2.28)$$

Если желательно получить на выходе фильтра зависимость $U_{ф. ср} = \varphi(I_{ф. ср})$, то следует учесть величину $\Delta U_{ф. ср}$.

При недопустимом расхождении между полученной и заданной внешними характеристиками (обычно допускается $\pm 5\%$ в величине $U_{В ср. ном}$) надо изменить r_a , задавшись другим $r_{тр}$, чем то, которое было получено по формуле (2.1), и сделать полностью пересчет. Однако можно поступить иначе — изменить число витков w_{II} так, чтобы получилась нужная величина E_{II} . При этом надо проверить, поместится ли принятое число витков в окне магнитопровода.

19. При расчете фильтра была ориентировочно задана величина поправочного множителя ξ' . Зная L_S после расчета трансформатора, проверяем [по формуле (3.14) и рис. 22] величину $k_{пв}$. При необходимости корректируем индуктивность дросселя фильтра.

20. Расчет оканчивается определением активной составляющей мощности $P_{с. а}$, потребляемой от сети, коэффициента мощности $\cos \varphi$, КПД $\eta_{тр}$ (см. гл. 5, 7) и КПД выпрямителя

$$\eta_{В} = P_{В ср} / P_{с. а}. \quad (2.29)$$

3. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Такой выпрямитель (см. рис. 7, а) рассчитываем, принимая во внимание, что форма тока в фазах и через потребитель имеет косинусоидальную (синусоидальную) верхушку вместо плоской при

индуктивном характере нагрузки. Поэтому все расчетные коэффициенты в приложении 4 берем в графе «реакция нагрузки активная», для шестипульсационных схем их можно брать в графе «реакция нагрузки индуктивная», ошибка при этом будет несущественной.

Расчет производим по методике, описанной в предыдущем параграфе, со следующими изменениями.

1. При определении $U_{B\text{ ср}}$ не нужно учитывать падение напряжения на фильтре.

2. Отсутствует проверка величины L (см. п. 1). Здесь и ниже приводятся ссылки на пункты расчета выпрямителя при нагрузке с индуктивной реакцией.

3. Согласно рекомендациям гл. 1, 3 выбираем схему выпрямления и, так как фильтра нет и $U_{B\text{ ср}}$ задано в ТЗ, переходим к п. 2.

4. В пп. 10, 11, 12 пользуемся коэффициентами k_p , ξ_{II} и ξ_I из табл. 5 для активной реакции нагрузки.

5. В п. 18 внешняя характеристика выпрямителя будет иметь вид сплошной линии (рис. 9), понятие $I_{B\text{ ср.кр}}$ теряет смысл.

4. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЗАДАННОЙ ВНЕШНЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Некоторым потребителям (например, электрической дуге) нужна внешняя характеристика выпрямителя более крутая, чем получается от влияния сопротивлений r_a и $X_{тр}$. Обычно это выпрямители средней и большой мощности, работающие на активную или индуктивную реакцию нагрузки. Пусть рабочая точка на внешней характеристике выпрямителя (штрих-пунктирная прямая на рис. 10) при заданном токе $I_{B\text{ ср.ном}}$ находится в точке O_1 . Требуется, чтобы рабочая точка из O_1 перешла в точку O и характеристика стала бы более крутой (сплошная линия на рис. 10).

Для получения заданного наклона внешней характеристики обычно пользуются явлением перекрытия фаз, для чего в фазы выпрямителя включают фазные дроссели. Это практически не снижает КПД устройства, но уменьшает его коэффициент мощности.

Порядок расчета остается таким же, как и в гл. 2,2, но со следующими особенностями.

1. В зависимости от рода нагрузки определяем $U_{B\text{ ср}}$ (если имеется дроссель фильтра, учитываем падение напряжения на нем $\Delta U_{ф. ср}$).

2. Строим внешнюю характеристику (рис. 10), исходя из $U_{B\text{ ср}}$ и заданного ее наклона. Получаем величину $U_{B\text{ ср. х. х.}}$

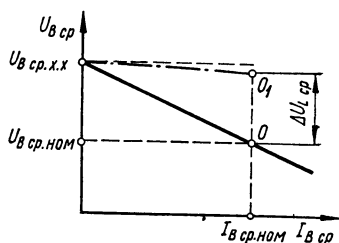


Рис. 10. Внешние характеристики выпрямителя: — — — без фазных дросселей; — с фазными дросселями.

3. Выполняем пп. 6—10 расчета на индуктивную реакцию нагрузки (см. гл. 2,2). В дальнейшем ссылки также относятся к этому расчету.

4. Определяем действующее значение фазного тока во вторичной обмотке (см. п. 11)

$$I_{II} \approx k_p U_{B \text{ ср. х. х}} I_{B \text{ ср. х. х}} / (\xi_{II} m_{II} E_{II}). \quad (2.30)$$

5. Определяем действующее значение фазного тока в первичной обмотке (см. п. 12)

$$I_I \approx k_p U_{B \text{ ср. х. х}} I_{B \text{ ср. х. х}} / (\xi_I m_I U_I). \quad (2.31)$$

6. Выполняем пп. 13—18 расчета и после построения внешней характеристики получаем точку O_1 (рис. 10).

7. Производим согласование внешней характеристики выпрямителя, заключающееся в выборе фазных дросселей, которые бы понизили выходное напряжение на $\Delta U_{L \text{ ср. х. х}}$, равное отрезку $O_1 - O$ на рис. 10.

Индуктивность анодного дросселя, если угол перекрытия γ_x не превышает граничный (41° для схемы Ларионова и 90° для схемы Миткевича),

$$L_{др} = \Delta U_{L \text{ ср. х. х}} / (m_{II} f_c I_{B \text{ ср. ном.}}). \quad (2.32)$$

Угол перекрытия [8] определяется из выражения

$$\cos \gamma_x = 1 - I_{B \text{ ср. х. х}} (2\pi f_c L_{др} + X_{тр}) / [\sqrt{2} E_{II} \sin(\pi/m_{II})]. \quad (2.33)$$

Для схемы Ларионова, при соединении вторичной обмотки трансформатора звездой, перед $I_{B \text{ ср. х. х}}$ надо поставить множитель 2. Если для полученного $L_{др}$ угол γ_x из формулы (2.32) превышает граничный, то приходится прибегать к другим формулам [10].

8. Зная угол перекрытия γ_x , вносим поправку в значение I_{II} , найденное по формуле (2.30), умножая его на поправочный коэффициент $(1 - m_{II} \gamma_x / 12\pi)$.

9. Получив значение $L_{др}$, подсчитываем согласованную внешнюю характеристику по формулам (2.26), (2.27), добавив к $X_{тр}$ величину $2\pi f_c L_{др}$. Проверяем, как совпали заданная и полученная внешние характеристики.

5. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА НАГРУЗКУ С ЕМКОСТНОЙ РЕАКЦИЕЙ

Такой выпрямитель обычно рассчитывают при допущении, что емкость конденсатора CO на выходе выпрямительной схемы (рис. 7, в и д) настолько велика, что удовлетворяется неравенство (1.1)*. На емкостную нагрузку работают диоды малой и средней

* Случай, когда C_0 меньше, чем необходимо для удовлетворения неравенства (1.1), рассмотрен в работе [28].

мощности. Расчет следует проводить с учетом индуктивности рассеяния трансформатора.

Из технического задания, расчета стабилизатора постоянного напряжения (если он предусмотрен) и конструктивного расчета фильтра известны: уточненное напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в\text{ ср}}$; нагрузка на выпрямительную схему $I_{в\text{ ср}}$; среднее значение тока через диод $I_{в\text{ ср}}$; действующее значение напряжения сети $U_c = U_1$; частота сети f_c ; емкость конденсатора C_0 ; ориентировочные значения сопротивлений $r_{пр}$ и $r_{тр}$; угол сдвига фаз φ ; температура окружающей среды $T_{окр}$.

Схему и тип диода выбираем при расчете фильтра, исходя из соображений, изложенных в гл. 1, 2. Отсюда известно также и число пульсаций $m_{п}$. В результате расчета определяем: режим работы диода и уточняем его тип; действующее значение ЭДС вторичной обмотки E_{II} и тока в ней I_{II} ; расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора P_{II} и уточняем коэффициент пульсаций $k_{пв}$.

1. По формуле (1.1) убеждаемся в том, что емкость C_0 достаточно велика.

2. Пользуясь уточненными значениями $U_{в\text{ ср}}$ и $P_{в\text{ ср}}$, корректируем значения r_a и R_n по формуле (2.1), L_s — по формуле (2.2), φ — по формуле (2.3).

3. Уточняем величину параметра $\epsilon_r/m_{п} = r_a/(R_n m_{п})$.

4. Пользуясь уточненными величинами $U_{в\text{ ср}}$, $I_{в\text{ ср}}$, $\epsilon_r/m_{п}$ и φ и коэффициентами B , D и M , найденными из рис. 11, определяем θ , действующие значения ЭДС вторичной обмотки E_{II} , тока через диод $I_{в}$ и максимальное значение тока через диод $i_{в.\text{ макс}}$:

$$E_{II} = BU_{в\text{ ср}}, \quad (2.34)$$

коэффициент B уменьшается вдвое для схемы Латура, для схемы Ларионова при включении вторичной обмотки звездой — уменьшается в $\sqrt{3}$ раз;

$$I_{в} = DI_{в\text{ ср}}/m_{п}; \quad (2.35)$$

$$i_{в.\text{ макс}} = I_{в\text{ ср}}/(m_{п}M), \quad (2.36)$$

для схемы Латура в формулах (2.35) и (2.36) $m_{п} = 1$; действующее значение тока в фазе для одноконтурных схем

$$I_{II} = I_{в}, \quad (2.37)$$

для схемы Греца

$$I_{II} = \sqrt{2}I_{в}, \quad (2.38)$$

коэффициент $\sqrt{2}$ для схемы Латура удваивают, для схемы Ларионова — заменяют на $\sqrt{4}$.

* Для значений $\epsilon_r/m_{п} > 0,24$ при $\varphi \leq 5^\circ$ можно пользоваться кривыми, показанными на рис. 14.

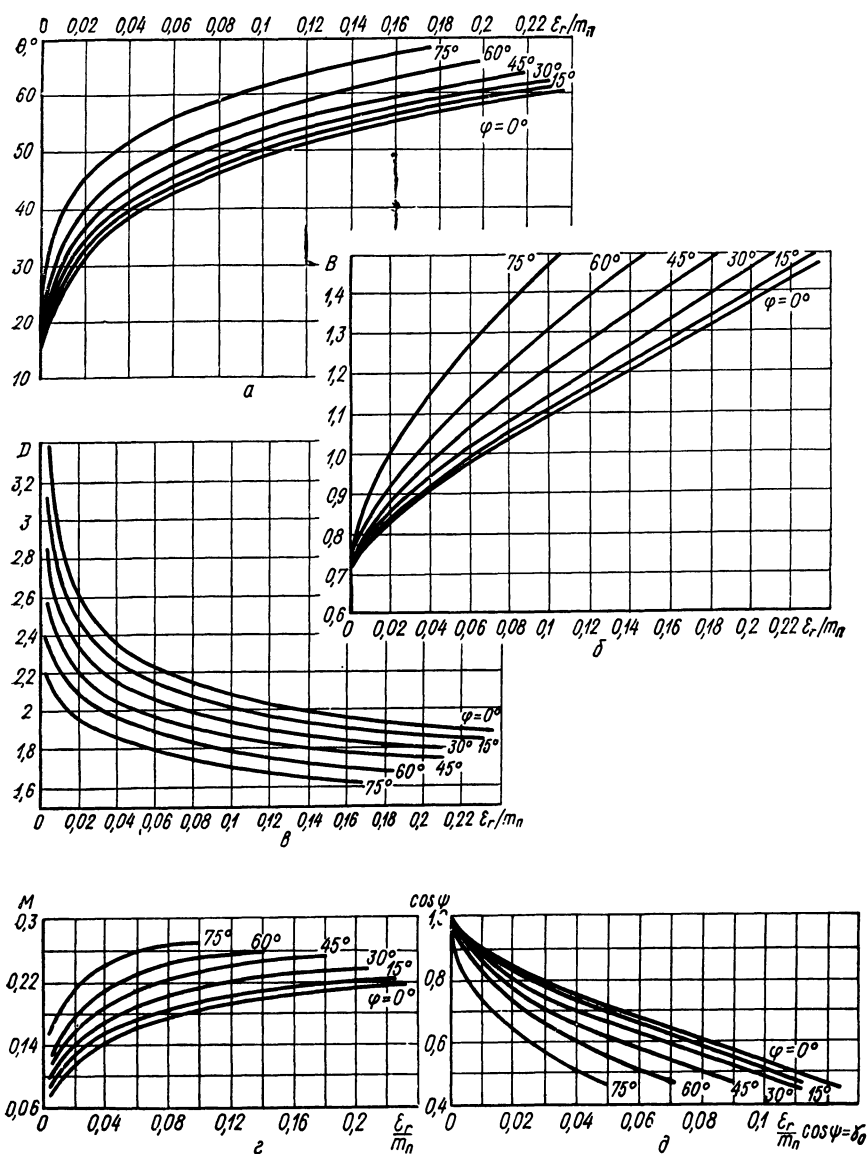


Рис. 11. Расчетные кривые при емкостной реакции нагрузки с учетом индуктивных рассеяний трансформатора для определения:

a — нижнего угла отсечки θ ; b — фазной ЭДС E_{11} ; d — тока через диод I_D ; e — максимального значения тока через диод $I_{D, \max}$; d — обобщенной внешней характеристики.

5. Проверяем соблюдение неравенства

$$I_{\text{в}} \leq 1,57 I_{\text{пр. доп}}, \quad (2.39)$$

где $I_{\text{пр. доп}}$ — допустимое значение выпрямленного тока — берем из приложений 1 и 2.

Если неравенство не соблюдено, выбираем более мощный диод.

6. Определяем максимальное значение обратного напряжения на диоде:

для однофазной схемы при холостом ходе

$$u_{\text{обр. макс}} = \sqrt{2} E_{\text{II}}, \quad (2.40)$$

для других схем

$$u_{\text{обр. макс}} = \sqrt{2} E_{\text{IIл}}, \quad (2.41)$$

где $E_{\text{IIл}}$ — действующее значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

7. Зная $u_{\text{обр. макс}}$, $I_{\text{в. ср}}$ и $T_{\text{окр}}$, проверяем пригодность ориентировочно выбранного типа диода. При этом принимаем во внимание соображения, изложенные в п. 3 гл. 2.2. Если требуется, то выбираем другой тип и повторяем расчет.

8. Определяем расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора по формуле (2.22).

9. Определяем действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора при $\eta_{\text{тр}} = 1$ и $\cos \varphi = 1$. С учетом формулы (2.20)

для однофазной схемы

$$I_{\text{I}} = E_{\text{II}} I_{\text{II}} \sqrt{1 - 1/D^2} / U_{\text{I}} + \sum_k I_{\text{II}k} E_{\text{II}k} / U_{\text{I}}, \quad (2.42)$$

где D — коэффициент из рис. 11, v ; k — количество обмоток, работающих не на вентильную схему,

для двухфазной схемы

$$I_{\text{I}} = \sqrt{2} E_{\text{II}} I_{\text{II}} / U_{\text{I}} + \sum_k I_{\text{II}k} E_{\text{II}k} / U_{\text{I}}, \quad (2.43)$$

для всех мостовых схем

$$I_{\text{I}} = E_{\text{II}} I_{\text{II}} / U_{\text{I}} + \sum_k I_{\text{II}k} E_{\text{II}k} / U_{\text{I}}. \quad (2.44)$$

10. Определяем расчетную мощность первичной обмотки трансформатора по формуле (2.23) и типовую мощность по формуле (2.24).

11. Согласно полученным данным рассчитываем трансформатор (см. гл. 5), в результате чего получаем число витков вторичной w_{II} и первичной w_{I} обмоток, их сопротивления $r_{\text{IIгор}}$ и $r_{\text{Iгор}}$, а также $X_{\text{тр}}$. По формуле (2.25) находим $r_{\text{тр}}$. По формуле (2.3) уточняем φ .

12. Зная φ , $r_{тр}$ и $r_{пр}$, строим внешнюю характеристику $U_{в\ ср} = \varphi' (I_{в\ ср})$, используя формулу

$$U_{в\ ср} = E_{IIм} \cos \varphi, \quad (2.45)$$

где $\cos \varphi$ берем из рис. 11, ∂ .

Для определения величины $\cos \varphi$ подсчитываем значение параметра

$$\gamma_0 = r_a I_{в\ ср} / (m_n E_{IIм}), \quad (2.46)$$

где $r_a = r_{пр} + r_{тр}$.

Чтобы построить одну точку на внешней характеристике, следует задаться значением тока $I_{в\ ср}$, по формуле (2.46) подсчитать для него γ_0 ($r_{тр}$, входящее в r_a , надо брать то, которое получено после конструктивного расчета трансформатора), по соответствующей кривой на рис. 11, ∂ найти $\cos \varphi$ и по формуле (2.45) определить $U_{в\ ср}$. Построенная по точкам указанным способом внешняя характеристика будет подобна одной из кривых на рис. 11, ∂ и при холостом ходе $U_{в\ ср. х. х} = E_{IIм}$.

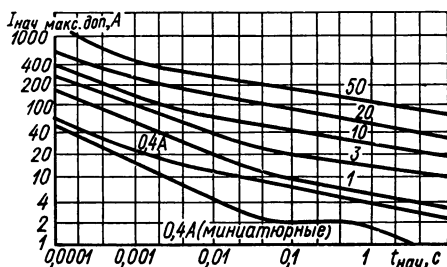


Рис. 12. Ампер-секундные характеристики допустимых максимальных значений токов начального включения для кремниевых диодов в зависимости от длительности начального включения.

Если в номинальном режиме работы, заданном согласно ТЗ ($U_{в\ ср}$ и $I_{в\ ср}$), расхождение в полученном значении $U_{в\ ср}$ превышает $\pm 5\%$, следует поступить так, как это рекомендуется в п. 18 гл. 2,2.

13. Уточняем коэффициент пульсации $k_{пв}$ (см. гл. 3,2) для скорректированного значения ϵ_r .

14. Определяем максимальное значение тока начального включения — тока заряда конденсатора CO

$$i_{нач. макс} = E_{IIм} / r_a, \quad (2.47)$$

которое не должно превышать $I_{нач. макс. доп.}$, приведенное на рис. 12. Для пользования этим рисунком нужно определить длительность начального включения

$$t_{нач} = (2...3) C_0 r_a, \quad (2.48)$$

которое всегда будет меньше $1/(m_n f_c)$.

Если $I_{нач. макс. доп} < i_{нач. макс}$, то приходится устанавливать ограничивающий резистор $R_{ог}$. Обычно при наличии силового трансформатора обходятся без $R_{ог}$.

15. Определяем активную составляющую мощности, потребляемую от сети $P_{с. а}$, коэффициент мощности $\cos \varphi$, КПД $\eta_{тр}$ (см. гл. 5,7) и КПД выпрямителя η_B по формуле (2.29).

6. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ ДЛЯ ЗАРЯДКИ АККУМУЛЯТОРОВ

Аккумуляторы заряжают в режимах постоянного напряжения, постоянного и пульсирующего тока. Первые два способа предусматривают наличие в схеме стабилизаторов напряжения или тока, а выпрямитель рассчитывается на активную нагрузку. Режим зарядки пульсирующим током (работа выпрямителя на противоЭДС) может быть ручным (регулируется зарядный ток вручную) и автоматическим, когда точки $U_{\text{нач}}, I_{\text{нач}}; U_{\text{к}}, I_{\text{к}}$, характеризующие начало и конец зарядки, находятся на внешней характеристике

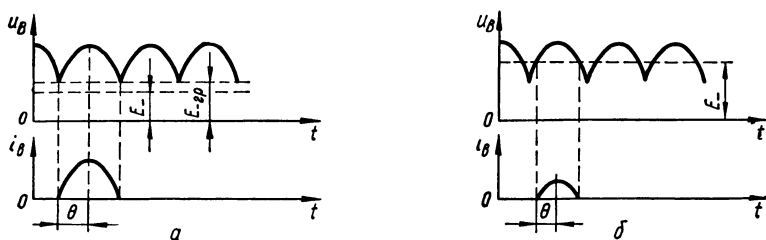


Рис. 13. Временные диаграммы напряжений и токов при работе выпрямителя на противоЭДС:

a — без дополнительной отсечки тока; *б* — с дополнительной отсечкой тока; u_B — мгновенное значение выпрямленного напряжения; i_B — мгновенное значение тока через диод.

выпрямителя. Дальнейшее изложение производится для более прогрессивного способа — автоматической зарядки.

При работе выпрямителя на противо ЭДС E_- возможны два крайних режима: первый режим — без дополнительной отсечки тока (рис. 13, *a*) и второй режим — с дополнительной отсечкой тока (рис. 13, *б*).

В первом режиме, несмотря на E_- , ток через диод проходит в пределах угла $2\theta = 2\pi/m_n$, где θ — угол нижней отсечки тока, и поэтому выпрямитель рассчитываем как для работы на активную нагрузку при заданной крутизне внешней характеристики (см. гл. 2,4), учитывая измененную форму тока через диод.

Во втором режиме E_- превышает минимальное значение напряжения $E_{11m} \cos(\pi/m_n)$, при котором работает фаза, от чего создается дополнительная отсечка тока и $\theta < \pi/m_n$. Этот режим выпрямителя аналогичен режиму работы на емкостную реакцию нагрузки и должен быть рассчитан иначе, чем выпрямитель при активной нагрузке. Поэтому при расчете выпрямителя, работающего на противоЭДС, сначала нужно выяснить, появляется ли дополнительная отсечка, а затем выбрать методику расчета. Для $m_n < 3$ режим не проверяют, так как угол отсечки меньше 90° , а значит всегда будет дополнительная отсечка фазного тока, т. е. второй режим работы. Определяют режим работы выпрямителя для $m_n \geq 3$.

1. Согласно рекомендациям гл. 1, 2 выбираем схему выпрямления и получаем m_{II} и m_n .

2. Определяем полное внутреннее сопротивление выпрямителя, которое обеспечит заданную внешнюю характеристику при работе в первом режиме, как на активную нагрузку

$$r_B = (U_K - U_{нач}) / (I_{нач} - I_K). \quad (2.49)$$

3. Определяем среднее значение напряжения при холостом ходе

$$U_{B \text{ ср. х. х}} = I_{нач} r_B + U_{нач}. \quad (2.50)$$

4. Зная схему выпрямления, по приложению 4 находим коэффициент B_0 для активной нагрузки и по формуле (2.12) определяем E_{II} . Подсчитываем значение граничного напряжения, при котором еще сохраняется первый режим работы (см. рис. 13, а)

$$E_{-гр} = E_{II} \sqrt{2} \cos(\pi/m_n). \quad (2.51)$$

Если $E_{-гр} \geq U_K$, то выпрямитель работает в первом режиме, если $E_{-гр} \leq U_{нач}$, то — во втором. Если же $U_{нач} < E_{-гр} < U_K$, то на участке от $U_{нач}$ до $E_{-гр}$ выпрямитель работает в первом режиме, а от $E_{-гр}$ до U_K — во втором, назовем этот режим работы комбинированным.

Методика расчета выпрямителя, работающего в первом режиме (для $m_n \geq 3$)

Из ТЗ и после определения режима работы известны следующие величины: напряжения и токи начала $U_{нач}$, $I_{нач}$ и конца заряда U_K , I_K ; среднее значение напряжения холостого хода $U_{B \text{ ср. х. х}}$; действующее значение ЭДС E_{II} ; внутреннее сопротивление выпрямителя r_B ; действующее значение напряжения сети $U_c = U_I$; частота сети f_c ; число фаз питающей сети m_I ; схема выпрямления, число фаз m_{II} и количество пульсаций m_n ; температура окружающей среды $T_{окр}$. В результате расчета определяем тип диода и его режим работы, а также все величины, определяемые в расчете гл. 2,2.

1. Выбираем схему выпрямителя (см. гл. 1, 2) и получаем m_{II} и m_n . Определяем режим работы.

2. Находим по формулам (2.40) или (2.41) величину $u_{обр. макс.}$

3. Определяем по формуле (2.6) величину $I_{в ср.}$

4. Выбираем тип диода (см. п. 3 расчета на нагрузку с индуктивной реакцией).

5. Определяем постоянную составляющую фазного тока по формуле (2.13).

6. Определяем действующее значение тока через диод (пренебрегая обратным током), принимая во внимание, что импульс

тока отсекается на уровне $E_- = U_{\text{нач}}$; для схемы Миткевича ($m_{\text{п}} = 3$)

$$I_{\text{в}} = I_{\text{в. ср}} \frac{\left\{ \frac{1}{m_{\text{п}}} \left[\frac{1}{2} + \left(\frac{U_{\text{нач}}}{E_{\text{II}} \sqrt{2}} \right)^2 \right] + \frac{\sin(2\pi/m_{\text{п}})}{4\pi} - \frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{нач}}}{E_{\text{II}} \sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{m_{\text{п}}} \right\}^{1/2}}{[\sin(\pi/m_{\text{п}})/\pi] - [U_{\text{нач}}/(E_{\text{II}} \sqrt{2} m_{\text{п}})]}; \quad (2.52)$$

для схемы Ларионова ($m_{\text{п}} = 6$) значение $I_{\text{в}}$, полученное из формулы (2.52), надо поделить на $\sqrt{2}$.

7. Определяем действующее значение фазного тока: для схемы Миткевича

$$I_{\text{II}} = I_{\text{в}}; \quad (2.53)$$

для схемы Ларионова при соединении обмотки треугольником

$$I_{\text{II}} = \sqrt{2/3} I_{\text{в}}, \quad (2.54)$$

при соединении обмотки звездой

$$I_{\text{II}} = \sqrt{2} I_{\text{в}}. \quad (2.55)$$

8. Определяем максимальное значение тока через диод

$$i_{\text{в. макс}} = (E_{\text{II}} \sqrt{2} - U_{\text{нач}})/r_{\text{в}}. \quad (2.56)$$

9. Проверяем соблюдение неравенства (2.39). Если нужно, выбираем другой тип диода.

10. Определяем по формуле (2.9) $r_{\text{пр}}$ диода.

11. Определяем расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора по формуле (2.22).

12. Определяем действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора:

для схемы Миткевича

$$I_{\text{I}} = (E_{\text{II}} \sqrt{I_{\text{II}}^2 - I_{\text{в. ср}}^2}) / U_{\text{I}} + \sum I_{\text{II} k} E_{\text{II} k} / U_{\text{I}}, \quad (2.57)$$

где k — количество обмоток, работающих не на вентильные схемы; для схемы Ларионова — по формуле (2.44).

Линейный ток при соединении первичных обмоток треугольником определяем по формуле (2.21).

13. Определяем расчетную мощность первичной обмотки трансформатора по формуле (2.23) и типовую мощность по формуле (2.24).

14. Согласно полученным данным рассчитываем трансформатор и строим внешнюю характеристику выпрямителя (см. пп. 17 и 18 расчета гл. 2,2).

15. Согласовываем внешнюю характеристику (пп. 7,8 и 9 расчета гл. 2,4). При этом ток $I_{\text{в ср. ном}}$ заменяем током $I_{\text{нач}}$. Проверяем совпадение полученного тока $I_{\text{в ср}}$ при $U_{\text{к}}$ с заданным $I_{\text{к}}$.

16. Определяем $P_{\text{с.а.}}$, $\cos \varphi$, $\eta_{\text{тр}}$ (см. гл. 5, 7) и $\eta_{\text{в}}$ по формуле (2.29).

Методика расчета выпрямителя, работающего во втором режиме

Известны те же величины, что и при расчете выпрямителя, работающего в первом режиме, кроме величин E_{II} и $U_{в.ср. х. х.}$, которые будут отличаться от подсчитанных при определении режима работы выпрямителя. Надо определить тип диода, его режим работы, а также все величины, определяемые в расчете гл. 2,2.

1. Согласно рекомендациям гл. 1,2 выбираем схему и получаем m_{II} и $m_{п.}$. Определяем режим работы.

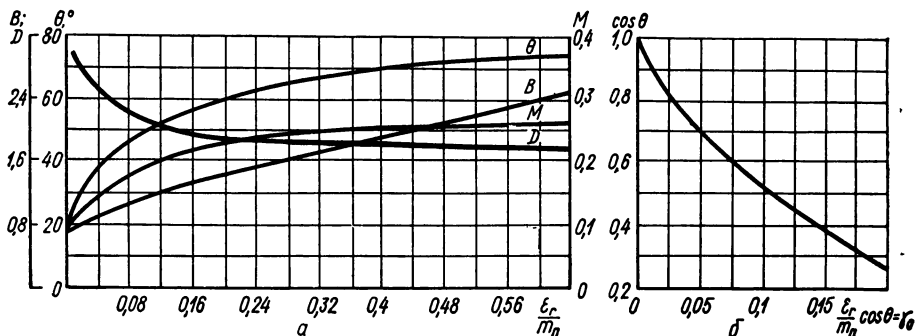


Рис. 14. Расчетные кривые при работе на противоЭДС для определения при $\varphi \leq 5^\circ$:

a — нижнего угла отсечки θ , фазной ЭДС E_{II} , тока через диод $I_{в.}$, максимального значения тока через диод $i_{в.макс}$; b — обобщенной внешней характеристики.

2. По формуле (2.6) находим $I_{в.ср.}$

3. Определяем максимальное значение обратного напряжения на диоде

$$u_{обр. макс} = GU_{нач}, \quad (2.58)$$

где G — коэффициент из приложения 4.

4. Зная $I_{в.ср.}$, $u_{обр. макс}$ и $T_{окр.}$, согласно изложенному в п. 3 гл. 2, 2, выбираем ориентировочно тип диода.

5. По формуле (2.9) определяем $r_{пр.}$

6. Определяем ориентировочно величины r_a и L_s (см. п. 4 гл. 2,2). При этом вместо $P_{в.ср.}$ принимаем $P_{нач} = U_{нач} I_{нач.}$ По формуле (2.3) находим угол φ .

7. Определяем величину параметра

$$\epsilon_r / m_{п.} = r_a I_{нач.} / (m_{п.} U_{нач.}). \quad (2.59)$$

8. Выполняем пп. 4 и 5 расчета гл. 2, 5. При этом вместо $U_{в.ср.}$ принимаем $U_{нач.}$, вместо $I_{в.ср.}$ — $I_{нач.}$. Для $\varphi \leq 5^\circ$ можно использовать рис. 14, a .

9. Выполняем пп. 7—11 расчета гл. 2,5 (φ уточнять не надо).

10. Строим внешнюю характеристику выпрямителя согласно изложенному в п. 12 расчету гл. 2,5. При этом можно использовать для $\varphi \leq 5^\circ$ рис. 14, б. Проверяем, насколько соответствует внешняя характеристика в точках $U_{\text{нач}}$ и $U_{\text{к}}$ заданным токам $I_{\text{нач}}$ и $I_{\text{к}}$. Теоретически точного совпадения не может быть. Изменяя количество витков вторичной обмотки трансформатора, можно скорректировать характеристику.

11. Определяем $P_{\text{с. а}}$, $\cos \varphi$ (см. гл. 5,7) и $\eta_{\text{в}}$ по формуле (2.29)

Методика расчета выпрямителя, работающего в комбинированном режиме

После определения режима работы выпрямителя известно значение $E_{\text{—гр}}$. На участке внешней характеристики от $U_{\text{нач}}$ до $U = E_{\text{—гр}}$ выпрямитель работает на нагрузку с активной реакцией, а при $U > E_{\text{—гр}}$ — на нагрузку с емкостной реакцией. Расчет следует вести для выпрямителя, работающего в первом режиме, и построить его внешнюю характеристику на участке от $U_{\text{нач}}$ до $E_{\text{—гр}}$. Из этого расчета известны: E_{II} , $r_{\text{а}}$, $X_{\text{тр}}$, $L_{\text{др}}$ (индуктивность анодного дросселя).

1. Определяем по формулам (2.59) и (2.3) соответственно $\epsilon_r/m_{\text{п}}$ и φ . При этом в формулу (2.3) вместо $\omega_{\text{с}}L_{\text{с}}$ надо подставить $X_{\text{тр}} + \omega_{\text{с}}L_{\text{др}}$, в формулу (2.59) вместо $I_{\text{нач}}/U_{\text{нач}}$ — величину $I_{\text{—гр}}/E_{\text{—гр}}$.

2. Для полученных значений $\epsilon_r/m_{\text{п}}$, φ и $E_{\text{II}}\sqrt{2} = E_{\text{IIм}}$ строим внешнюю характеристику (см. п. 13 гл. 2,5) для участка от $E_{\text{IIм}}$ до $E_{\text{—гр}}$. При этом для $\varphi \leq 5^\circ$ можно пользоваться обобщенной кривой, показанной на рис. 14, б.

В комбинированном режиме работы теоретически точного совпадения заданной и полученной характеристик на участке от $E_{\text{IIм}}$ до $E_{\text{—гр}}$ не может быть. Изменяя величину E_{II} (за счет витков ω_{II}), можно несколько скорректировать характеристику, исправив ее на участке от $U_{\text{к}}$ до $E_{\text{—гр}}$, ухудшив при этом ее на участке от $E_{\text{—гр}}$ до $U_{\text{нач}}$.

7. МЕТОДИКА ВЫБОРА ПРЕДОХРАНИТЕЛЯ

В состав выпрямителей входят такие вспомогательные элементы, как предохранители (приложение 3), измерительные приборы, индикаторные лампы и светодиоды (приложение 21 и 22), резисторы, выключатели, переключатели и кнопки.

Рассмотрим выбор предохранителей. Выбор остальных элементов не представляет затруднений и производится по данным, приведенным в справочниках.

В электрической цепи различают три режима: включения и выключения (переходный режим); стационарный и аварийный. Обозначим для первого режима ток $i_{\text{пер}}$ и время его существования $t_{\text{пер}}$, для второго и третьего режимов — соответственно $I_{\text{ст}}$ и $i_{\text{ав}}$. Правильно выбранный предохранитель должен обеспечить бес-

перебойную работу во втором режиме, не срабатывать в первом и надежно сработать, защитив элементы цепи, в третьем.

Перегрузочная способность элементов характеризуется перегрузочными характеристиками $t = \varphi(I/I_{\text{ном}})$, показанными на рис. 15. Ампер-секундные характеристики $t = \psi(I/I_{\text{ном}})$ для предохранителей типа ПР, ПНБ-2 и ПБ показаны также на рис. 15. Для надежной защиты элемента необходимо, чтобы его перегрузочная характеристика располагалась правее ампер-секундной характеристики предохранителя. До появления германиевых

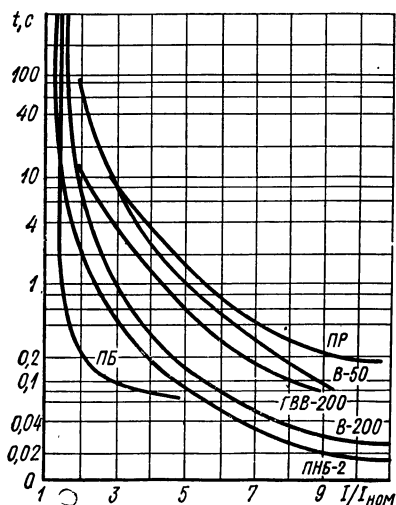


Рис. 15. Перегрузочные характеристики диодов и ампер-секундные характеристики предохранителей ПР и ПБ.

и кремниевых диодов с малыми площадями *p-n*-переходов, обладающими малой теплоемкостью, защита выпрямительных схем надежно осуществлялась предохранителями типа ПР. Для защиты германиевых и кремниевых диодов разработаны специальные быстродействующие предохранители ПНБ-2, БП и ВП1. Номенклатура и некоторые параметры предохранителей приведены в приложении 3.

Ампер-секундные характеристики быстродействующих предохранителей ВП1-1 (по данным работы [1]) показаны на рис. 16, а. Эти характеристики сняты для режима, когда перегрузка в цепи достигает установившегося значения до разрыва плавкой вставки. Такие же характеристики для предохранителей

типа ПК и ПЦ показаны на рис. 16, б и в.

Для защиты мощных полупроводниковых диодов разработаны быстродействующие предохранители ПБВ1, ПБВ2 и ПБВ3 на токи от 63 до 630 А и ПНБ-5 на токи от 40 до 630 А (40, 63, 100, 160, 250, 315, 400, 500 и 630 А) при напряжении 380 и 660 В переменного тока и 440 и 660 В постоянного тока. Предохранители ПНБ-2 изготовляют на токи до 200 А.

Выпускаются также плавкие миниатюрные предохранители типа ВПМ-2 на токи от 0,02 до 2 А и быстродействующие типа ВПЗБ-1 на токи от 1 до 10 А. Оба ряда этих предохранителей предназначены для работы в цепях с напряжением до 250 В постоянного и переменного тока. Время плавления у ВПМ-2 при токе (5 и 10) $I_{\text{ном}}$ не более 0,1 и 0,05 с (с номиналами от 0,02 до 0,2 А) и не более 0,8 и 0,1 с (с номиналами от 0,25 до 2 А). Время срабатывания предохранителей ВПЗБ-1 при токе 2,5 $I_{\text{ном}}$ не более 1 с. Для работы в тропиках выпускаются предохранители ВПБ-1ГТ на

токи от 0,04 до 0,2 А с активным сопротивлением, от 25 до 1,5 Ом соответственно.

Если требуется защитить диод или транзистор при аварийном режиме (при коротком замыкании на выходе), то целесообразно установить предохранитель последовательно с защищаемым эле-

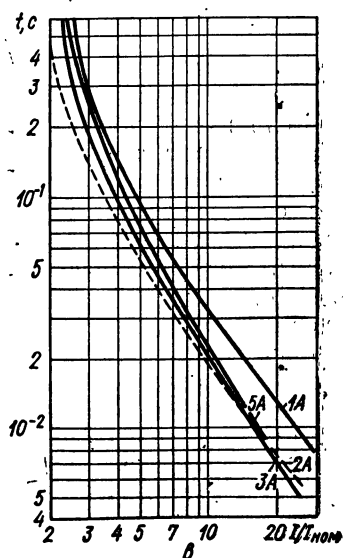
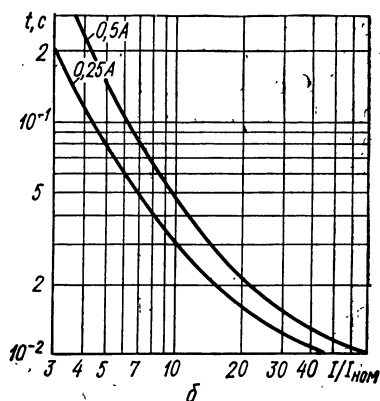
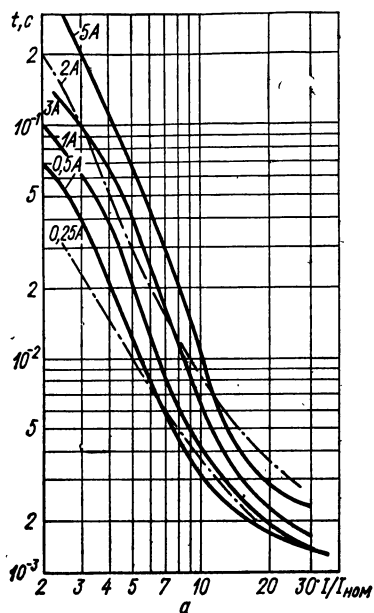


Рис. 16. Ампер-секундные характеристики предохранителей: а — быстродействующих ВП1-1; б — ПК; в — ПЦ.

ментом, а не в первичной обмотке трансформатора. К предохранителю, защищающему трансформатор, предъявляются менее жесткие требования, так как у трансформатора лучшая перегрузочная способность, чем у германиевых или кремниевых приборов.

Для выбора предохранителя надо знать ток включения $i_{\text{пер. макс}}$, его длительность $t_{\text{пер}}$, ток $I_{\text{ст}}$ и ток $i_{\text{ав}}$, а также перегрузочную характеристику защищаемого элемента $t = \varphi(I/I_{\text{ном}})$. Покажем на

примере, как следует выбирать предохранитель для защиты диода. Заданы: $i_{\text{пер. макс}} = 7,5 \text{ А}$, $t_{\text{пер}} = 20 \text{ мс}$, $I_{\text{ст}} = 0,5 \text{ А}$, $i_{\text{ав}} = 7,5 \text{ А}$, что составляет перегрузку для диода $I/I_{\text{ном}} = 7,5/0,5 = 15 \text{ раз}$. Из перегрузочной характеристики диода известно, что при $I/I_{\text{ном}} = 15 \text{ раз}$ $t = 100 \text{ мс}$. Номинальный ток плавкой вставки предохранителя должен быть равным или выше $I_{\text{ном}} = I_{\text{ст}} = 0,5 \text{ А}$; при перегрузке в $I/I_{\text{ном}} = 15$ плавкая вставка должна расплавиться за время $20 < t \leq 100 \text{ мс}$.

Согласно рис. 16, а предохранитель ВП1-1 на номинальный ток 0,5 А при $I/I_{\text{ном}} = 15$ размыкает цепь за 20 мс, а на 1 А при $I/I_{\text{ном}} = 7,5$ (что соответствует $i_{\text{пер}}/I_{\text{ном}} = 15$) — за 60 мс. Выбираем предохранитель ВП1-1 на 1 А.

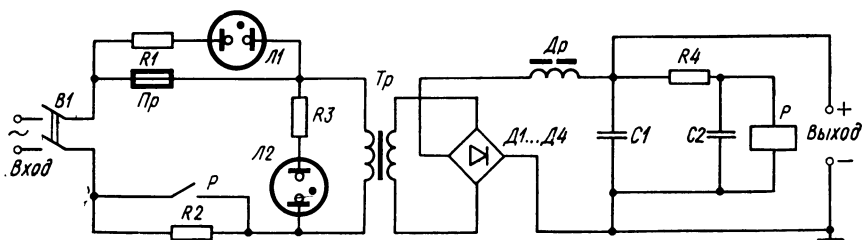


Рис. 17. Схема защиты и сигнализации выпрямителя.

Если предохранитель включен последовательно с диодом или с транзистором, то влияние активного сопротивления вставки эквивалентно некоторому увеличению прямого сопротивления диода или сопротивления коллектора транзистора постоянному току, что приводит к падению КПД и повышению входного напряжения схемы. Значения сопротивлений вставок приведены в приложении 3. При длине предохранителей 25 и 30 мм их рабочее напряжение не свыше 250 В, при длине более 43 мм — не свыше 600 В. Рабочее напряжение для малогабаритных предохранителей типа ПМ не должно превышать 250 В.

Не всегда удастся выбрать предохранитель Pr для защиты выпрямителя, который устанавливается в цепи питания (рис. 17). Это связано с тем, что во время включения выпрямителя отношение $i_{\text{пер}}/I_{\text{ст}}$ достигает нескольких десятков и часто не удается выбрать предохранитель так, чтобы он защищал от перегрузки и не срабатывал во время включения. В таких случаях в цепь питания на время 20—60 мс включают резистор $R2$, уменьшающий ток $i_{\text{пер}}$ до допустимого предела. На выходе выпрямителя включена времязадающая цепочка $C2R4$, за 20—60 мс (устанавливается сопротивлением резистора $R4$) напряжение на реле P возрастает до величины срабатывания, его контакты замкнутся и закоротят резистор $R2$ — выпрямитель перейдет в стационарный режим работы. На этом принципе, добавив еще одно реле, можно осуществить двухступенчатое включение.

Неоновая лампа $L2$ сигнализирует о подключении питающего напряжения к выпрямителю. Свечение неоновой лампы $L1$ сигнализирует о неисправности предохранителя $Пр$. Если питающее напряжение недостаточно для зажигания неоновой лампы, то ее можно заменить лампой накаливания.

Часто встречается трудность при проведении указанных расчетов, так как бывают неизвестны величины, характеризующие переходный режим, которые трудно поддаются теоретическому определению особенно в цепи трансформатора. Лучшим способом их определения является экспериментальное исследование параметров переходного режима путем снятия осциллограмм.

8. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать выпрямитель, работающий на нагрузку с индуктивной реакцией (индуктивно-емкостный фильтр). Расчет фильтра к этому выпрямителю см. в гл. 3, 6 (пример 2).

Исходные данные для расчета после выбора схемы выпрямления, расчета фильтра и конструктивного расчета сглаживающего дросселя (эти расчеты производятся в гл. 3): $U_{В\text{ ср}} = 28,6$ В; $I_{В\text{ ср}} = 0,8$ А; $P_{В\text{ ср}} = 23$ Вт; $U_c = U_I = 220$ В; $f_c = 400$ Гц; $m_I = 1$; $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$; $L = 0,02$ Г; $m_{II} = 1$; $m_{II} = 2$; схема выпрямления — Греча.

1. $L_{\text{мин}} = 0,0049$ Г; $R_n = 35,7$ Ом; $\zeta = 8$; $L > L_{\text{мин}}$, нагрузка имеет индуктивный характер. Гл. 2, 2, п. 1. Формула (2 4).

2. $U_{\text{обр. макс}} = 49$ В. Из приложения 4: $G = 1,72$. Гл. 2, 2, п. 2, формула (2. 5).

3. $I_{В\text{ ср}} = 0,4$ А. Из приложения 4: $I_{В\text{ ср}}/I_{В\text{ ср}} = 0,5$. Гл. 2, 2, п. 2, формула (2. 6).

4. Данные моста: выпрямительный мост по схеме Греча КЦ405Е: $I_{\text{пр. доп}} = 1$ А; $U_{\text{обр. доп}} = 100$ В; $T_{окр. доп} = 85^\circ\text{C}$; $U_{\text{пр}} = 4$ В. Ни по одному из параметров не достигается предельный режим работы. Теплоотвод не нужен. Гл. 2, 2, п. 3.

5. $r_{\text{пр}} = 4,8$ Ом. Для двух диодов, включенных последовательно. Гл. 2, 2, п. 4, формула (2. 9).

6. $r_a = 5,5$ Ом; $L_s = 0,19 \cdot 10^{-3}$ Г. Исходя из гл. 5, 5, при $P_{В\text{ ср}} = 23$ Вт и $f_c = 400$ Гц целесообразна бронева конструкция трансформатора (табл. 13) при $B_{\text{макс}} = 1,4$ Т. Из табл. 4: $k_r = 5,1$; $k_L = 6,4$; $s = 1$; $p = 2$ при несекционированных обмотках (гл. 2, 1). Гл. 2, 2, п. 4. Формулы (2. 1), (2. 2).

7. $U_{В\text{ ср. х. х}} = 33,3$ В. Последний член формулы (2. 10) удвоен. Гл. 2, 2, п. 5, формула (2. 10).

8. $u_{\text{обр. макс}} = 52$ В; $E_{II} = 37$ В; $I_{II\text{ ср}} = 0$; $I_a = 0,53$ А; $i_{В\text{ макс}} = 0,8$ А. Из приложения 4: $G_0 = 1,57$; $B_0 = 1,11$; $I_{II\text{ ср}}/I_{В\text{ ср}} = 0$; $i_{В\text{ макс}}/I_{В\text{ ср}} = 0,67$; $i_{В\text{ макс}}/I_{В\text{ ср}} = 1$. Гл. 2, 2, пп. 6, 7, формулы (2. 11) — (2. 15).

9. $NP_{В} = 2,7$ Вт; $N = 4$. Гл. 2, 2, п. 8, формула (2. 16).

10. $\eta_{В} = 0,9$; $k_p = 1$. Гл. 2, 2, п. 10, формула (2. 17).

11. $I_{II} = 0,77$ А; $I_I = 0,13$ А. Из табл. 5: $\xi_{II} = 0,9$; $\xi_I = 0,9$. Гл. 2, 2, пп. 11, 12, формулы (2. 18), (2. 19).

12. $P_{II} = 29$ В · А. Гл. 2, 2, п. 14, формула (2. 22).

13. $P_I = 29$ В · А. При $\cos \varphi = 1$ и $\eta_{\text{тр}} = 1$. Гл. 2, 2, п. 15, формула (2. 23).

14. $P_T = 29 \text{ В} \cdot \text{А}$. Гл. 2, 2, п. 16; формула (2. 24).
15. $r_{\text{тр}} = 0,6 \text{ Ом}$; $X_{\text{тр}} = 0,18 \text{ Ом}$. Значения $r_{\text{тр}}$ и $X_{\text{тр}}$ ориентировочные. Точные данные получаем после конструктивного расчета (гл. 5). Гл. 2, 2, п. 17, формула (2. 25).
16. $U_{\text{В ср}} = 28,4 \text{ В}$. В формуле удваиваем ее последний член. Из приложения 3: $B_0 = 1,11$; для одного диода $r_{\text{пр}} = 2,4 \text{ Ом}$; $N_1 = N_2 = 1$. Было задано $U_{\text{В ср}} = 28,6 \text{ В}$, расхождение 0,7% вполне допустимо. Гл. 2, 2, п. 18, формула (2. 26).
17. $I_{\text{В ср. кр}} = 0,19 \text{ А}$. Внешняя характеристика будет иметь вид, подобный характеристике рис. 9, выходящей из точки 2. Гл. 2, 2, п. 18, формула (2. 28).
18. Находим ξ' по кривым рис. 22 для полученного $\epsilon_x = m_{\text{п}} \omega_c L_s / (2\pi R_{\text{н}})$. Гл. 2, 2, п. 19.
19. Уточняем $k_{\text{пВ}}$ по формуле (3. 14). Гл. 2, 2, п. 19.
20. Определяем $\eta_{\text{В}}$ для $U_{\text{В ср}} = 28,4 \text{ В}$; $P_{\text{с. а}}$ получаем из расчета трансформатора (гл. 5. 7). Гл. 2, 2, п. 20, формула (2. 29).
21. Определяем $\cos \varphi$. См. гл. 5, 7. Гл. 2, 2, п. 20.
- Пример 2.* Рассчитать выпрямитель, работающий на нагрузку с емкостной реакцией. Расчет фильтра к этому выпрямителю см. в гл. 3, 6 (пример 1).
- Исходные данные для расчета после выбора схемы выпрямителя и типа диодов, проведенных расчета фильтра и конструктивного расчета сглаживающего дросселя (эти расчеты приводятся в гл. 3): уточненное значение напряжения на выходе $U_{\text{В ср}} = 255 \text{ В}$; нагрузка на выпрямительную схему $I_{\text{В ср}} = 0,4 \text{ А}$; среднее значение тока через диод $I_{\text{В. ср}} = 0,2 \text{ А}$; действующее значение напряжения сети $U_{\text{с}} = U_{\text{I}} = 220 \text{ В}$; частота сети $f_{\text{с}} = 50 \text{ Гц}$; конденсатор К50-7 емкостью $C_0 = 200 \text{ мкФ}$ (с учетом возможного снижения — 140 мкФ); ориентировочные значения $r_{\text{пр}} \approx 8 \text{ Ом}$ и $r_{\text{тр}} \approx 33 \text{ Ом}$; угол сдвига фаз $\varphi = 16^\circ$; параметр $\epsilon_r/m_{\text{п}} = 0,029$; температура окружающей среды $T_{\text{окр}} = 40^\circ \text{С}$; схема Греча на диодах КД205А (по одному в плече); $m_{\text{II}} = 1$; $m_{\text{п}} = 2$.
1. $C_0 = 25 \text{ мкФ}$, $R_{\text{н}} = 640 \text{ Ом}$; $\zeta = 1$; $140 > 25$, нагрузка имеет емкостный характер. Гл. 2, 5, п. 1. Формула (1. 1).
2. $r_{\text{а}} = 38,5 \text{ Ом}$; $L_s = 0,034 \text{ Г}$; $\varphi = 16^\circ$; $\epsilon_r/m_{\text{п}} = 0,03$. Было задано в начале расчета фильтра $U_{\text{В ср}} = 278 \text{ В}$ по формуле (3. 23) на стр. 69, а получено $U_{\text{В ср}} = 255 \text{ В}$ (стр. 70), поэтому пересчитываем параметр $\epsilon_r/m_{\text{п}}$. Уточненное значение $P_{\text{В ср}} \approx 102 \text{ Вт}$. Гл. 2, 5, пп. 2 и 3. Формулы (2. 1), (2. 2), (2. 3) и (3. 18).
3. $E_{\text{II}} = 224 \text{ В}$; $I_{\text{В}} = 0,47 \text{ А}$; $i_{\text{В. макс}} = 1,43 \text{ А}$; $I_{\text{II}} = 0,66 \text{ А}$. Из рис. 11, а — ϵ для $\epsilon_r/m_{\text{п}} = 0,03$; $\varphi = 16^\circ$ находим: $\theta = 36^\circ$; $B = 0,88$; $D = 2,34$; $M = 0,14$. Гл. 2, 5, пп. 4, 5, 6, формулы (2. 34), (2. 35), (2. 36) и (2. 38).
4. $1,57 I_{\text{пр. доп}} = 0,77 \text{ А}$. Из приложения 1: $I_{\text{пр. доп}} = 0,5 \text{ А}$. Неравенство (2.39) соблюдено. Гл. 2, 5, п. 5.
5. $u_{\text{обр. макс}} = 316 \text{ В}$. Из приложения 1: $U_{\text{обр. доп}} = 500 \text{ В}$. Гл. 2, 5, п. 6, формула (2. 41).
6. Пригодность диода. Загрузка: по $I_{\text{пр}} — 40\%$, по $u_{\text{обр}} — 63\%$, из приложения 1: $T_{\text{окр. доп}} — \text{от } -60 \text{ до } +130^\circ \text{С}$. Диод пригоден. Гл. 2, 5, п. 7.
7. $P_{\text{II}} = 148 \text{ В} \cdot \text{А}$. Гл. 2, 5, п. 8. Формула (2. 22).
8. $I_{\text{I}} = 0,67 \text{ А}$. Гл. 2, 5, п. 9, формула (2.44).
9. $P_{\text{I}} = 148 \text{ В} \cdot \text{А}$. Гл. 2, 5, п. 10. Формула (2.23).
10. $P_T = 148 \text{ В} \cdot \text{А}$. Гл. 2, 5, п. 10. Формула (2.24).
11. $r_{\text{тр}} = 35 \text{ Ом}$, $X_{\text{тр}} = 13 \text{ Ом}$. Значения $r_{\text{тр}}$ и $X_{\text{тр}}$ ориентировочные. Точные данные получаем после конструктивного расчета (гл. 5). Гл. 2, 5, п. 11. Формула (2.25).

12. $\varphi = 17^\circ$. $r_a = 43$ Ом; считаем, что $r_{пр} \neq \varphi_1(I_{пр})$. Гл. 2, 5, п. 11. Формула (2.3).

13. $\gamma_0 = 0,068$. Внешняя характеристика, построенная по данным табл. 6, изображена на рис. 18. Она построена по формуле (2.45), значения $\cos \psi$ взяты из рис. 11, д. Гл. 2, 5, п. 12, формула (2.46).

14. $U_{В ср. ном} = 250$ В. Было задано 255 В. Расхождение на 2% — допустимо. Гл. 2, 5, п. 12, формула (2.45).

15. $k_{п в}$ уточнять не следует, так как ϵ_r не изменилось. Гл. 2, 5, п. 13.

16. $i_{нач. макс} = 7,4$ А. Гл. 2, 5, п. 14, формула (2.47).

17. $t_{нач} = 0,04$ с. C_0 принята равной 360 мкФ с учетом технологического разброса (табл. 9). Из рис. 12 $I_{нач. доп. макс} = 9$ А. Ток 7,4 А допустим. Гл. 2, 5, п. 14, формула (2.48).

6. Результаты расчета внешней характеристики

$I_{В ср. А}$	$\gamma_0 \cdot 10^{-3}$	$\cos \psi$	$U_{В ср. В}$
0	0	1,0	316
0,1	6,8	0,93	295
0,2	13,6	0,88	278
0,3	20,4	0,82	260
0,4	27,2	0,79	250
0,5	34,0	0,76	240
0,6	40,8	0,73	231

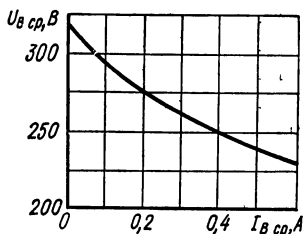


Рис. 18. Внешняя характеристика выпрямителя 260 В; 0,4 А.

18. Определяем $\eta_{В}$ для $U_{В ср} = 250$ В, $P_{с. а}$ получаем из расчета трансформатора (гл. 5, 7). Гл. 2, 5, п. 15. Формула (2.29).

19. Определяем $\cos \varphi$. См. гл. 5, 7. Гл. 2, 5, п. 15.

Пример 3. Рассчитать выпрямитель, работающий на активную нагрузку. Исходные данные для расчета: напряжение на выходе $U_{В ср} = 20$ В; нагрузка на выпрямительную схему $I_{В ср} = 50$ А; мощность на выходе $P_{В ср} = 1$ кВт; действующее значение напряжения сети $U_c = U_I = 220/380$ В; частота сети $f_c = 50$ Гц; коэффициент пульсаций $k_{п в} = 10\%$; температура окружающей среды $T_{окр} = 60^\circ$ С.

1. Данные схемы. Исходя из рекомендаций гл. 1, 2 и $k_{п в} = 10\%$, выбираем схему Ларионова. Для этой схемы: $k_{п в} = 5,7\%$; $m_{II} = 3$; $m_{п} = 6$. Обмотки соединяем по схеме звезда — звезда. Гл. 2, 3, п. 3.

2. $G = 1,15$. $I_{в ср.}/I_{В ср} = 0,333$. Из приложения 4, пользуясь коэффициентами для индуктивной нагрузки. Гл. 2, 2, п. 2.

3. $u_{обр. макс} = 23$ В. Гл. 2, 2, п. 2, формула (2.5).

4. $I_{в ср} = 16,7$ А. Гл. 2, 2, п. 2, формула (2.6).

5. Данные моста. Мост по схеме Ларионова. Из приложения 2 выбираем диод В-25 класса 1 группы Б. Такой диод при дутье 3 м/с имеет $I_{пр. доп} = 25$ А при $U_{пр} \leq 0,6$ В, $U_{обр. доп} = 100$ В, $T_{доп} = 140^\circ$ С. Загрузка диода по $I_{пр}$ — 67%, по $u_{обр}$ — 23% вполне приемлема. Всего шесть диодов, каждый на радиаторе МП-100, позволяющем рассеять мощность $P_{в} = 30$ Вт. Гл. 2, 2, п. 3.

6. $r_{пр} = 0,029$ Ом. Для одного диода. Гл. 2, 2, п. 4, формула (2.9).

7. $r_a = 0,074$ Ом; $L_s = 15 \cdot 10^{-6}$ Г. Исходя из гл. 5, 5 для $P_{В ср} = 1$ кВт и $f_c = 50$ Гц; получаем $B_{макс} = 1,65$ Т; $R_H = 0,4$ Ом; $r_{пр}$ и $r_{тр}$ удваиваем.

Из табл. 4 для индуктивной реакции нагрузки: $k_r = 2,5$; $k_L = 1,0$; $s = 3$. Гл. 2, 2, п. 4. Формулы (2.1) и (2.2).

8. $U_{B \text{ ср. х. х}} = 24,2$ В. Последний член в формуле удваиваем с учетом соединения вторичной обмотки звездой. Гл. 2, 2, п. 5, формула (2.10).

9. $u_{\text{обр. макс}} = 25,3$ В. Из приложения 4: $G_0 = 1,047$. Выбранный диод выдерживает 100 В. Гл. 2, 2, п. 6, формула (2.11).

10. $E_{II} = 10,4$ В; $I_{II \text{ ср}} = 0$; $I_B = 27,5$ А; $i_{B \text{ макс}} = 52,5$ А. Из приложения 4: $B_0 = 0,43$; $I_{II \text{ ср}}/I_{B \text{ ср}} = 0$; $I_B/I_{B \text{ ср}} = 0,55$; $i_{B \text{ макс}}/I_{B \text{ ср}} = 1,05$. Гл. 2, 2, п. 7, формулы (2.12) — (2.15).

11. $NP_B = 130$ Вт. Один диод рассеивает $130/6 \approx 22$ Вт, следовательно, выбранный радиатор на 30 Вт подходит. Гл. 2, 2, п. 8, формула (2.16).

12. $\eta_B = 0,89$; $I_{II} = 36,2$ А; $I_I = 1,71$ А. Из табл. 5 $k_p \approx 1$; $\xi_{II} = 0,97$; $\xi_I = 0,97$. Гл. 2, 2, пп. 10 и 11, формулы (2.17) — (2.19).

13. $P_{II} = 1130$ В · А. Гл. 2, 2, п. 14, формула (2.22).

14. $P_I = 1130$ В · А. Гл. 2, 2, п. 15, формула (2.23).

15. $P_T = 1130$ В · А. Гл. 2, 2, п. 16, формула (2.24).

16. $r_{\text{тр}} = 0,006$ Ом; $X_{\text{тр}} = 1 \cdot 10^{-2}$ Ом. Гл. 2, 2, п. 17, формула (2.25). Значения $r_{\text{тр}}$ и $X_{\text{тр}}$ ориентировочные, точные данные получаем после конструктивного расчета (гл. 5).

17. $U_{B \text{ ср}} = 19,7$ В. Из приложения 3: $B_0 = 0,43$; $N_1 = N_2 = 1$; $r_{\text{пр}} = 0,029$ Ом. Было задано $U_{B \text{ ср}} = 20$ В, расхождение 1,5% вполне допустимо. Внешняя характеристика — прямая, проходящая через точки ($I_{B \text{ ср}} = 0$, $U_{B \text{ ср}} = U_{B \text{ ср. х. х}} = 24,2$ В) и ($I_{B \text{ ср}} = 50$ А, $U_{B \text{ ср}} = 19,7$ В). Гл. 2, 2, п. 18, формула (2.27).

18. Определяем η_B для $U_{B \text{ ср}} = 19,7$ В; $P_{\text{с. а}}$ получаем из расчета трансформатора (гл. 5, 7). Гл. 2, 2, п. 20, формула (2.29).

19. Определяем $\cos \varphi$. См. гл. 5, 7. Гл. 2, 2, п. 20.

Пример 4. Рассчитать выпрямитель для зарядки аккумуляторов. Исходные данные для расчета: батарея типа С-6 в количестве шести банок заряжается автоматически. В начале заряда $U_{\text{нач}} = 6 \cdot 2,15 = 12,9$ В; $I_{\text{нач}} = 36$ А; в конце заряда $U_K = 6 \cdot 2,7 = 16,2$ В; $I_K = 18$ А. Мощность, развиваемая выпрямителем, $P_{B \text{ нач}} = 465$ Вт. Нагрузочное сопротивление $R_{\text{н. нач}} = 0,36$ Ом. Напряжение сети $U_c = U_I = 220$ В; частота сети $f_c = 50$ Гц. Температура окружающей среды $T_{\text{окр}} = 20^\circ \text{С}$.

1. Данные схемы. Исходя из рекомендаций гл. 1, 2, выбираем схему Греча, откуда $m_{II} = 1$; $m_{\text{н}} = 2$. Гл. 2, 6, п. 1.

2. Режим работы. Так как $m_{\text{п}} < 3$, то будет дополнительная отсечка фазного тока — второй режим работы. Гл. 2, 6, п. 1.

3. $I_{B \text{ ср}} = 18$ А. Из приложения 4: $I_{B \text{ ср}}/I_{B \text{ ср}} = 0,5$. Гл. 2, 6, п. 2. Формула (2.6).

4. $u_{\text{обр. макс}} = 22,2$ В. Из приложения 4: $G = 1,72$ (все коэффициенты берем из графы «реакция нагрузки активная»). Гл. 2, 6, п. 3, формула (2.58).

5. Данные моста. Мост по схеме Греча. Из приложения 2 выбираем диод В-25 класса I группы Б. Такой диод при дуте 3 м/с имеет $I_{\text{пр. доп}} = 25$ А при $U_{\text{пр}} \leq 0,6$ В, $U_{\text{обр. доп}} = 100$ В, $T_{\text{доп}} = 140^\circ \text{С}$. Загрузка диода по $I_{\text{пр}}$ — 72%, по $U_{\text{обр}}$ — 22% вполне приемлема. Всего четыре диода, каждый на радиаторе МП-100, позволяющем рассеять мощность 30 Вт (см. гл. 2, 2, п. 3). Гл. 2, 6, п. 4.

6. $r_{\text{пр}} = 0,029$ Ом. Для одного диода. Гл. 2, 6, п. 5, формула (2.9).

7. $r_a = 0,07$ Ом; $L_s = 3,4 \cdot 10^{-5}$ Г. Исходя из гл. 5, 5 для $P_{B \text{ ср}} = P_{B \text{ нач}} = 465$ Вт и $f_c = 50$ Гц, получаем $B_{\text{макс}} = 1,65$ Т. Из табл. 12 выби-

раем для трансформатора с минимальной массой броневую конструкцию как более технологичную. Из табл. 4 (берем величины для емкостной реакции) $k_r = 3,5$ и $k_L = 5,0$; $p = 2$; $s = 1$. Гл. 2, 6, п. 6. Формулы (2.1) и (2.2).

8. $\varphi = 9^\circ$. Гл. 2, 6, п. 6. Формула (2.3).

9. $\epsilon_r/m_\Pi = 0,1$. Гл. 2, 6, п. 7, формула (2.59).

7. Результаты расчета внешней характеристики

I_B ср, А	$\gamma_0 \cdot 10^{-3}$	$\cos \psi$	U_B ср, В	Заданные U_B ср В	Расхождение, %
0	0	1	20,1	—	—
10	18,5	0,84	17	—	—
18	33,3	0,77	15,5	16,2	4,3
20	37	0,74	15	—	—
30	55,5	0,68	13,6	—	—
36	66,6	0,64	12,9	12,9	Нет
40	74	0,62	12,5	—	—

10. $E_{II} = 14,2$ В; $I_B = 37$ А; $i_{в. \max} = 100$ А. Из рис. 11, а—г для $\epsilon_r/m_\Pi = 0,1$ и $\varphi = 9^\circ$ находим: $\theta = 50^\circ$; $B = 1,1$; $D = 2,05$; $M = 0,182$. Гл. 2, 6, п. 8. Формулы (2.34), (2.35) и (2.36).

11. $I_{II} = 52,5$ А. Гл. 2, 6, п. 8. Формула (2.38).

12. $1,57$. $I_{пр. \text{ доп}} = 39$ А. Неравенство (2.39) соблюдено. Гл. 2, 6, п. 8.

13. Пригодность диода определена в п. 5 настоящего расчета. Гл. 2, 6, п. 9.

14. $P_{II} = 75$ Вт. Гл. 2, 6, п. 9. Формула (2.22).

15. $I_I = 3,4$ А. Гл. 2, 6, п. 9. Формула (2.44).

16. $P_I = 75$ Вт. Гл. 2, 6, п. 9. Формула (2.23).

17. $P_T = 75$ Вт. Гл. 2, 6, п. 9. Формула (2.24).

18. $r_{тр} = 0,016$ Ом; $X_{тр} = 0,012$ Ом. Значения $r_{тр}$ и $X_{тр}$ ориентировочные. Точные данные будут получены после конструктивного расчета (гл. 5). Гл. 2, 6, п. 9. Формула (2.25).

19. $\gamma_0 = 0,00185 I_B$ ср; $r_a = 0,074$ Ом с учетом $2 r_{пр}$. Внешняя характеристика изображена сплошной линией на рис. 19 (табл. 7). Она построена по формуле (2.45), значения $\cos \psi$ взяты из рис. 11, д. Гл. 2, 6, п. 10. Формула (2.46).

20. $I_k = 14$ А. Получаем из внешней характеристики при $U_k = 16,2$ В. Гл. 2, 6, п. 10, формула (2.45).

21. $I_{нач} = 36$ А. Получен из внешней характеристики при $U_{нач} = 12,9$ В. Несмотря на небольшое расхождение по напряжению в конце заряда (4,3%), ток I_k отличается от зарядного тока на 4 А (22%). Это расхождение закономерно, его можно уменьшить, если увеличить напряжение E_{II} . При этом вся

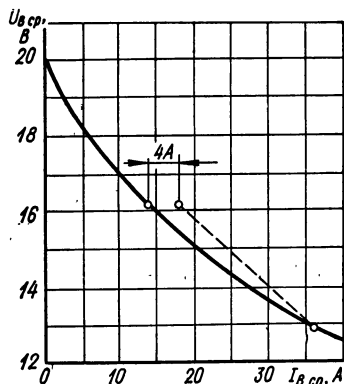


Рис. 19. Внешняя характеристика выпрямителя и заданная зарядная вольт-амперная характеристика аккумулятора (---).

характеристика сдвинется вправо и появится расхождение в токе $I_{\text{нач}}$. Гл. 2, 6, п. 10, формула (2.45).

22. Определяем η_B для полученного $I_{B \text{ ср}}$ при $U_{\text{нач}} = 12,9 \text{ В}$. $P_{\text{с. а}}$ получаем из расчета трансформатора (гл. 5, 7). Гл. 2, 6, п. 11. Формула (2.29).

23. Определяем $\cos \phi$ (см. гл. 5, 7). Гл. 2, 6, п. 11.

Глава 3

РАСЧЕТ СГЛАЖИВАЮЩИХ LCR-ФИЛЬТРОВ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Фильтры различают по элементам, из которых они состоят, схеме соединения этих элементов и количеству звеньев (рис. 20)*. Фильтры могут быть Г- или П-образными. Последние имеют на входе конденсатор CO . П-образный фильтр — это двухзвенный фильтр, состоящий из емкостного (первое) и Г-образного (второе) звеньев. Фильтр индуктивный (рис. 20, *з*) также Г-образный, его последовательный элемент Z_1 , это индуктивность L , а параллельный — сопротивление R_n . Исключение из этой классификации составляет емкостный фильтр (рис. 20, *в*), который рассматривается как элемент, отнесенный к выпрямителю**.

Чем выше гармоника выпрямленного напряжения, тем меньше ее амплитуда U_{qm} и меньше коэффициент пульсаций по этой гармонике на выходе схемы выпрямления $k_{пвq}$. Все типы фильтров, кроме резонансных, хуже ослабляют низкие частоты. Поэтому фильтрующие свойства определяют коэффициентом сглаживания K для первой гармоники

$$K_1 = k_{пв1}/k_{п.ф1}, \quad (3.1)$$

где $k_{пв1}$, $k_{п.ф1}$ — коэффициенты пульсаций по первой гармонике на выходе соответственно выпрямителя и фильтра (в дальнейшем индекс «1» будем опускать).

Коэффициент сглаживания можно выразить через коэффициент фильтрации k_ϕ и коэффициент передачи постоянной составляющей напряжения со входа на выход фильтра λ :

$$K = k_\phi \lambda, \quad (3.2)$$

где

$$k_\phi = U_{Bm}/U_{\phi m}; \quad (3.3)$$

$$\lambda = U_{\phi. \text{ ср}}/U_{B \text{ ср}}. \quad (3.4)$$

Коэффициенты пульсаций на выходе соответственно выпрямителя и фильтра

$$k_{пв} = U_{Bm}/U_{B \text{ ср}}; \quad k_{п.ф} = U_{\phi m}/U_{\phi. \text{ ср}}. \quad (3.5)$$

* Транзисторные фильтры рассматриваются в гл. 4.

** Хотя и он Г-образный, его последовательное звено — это сопротивление выпрямителя r_B .

Иногда вместо $U_{Вт}$ и $U_{фн}$ пользуются среднеквадратичным значением U_{\sim} . Если у потребителя одна из рабочих частот близка к одной из гармоник выпрямленного напряжения, то коэффициент сглаживания следует определять также и для этой гармоники. Если потребитель работает в области звуковых частот, то следует определить коэффициенты сглаживания для всех гармоник, попадающих в эту область, а их действие учесть, приняв во внимание пссфометрические коэффициенты [16].

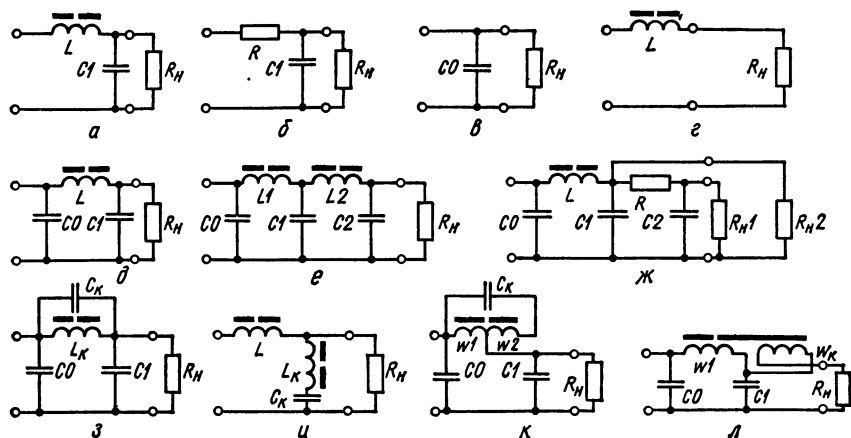


Рис. 20. Схемы сглаживающих фильтров:

а — индуктивно-емкостного; б — активно-емкостного; в — емкостного; г — индуктивного; д — двухзвенного (первое звено — емкостное, второе — индуктивно-емкостное); е — трехзвенного (первое звено — емкостное, второе и третье — индуктивно-емкостные); ж — трехзвенного (первое звено — емкостное, второе — индуктивно-емкостное, третье — активно-емкостное); з — двухзвенного (первое звено — емкостное, второе — резонансное с последовательно включенным контуром); и — резонансного с параллельно включенным контуром; к — такого же, как и на рис. з, но с автотрансформаторным включением емкости контура; л — двухзвенного (первое звено — емкостное, второе — индуктивно-емкостное с компенсацией переменной составляющей на выходе с использованием унифицированного дросселя).

Величина λ в большой мере определяет КПД фильтра

$$\eta_{\phi} = P_{\phi, \text{ср}} / P_{В \text{ср}} = I_{\phi, \text{ср}} \lambda / I_{В \text{ср}}. \quad (3.6)$$

В LCR -фильтрах $I_{В \text{ср}} = I_{\phi, \text{ср}}$ и $\eta_{\phi} = \lambda$. В транзисторных фильтрах $I_{В \text{ср}}$ может превышать $I_{\phi, \text{ср}}$ и поэтому следует пользоваться формулой (3.6).

Для получения меньших значений напряжения $U_{В \text{ср}}$, которое оказывает влияние на выбор диода и на рабочее напряжение конденсатора $C0$ на выходе схемы выпрямления, λ должна быть ближе к единице. Дроссели сглаживающих фильтров, как и силовые трансформаторы, имеют поля рассеяния, для уменьшения влияния которых следует принимать меры, описанные в гл. 6,2. Наличие

конденсатора CO , независимо от присутствия в схеме индуктивности L , предопределяет емкостный характер нагрузки. Если конденсатор CO отсутствует, то при индуктивно-емкостном фильтре нагрузка на схему выпрямления будет индуктивной, только если $L > L_{\min}$ [см. формулу (2.4)], что, как правило, выполняется.

Выбор схемы фильтра тесно связан со схемой выпрямления и поэтому частично рассмотрен в гл. 1.2. Емкостный фильтр целесообразнее применять при малых нагрузках и когда $m_n = 1$ и 2; индуктивный — при больших нагрузках и $m_n \geq 3$. И. И. Белопольский [5] рекомендует при изменении нагрузки в диапазоне от 85 до 100% применять любую схему фильтра, при изменении нагрузки от 50 до 100% — как Г-образный (рис. 20, а), так и П-образный фильтр (рис. 20, б), а при изменении нагрузки от 10 до 100% — только Г-образный фильтр.

Коэффициент пульсаций на выходе выпрямительной схемы (на входе фильтра) при нагрузке с индуктивной реакцией, если пренебречь явлением перекрытия фаз, при $m_n \geq 2$

$$k_{пвq} = 2/(q^2 m_n^2 - 1); \quad (3.7)$$

при $m_n = 1$

$$k_{пвq} = 2 \cos(q\pi/2)/(q^2 - 1) \quad (3.8)$$

(для $q = 1$, $k_{пв} = 1,57$), не зависит от элементов фильтра и для заданного m_n является неизменной величиной.

При работе на нагрузку с емкостной реакцией

$$k_{пвq} = k_{пвq_0} \xi, \quad (3.9)$$

где

$$k_{пвq_0} = 6,36/qm_n \zeta R_n C_0 \quad (3.10)$$

— коэффициент пульсаций по q -й гармонике в выпрямителе без потерь. (R_n — в кОм, C_0 — в мкФ); ξ — поправочный множитель, учитывающий потери в выпрямителе, который является функцией qm_n , r_a/R_n и φ ; r_a — сопротивление потерь в выпрямителе; $\zeta = f_c/50$.

Из формул (3.9) и (3.10) следует, что изменение емкости конденсатора CO может в больших пределах влиять на коэффициент пульсаций на выходе выпрямительной схемы и довести его до величины во много раз меньшей, чем при работе на индуктивную нагрузку. Однако при наличии конденсатора CO возрастают как токи I_{II} , так и $i_{в. макс}$ (см. приложение 4), что нежелательно.

Из анализа схемы П-образного фильтра (рис. 20, б) следует, что наибольший коэффициент сглаживания K будет при $C_0 = C_1$. Однако это условие не критично, например, если $0,5 C_1 \leq C_0 \leq 2C_1$, то K уменьшится по сравнению с наибольшим значением только на 10%. Изменение C_0 влияет не только на фильтрацию, но также и на величину $U_{в ср}$.

Маломощные выпрямители, как правило, двухпульсационные с фильтрами, которые показаны на рис. 20, а и д. Если в Г-образном и П-образном фильтрах применять одну и ту же емкость $2C_1$ (в П-образном фильтре ее делят на две равные C_0 и C_1), то при $f_c = 50$ Гц получаем

$$k_{п.ф}^{(n)}/k_{п.ф}^{(r)} \approx 15/(2C_1R_n), \quad (3.11)$$

где R_n — в кОм, а C_1 — в мкФ. Обычно R_n — несколько килоом, а C_1 — несколько десятков микрофарад, поэтому коэффициент пульсаций на выходе П-образного фильтра $k_{п.ф}^{(n)}$ будет в несколько раз меньше, чем на выходе Г-образного $k_{п.ф}^{(r)}$. При $f_c = 400$ Гц выигрыш от применения П-образного фильтра будет еще заметнее.

Многозвенные фильтры обычно состоят из одинаковых звеньев, если выпрямитель питает одну цепь (рис. 20, е). Если выпрямитель питает цепи с резко различающимся потреблением (на порядок и более) и менее мощная цепь работает при меньшем напряжении, есть смысл применять разные звенья, как это показано на рис. 20, ж. В этой схеме сопротивление R является не только элементом фильтра, но и элементом делителя напряжения, что дает возможность звену $RC2$ работать при малом λ и обеспечить большой K . Сравнивая коэффициенты фильтрации однозвенного и многозвенных фильтров между собой с учетом того, что разделение элементов между отдельными звеньями удорожает фильтр и увеличивает его размеры, получаем, что при $k_\Phi \geq 50 \dots 60$ двухзвенный LC-фильтр экономичнее однозвенного, а при $k_\Phi \geq 1500 \dots 1700$ трехзвенный LC-фильтр экономичнее двухзвенного.

Резонансные фильтры имеют высокий коэффициент сглаживания K на одной (резонансной) частоте, требуют настройки в резонанс, эффективно фильтруют лишь одну из гармоник и непригодны при изменяющейся нагрузке, так как индуктивность L_k (см. рис. 20, з) зависит от тока $I_{вср}$. Фильтр, схема которого изображена на рис. 20, з («фильтр-пробка»), уменьшает L_k по сравнению с L в фильтре, показанном на рис. 20, д, в десятки раз:

$$L_k = \sqrt{Lr_k/m_n\omega_c}, \quad (3.12)$$

где r_k — собственное активное сопротивление контура (обычно порядка десятков ом).

Такой фильтр применяют, когда R_n составляет сотни и тысячи ом. Если емкость C_k желательно уменьшить, то ее включают по автотрансформаторной схеме (рис. 20, к). Коэффициент трансформации n выбирают таким, чтобы полностью использовать рабочее напряжение конденсатора. При этом требуемая емкость будет равна C_k/n^2 . Обмотку $\omega 2$ наматывают проводом значительно тоньше, чем обмотку $\omega 1$, и размеры дросселя возрастают незначительно.

Такой резонансный фильтр удобен в передвижных устройствах, но это возможно только тогда, когда они питаются от электросети с $f_c = \text{const}$. Если R_n мало — единицы и десятки ом, целесообразно применять режекторный фильтр (рис. 20, *и*). Резонансные фильтры не следует применять в многофазных выпрямителях, если не гарантирована симметрия трехфазного питающего источника. При необходимости следует проверить, как фильтрует резонансный фильтр высшие гармонические составляющие выпрямленного напряжения.

Широко применяются фильтры с компенсационной обмоткой (рис. 20, *л*). Дроссель такого фильтра состоит из основной обмотки ωl и компенсационной ω_k . Если удовлетворить условие

$$\omega_k = \omega_1 / [L_1 C_1 (m_n \omega_c)^2], \quad (3.13)$$

где L_1 — индуктивность обмотки ωl , то напряжения по основной гармонике пульсаций на конденсаторе $C1$ и на катушке ω_k будут равны и противоположны по фазе. Остаются некомпенсированными высшие гармонические составляющие, которые индуктированы в обмотке ω_k из обмотки ωl . Чем ближе форма напряжения на конденсаторе $C0$ к синусоидальной, тем эффективнее работает звено с компенсационной обмоткой. Исходя из этого, А. М. Бамдас и Ю. А. Савиновский [4] рекомендуют применять после $C0$ двухзвенный фильтр с компенсационной обмоткой только во втором звене. При включении дросселей с компенсационной обмоткой увеличивается коэффициент сглаживания от 2 до 3 раз. Такие дроссели нормализованы и серийно выпускаются отечественной промышленностью (см. приложение 5). Фильтр с компенсационной обмоткой необходимо настраивать, подбирать емкость конденсатора $C1$ и количество витков ω_k (для чего обмотка ω_k выполняется с отводами). Если меняется ток $I_{ф. ср.}$, то изменится величина L_1 и, согласно формуле (3.13), компенсация нарушается. Поэтому такие фильтры надо применять при $I_{ф. ср} = \text{const}$.

Индуктивность, указанная в паспорте дросселя, обеспечивается, если переменная составляющая магнитной индукции не превышает 0,2 Т. Исходя из этой величины, для каждого дросселя в ТУ приводится допустимое действующее значение переменного напряжения на частоте 50 Гц. С ростом частоты пульсации это напряжение может быть увеличено пропорционально возрастанию частоты. Превышение этой величины напряжения приводит к уменьшению индуктивности дросселя. Такой же эффект получается при применении дросселя в цепях с током, меньше номинального, установленного для дросселя. В этом случае немагнитный зазор в магнитопроводе уже не соответствует оптимальному.

Активно-емкостный фильтр применяют при токах порядка нескольких миллиампер и напряжениях несколько сотен — тысяч вольт.

Дроссельный фильтр применяют при токах порядка десятков и сотен ампер.

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ФИЛЬТРАМ, И ПОРЯДОК ИХ РАСЧЕТА

В технических требованиях на сглаживающие фильтры должны быть отражены:

- коэффициент сглаживания K ;
- уменьшение постоянной составляющей напряжения в фильтре ($1 - \lambda$) или КПД η_{ϕ} ;
- выходное сопротивление в диапазоне частот (обычно задается, если после фильтра нет стабилизатора);
- температура окружающей среды;
- искажения, вносимые фильтром в работу потребителя;
- перенапряжения и сверхтоки во время переходных процессов;
- внешние поля, создающие помехи работе потребителя;
- размеры, масса и стоимость;
- надежность.

Исходными данными для расчета являются: напряжение на выходе фильтра $U_{\phi, \text{ср}}$, нагрузка на фильтр $I_{\phi, \text{ср}}$, коэффициент пульсаций на выходе фильтра $k_{п. \phi}$ (или амплитудное значение первой гармоники переменной составляющей напряжения $U_{\phi m}$), падение постоянной составляющей напряжения на фильтре $\Delta U_{\phi, \text{ср}}$ (иногда не задается) или КПД η_{ϕ} , выходное сопротивление $z_{\text{вых}}$ или степень искажения полезного сигнала у потребителя, частота сети f_c , число фаз m , пределы изменения температуры окружающей среды $T_{\text{окр. мин}}$ и $T_{\text{окр. макс.}}$.

Если величина $k_{п. \phi}$ не задается, а должна быть установлена проектировщиком, то ее выбирают в зависимости от потребителя из табл. 8, где приведены коэффициенты пульсаций $k_{п. н}$ на зажимах потребителя. Следует иметь в виду, что большинство стабилизаторов, включаемых за фильтром, не только стабилизируют, но и фильтруют, а поэтому $k_{п. \phi} = k_{п. с} K_c$, где $k_{п. с} = k_{п. н}$ коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора; K_c — коэффициент сглаживания стабилизатора. Если стабилизатор отсутствует, то $k_{п. \phi} = k_{п. н}$.

Для расчета фильтра надо знать коэффициент фильтрации k_{ϕ} , который определяется по величине $k_{пв}$ [см. формулы (3.1) и (3.2)], поэтому, если схема выпрямления не задана, то ее необходимо выбрать, чтобы найти $k_{пв}$. Сообразно с принятым в книге вторым методом расчета электропитающего устройства (см. гл. 1, 3), он начинается с фильтра и производится в следующем порядке:

1. Выбираем тип фильтра, увязав его со схемой выпрямления и родом нагрузки на последнюю.

2. Определяем коэффициент пульсаций на выходе схемы выпрямления $k_{пв}$ (или амплитудное значение $U_{вм}$) и коэффициент сглаживания K , который должен обеспечить фильтр.

3. Определяем значения элементов, входящих в схему фильтра, и выбираем их тип. Если нужно, производим конструктивный расчет дросселя (см. гл. 6) и находим его сопротивление $r_{др}$.

8. Ориентировочные величины допустимых коэффициентов пульсаций для различных потребителей

Потребители	Допустимый коэффициент пульсаций $k_{п. н.} \%$
Микрофонные цепи	0,00001
Входные цепи магнитофонов	0,00001
Задающие генераторы радиопередатчиков	0,0001—0,001
Ступени усиления высокой и низкой частот радиовещательных приемников и усилителей	0,01—0,1
Мощные ступени усилителей низкой частоты (однотактная схема)	0,05—0,1
Анодные цепи электронно-лучевых трубок	0,1—0,5
Промежуточные ступени радиотелеграфных передатчиков	0,2—0,5
Мощные ступени усилителей низкой частоты (двухтактная схема) и радиотелеграфных передатчиков	0,5—0,3
Элементы логики типа ДТЛ и ТТЛ для дискретных схем	5—10 ¹

¹ В эти цифры входит также величина нестабильности питающего напряжения.

Примечание. Согласно ГОСТ 19157—73, в радиоэлектронной аппаратуре $k_{п. н}$ менее 0,1% считают малым, от 0,1 до 1% — средним и свыше 1% — большим.

4. Определяем падение напряжения в фильтре $\Delta U_{ф. ср}$ и напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в. ср}$.

После определения $U_{в. ср}$ можно рассчитать схему выпрямления согласно изложенному в гл. 2.

При определении $k_{пв}$ следует учитывать особенности, связанные с характером реакции нагрузки фильтра на выпрямитель. При индуктивной или активной реакции нагрузки $k_{пв}$ определяется только значением m_n , зависящим от схемы выпрямления, и находится по формулам (3.7) и (3.8). Поэтому перед расчетом фильтра предварительно выбираем схему выпрямления.

При емкостном характере нагрузки (на входе фильтра есть конденсатор C_0) $k_{пв}$ зависит не только от схемы выпрямления и от емкости C_0 , но и от сопротивлений трансформатора $r_{тр}$ и диода $r_{пр}$ [см. формулы (3.9) и (3.10)]. Поэтому перед расчетом такого фильтра предварительно выбираем схему выпрямления и определяем m_n , а кроме того, проводим ряд предварительных расчетов в следующем порядке. Принимаем, исходя из рис. 21, ориентировочное значение падения напряжения в элементах фильтра $\Delta U_{ф. ср}$ [13], необходимое для определения обратного напряжения на диоде $u_{обр. макс}$. Для определения $u_{обр. макс}$ пользуются коэффициентом G (см. приложение 4) для емкостной нагрузки и формулой (2.5). Определяем среднее значение тока $I_{в. ср}$ по формуле (2.6). По величинам $I_{в. ср}$, $u_{обр. макс}$ и $T_{окр}$ ориентировочно выбираем тип диода, пользуясь рекомендациями гл. 2.2 и приложе-

ниями 1 и 2. Определяем $r_{пр}$ по формуле (2.9). Находим $r_{тр}$, r_a , L_s и φ [см. формулы (2.1) — (2.3)]. Зная r_a , m_n , φ и $R_n = U_{в\text{ ср}}/I_{в\text{ ср}}$, находим по формуле (3.9) коэффициент $k_{пв}$. При этом выбираем конденсатор CO приемлемой величины, пользуясь приложениями 6, 7 и 8.

Остановимся подробнее на определении величины $k_{пв}$. Если выпрямитель работает на нагрузку с индуктивной реакцией, то $k_{пв}$ определяем по формулам (3.7) и (3.8). При больших индуктив-

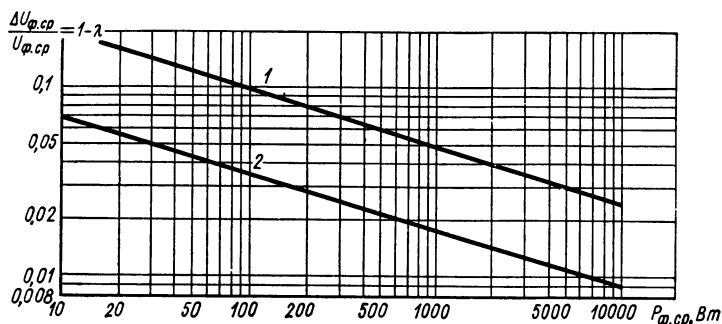


Рис. 21. Графики зависимости относительного падения напряжения в сглаживающем индуктивно-емкостном фильтре для разных выпрямленных мощностей:

1 — при частоте сети $f_c = 50$ Гц; 2 — при $f_c = 400$ Гц. При применении унифицированных дросселей с номером свыше ста (1 — λ) следует уменьшить вдвое.

ностях рассеяния L_s или наличии фазных дросселей вследствие перекрытия фаз величина $k_{пв}$ возрастает:

$$k_{пв} = k_{пв_0} \xi', \quad (3.14)$$

где $k_{пв_0}$ — коэффициент пульсаций без учета поправки на L_s , определяемый по формулам (3.7) и (3.8); ξ' — поправочный множитель (рис. 22), зависящий от угла перекрытия γ_x или $\epsilon_x = m_n \omega_c L_s / 2\pi R_n$.

При работе выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией $k_{пв}$ определяем по формуле (3.9), куда входит поправочный множитель ξ . Для нахождения этого множителя в схемах, в которых влиянием индуктивности рассеяния трансформатора $L_{тр}$ можно пренебречь, на рис. 23 показаны графики $\xi = \psi(q\epsilon_r)$, где $\epsilon_r = r_a/R_n$, а $r_a = r_{пр} + r_{тр}$. На этих графиках сплошные линии проведены до точек, где угол отсечки фазного тока $\theta = \pi/(qm_n)$ (при $q = 1$). Таким образом, этими участками кривых можно пользоваться для подсчета ξ на первой гармонике. Например, для $qm_n = 6$ — только для первой гармоники при $m_n = 6$. Участками кривых, показанными штрихами, можно пользоваться для определения ξ на высших гармониках в других схемах. Например, по кривой $qm_n = 6$ — для второй гармоники в трехпульсационной, для

третьей — в двухпульсационной и для шестой — в однопульсационной схемах. На рис. 24 показаны графики $\xi = \psi(\varepsilon_r/m_n)$ при параметре φ [см. формулу (2.3)], по которым можно определить поправочный множитель для первой гармоники в схемах, где нужно учесть влияние индуктивности рассеяния трансформатора.

Если величиной $k_{пв}$ задаются, то емкость C_0 находят из формулы (3.10).

Дроссель и конденсаторы фильтра. При расчете LC_1 -фильтра (Г-образного индуктивно-емкостного звена) на величину K влияет произведение LC_1 . Если фильтр однозвенный и нет конденсатора

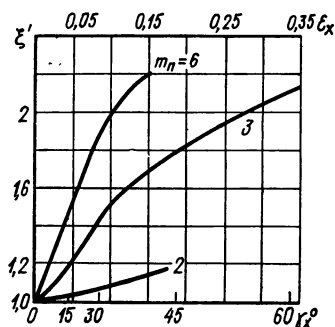


Рис. 22. Графики для учета влияния перекрытия фаз на коэффициент пульсаций при индуктивной нагрузке.

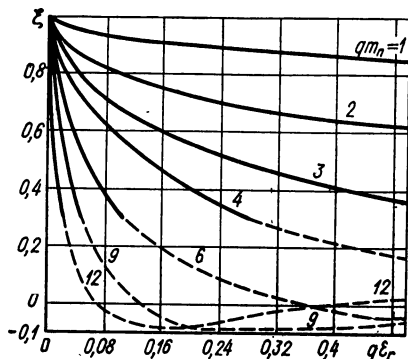


Рис. 23. Графики для учета влияния потерь в выпрямителе на коэффициент пульсаций при емкостной нагрузке.

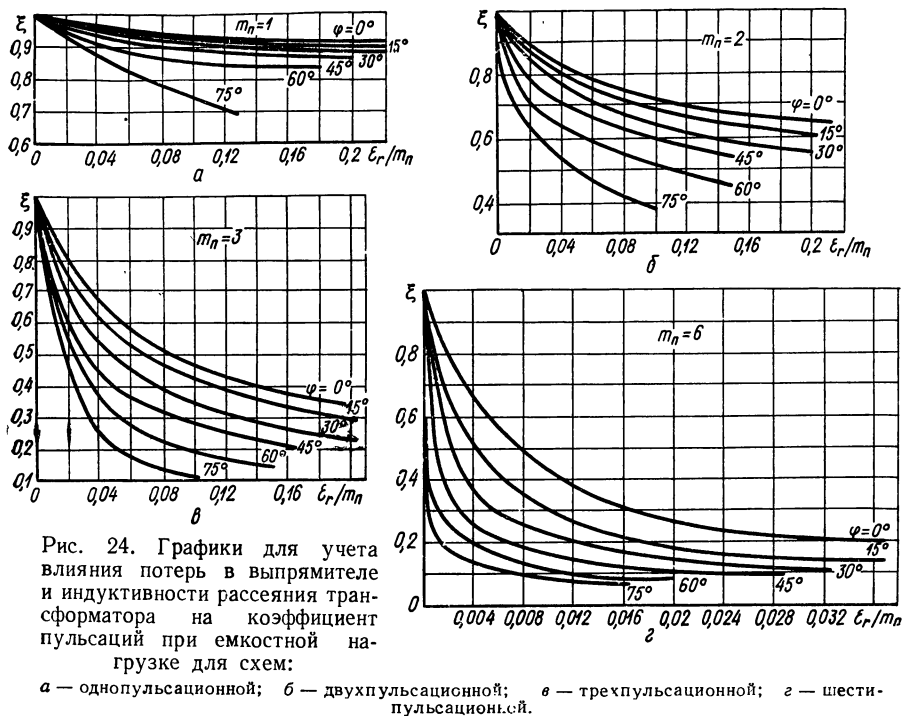
C_0 , то индуктивность L должна быть равна или больше, чем $L_{мин}$ из формулы (2.4).

Размеры дросселя и конденсатора определяются энергией, запасенной в них. Энергия магнитного поля дросселя пропорциональна квадрату тока, а энергия электрического поля конденсатора — квадрату напряжения. Исходя из этого, при больших $I_{в ср}$ и малых $U_{в ср}$ следует ограничить L до $L_{мин}$. Емкость C_1 должна быть такой, чтобы обеспечить получение нужной величины LC_1 .

При высоких напряжениях $U_{в ср}$ и малых токах $I_{в ср}$, исходя из экономических соображений, следует ограничить C_1 , и необходимую величину LC_1 обеспечить за счет большого L . В этом случае L обычно значительно больше, чем $L_{мин}$ из формулы (2.4). Дроссель такого фильтра будет экономичным, так как вследствие малого тока $I_{в ср}$ можно намотать обмотку тонким проводом и уменьшить размеры стального магнитопровода.

Если фильтр П-образный с емкостью C_0 , то C_1 и L могут быть произвольными, лишь бы обеспечивалась нужная величина LC_1 при условии, что $x_L > R_n > x_C$. Конденсатор фильтра может быть бумажный или электролитический, так как постоянная со-

ставляющая напряжения на нем значительно больше переменной. Бумажные конденсаторы более долговечны и не теряют части своей емкости со временем как электролитические, которые, однако, дешевле и имеют меньшие размеры. Кроме того, экономически выгоднее увеличивать емкость электролитических конденсаторов, чем индуктивность дросселя. Вопросы оптимизации фильтров рассматриваются в работах [11 и 12]. Параметры некоторых современ-



ных типов фильтровых электролитических конденсаторов приведены в приложениях 6, 7 и 8. Конденсаторы КЭ, ЭМ, ЭГЦ и КЭГ морально устарели и в новых разработках использовать их не рекомендуется [19]. Данные этих конденсаторов приведены в работе [7].

Для каждого типа конденсатора существует допустимый коэффициент пульсаций k_n , приведенный в приложениях 6, 7 и 8. С повышением частоты пульсации k_n падает. Могут быть такие случаи, когда емкость C_0 приходится увеличивать только для того, чтобы, уменьшив значение $k_{пв}$, довести его до допустимой величины k_n на конденсаторе C_0 . С этой же целью можно применять конденсаторы с большим рабочим напряжением.

Конденсатор следует выбирать с учетом технологического разброса параметров, допустимых температурных пределов, уменьшения его емкости в зависимости от срока службы, температуры

9. Эксплуатационные данные

Тип	Технологический разброс		Уменьшение емкости при температуре		Гарантийный срок службы и уменьшение емкости к его концу	
	—%	+%	T, °C	%	ч	%
K50-3	20	80 ¹	—40 ³	50	5000	20
	20	50 ²	—60 ⁴	50	10000 ⁵	20
K50-6	20	80	—10	5—40 ⁷	5000	—
K50-7	20	80	—	—	5000	—
K50-9	10	100	—20 +60	50 40	1000— —2000 ⁹	—
K50-12	20	80	—20 +70	30 40	5000	—
K50-14	20	50	—10 +85	50 20	5000	50
K50-16	20	80	—	—	5000	—
КБГ	5—20 ¹⁰	5—20 ¹⁰	—60 +40	10 5	6000— —8000 ¹¹	20

¹ Для $C < 100$ мкФ при $U < 100$ В.

² Для всех остальных конденсаторов.

³ Для К50-3 и К50-3Б.

⁴ Для К50-3А.

⁵ Для К50-3А и К50-3Б.

Пр и м е ч а н и е. Более подробные данные приведены в работе [19].

и частоты пульсаций (табл. 9). Для малогабаритной аппаратуры подходят конденсаторы, работающие при $T = -60...85^\circ \text{C}$, например, К53-4 (емкость до 100 мкФ, рабочее напряжение до 20 В) и К53-8 (емкость до 20 мкФ). В микроминиатюрных блоках применяют конденсаторы К50-9 (емкость до 20 мкФ, рабочее напряжение до 6 В). Дополнительные данные о конденсаторах приведены в работе [19].

При подключении напряжения сети к выпрямителю в индуктивно-емкостном фильтре возникают переходные процессы. При этом на конденсаторе $C1$ будет перенапряжение, т. е.

$$u_{C \text{ макс}} \approx U_{\text{ф. ср. х. х}} (1 + e^{-r_{\text{В}} \pi / 2 \rho}),$$

где $\rho = \sqrt{L/C_1}$ — волновое характеристическое сопротивление ин-

некоторых типов конденсаторов

Температурный предел		Сохранность	Уменьшение эффективной емкости при частоте	
—° С	+° С		f , Гц	%
—	70 ³ 85 ⁴	12	400 1000 3000	5,5 ⁶ 9 ⁶ 15 ⁶
10	70	8	1000	30—40 ⁸
10	85	—	—	—
20	60	2	—	—
20	70	5	—	—
10	85	5	—	—
20	70	—	—	—
60	40	—	—	—

³ Максимальная величина; данные для К 50-3Б.

⁷ При $U = 100$ В —5%, при $U = 15$ В —12%, при $U = 6$ В —40%.

⁸ При $T = -10^\circ$ С; при $U = 100$ В —30%, при $U = 6$ В —40%.

⁹ При T от -10 до $+50^\circ$ С —2000, при $T = 50 - 60^\circ$ С —1000 ч.

¹⁰ Три класса точности: $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$.

¹¹ Для КВГ-МН — 6000 ч, для КВГ-И, КВГ-М и КВГ-МП — 8000 ч.

дуктивно-емкостного звена; $r_B = r_a + r_{др} + r_x = r_a + r_{др} + m_{п} \times \times X_{тр}/2\pi$ — полное внутреннее сопротивление выпрямителя.

Исходя из допустимого перенапряжения и возможного сверхтока, выбирают $r_B/2p \geq 0,5$, при этом перенапряжение на конденсаторе $C1$ $u_{C \text{ макс}} \leq 1,2U_{ф. \text{ ср.}}$. При отключении нагрузки в индуктивно-емкостном фильтре также возникает переходный процесс и перенапряжение на конденсаторе $C1$

$$u_{C \text{ макс}} \approx U_{ф. \text{ ср. х. х}} + I_{ф. \text{ ср.}} e^{-r_B \pi / 4 p}.$$

В маломощных выпрямителях сопротивление r_B настолько велико, что нестационарные процессы не являются колебательными и перенапряжения можно не учитывать.

При работе на нагрузку импульсного характера выходная емкость фильтра (считаем, что это конденсатор C_1) должна удовлетворять условию

$$C_1 \geq \tau_n / \{R_n \ln [1 / (1 - \lambda_A)]\}, \quad (3.15)$$

где τ_n — длительность импульса; $\lambda_A = (i_{\max} - i_{\min}) / i_{\max} = (u_{C \max} - u_{C \min}) / u_{C \max}$ — относительное снижение вершины импульса (скалывание).

От емкости конденсатора последнего звена зависит сопротивление выпрямителя переменной составляющей тока потребителя, которое называют выходным. Недостаточная величина емкости этого конденсатора может явиться причиной частотных искажений, а иногда и самовозбуждения в усилителях.

При питании активно-емкостных усилителей на биполярных транзисторах по схеме с общим эмиттером емкость

$$C_1 = \{(M_{\Sigma}^2 - 1)^{-1} [1 - (M_{\Sigma} R_k)^2 / (R_k + R_n)^2]\}^{1/2} / (\Omega_{\min} R_k), \quad (3.16)$$

где R_k и R_n — сопротивления резисторов соответственно в цепи коллектора и нагрузочное, обеспечит на частоте Ω_{\min} частотные искажения, не превышающие $M_{\Sigma} = |\tilde{\mu}_d / \mu_d'|$, где $\tilde{\mu}_d$ и μ_d' — динамические коэффициенты усиления соответственно при емкости C_1 и $C_1 = \infty$.

Элементы L и C_1 фильтра надо подобрать так, чтобы резонансная частота его звена не совпадала с нижней граничной частотой рабочего диапазона потребителя. В противном случае для токов этих частот фильтр будет представлять очень большое сопротивление и вносить существенные искажения в работу аппаратуры. Обычно исходят из того, что собственная частота звена фильтра должна быть, по крайней мере, вдвое ниже наиболее низкой из рабочих частот потребителя. Совпадение частот резонансной фильтра и первой гармоники выпрямленного напряжения автоматически исключено [8].

При питании устройств, в которых происходит амплитудная манипуляция и ток при этом изменяется от i_{\max} до i_{\min} , может произойти раздвоение посылки. Чтобы провал в посылке не превышал 20%, емкость

$$C_1 \geq 10L (i_{\max} - i_{\min}) / \pi r_U U_{\text{ф. ср}}, \quad (3.17)$$

где L — индуктивность Г-образного звена фильтра.

3. РАСЧЕТ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Методика расчета емкостного фильтра (рис. 20, в)

Исходные данные для расчета: коэффициент пульсаций $k_{\text{пв}} = k_{\text{п. ф.}}$, напряжение $U_{\text{в ср}} = U_{\text{ф. ср.}}$, нагрузка $I_{\text{в ср}}$, частота сети f_c , число фаз m_1 , температура окружающей среды $T_{\text{окр.}}$. В результате расчета следует определить емкость конденсатора C_0 и его

тип, а также схему выпрямления и ориентировочно тип диода и величины $r_{пр}$, r_a , L_s и φ . Коэффициент $k_{п.ф}$ следует уменьшить на 20% (см. гл. 1,3).

1. Согласно изложенному в гл. 1,2 выбираем схему выпрямления и определяем m_{II} и $m_{п}$.

2. По предварительным расчетам, которые подробно приведены на стр. 53, ориентировочно определяем $U_{обр. макс}$, $I_{В ср}$, тип диода, $r_{пр}$, r_a , L_s и φ .

3. Определяем расчетный параметр

$$\varepsilon_r = r_a/R_n. \quad (3.18)$$

4. Для полученного $m_{п}$ при $q = 1$ находим поправочный множитель ξ , если $\varphi \leq 15^\circ$ — по графикам на рис. 23 (сплошные линии) и по графикам на рис. 24, если $\varphi \geq 15^\circ$.

5. Из формулы (3.9), используя заданное значение $k_{пв}$, находим коэффициент $k_{пв}$ ($q = 1$), а затем по формуле (3.10) — C_0 . Уточняем тип конденсатора и его рабочее напряжение согласно приложению 6, 7 и 8, учитывая: коэффициент пульсаций напряжения на нем, температуру среды, в которой работает конденсатор (она будет превышать температуру внешней среды), частоту пульсации и технологический разброс по величине емкости (см. гл. 3, 2).

Для эффективного действия фильтра желательно, чтобы

$$1/(qm_{п}\omega_c C_0) < (0,2 - 0,1) R_n. \quad (3.19)$$

Если конденсатор CO одновременно и выходной, то в зависимости от характера нагрузки надо учесть формулы (3.15) — при импульсной нагрузке, (3.16) — при низкочастотном усилителе, и (3.17) — при амплитудно-манипулированной нагрузке. При наличии последующего за CO Г-образного звена желательно, чтобы $0,5 C_1 < C_0 < 2C_1$, а с точки зрения унификации целесообразно иметь C_0 и C_1 идентичные.

Методика расчета индуктивного фильтра (рис. 20, з)

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{ф. ср}$, нагрузка $I_{ф. ср}$, частота сети f_c , коэффициент пульсаций $k_{п.ф}$ (или амплитудное значение первой гармоники выпрямленного напряжения на выходе фильтра $U_{фm}$) и $T_{окр}$. В результате расчета надо определить: индуктивность сглаживающего дросселя L , его активное сопротивление $r_{др}$, падение постоянной составляющей напряжения в фильтре $\Delta U_{ф. ср}$, напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{В ср}$.

1. Согласно изложенному в гл. 1, 2 выбираем схему выпрямления (иногда она задается) и определяем m_{II} и $m_{п}$.

2. Определяем коэффициент пульсаций на входе фильтра $k_{пв}$ по формуле (3.7) или (3.8) для $q = 1$. Если предполагается установка дросселей в фазы или ожидается большая величина L_s , то вносим ориентировочную поправку согласно формуле (3.14). При

этом поправочный множитель ξ' , зависящий от угла перекрытия γ_x , ориентировочно можно брать для угла $\gamma_x = 45^\circ$ при $m_n = 2$ и 3 и $\gamma_x = 20^\circ$ при $m_n = 6$.

3. Определяем коэффициент сглаживания K по первой гармонике согласно формуле (3.1).

4. Определяем индуктивность дросселя

$$L = KR_n/m_n\omega_c\lambda, \quad (3.20)$$

где $R_n = U_{ф. ср}/I_{ф. ср}$; λ находим из рис. 23.

5. Исходя из L и $I_{ф. ср}$ выбираем подходящий типовой дроссель согласно приложению 5. Компенсационную обмотку включаем согласно с основной. Если типовой дроссель не подходит, то рассчитываем необходимый дроссель (см. гл. 6). Определяем активное сопротивление дросселя $r_{др}$.

6. Определяем постоянную составляющую напряжения на выходе схемы выпрямления

$$U_{В ср} = U_{ф. ср} + \Delta U_{ф. ср} = U_{ф. ср} + I_{В ср}r_{др}. \quad (3.21)$$

Методика расчета индуктивно-емкостного фильтра (рис. 20, а)

Исходные данные для расчета те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить: схемы выпрямления (если она не задана), индуктивность дросселя L , его активное сопротивление $r_{др}$, падение постоянной составляющей напряжения в фильтре $\Delta U_{ф. ср}$, напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{В ср}$, емкость конденсатора $C1$ и его тип.

1. Выбираем схему выпрямления, определяем коэффициент пульсаций на входе фильтра $k_{пв}$ и расчетное значение коэффициента сглаживания K так, как это указано в пп. 1, 2 и 3 методики расчета индуктивного фильтра.

2. Выбираем индуктивность дросселя L , исходя из формулы (2.4) для $L_{мин}$ и соображений, изложенных на стр. 21.

3. Определяем емкость

$$C_1 \approx K/(m_n\omega_c)^2 L\lambda, \quad (3.22)$$

λ находим из рис. 21.

Уточняем тип конденсатора, приняв во внимание указания, изложенные в п. 5 методики расчета емкостного фильтра в отношении емкости C_0 . Если заданы скалывание λ_A или коэффициент частотных искажений M_ω , то удобнее сначала определить C_1 , а затем L . При этом пп. 2 и 3 поменяются местами.

4. Выбираем типовой дроссель или производим его конструктивный расчет и определяем $r_{др}$ (см. п. 5 методики расчета индуктивного фильтра). Находим $U_{В ср}$ по формуле (3.21). Уточняем K и $k_{п.ф}$ соответственно по формулам (3.22) и (3.1).

Методика расчета П-образного фильтра, в состав которого входит индуктивно-емкостное звено (рис. 20, д)

Исходные данные те же, что и для расчета индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить те же величины, что и при расчете индуктивного фильтра, и дополнительно согласовать между собой величины емкостей конденсаторов C_0 и C_1 . Предварительно надо выбрать схему выпрямления и ориентировочно определить тип диода и величины $r_{пр}$, r_a , L_s и ϕ .

1. Согласно изложенному в гл. 1,2 выбираем схему выпрямления и определяем m_{11} и $m_{п}$.

2. Исходя из заданного $U_{ф. ср}$ и величины λ из рис. 21, определяем ориентировочно напряжение на выходе схемы выпрямления

$$U_{В ср} = U_{ф. ср} / \lambda. \quad (3.23)$$

3. После ряда предварительных расчетов (см. пп. 2 ... 5 методики расчета емкостного фильтра), ориентировочно определяем $u_{обр. макс.}$, $I_{в. ср}$, тип диода, $r_{пр}$, L_s , ϕ , ϵ_r , C_0 . При определении C_0 задаемся значением $k_{пв} = 3 \dots 15\%$ (меньшие значения, если R_n составляет несколько килоом, большие значения, если R_n — сотни ом). На выбор величины $k_{пв}$ для выбранного типа конденсатора влияет $k_{п. доп}$.

4. Находим произведение LC_1 для $k_{пв}$, принятого в п. 3:

$$LC_1 = k_{пв} / [k_{п. ф} \lambda (m_{п} \omega_c)^2]. \quad (3.24)$$

5. Исходя из произведения LC_1 и согласно изложенному в гл. 3,2 (Дроссель и конденсаторы фильтра), выбираем величины L и C_1 . Руководствуясь данными типовых (унифицированных) дросселей (приложение 5) и равенством емкостей C_0 и C_1 , подбираем дроссель. Если это сделать не удастся, то принимаем величину $k_{пв}$, отличающуюся от его значения по п. 3, и пересчитываем п. 4. Нескольких таких последовательных приближений обычно достаточно. При необходимости рассчитываем дроссель L (см. гл. 6).

6. Зная из п. 5 $r_{др}$, определяем $\Delta U_{ф. ср}$ и $U_{В ср}$ по формуле (3.21) и уточняем λ по формуле (3.4).

7. Зная величины L , C_1 и $k_{пв}$, полученные в п. 5, и λ (из п. 6), уточняем коэффициент сглаживания

$$K = (m_{п} \omega_c)^2 LC_1 \lambda, \quad (3.25)$$

а по формуле (3.1) — коэффициент $k_{п. ф}$.

Особенности расчета при наличии в дросселе компенсационной обмотки (рис. 20, л)

В этой схеме коэффициент сглаживания при самых неблагоприятных условиях возрастает в 2,7 раза при $m_{п} = 2$, в 2,4 раза — при $m_{п} = 3$ и в 2,2 раза — при $m_{п} = 6$. Расчет при наличии ком-

пенсационной обмотки отличается тем, что коэффициент $k_{п.ф}$ в формуле (3.24) надо увеличить в 2,2—2,7 раза в зависимости от m_n . Если за конденсатором CO включен двухзвенный LC -фильтр, у которого во втором звене задействована компенсационная обмотка, то произведение LC_1 , найденное из формулы (3.24) с учетом указанной поправки, надо рассматривать как $LC_1 = (L'C_1')^2$, где L' и C_1' — параметры каждого из звеньев.

4. РАСЧЕТ RC - И CRC -ФИЛЬТРОВ

Методика расчета активно-емкостного фильтра (рис. 20, б)

В таком фильтре с ростом сопротивления R увеличивается коэффициент фильтрации k_f уменьшаются коэффициент передачи λ и КПД η_f . Большой КПД ($\eta_f = 0,9$) можно получить, выбрав $R = 0,1 R_n$, при этом $\lambda = 0,9$, но при таком малом R достичь существенных значений K можно, применив большие емкости C_1 . Как показал В. Н. Аксенов [2], оптимальным значениям $\eta_f = 0,8$ и $\lambda = 0,8$ соответствует

$$R = 0,25 R_n, \quad (3.26)$$

при этом конденсатор C_1 имеет приемлемую величину.

Исходные данные для расчета такого фильтра те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить: схему выпрямления, емкость конденсатора C_1 и сопротивление резистора R , падение постоянной составляющей напряжения $\Delta U_{ф.ср}$ и напряжение на выходе схемы $U_{в.ср}$.

1. Выполняем пп. 1...3 методики расчета индуктивного фильтра (поправку на влияние L_s не вносим) и определяем m_{II} , m_n , $k_{пв}$ и K .

2. Определяем сопротивление R по формуле (3.26). Если $\lambda = 0,8$ мало, то можно принять $\lambda = 0,9$, и тогда

$$R = 0,1 R_n. \quad (3.27)$$

3. Определяем емкость конденсатора

$$C_1 = K / (m_n \omega_c R \lambda). \quad (3.28)$$

4. Определяем напряжение на конденсаторе на холостом ходу из формулы (2.34) с учетом того, что $U_{в.ср.х.х} = B \sqrt{2} U_{ф.ср} / \lambda$.

5. Уточняем тип конденсатора, приняв во внимание указания, изложенные в п. 5 методики расчета емкостного фильтра.

6. Определяем постоянную составляющую напряжения на выходе схемы выпрямления

$$U_{в.ср} = U_{ф.ср} / \lambda = U_{ф.ср} + I_{в.ср} R. \quad (3.29)$$

Методика расчета П-образного фильтра, в состав которого входит активно-емкостное звено

Исходные данные для расчета такого фильтра те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить те же величины, что и в расчете активно-емкостного фильтра, и дополнительно согласовать между собой величины емкостей конденсаторов C_0 и C_1 .

1. Выбираем λ согласно желаемой величине η_Φ [см. формулы (3.26) и (3.27)] и, согласуя ее с рабочим напряжением предполагаемого конденсатора C_0 , находим по формуле (3.29) $U_{в\text{ ср}}$ и R .

2. Выполняем пп. 1—4 методики расчета емкостного фильтра, определяем схему выпрямления и m_{II} и m_{Π} , а также ориентировочно $u_{обр. макс}$, $I_{в. ср}$, тип диода, $r_{пр}$, r_a , L_s , φ , ε_r и ξ .

3. Задаемся значением $k_{пв}$ в пределах 2—15% (см. п. 3 методики расчета П-образного фильтра, в состав которого входит индуктивно-емкостное звено) и по формуле (3.10) определяем C_0 .

4. Определяем емкость конденсатора

$$C_1 = k_{пв} / (k_{п. \Phi} R m_{\omega c} \lambda).$$

5. Согласно изложенному в гл. 3,2 (Дроссель и конденсаторы фильтра) и приложениям 6, 7 и 8 уточняем емкость и тип конденсатора C_1 . При этом добиваемся равенства емкостей C_0 и C_1 методом последовательных приближений, изменяя $k_{пв}$ и пересчитывая C_1 (п. 4).

6. Уточняем коэффициент сглаживания K и $k_{п. \Phi}$, исходя из окончательных значений C_1 и $k_{пв}$,

$$K = m_{\omega c} R C_1 \lambda,$$

а $k_{п. \Phi}$ — по формуле (3.1).

5. РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНЫХ ФИЛЬТРОВ

Методика расчета резонансного фильтра с последовательно включенным контуром („фильтр-пробка“) [29]

Исходные данные для расчета те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить те же параметры, что и для индуктивно-емкостного фильтра, а также емкость конденсатора контура C_k и его тип.

1. Выбираем схему выпрямления, определяем коэффициент пульсаций на входе фильтра $k_{пв}$ и расчетное значение коэффициента сглаживания K так, как это указано в пп. 1, 2 и 3 методики расчета индуктивного фильтра.

2. Выбираем емкость C_1 из условия (3.19) с учетом изложенного в п. 5 методики расчета емкостного фильтра.

3. Считаем, что индуктивность L_k [см. формулу (3.12)] будет в среднем в 5 раз меньше, чем L в индуктивно-емкостном фильтре,

определяем ориентировочное значение L_k . Соответственно формуле (3.25)

$$L_k = K/[5(m_{\pi}\omega_c)^2 C_1 \lambda], \quad (3.30)$$

λ находим из рис. 21.

4. Из условия обеспечения резонанса на частоте 1-й гармоники выпрямленного напряжения определяем емкость конденсатора

$$C_k = 1/[L_k(m_{\pi}\omega_c)^2]. \quad (3.31)$$

Конденсатор C_k должен обладать малыми потерями. Этому требованию соответствуют конденсаторы типа МБГО, МБГЧ и им подобные, электролитические конденсаторы не годятся. Уточняем тип конденсатора и его емкость, используя справочные данные из [19]. Считая, что на нем выделится переменная составляющая напряжения с амплитудой

$$U_{Bm} = U_{\phi. \text{ср}} k_{\text{пВ}}/\lambda, \quad (3.32)$$

выбираем рабочее напряжение конденсатора C_k таким, чтобы U_{Bm} не превысило его допустимое значение $U_{Cm \text{ доп.}}$

Конденсаторы типа МБГЧ предназначены для работы на частоте 50 Гц. При частоте 100 Гц их рабочее напряжение должно быть снижено на 25%, при 200 Гц — на 35 и при 500 Гц — на 50%. Если применяются другие типы бумажных фильтровых конденсаторов (предназначенных для работы при постоянном напряжении), то при частоте 50 Гц их рабочее напряжение должно быть снижено в 2—2,5 раза.

5. По тангенсу угла потерь $\text{tg } \delta$ определяем сопротивление потерь в конденсаторе C_k

$$r_{Ck} = \text{tg } \delta / (m_{\pi}\omega_c C_k). \quad (3.33)$$

Для всех металlobумажных конденсаторов (кроме МБГЧ) при $f = 50$ Гц $\text{tg } \delta < 0,015$, а у МБГЧ $\text{tg } \delta = 0,01$; для бумажных конденсаторов до $f = 1000$ Гц $\text{tg } \delta = 0,01$.

6. Из приложения 5 подбираем соответствующий дроссель по заданным L_k и $I_{\phi. \text{ср}}$ или рассчитываем его (см. гл. 6) и определяем сопротивление $r_{\text{др. к.}}$

7. Определяем сопротивление потерь в контуре

$$r_k = r_{\text{др. к.}} + r_{\text{ст}} + r_{Ck}, \quad (3.34)$$

где потери в стали $P_{\text{ст}}$, определяемые в гл. 6, выражены эквивалентным сопротивлением

$$r_{\text{ст}} = 2P_{\text{ст}}(m_{\pi}\omega_c L_k)^2/U_{\sim}^2.$$

8. С учетом формулы (3.31) определяем фактический коэффициент сглаживания

$$K = (m_{\pi}\omega_c L_k C_1 \lambda) / (r_k C_k). \quad (3.35)$$

Если значение фактического K больше в 1,5—2 раза, чем K , определенное в п. 1, то имеется запас сглаживания, который полезно сохранить, принимая во внимание неточность расчетов. При наличии большого запаса в величине K можно уменьшить емкость C_1 (если позволяет режим работы потребителя) или уменьшить L_K , найденное из формулы (3.30). Если фактическое значение K оказалось недостаточным, то надо увеличить L_K .

9. По формуле (3.21) определяем уточненное напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{\text{вср}}$.

Особенности расчета при автотрансформаторном включении емкости C_K (рис. 20, к)

1. Зная $U_{\text{раб}}$ конденсатора C_K , с учетом частоты $m_{\text{п}}f_c$ определяем коэффициент трансформации

$$n = (\omega_1 + \omega_2)/\omega_1 = U_{\text{раб}}/U_{\sim \text{в}},$$

$U_{\sim \text{в}}$ подсчитываем по формуле (3.32); определяем емкость

$$C_K = 1/(n^2 m_{\text{п}}^2 \omega_c^2 L_K).$$

Уточняем значения C_K (пользуясь данными работы [19]) и n .

2. При конструктивном расчете дросселя учитываем место для обмотки ω_2 . При пользовании приложением 5 считаем, что табличное L должно быть в 2 раза больше, чем L_K . Это соответствует тому, что 30% окна будет занято обмоткой ω_2 . Ток через обмотку ω_2

$$I_C = U_{\sim \text{в}}/m_{\text{п}}\omega_c C_K.$$

3. Сопротивление $r_{\text{др.к}}$ должно быть увеличено на r_{ω_2}/n^2 , где r_{ω_2} — сопротивление обмотки ω_2 .

4. Сопротивление r_{C_K} должно быть уменьшено в n^2 раз.

5. В знаменатель формулы (3.35) должен быть добавлен множитель n^2 .

Методика расчета П-образного фильтра (рис. 20, з), в состав которого входит резонансное звено („фильтр-пробка“)

Исходные данные те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить те же величины, что и в предыдущем параграфе, емкость C_0 , и согласовать между собою величины емкостей конденсаторов C_0 и C_1 .

1. Выполняем пп. 1—3 методики расчета П-образного фильтра, в состав которого входит индуктивно-емкостное звено (см. гл. 3,3), и определяем схему выпрямления, величины $m_{\text{п}}$ и $m_{\text{п}}$, $U_{\text{в ср}}$, $U_{\text{обр. макс}}$, $I_{\text{в ср}}$, тип диода, $r_{\text{пр}}$, L_s , φ , ε_r , C_0 и $k_{\text{пв}}$.

2. Принимаем емкость конденсатора $C_1 = C_0$.

3. Определяем L_K согласно формуле (3.30), учитывая при этом, что $K = k_{\text{пв}}/k_{\text{п. ф}}$.

4. Согласно пп. 4—8 расчета «фильтра-пробки» (см. предыдущую методику расчета), определяем емкость конденсатора C_k по формуле (3.31) и его тип, используя [19]; подбираем типовой дроссель L_k или рассчитываем его, определяем сопротивление потерь в контуре; проверяем фактически полученный коэффициент сглаживания K . При необходимости корректируем величину K , изменяя C_1 или L_k .

5. Уточняем по формуле (3.21) напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в\text{ср}}$.

Методика расчета режекторного фильтра (рис. 20, и)

Исходные данные для расчета те же, что и для индуктивного фильтра. В результате расчета надо определить: величину индуктивности дросселя L , его активное сопротивление $r_{\text{др}}$, падение постоянной составляющей напряжения в фильтре $\Delta U_{\text{ф.ср}}$, напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в\text{ср}}$, индуктивность дросселя L_k , емкость конденсатора C_k и его тип.

1. Согласно изложенному в гл. 1, 3 выбираем схему выпрямления и определяем m_{11} и m_n .

2. Принимаем, что сопротивление потерь в контуре $L_k C_k$

$$r_k \approx (0,1 \dots 0,2) R_n, \quad (3.36)$$

где $R_n = U_{\text{ф.ср}}/I_{\text{ф.ср}}$.

3. Определяем активное сопротивление дросселя контура, считая, что ориентировочно $r_{\text{др.к}} \approx r_k/1,5$, остальная часть сопротивления потерь приходится на потери в стали.

4. Определяем действующее значение тока в контуре

$$I_{\sim} = U_{\text{ф.ср}}/(\sqrt{2}r_k) = U_{\text{ф.ср}}k_{\text{п.ф}}/(\sqrt{2}r_k).$$

По току I_{\sim} (который принимаем равным току подмагничивания) и $r_{\text{др.к}}$, пользуясь приложением 5, подбираем готовый дроссель [при необходимости рассчитываем линейный дроссель (см. гл. 6)]; после чего определяем индуктивность контура L_k .

5. Определяем емкость контура

$$C_k = 1/[L_k(m_n\omega_c)^2]. \quad (3.37)$$

6. Определяем напряжение пульсаций на конденсаторе (максимальное значение)

$$U_{Cm} = \sqrt{2}I_{\sim}/(m_n\omega_c C_k).$$

7. Зная $U_{\text{раб}} = U_{\text{ф.ср}}/0,95$, U_{Cm} и C_k , пользуясь [19] подбираем стандартную емкость бумажных конденсаторов типов МБГЧ, МБГО, ОМБТ, КБГ и др. Электролитические конденсаторы не годятся. Возможные вариации заключаются в выборе емкости с большим $U_{\text{раб}}$.

8. Подобрав величину C_k , уточняем значение индуктивности дросселя L_k по формуле (3.37).

9. Определяем по формуле (3.33) сопротивление потерь конденсатора C_k — r_{C_k} и согласно формуле (3.34) — сопротивление потерь в контуре r_k . Если величина r_{C_k} будет больше, чем следует для получения r_k , вычисленного по формуле (3.36), надо увеличить C_k и сделать перерасчет. При этом согласно формуле (3.37) находим новое значение индуктивности контурного дросселя L_k для увеличенного значения C_k и, зная $r_{др.к.}$, L_k и I_{\sim} , подбираем типовой дроссель или рассчитываем его [6].

10. Находим индуктивность дросселя

$$L = k_{пв} r_k / (k_{п.ф} 0,95 m_{п} \omega_c), \quad (3.38)$$

$k_{пв}$ находим по формулам (3.7) или (3.8).

11. По величинам L и $I_{ф.ср}$ подбираем типовой дроссель из приложения 5 или рассчитываем его (см. гл. 6), откуда получаем $r_{др.}$

12. Определяем напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в.ср}$ по формуле (3.21).

Особенности расчета П-образного фильтра, в составе которого режекторный фильтр

Исходные данные те же, что и для рис. 20, u (см. выше). В результате расчета надо дополнительно к величинам, определяемым для звена рис. 20, u , определить емкость конденсатора C_0 .

1. Выполняем пп. 1—3 расчета П-образного фильтра, в состав которого входит индуктивно-емкостное звено (см. выше), откуда определяем: схему выпрямления, величины m_{II} , $m_{п}$ и ориентировочно $U_{в.ср}$, $u_{обр. макс.}$, $I_{в.ср}$, тип диода $r_{пр.}$, L_s , φ , ϵ_r , C_0 и $k_{пв}$.

2. Выполняем пп. 2—13 расчета режекторного фильтра. При этом для определения индуктивности дросселя L в формулу (3.38) подставляем значение $k_{пв}$, найденное в п. 1. После этих расчетов станут известны L , L_k , C_k , K и $U_{в.ср}$.

6. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать П-образный фильтр с индуктивно-емкостным звеном. Расчет выпрямителя, работающего на этот фильтр, см. в гл. 2,8 (пример 2).

Исходные данные для расчета: напряжение на выходе фильтра $U_{ф.ср} = 250$ В; нагрузка $I_{ф.ср} = 0,4$ А; частота сети $f_c = 50$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе фильтра $k_{п.ф} = 0,0008$; выпрямитель должен обеспечить при длительности импульса $\tau_{и} = 400$ мкс и токе $I_{ф.ср} = 0,2$ А, скалы вание $\lambda_A = 0,02$; температура окружающей среды $T_{окр} = 40^\circ \text{C}$.

1. Данные схемы. Согласно рекомендациям гл. 1,2 выбираем схему Греча на кремниевых диодах, для которой $m_{II} = 1$, $m_{п} = 2$. Гл. 3,3, п. 1.

2. $U_{в.ср} = 278$ В. Из рис. 21 при $f_c = 50$ Гц и $P_{ф.ср} = 100$ Вт получаем $\lambda = 0,9$. Гл. 3,3, п. 2, формула (3.23).

3. $u_{\text{обр. макс}} = 366$ В. Из приложения 4 $G = 1,32$. Гл. 3,3, п. 3. Формула (2.5).
4. $I_{\text{в. ср}} = 0,2$ А. Из приложения 4 $I_{\text{в. ср}}/I_{\text{в ср}} = 0,5$. Учитываем, что $I_{\text{в ср}} = I_{\text{ф. ср}}$. Гл. 3,3, п. 3. Формула (2.6).
5. Данные моста. Из приложения 1 выбираем диод типа КД205А без теплоотвода с $I_{\text{пр. доп}} = 0,5$ А, $U_{\text{пр}} = 1$ В, $U_{\text{обр. доп}} = 500$ В и $T_{\text{доп}} = \text{от } -60 \text{ до } +130^\circ\text{С}$. Загрузка диода: по $I_{\text{пр}} - 40\%$, по $u_{\text{обр}} - 73\%$ обеспечивает надежную работу. Всего четыре диода. Гл. 3,3, п. 3.
6. $r_{\text{пр}} = 4,8$ Ом для одновременно работающих двух диодов. Гл. 3,3, п. 3. формула (2.9).
7. $r_a = 37,8$ Ом, $L_s = 0,038$ Г. Принимаем стержневую двухкатушечную конструкцию трансформатора (гл. 5,5). Для $P_{\text{в ср}} = 278 \cdot 0,4 = 111$ Вт и $f_c = 50$ Гц, получаем $B_{\text{макс}} = 1,65T$, $s = 2$, $p = 2$. Из табл. 4: $k_r = 3$; 5, $k_L = 5,0/2 = 2,5$. $R_n = 278/0,4 = 695$ Ом. Гл. 3,3, п. 3. Формулы (2.1) и (2.2).
8. $\varphi = 18^\circ$. Последующий расчет производим с учетом сдвига фаз. Гл. 3, 3, п. 3. Формула (2.3).
9. $\epsilon_r/m_n = 0,027$. Гл. 3,3, п. 3, формула (3.18).
10. $k_{\text{пво}} = 0,15$. Из рис. 24 для $\epsilon_r/m_n = 0,027$, $\varphi = 18^\circ$, при $q = 1$ и $m_n = 2$ получаем $\xi = 0,82$. Задаемся $k_{\text{пв}} = 12\%$. Гл. 3,3, п. 3. Формула (3.9).
11. $C_0 = 31$ мкФ; $\zeta = 1$. Гл. 3,3, п. 3. Формула (3.10).
12. $U_{\text{в ср. х. х}} = 366$ В. Из приложения 4: $B = 0,93$; $U_{\text{в ср. х. х}} = E_{\text{II}} \sqrt{2}$. Гл. 3,3, п. 3. Формула (2.34).
13. Тип конденсатора CO и его емкость. Из приложений 6 и 7 и из табл. 9 выбираем конденсатор CO типа К50-7 емкостью 200 мкФ (2 шт. по 100 мкФ параллельно) с $U_{\text{раб}} = 450$ В. Расчетное значение $C_0 = 140$ мкФ. Мог бы подошел конденсатор типа К50-7 емкостью 50 мкФ, но он на частоте 100 Гц допускает $U_{\text{ст доп}} = 450 \cdot 0,05/2 = 11,25$ В, что меньше необходимых $u_{\sim \text{Вмакс}} = k_{\text{пво}} U_{\text{в ср. х. х}} = 0,15 \cdot 366 = 55$ В. При 40°С на частоте 100 Гц емкость упадет. Это падение будет увеличиваться по мере работы конденсатора (в табл. 9 для К50-7 эти величины не нормированы). Учтя падение емкости и технологический разброс 20% (табл. 9), примем общий запас по емкости 30%. Отсюда расчетная емкость $200 \cdot 0,7 = 140$ мкФ. Гл. 3,3, п. 3.
14. $k_{\text{пво}} = 0,033$. Для $C_0 = 140$ мкФ. Гл. 3,3, п. 3, Формула (3.10).
15. $k_{\text{пв}} = 0,027$; $\xi = 0,82$. Для $k_{\text{п}} = 0,027$ получаем $u_{\sim \text{Вмакс}} \approx 10$ В. Допустимо $U_{\text{ст доп}} = 11,25$ В. Гл. 3,3, п. 3. Формула (3.9).
16. $LC_1 = 113$ Г·мкФ. С учетом запаса 20% (см. гл. 1,3). Гл. 3,3, п. 4, формула (3.24).
17. $C_1 = 14$ мкФ. Вместо R_n принимаем $U_{\text{в ср}}/0,2 = 1390$ Ом. Гл. 3,3, п. 5, формула (3.24).
18. $C_1 = 24$ мкФ. Принимая коэффициент 0,1. Расчетная емкость $C_1 = C_0 = 140$ мкФ достаточна. Гл. 3,3, п. 5, формула (3.19).
19. $L = 0,8$ Г. Исходя из произведения LC_1 и $C_1 = C_0 = 140$ мкФ, выбираем дроссель Д161 (приложение 5) с индуктивностью, близкой к расчетной; $L = 0,65$ Г на ток $I = 0,4$ А при $r_{\text{др}} = 11,9$ Ом на магнитопроводе ШЛМ20×25. На дросселе $u_{\sim} = k_{\text{пв}} U_{\text{в ср}} = 0,027 \cdot 278 = 7,5$ В. Согласно ТУ дроссель допускает на частоте 50 Гц $U_{\text{эф}} = 8$ В, а на частоте 100 Гц $U_{\text{т доп}} = 8 \cdot 2 \sqrt{2} = 22,6$ В $> 7,5$ В. Гл. 3,3, п. 5.
20. $U_{\text{в ср}} = 225$ В, ориентировочное значение 278 В (п. 2). Такое расхождение получилось вследствие того, что конденсаторы CO при $k_{\text{пво}} = 0,15$ не выдерживают $u_{\sim \text{Вмакс}} = 55$ В; для его уменьшения до допустимой величины пришлось увеличить C_0 примерно в 5 раз. При этом оказалось возможным получить заданный $k_{\text{п. ф}}$ при индуктивности L меньше ожидаемой, с меньшим $r_{\text{др}}$. Гл. 3,3, п. 6, формула (3.21).

21. $\lambda = 0,98$. Гл. 3,3, п. 6. Формула (3.4).
22. $K = 36$. Для $L = 0,65$ Г, $C_1 = 140$ мкФ и $\lambda = 0,98$. Гл. 3,3, п. 7, формула (3.25).

23. $k_{п.ф} = 0,0007$. Было задано 0,0008. Гл. 3,3, п. 7. Формула (3.1).

Пример 2. Рассчитать индуктивно-емкостный фильтр. Расчет выпрямителя, работающего на этот фильтр, см. в гл. 2,8 (пример 1). $U_{ф.ср} = 27$ В; нагрузка 0,8 А; при токе 0,2 А и длительности импульса $\tau_u = 0,4$ мс скалывание $\lambda_A \leq 0,03$; частота сети $f_c = 400$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя $k_{п.ф} = 0,008$; температура окружающей среды $T_{окр} = 40^\circ \text{С}$.

1. Данные схемы. Исходя из рекомендаций гл. 1, 2, выбираем схему Греца, для которой $m_{II} = 1$, $m_{II} = 2$. Гл. 3,3, п. 1.

2. $k_{пв} = 0,67$ для $q = 1$. Полагаем, что L_s не окажет влияния на $k_{пв}$ и поправку из формулы (3.14) не вводим. Гл. 3,3, п. 1. Формула (3.7).

3. $K = 84$. Гл. 3,3, п. 1. Формула (3.1).

4. $L_{мин} = 0,0045$ Г. $R_n = 33,7$ Ом; $\zeta = 8$. Гл. 3,3, п. 2. Формула (2.4).

5. $C_1 = 100$ мкФ. Вместо R_n принимаем $U_{вср}/0,2 = 135$ Ом. Из приложений 6 и 7 и из табл. 9 выбираем конденсатор типа К50-12 емкостью 400 мкФ (2 шт. по 200 мкФ параллельно) с $U_{раб} = 160$ В. Расчетное значение $C_1 = 200$ мкФ. Подойти мог бы конденсатор типа К50-16 емкостью 200 мкФ с $U_{раб} = 50$ В [19], допустимое $k_{п} = 3\%$, но он на частоте 800 Гц допускает $U_{ст доп} = 0,094$ В, что меньше необходимых $U_{ф. макс} = k_{пв} U_{ф. ср} = 0,008 \times 27 \approx 0,21$ В. Не подходят также два параллельно включенных конденсатора К50-16 по 100 мкФ с $U_{раб} = 50$ В и допустимым $k_{п} = 5\%$. Для выбранного конденсатора: технологический разброс 20%, уменьшение емкости при 40°С примерно 20% и падение емкости при частоте 800 Гц и с увеличением наработки 10% (см. табл. 9), откуда общий запас по емкости 50%. Гл. 3,3, п. 3, формула (3.15).

6. $L = 0,018$ Г; $L > L_{мин}$. Для $C_1 = 200$ мкФ. Из рис. 21 $\lambda \approx 0,93$ при $f_c = 400$ Гц и $P_{ф.ср} = 11$ Вт. Гл. 3,3, п. 2. Формула (3.2).

7. Данные дросселя. Выбираем типовой дроссель Д120 (приложение 5): $L = 0,02$ Г; $I_{ср} = 0,8$ А; $r_{др} = 2$ Ом; магнитопровод ШЛ8×12,5. На дросселе $U_m = k_{пв} U_{вср} = 0,67 \cdot 28,6 = 19,2$ В: дроссель допускает на частоте 50 Гц $U = 0,5$ В, а на частоте 800 Гц $U_{м доп} = 0,5 \cdot 16 \sqrt{2} = 14,2$ В. Превышение U_m вызовет некоторое уменьшение L , которое компенсируется запасом выбранной величины $L = 0,02$ Г. Гл. 3,3, п. 4. Формула (3.21).

8. $U_{вср} = 28,6$ В. Откуда $\lambda = 0,95$. Гл. 3,3, п. 4, формула (3.4).

9. $K = 97$. Для $L = 0,02$ Г и $\lambda = 0,95$. Гл. 3,3, п. 4, формула (3.22).

10. $k_{п.ф} = 0,007$. Было задано 0,008. Гл. 3,3, п. 4. Формула (3.1).

Пример 3. Рассчитать активно-емкостный фильтр.

Исходные данные для расчета: напряжение на выходе фильтра $U_{ф.ср} = 3$ кВ, нагрузка $I_{ф.ср} = 1$ мА, частота сети $f_c = 400$ Гц, коэффициент пульсаций на выходе фильтра $k_{п.ф} = 0,015$, температура окружающей среды $T_{окр} = 40^\circ \text{С}$.

1. Данные схемы. Согласно рекомендациям гл. 1,2 выбираем однофазную схему, для которой $m_{II} = m_{II} = 1$. Гл. 3,3, п. 1.

2. $k_{пв} = 1,57$. Для $q = 1$. Гл. 3,3, п. 1. Формула (3.8).

3. $K = 105$. Гл. 3,3, п. 1. Формула (3.1).

4. $R = 0,75$ МОм. Принимаем $\lambda = 0,8$. Гл. 3,3, п. 2, формула (3.26).

5. $C_1 = 0,07$ мкФ. Гл. 3,3, п. 4, формула (3.28).

6. $U_{вср. х. х} = 13$ кВ. Из приложения 3 $B = 2,45$. Гл. 3,3, п. 4. Формула (2.34).

7. Тип $C1$ и его емкость. Из приложений 6 и 7 и из табл. 9 выбираем конденсатор КБГ емкостью 0,1 мкФ на 15 кВ, массой более 4 кг. Проверим, нельзя ли уменьшить массу конденсатора, перейдя к двухфазной или схеме Греца.

Можно также рассмотреть результаты расчета двухзвенного фильтра. Гл. 3,3, п. 5.

8. $K = 45$; $R = 0,75 \text{ МОм}$; $C_1 = 0,017 \text{ мкФ}$. Для двухфазной схемы ($m_{II} = m_{II} = 2$). Выбираем конденсатор КБГ 0,025 мкФ на 15 кВ. Его масса 2,5 кг. Гл. 3,3, п. 5. Формулы (3.1), (3.26), (3.28).

9. $U_{\text{В ср. х. х}} = 6,5 \text{ кВ}$. Для схемы Греца ($m_{II} = 1$, $m_{II} = 2$). K , R и C_1 те же, что в п. 8 этого примера расчета. Выбираем два конденсатора типа КБГ емкостью 0,05 мкФ (последовательно), общей массой 0,9 кг. Гл. 3,3, п. 4. Формула (2.34).

10. Уточнение выбора схемы. Выбираем схему Греца. Несмотря на то, что в ней четыре диода ($u_{\text{обр. макс}}$ для них в 2 раза меньше), будет существенная экономия в массе и объеме конденсаторов и силового трансформатора. Гл. 3,3, п. 5.

11. $U_{\text{В ср}} = 3750 \text{ В}$. Гл. 3,3, п. 6, формула (3.29).

Глава 4

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Транзисторные фильтры не создают внешних помех, влияющих на работу потребителя, могут обеспечить очень малые величины выходных сопротивлений (такие же, как у транзисторных стабилизаторов) и значительно меньше по массе и размерам, чем LC -фильтры. Эти фильтры различают в основном по тому, как включены между собой транзистор и потребитель: последовательно (рис. 25, а—е) или параллельно (рис. 25, ж, з). Если потребитель включен в цепь коллектора, то такие фильтры называют ФК (рис. 25, а, б), если в цепь эмиттера — ФЭ (рис. 25, в, г). Если применяют составной транзистор, то в название фильтра добавляют букву С, например ФЭ-2С (рис. 25, д, е).

Параллельное включение может быть с управлением со входа (рис. 25, ж) и с выхода (рис. 25, з). В схеме ФК-1 смещение фиксированное, в схеме ФК-2 — автоматическое. В схемах ФК-1, ФК-2, ФЭ-1 и ФЭ-2 применена коллекторная стабилизация режима работы, в схеме ФЭ-3С (рис. 25, е) — эмиттерная, позволяющая работать в большом диапазоне температур и при низких сопротивлениях R_n .

В схемах с последовательным включением при наличии защиты от перенапряжения и сверхтоков, возникающих во время короткого замыкания на выходе, можно получить выходное напряжение $U_{\text{ф. ср.}}$ больше допустимого $U_{\text{к. доп.}}$, однако эти схемы не экономичны при малых $U_{\text{ф. ср.}}$. Схемы с параллельным включением могут работать при напряжениях $U_{\text{к. доп.}} > U_{\text{ф. ср.}} > U_{\text{к. нас.}}$ ($U_{\text{к. нас.}}$ — напряжение насыщения). Так как напряжение $U_{\text{к. доп.}}$ (см. приложение 9) достигает 400 В, то фильтры ФШ могут работать в широком диапазоне значений $U_{\text{ф. ср.}}$. При этом им не нужна защита от возможных коротких замыканий, однако транзистор несколько перегружается при холостом ходе. Транзисторы в фильтрах ФШ пропускают ток

$I_{к. ср}$ значительно меньше, чем в фильтрах ФК и ФЭ при одинаковой нагрузке, что дает возможность во многих случаях обходиться без громоздких теплоотводов, необходимых в схемах с последовательным включением.

Фильтр ФК-1 при одиночном транзисторе обеспечивает наибольший коэффициент сглаживания K , работает при токах до 0,1—0,2 А, так как с ростом $I_{ф. ср}$ уменьшается КПД η_f вследствие потерь

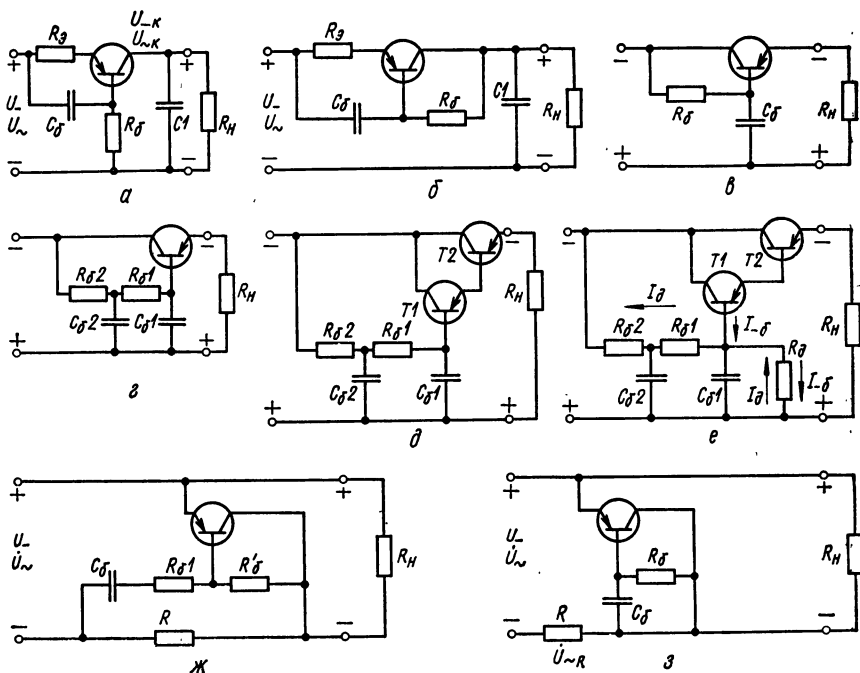


Рис. 25. Схемы транзисторных сглаживающих фильтров:

а — ФК-1; б — ФК-2; в — ФЭ-1; г — ФЭ-2; д — ФЭ-2С; е — ФЭ-3С; ж — ФШ-1; з — ФШ-2.

в резисторе R_3 . Выходное напряжение $U_{ф. ср}$ в таком фильтре в значительной мере зависит от $T_{окр}$ и от смены транзистора. Поэтому область применения фильтра ограничивается лабораторными условиями или устройствами, где $T_{окр}$ изменяется мало. Наличие R_3 уменьшает перенапряжение и сверхтоки в схеме при коротком замыкании и в ряде случаев не требуются меры дополнительной защиты. Выходное сопротивление $Z_{вых} = -j\omega C_1$ порядка десятков ом (при $\omega = 2\pi \cdot 30$ рад/с) для употребляемых емкостей примерно 100 мкФ.

Работа фильтра ФК-2 значительно меньше зависит от температуры и от смены транзистора. Однако у него значительно меньший коэффициент сглаживания K (примерно на порядок), который с ростом $I_{ф. ср}$ уменьшается. Причиной служит большое шунтирую-

щее влияние резистора R_6 на сопротивление коллектора r_k . Поэтому для токов свыше 0,2 А (принимая во внимание также уменьшение η_ϕ за счет наличия резистора R_3) фильтр ФК-2 не применяют. Преимущества этого фильтра при коротких замыканиях и выходное сопротивление такие же, как у фильтра ФК-1.

В фильтре ФЭ-1 нет резистора R_3 и поэтому его КПД выше, чем у фильтров ФК, однако необходимы меры, защищающие транзистор от последствий при коротких замыканиях. Коэффициент сглаживания фильтра ФЭ-1 примерно такой же, как и у ФК-2. Изменение окружающей температуры и смена транзисторов влияют не больше, чем у фильтра ФК-2. Будучи эмиттерным повторителем, схема в отношении выходного сопротивления эквивалентна схемам ФК, у которых на выходе емкость

$$C_{\text{экв}} = C_6 / (1 - \alpha) \approx C_6 \beta,$$

где α и β — коэффициенты усиления транзистора по току соответственно в схеме с общей базой и с общим эмиттером. Выходное сопротивление очень мало:

$$Z_{\text{вых}} = r_3 + (1 - \alpha) r_6 - j(1 - \alpha) x_{c_6}, \quad (4.1)$$

где r_3 и r_6 — соответственно сопротивления эмиттера и базы транзистора в Т-образной эквивалентной схеме четырехполюсника для переменных составляющих тока.

$Z_{\text{вых}}$ может составить десятые ом, а для токов от одного ампера и выше — сотые ом.

Фильтр ФЭ-2 по всем своим параметрам, за исключением K , аналогичен фильтру ФЭ-1. При определении $Z_{\text{вых}}$ по формуле (4.1) вместо x_{c_6} следует принимать $x_{c_{6_1}}$. Двухзвенный фильтр на входе значительно ослабляет шунтирующее действие R_{62} и R_{61} на r_k и даже дает возможность поднять величину последнего за счет применения составного транзистора. В результате фильтр ФЭ-2С (рис. 25, д) дает возможность получать при токах порядка 1 А такой же коэффициент сглаживания, как и фильтр ФК-1. Пристроенном транзисторе ток $I_{\phi, \text{ср}}$ может быть увеличен до 10 А.

Фильтр ФШ-1 управляется с входа и поэтому может работать в трех режимах: недокомпенсации, компенсации и перекомпенсации. Режим компенсации ($\dot{U}_{-R} = \dot{U}_-$) практически невозможен, поэтому коэффициент сглаживания не может достигнуть тех колоссальных значений, которые получаются теоретически. Легко достижимы значения K от 15 до 35, но изменения температуры и режима работы могут вызвать приближение к условию компенсации (см. рис. 25, жс)

$$\beta R / R_{6_1} = 1 \quad (4.2)$$

и скачок величины K до нескольких сотен. Фильтр необходимо настраивать при наладке и подстраивать при смене транзистора. КПД может достигать 0,4—0,6. Выходное сопротивление фильтра $Z_{\text{вых}} \approx R/2$ составляет несколько ом.

Фильтр ФШ-2 управляется с выхода и поэтому работает только в режиме недокомпенсации ($\dot{U}_{\sim R} < \dot{U}_{\sim}$). Фильтр не нужно настраивать, его параметры мало зависят от изменений температуры и смены транзистора. При одинаковых величинах K у фильтра ФШ-2 η_{ϕ} меньше, чем у фильтра ФШ-1 примерно в 2 раза. Выходное сопротивление очень мало (примерно такое же, как у фильтров ФЭ) и может быть подсчитано по формуле

$$z_{\text{вых}} \approx R_{\text{вых}} \approx 1/[1/R + 1/(r_s + R'_6/\beta)]. \quad (4.3)$$

В фильтрах ФШ-1 и ФШ-2 часто можно обходиться без теплоотвода, защищать схемы от коротких замыканий не надо, их выходные сопротивления одинаковы на частотах до нескольких сотен кГц.

Большое влияние на режим работы транзистора (и связанные с ним $\Delta U_{\phi, \text{ср}}$ и КПД, наличие теплоотвода и его размеры) оказывает величина $k_{\text{пв}}$ или $U_{\text{в макс}}$; для ее уменьшения приходится на выходе выпрямительной схемы включать конденсатор C_0 . И только при очень малых величинах $U_{\text{в ср}}$ (1—3 В) и многопульсационных схемах выпрямления можно обходиться без C_0 . В одно- и двухпульсационных выпрямителях без конденсатора C_0 работа транзисторного фильтра принципиально невозможна, так как мгновенное значение напряжения u_k на транзисторе будет падать ниже напряжения насыщения.

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ТРАНЗИСТОРНЫМ ФИЛЬТРАМ, И ПОРЯДОК ИХ РАСЧЕТА

Технические требования к транзисторным фильтрам и исходные данные для их расчета такие же, как и для LCR -фильтров (см. гл. 3, 2). Порядок расчета транзисторных фильтров в основном такой же, как LCR -фильтров (см. гл. 3, 2), но в п. 3 не рассчитывают сглаживающий дроссель. Вместо этого определяют тип транзистора и проверяют, нужен ли теплоотвод и следует ли защищать транзистор от перенапряжений и сверхтоков. Если нужно, то рассчитывают теплоотвод и элементы защиты. В п. 4, помимо определения величины $\Delta U_{\phi, \text{ср}}$ и по ней $U_{\text{в ср}}$, определяют еще и ток $I_{\text{в ср}}$. Это обусловлено тем, что элементы защиты, а в фильтрах ФШ и сам транзистор, потребляют дополнительный ток и $I_{\text{в ср}} > I_{\phi, \text{ср}}$.

Как правило, транзисторные фильтры применяют для уменьшения размеров и массы электропитающего устройства. Поэтому следует пользоваться малогабаритными конденсаторами, например, типа К52-2 (ЭТО) К50-9, К53-8, К53-4 [19].

Коэффициент $k_{\text{пв}}$ определяют так же, как и при расчете LCR -фильтров. Предварительный расчет для выбора типа диода и определения $r_{\text{пр}}$, r_a , L_s и ϕ , необходимого при наличии конденсатора C_0 , производят согласно гл. 3, 2.

Выбор транзистора. В фильтрах типа ФК и ФЭ транзистор при включении должен выдерживать сверхток, поэтому

$$I_{к. доп} \geq 2I_{ф. ср.} \quad (4.4)$$

В фильтрах ФШ, чтобы выдержать режим холостого хода,

$$I_{к. доп} \geq 2I_{э. ср.} \quad (4.5)$$

Рабочий ток транзистора должен не менее чем на порядок превышать обратный ток коллектора $I_{ко}$, который надо учитывать при максимальной $T_{окр}$.

Транзистор должен также иметь запас по напряжению U_k (эмиттер — коллектор) в схемах с последовательным включением. Так как между эмиттером и коллектором транзистора приложено напряжение $U_{к. ср}$ плюс амплитуда напряжения пульсации $U_{Вт}$, то с учетом увеличения напряжения сети на 25% при наличии быстросействующей защиты от перенапряжений

$$U_{к. доп} > 1,6(U_{к. ср} + U_{Вт}) = 1,6(U_{к. нас} + U_{Вт} + U_{Вт}) = \\ = 1,6(U_{к. нас} + 2U_{Вт}), \quad (4.6)$$

где $U_{Вт}$ определяется из формулы (3.5) и увеличивается в 1,25 раза, $U_{к. нас}$ — напряжение насыщения, указывается в приложении 9. В схемах с параллельным включением транзистора, чтобы выдержать режим холостого хода,

$$U_{к. доп} > 2U_{ф. ср.} \quad (4.7)$$

Желательно в схемах с последовательным включением применять транзистор с $U_{к. доп} > U_{В ср} + u_{\sim В макс}$, при этом не понадобится защита от перенапряжений и значительно повысится надежность работы фильтра ($u_{\sim В макс}$ — наибольшее значение переменной составляющей на выходе выпрямителя). Как и во всех схемах, работающих на транзисторах, так и в фильтрах ни в коем случае нельзя совмещать работу при предельно допустимых U_k , I_k , $T_{окр}$. Желательно, чтобы коэффициент использования транзистора по напряжению и току был не выше 0,7.

Транзисторы должны иметь запас не только по напряжению и току, они также должны обеспечивать длительное рассеивание мощности, которая (в основном) выделяется на коллекторном переходе. Должно выполняться условие

$$P_k \approx U_{к. ср} I_{к. ср} < P_{к. доп}, \quad (4.8)$$

где $P_{к. доп}$ — максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторном переходе транзистора, зависящая от температуры окружающей среды $T_{окр}$, от максимально допустимой температуры нагрева коллекторного перехода $T_{п. макс}$ и условий охлаждения транзистора.

Если дополнительный теплоотвод отсутствует, то

$$P_{к. доп} = (T_{п. макс} - T_{окр}) / (R_{п. к} + R_{к. с}), \quad (4.9)$$

где $R_{п.к}$ и $R_{к.с}$ — тепловое сопротивление соответственно переход—корпус и корпус—среда, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$; $R_{п.к} \ll R_{к.с}$, поэтому первый член в знаменателе формулы (4.9) можно опускать. В приложении 9 приведены значения $P_{к.доп}$ и $R_{п.к}$ для разных транзисторов.

Если имеется дополнительный теплоотвод, то

$$P'_{к.доп} = (T_{п.макс} - T_{окр}) / (R_{п.к} + R_{к.т} + R_{т.с}), \quad (4.10)$$

где $R_{к.т}$ и $R_{т.с}$ — тепловое сопротивление соответственно корпус—теплоотвод и теплоотвод—среда, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

При идеальном теплоотводе $R_{т.с} \rightarrow 0$ и идеальном тепловом контакте между корпусом и теплоотводом $R_{к.т} \rightarrow 0$ формула (4.10) имеет в знаменателе лишь один — первый член. В приложении 9 приведены значения $P'_{к.доп}$ для разных транзисторов, подсчитанные при условии, что теплоотвод идеальный, а $R_{к.т} = 1^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Когда надо изолировать коллектор транзистора (обычно электрически соединенный с корпусом) от шасси, применяют тонкую слюдяную прокладку толщиной 60—150 мкм. При этом $R_{к.т}$ может повыситься на 0,7—1,5 $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Можно также применять изоляционную прокладку из фторопласта толщиной 10 мкм, проложенную между двумя слоями алюминиевой фольги толщиной 10—40 мкм. Применяют также изолирующую пленку в виде эматалевого покрытия алюминия толщиной несколько микрон. Поэтому не рекомендуется изолировать корпус от теплоотвода, лучше изолировать теплоотвод от шасси. Потеря при этом в величине $R_{т.с}$ будет перекрыта уменьшением сопротивления $R_{к.т}$.

Для уменьшения сопротивления $R_{к.т}$ существуют специальные смазки с высокой теплопроводностью. Эффективный тепловой контакт обеспечивает кремнийорганическая паста КПП-8 (ГОСТ 19783—74). Она в 3—5 раз и более уменьшает тепловое сопротивление $R_{к.т}$ и, кроме того, является диэлектриком. Бериллиевые прокладки, смазанные пастой КПП-8, — надежное средство электрической изоляции при небольшом тепловом сопротивлении. При этом можно разместить на одном радиаторе несколько транзисторов, изолированных один от другого.

Сопротивление $R_{т.с}$ можно подсчитать, зная коэффициент теплопроводности материала теплоотвода k_t ,

$$R_{т.с} = 1/k_t S_t, \quad (4.11)$$

где S_t — поверхность обеих сторон теплоотвода, см^2 ; k_t — от 0,5 · 10⁻³ до 2 · 10⁻³ Вт/($^{\circ}\text{C} \cdot \text{см}^2$).

У черных матовых поверхностей k_t больше примерно на 15%, чем у светлых блестящих. В качестве материала для теплоотводов применяют алюминиевые сплавы, предназначенные для литья.

Зная допустимые значения $T_{п.макс}$, температуры окружающей среды $T_{окр}$, k_t и мощности P_k , которую нужно рассеять на транзисторе, определяем с помощью формул (4.10) и (4.11)

$$S_t \geq P_k / \{k_t [T_{п.макс} - T_{окр} - P_k (R_{п.к} + R_{к.т})]\}, \quad (4.12)$$

$R_{п.к}$ и $T_{п. макс}$ берем из приложения 9, целесообразно уменьшать $T_{п. макс}$ на 10°C ; $R_{к.т}$ — принимаем ориентировочно 1°C/Вт . На рис. 26 изображены некоторые конструкции теплоотводов с указанием величин $R_{т.с}$, которые они обеспечивают (см. табл. 10 и 11).

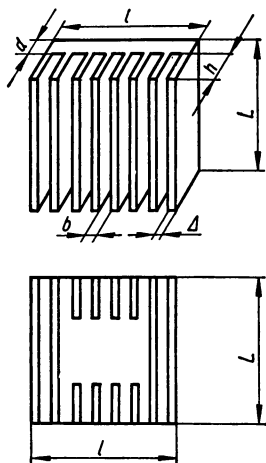


Рис. 26. Конфигурация ребристых теплоотводов.

При использовании готовых теплоотводов с известными $R_{т.с}$ тепловой режим удобно рассчитывать по формуле (4.10) с тем, чтобы выполнялось условие (4.8). Если требуется определить величину поверхности теплоотвода для его последующего конструирования, то можно пользоваться формулой (4.12).

Зная мощность P_k , можно выбрать конструкцию и геометрические размеры теплоотвода, а также размеры пластинчатых и ребристых радиаторов (см. рис. 26) для разных транзисторов и величин P_k от 1 до 10 Вт [24].

Формулы (4.9) и (4.10) действительны для длительного режима работы, в течение которого успевал установиться тепловой баланс. При этом часть тепла, выделяющегося на p - n -переходе, расходуется на нагрев корпуса транзистора и теплоотвода.

В аварийных режимах, например при коротком замыкании, транзистор подвергается большим кратковременным перегрузкам (пока не сработает защита, например, предохранитель) и большое коли-

10. Ребристые теплоотводы (см. рис. 26)

Тип	Условный номер	Размеры, мм					
		$L \times l$	h	d	n	b	Δ
Односторонний	1	100×100	20	4	9	10	2
	2	60×60	12	4	7	7	2,5
	3	80×80	20	5	9	7	2,5
Двусторонний	4	120×120	25	5	11	9	3
	5 ¹	120×120	27	4	—	10	3

¹ У этого радиатора 12 ребер полной и 5 — неполной длины.

Примечание. L — ширина радиатора; l — длина радиатора; h — высота ребра; d — толщина пластины; n — число ребер; b — расстояние между ребрами; Δ — толщина ребра.

чество тепла, выделяющегося на переходе, не успевает нагреть корпус, а тем более теплоотвод. Поэтому формулы (4.9) и (4.10) в этих случаях заменяются выражениями, где учтено, что тепло воспри-

**11. Тепловое сопротивление теплоотводов, приведенных
на рис. 26 и в табл. 10, при $T_{\text{окр}} = 40...60^\circ \text{C}$**

Условный номер по табл. 10	Тепловое сопротивление $R_{\text{т. с.}}$ $^\circ\text{C}/\text{Вт}$, при ΔT			
	10°	20°	30°	40°
1	2,9	2,4	2,1	1,9
2	6,0	5,2	4,6	4,3
3	3,6	3,0	2,6	2,4
4 и 5	1,2	0,9	0,8	0,7

Примечание. Температуру перегрева можно определить как $\Delta T = 0,9T_{\text{п. макс}} - T_{\text{окр}} - P_{\text{к}} (R_{\text{п. к}} + R_{\text{к. т}})$ или $\Delta T = P_{\text{к}} R_{\text{т. с.}}$.

нимает только площадь перехода $S_{\text{п}}$,

$$P_{\text{и. доп}} = 100 S_{\text{п}} / \sqrt{t_{\text{и}}} \quad (4.13)$$

для германиевого транзистора,

$$P_{\text{и. доп}} = 700 S_{\text{п}} / \sqrt{t_{\text{и}}} \quad (4.14)$$

для кремниевого транзистора, где $t_{\text{и}}$ — время перегрузки, с; $S_{\text{п}}$ — площадь перехода, см^2 .

В табл. 12 приведены значения $S_{\text{п}}$ для некоторых транзисторов и стабилитронов.

Если применяются мощные транзисторы без теплоотводов, работающие в облегченном режиме, то надо следить, чтобы при изменении окружающей температуры ток $I_{\text{к0}}$ не стал сравним с $I_{\text{к. ср}}$, так как наступит тепловая неустойчивость и нестабильность во времени. Обычно лучше работать на транзисторах малой мощности с небольшим теплоотводом, чем на малонагруженном мощном транзисторе без теплоотвода.

Определение параметров транзистора. Помимо $I_{\text{к. доп}}$, $I_{\text{к0}}$ и $P_{\text{к. доп}}$ для расчета фильтров необходимо знать $r_{\text{э}}$, $r_{\text{б}}$, β (или α), B (или $\alpha_{\text{с}}$) — коэффициенты

усиления по постоянному току соответственно в схемах с общим эмиттером и с общей базой и $r_{\text{к}}$ — сопротивление коллектора транзистора в Т-образной схеме четырехполюсника для переменных составляющих тока.

Некоторые из этих параметров приведены в приложении 9, другие можно определить, пользуясь известными пересчетными

12. Площади p - n -переходов некоторых полупроводниковых приборов (ориентировочные данные)

Тип	Площадь p - n -перехода (коллекторного) $S_{\text{п}}$, см^2
МП25—МП26	0,01
МП111—МП113	0,009
П306	0,25
ГТ403	0,035
П213—П215	0,15
П216—П217	0,4
П210	0,6
Д815	0,09
Д816, Д817	0,04

формулами [7] из h -параметров, которые приводятся заводами-изготовителями в справочниках.

Так как для мощных транзисторов в справочниках не всегда приводятся все значения h -параметров, то их можно определять [7] по выходным (h_{22e} и h_{21e}) и по входным (h_{11e} и h_{12e}) характеристикам. Удобнее для этих целей пользоваться характеристиками для схемы с общим эмиттером $I_k = f(U_k)$ при $I_6 = \text{const}$ и $I_6 = \varphi(U_6)$ при $U_k = \text{const}$ (на них легче отсчитать прирост ΔI_k).

Для ориентировки в том, как изменяются параметры в зависимости от тока I_k , можно пользоваться графиками, показанными на рис. 27. Для определения параметров вычисляют

$$r_3 = 26 \cdot 10^{-3} / I_{э, \text{ср}}, \quad (4.15)$$

где r_3 — в Ом; $I_{э, \text{ср}}$ — в А, а r_6 находят из выражения

$$r_6 \approx (r_{вх} - r_3) \beta, \quad (4.16)$$

значения β приведены в приложении 9, а $r_{вх}$ — на рис. 27.

Выбор схемы защиты

В фильтрах ФЭ в момент их включения под напряжение на промежутке коллектор—база транзистора вследствие нестационарных процессов появляется полное значение входного напряжения. По мере заряда конденсатора C_6 ($C_6 I$ в фильтрах ФЭ-2) напряжение на транзисторе падает и в стационарном режиме работы составляет $U_{к, \text{ср}}$.

При включении фильтра ФК под напряжение на промежуток коллектор—эмиттер приходится также полное значение входного напряжения. По мере заряда конденсатора $C1$ на транзисторе (рис. 25, а и б) будет устанавливаться стационарное значение $U_{к, \text{ср}}$.

Перенапряжения будут также при пробое конденсаторов C_6 или $C1$, а также при коротком замыкании на выходе фильтра. Перенапряжения, вызванные стационарными процессами, более длительные, чем перенапряжения, вызванные нестационарными процессами, длительность которых порядка постоянной времени заряда конденсаторов [9]. При случайном замыкании на выходе фильтра (аварийный режим), кроме перенапряжений, возникают сверхтоки, носящие также длительный характер.

Для фильтров ФШ защитные меры не нужны, а фильтры ФЭ и ФК защищают с помощью стабилитронов и ограничивающих резисторов $R_{огр}$ (ФЭ). В фильтрах ФК резистор R_z заменяет ограничивающий резистор $R_{огр}$.

Для схемы с ограничивающим сопротивлением (рис. 28, а) действительны следующие выражения в режиме короткого замыкания:

$$I_{к. к. з. ср} = E_{вср} \alpha_- / [r_B + R_{огр} + R_6 (1 - \alpha_-)]; \quad (4.17)$$

$$U_{к. к. з. ср} = (1 - \alpha_-) R_6 E_{вср} / [r_B + R_{огр} + R_6 (1 - \alpha_-)]; \quad (4.18)$$

$$P_{к. к. з} = R_6 E_{вср}^2 (1 - \alpha_-) \alpha_- / [r_B + R_{огр} + R_6 (1 - \alpha_-)]^2. \quad (4.19)$$

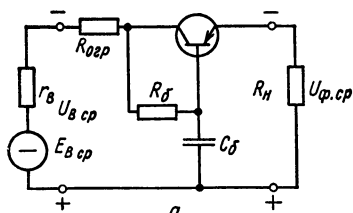
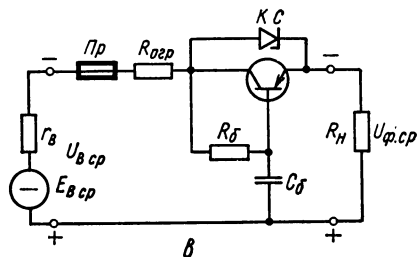
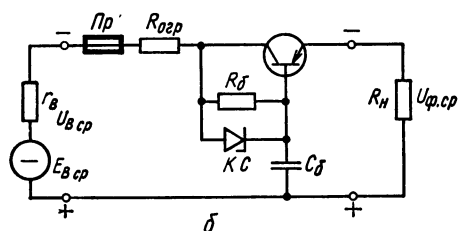


Рис. 28. Схемы фильтров с элементами защиты:

а — от сверхтока с ограничивающим резистором; б — от перенапряжения и сверхтока с мощным стабилитроном и ограничивающим резистором; в — от перенапряжения и сверхтока с маломощным стабилитроном и ограничивающим резистором.



Обозначения величин, употребляемых в формулах (4.17)—(4.19), соответствуют обозначениям на рис. 28.

При наличии резистора $R_{огр}$ приходится увеличивать входную ЭДС

$$E_{вср} = I_{ф. ср} (r_B + R_{огр}) + U_{к. ср} + U_{ф. ср}. \quad (4.20)$$

Сопротивление $R_{огр}$ должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить при длительном действии сверхтока

$$I_{к. к. з. ср} < I_{к. доп} \quad (4.21)$$

и при кратковременных сверхтоках

$$P_{к. к. з} < P_{и. доп}, \quad (4.22)$$

где $P_{и. доп}$ находят из выражений (4.13) или (4.14) и

$$U_{к. к. з. ср} < U_{к. доп}. \quad (4.23)$$

Однако сопротивление $R_{огр}$ не должно быть настолько большим, чтобы заметно уменьшить КПД фильтра и существенно увеличить входное напряжение $U_{вср}$.

В схеме со стабилитроном, включенным параллельно участку коллектор—эмиттер (рис. 28, в), при коротком замыкании через стабилитрон протекает большой ток

$$I_{\text{ст}} = \frac{E_{\text{в.ср}} R_6 - U_{\text{ст}} [R_6 - B(r_{\text{в}} + R_{\text{огр}})]}{R_6(r_{\text{в}} + R_{\text{огр}}) + r_{\text{д}} [R_6 + (r_{\text{в}} + R_{\text{огр}})]}, \quad (4.24)$$

где $U_{\text{ст}}$ — рабочее напряжение стабилитрона; $r_{\text{д}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона; B — коэффициент усиления по постоянной составляющей тока в схеме с общим эмиттером.

По этой причине в качестве КС приходится применять мощные стабилитроны типа Д815—Д817 (см. приложение 10). В схеме рис. 28, в ток в режиме короткого замыкания

$$I_{\text{к.к.з.ср}} = B \frac{E_{\text{в.ср}} r_{\text{д}} + U_{\text{ст}} (r_{\text{в}} + R_{\text{огр}})}{R_6(r_{\text{в}} + R_{\text{огр}}) + r_{\text{д}} [R_6 + B(r_{\text{в}} + R_{\text{огр}})]}, \quad (4.25)$$

где $r_{\text{д}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона, а напряжение на транзисторе

$$U_{\text{к.к.з.ср}} = E_{\text{в.ср}} + I_{\text{к.к.з.ср}} (r_{\text{в}} + R_{\text{огр}}) = U_{\text{ст}}. \quad (4.26)$$

В схеме со стабилитроном, включенным параллельно участку коллектор—база (рис. 28, б), при коротком замыкании через стабилитрон протекает ток $I_{\text{ст}}$ значительно меньший, чем в схеме, показанной на рис. 28, в. В любом случае этот ток не превысит $I_{\text{к.к.з.ср}}/B$, что позволяет обойтись маломощными стабилитронами типа Д814 (см. приложение 10). В этой схеме

$$I_{\text{ст}} = \{E_{\text{в.ср}} - U_{\text{ст}} [1 + (r_{\text{в}} + R_{\text{огр}}) B/R_6]\} / [(r_{\text{в}} + R_{\text{огр}}) B + r_{\text{д}}]; \quad (4.27)$$

$$I_{\text{к.к.з}} = (E_{\text{в.ср}} - U_{\text{ст}}) / (r_{\text{в}} + R_{\text{огр}} + r_{\text{д}}/B), \quad (4.28)$$

а напряжение на транзисторе $U_{\text{к.к.з}}$ определяется приближенно по формуле (4.26). Это напряжение можно уменьшить, включив между общей точкой резистора $R_{\text{огр}}$ и R_6 и коллектором транзистора еще один резистор. При необходимости повысить $U_{\text{к.доп}}$ можно включить несколько транзисторов последовательно так, как это делают в транзисторных стабилизаторах на повышенное напряжение.

Помимо простейших схем защиты, показанных на рис. 28, применяют сложные схемы электронной защиты, в которых отсутствует сопротивление $R_{\text{огр}}$, что позволяет повысить КПД [9].

3. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ФК

Методика расчета фильтра ФК-1

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{\text{ф.ср}}$, нагрузка $I_{\text{ф.ср}}$, частота сети $f_{\text{с}}$, коэффициент пульсаций $k_{\text{п.ф}}$ (или амплитудное значение первой гармоники выпрямленного напряжения на выходе фильтра $U_{\text{ф.т}}$), температура окружающей среды $T_{\text{окр}}$,

может быть задан КПД $\eta_{\text{ф}}$, а также $z_{\text{вых}}$. В результате расчета следует определить схему выпрямления, коэффициент пульсаций на ее выходе $k_{\text{пв}}$, тип транзистора, величины $R_{\text{э}}$, $R_{\text{б}}$, $C_{\text{б}}$, C_1 и C_0 (если она будет в схеме), типы конденсаторов, элементы защиты (если она необходима), падение напряжения на фильтре $\Delta U_{\text{ф. ср}}$, напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{\text{В ср}}$ и КПД $\eta_{\text{ф}}$.

1. Согласно рекомендациям гл. 1, 2 выбираем схему выпрямления и определяем $m_{\text{п}}$.

2. По заданному $\eta_{\text{ф}}$ (или приняв его равным 0,6—0,7) находим ориентировочное значение напряжения на выходе схемы выпрямления

$$U_{\text{В ср}} = U_{\text{ф. ср}} / \eta_{\text{ф}}. \quad (4.29)$$

3. Пользуясь приложением 4, определяем коэффициент B и находим значение E_{II} по формуле (2.34) для индуктивной и емкостной реакций нагрузки.

4. В зависимости от E_{II} и выбранной схемы выпрямления определяем рабочее напряжение $U_{\text{раб}}$ на конденсаторе C_0 , равное $U_{\text{В ср}}$ при емкостной реакции нагрузки.

5. Зная $U_{\text{раб}}$ и $f_{\text{п}} = m_{\text{п}} f_{\text{с}}$, выбираем тип конденсатора C_0 (желательно малогабаритный) и по приложениям 6, 7 и 8 и табл. 9 или из работы [19] определяем максимально возможный $k_{\text{пв}}$. При таком решении емкость C_0 уменьшается, но увеличивается мощность, рассеиваемая на транзисторе, поэтому величину $k_{\text{пв}}$ необходимо увязать с $P_{\text{к}}$ (см. п. 9).

6. По формуле (3.5) находим $U_{\text{В макс}}$ для емкостной реакции нагрузки и сравниваем его с $U_{\text{В макс}}$, которое может быть получено при индуктивной реакции нагрузки [см. формулы (3.7) и (3.8)]. Выбираем схему с такой реакцией нагрузки, которая обеспечивала бы меньший $k_{\text{пв}}$.

7. Зная ток $I_{\text{ф. ср}}$, по формуле (4.4) и приложению 9 подбираем транзистор по возможности так, чтобы его $U_{\text{к. доп}}$ было больше, чем $U_{\text{В ср}}$. Выбрав тип транзистора, определяем его β , $r_{\text{к}}$, $r_{\text{б}}$, $r_{\text{э}}$, $I_{\text{к. доп}}$, $U_{\text{к. доп}}$, $P_{\text{к. доп}}$ и $P'_{\text{к. доп}}$.

8. Определяем напряжение коллектор—эмиттер $U_{\text{к. ср}}$, как это следует из неравенства (4.6). Значения $U_{\text{к. нас}}$ приведены в приложении 9.

Продолжение расчета при использовании
конденсатора C_0

9. Находим $P_{\text{к}}$ и проверяем согласно формуле (4.8), нужен ли транзистору теплоотвод. Этот пункт нужно увязать с емкостью C_0 (см. п. 12) и при необходимости увеличить ее (чтобы уменьшить $k_{\text{пв}}$, $U_{\text{В макс}}$ и $U_{\text{к. ср}}$, влияющие на $P_{\text{к}}$) или взять более мощный транзистор.

10. Зная $U_{\text{В ср}}$ и $I_{\text{В ср}} = I_{\text{ф. ср}}$, с учетом $T_{\text{окр}}$ определяем ориентировочно тип диода (при этом пользуемся одной из методик гл. 3.3) и его величину $r_{\text{пр}}$.

11. Находим активное сопротивление трансформатора $r_{тр}$ по формуле (2.1) и его индуктивность рассеяния L_s по формуле (2.2). Определяем угол φ по формуле (2.3), расчетные множители ε_r и ε_r/m_n и по графикам (рис. 23 или 24) поправочный множитель ξ для $q = 1$.

12. По значению $k_{пв}$ (см. п. 5) из формулы (3.9) находим величину $k_{пв_0}$ ($q = 1$) и необходимую емкость C_0 по формуле (3.10). При этом учитываем $T_{окр}$, $U_{раб}$, частоту пульсаций f_n и запасы в величине емкости, пользуясь табл. 9.

Если можно из конструктивных соображений, то увеличиваем емкость конденсатора, чтобы облегчить тепловой режим транзистора (см. п. 9). Из принятой величины емкости C_0 определяем уточненное значение $k_{пв}$. После такого уточнения определяем тип транзистора, его параметры и напряжение $U_{к.ср}$.

13. Зная $k_{пв}$ (см. п. 12) и пользуясь формулой (3.1), определяем K .

14. Принимая ток $I_{к0} \ll I_{ф.ср}$, определяем

$$R_6 = B (U_{к.ср} + U_{ф.ср}) / I_{ф.ср}, \quad (4.30)$$

ориентировочно принимаем $B = \beta$, ($\alpha_- = \alpha$).

15. Определяем оптимальное значение сопротивления

$$R_{эopt} = 0,25 (1 - \alpha_-) R_6 \quad (4.31)$$

и при значении $R_{эopt}$

$$C_6 = 8 (1 + \alpha r_k / R_6) / [R_6 (1 - \alpha_-)]. \quad (4.32)$$

16. Определяем постоянную времени

$$\tau = R_3 C_6 \quad (4.33)$$

и множитель

$$A = 1 / \sqrt{1 + [(1 + r_k / R_6) / (\omega_n \tau)]^2}. \quad (4.34)$$

Не следует допускать, чтобы A было больше 0,9, так как это приведет к очень большой емкости C_6 .

17. Учитывая, что величина K должна быть обеспечена с двадцатипроцентным запасом (см. гл. 1,3), находим выходную емкость

$$C_1 = 1,2K [R_э + (1 - \alpha_-) R_6] / (A r_k R_n \omega_n \alpha_-). \quad (4.35)$$

Емкость C_1 можно также определить из минимальной рабочей частоты потребителя,

$$C_1 = 1 / \Omega_{мин} z_{вых} \quad (4.36)$$

или из условий, изложенных в гл. 3 применительно к выходной емкости. Выбираем наибольшее значение емкости C_1 , которое удовлетворит всем поставленным условиям. Если нужно, уточняем величину K и $k_{п.ф.}$

18. Уточняем напряжение на выходе схемы выпрямления

$$U_{Вср} = U_{ф. ср} + U_{к. ср} + I_{ф. ср} R_{э}. \quad (4.37)$$

19. Определяем КПД

$$\eta_{ф} = A^2 \alpha_{-} / (1 + U_{к. ср} / U_{ф. ср}). \quad (4.38)$$

Если $\eta_{ф}$ сильно отличается от определенного в п. 2, то имеет смысл подсчитать $U_{Вср}$ и заново выбрать конденсаторы C_0 , C_6 и $C1$.

20. Выясняем необходимость защиты от перенапряжений и сверхтока. Если при замене $R_{огр}$ на $R_{э}$ удовлетворяются неравенства (4.21)—(4.23), то дополнительные защитные меры не нужны. В противном случае следует увеличить $R_{э}$ (если позволяет КПД) и переходить к схемам защиты, показанным на рис. 28, б и в. При этом надо пользоваться расчетными формулами (4.24)—(4.28).

21. Если $R_{э} > R_{э, опт}$, то надо пересчитать $U_{Вср}$ по формуле (4.37). Величину K можно не уточнять.

22. Если после расчета $P_{к}$ (п. 9) выясняется необходимость в теплоотводе, то рассчитываем его. По формуле (4.12) находим поверхность охлаждения теплоотвода или, если имеется готовый теплоотвод и известно его $R_{т. с.}$, по формуле (4.10) определяем допустимую для него величину $P'_{к, доп}$, а затем проверяем выполнение условия (4.8).

Особенности расчета при отсутствии конденсатора C_0

1. Расчет согласно п. 9 не требует увязки с величиной C_0 .
2. Расчеты согласно пп. 10, 11 и 12 не производим.
3. Производим расчеты согласно пп. 13—22.

Методика расчета фильтра ФК-2

Исходные данные для расчета и величины, подлежащие определению, те же, что и для фильтра ФК-1. Однако расчет имеет следующие особенности:

1. Вместо формулы (4.31) записываем выражение

$$R_{э, опт} = 0,25 [R_6 (1 - \alpha_{-}) + R_n]. \quad (4.39)$$

2. Вместо формулы (4.32) записываем выражение

$$C_6 \approx 8 / \omega_{п} [(1 - \alpha_{-}) R_6 + R_n]. \quad (4.40)$$

3. Вместо A определяем множитель

$$A' = 1 / \sqrt{1 + 1 / \omega_{п}^2 \tau^2}. \quad (4.41)$$

Из тех же соображений, что и величина A для фильтра ФК-1, A' должно быть примерно равно 0,9.

4. Вместо формулы (4.35) записываем выражение

$$C_1 = 1,2K_1'(R_6 + r_k)[R_6(1 - \alpha_-) + R_n + R_3]/(A'r_k R_6 R_n \omega_n), \quad (4.42)$$

где $R_6 = BU_{к. ср}/I_{ф. ср}$.

5. Вместо формулы (4.38) записываем выражение

$$\eta_{\phi} = A'^2/(1 + U_{к. ср}/U_{ф. ср}). \quad (4.43)$$

4. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ФЭ

Методика расчета фильтра ФЭ-1

Исходные данные для расчета и величины, подлежащие определению, те же, что и для фильтра ФК-1.

Отличие расчета по сравнению с изложенным в гл. 4,3 для фильтра ФК-2 состоит в следующем:

1. В схеме отсутствует R_3 и формулами (4.39) и (4.41) не пользуемся. R_6 подсчитываем так же, как и для фильтра ФК-2.

2. Множитель A [см. формулу (4.34)] для расчета не нужен.

3. Выходной конденсатор $C1$ отсутствует и коэффициент сглаживания определяется величиной емкости, которую определяем по формуле

$$C_6 = k_{\phi}(r_k + R_6)/(\omega_n R_6 r_k), \quad (4.44)$$

где

$$k_{\phi} = K[R_n + (1 - \alpha_-)R_6]/R_n, \quad (4.45)$$

[K находим исходя из $k_{пв}$ и пользуясь формулой (3.1)] или по формуле

$$C_6 = (1 - \alpha)/\{\Omega_{мин} \sqrt{z_{вых}^2 - [r_3 + (1 - \alpha)r_6]^2}\}. \quad (4.46)$$

4. Вместо формулы (4.37) записываем выражение

$$U_{в ср} = U_{ф. ср} + U_{к. ср}. \quad (4.47)$$

5. Вместо формулы (4.38) записываем выражение

$$\eta_{\phi} = \alpha_-/(1 + U_{к. ср}/U_{ф. ср}). \quad (4.48)$$

6. При подсчете по формулам (4.17)—(4.20) надо учитывать, что R_3 отсутствует и не может заменить $R_{огр}$.

Методика расчета фильтра ФЭ-2

Для расчета фильтров ФЭ-2 пользуемся методикой расчета фильтра ФЭ-1 со следующими изменениями:

1. Величину R_6 делим на две равные части: R_{61} и R_{62} (см. рис. 25),

$$R_{61} = R_{62} = R_6/2. \quad (4.49)$$

2. При удовлетворении неравенства

$$r_k \gg R_6 \quad (4.50)$$

выбираем

$$C_{61} = C_{62}. \quad (4.51)$$

Если r_k одного порядка с R_6 , то необходимо, чтобы

$$C_{62} \geq 0,05 C_{61}. \quad (4.52)$$

3. При соблюдении неравенства (4.50) и условии, что

$$x_{C_{61}} = x_{C_{62}} \geq 0,43 R_6^2 / r_k, \quad (4.53)$$

пользуемся выражением

$$C_{61} = C_{62} = 2 \sqrt{k_\phi / (\omega_p R_6)}. \quad (4.54)$$

Если

$$x_{C_{61}} = x_{C_{62}} \leq 0,14 R_6^2 / r_k, \quad (4.55)$$

пользуемся выражением

$$C_{61} = C_{62} = k_\phi / (\omega_p r_k). \quad (4.56)$$

4. Если r_k и R_6 одного порядка, то C_{61} и C_{62} определяем из выражения

$$k_\phi \approx r_k \omega_p C_{61} / [1 + 4 r_k / (\omega_p C_{62} R_6^2)] \quad (4.57)$$

с учетом неравенства (4.52); k_ϕ определяем из формулы (4.45) при $R_{61} = R_{62}$.

В том случае, если выполняется неравенство (4.52), R_6 и r_k одного порядка и

$$x_{C_{62}} \leq 0,14 R_6 / r_k, \quad (4.58)$$

можно пользоваться выражением

$$C_{61} = k_\phi / (\omega_p r_k). \quad (4.59)$$

5. Формула (4.46) действительна для C_{61} вместо C_6 . Если вместо одиночного будет применен составной транзистор, как например в фильтре ФЭ-2С, то для двоянного (см. рис. 25, д):

$$r_k \approx r_{k_1} r_{k_2} / [r_{k_2} + r_{k_1} (1 - \alpha_1)]; \quad (4.60)$$

$$\beta = \beta_1 \beta_2, \quad (4.61)$$

$$r_3 \approx r_{32} + r_{62} / \beta_2; \quad (4.62)$$

$$r_6 \approx r_{61} + r_{62} r_{k_1} / r_{k_2}. \quad (4.63)$$

Строенный транзистор можно рассматривать как двоянный, приняв параметры двух транзисторов из формул (4.60)—(4.63) равными параметрам эквивалентного одиночного транзистора.

При расчете фильтра ФЭ-ЗС (рис. 25, е) вместо (4.30) записываем выражение

$$R_6 = U_{к. ср} R_d / U_{ф. ср}, \quad (4.64)$$

где $R_d \approx U_{ф. ср} / I_{д. ср}$ и $I_{д. ср} \approx (3...5) I_{ф. ср} (1 - \alpha_-)$.

5. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ФШ

Методика расчета фильтра ФШ-1

Исходные данные для расчета те же, что и для фильтра ФК-1. В результате расчета следует определить схему выпрямления, коэффициент пульсаций на ее выходе $k_{пв}$, тип транзистора, величины $R_{б1}$, R'_6 , R , C_6 , C_0 (если конденсатор C_0 будет в схеме), типы конденсаторов, падение напряжения на фильтре $\Delta U_{ф. ср}$ и напряжение на выходе схемы выпрямления $U_{в ср}$ и КПД $\eta_{ф}$.

В фильтрах ФК и ФЭ можно было существенно изменять коэффициент сглаживания K за счет вариации величин C_1 (в ФК) и C_6 (в ФЭ). В фильтрах ФШ можно получить $K \approx 15...35$, поэтому методика расчета таких фильтров своеобразна.

1. Согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1,2, выбираем схему выпрямления и определяем $m_{п}$.

2. Определяем величину $k_{пв}$ согласно формуле (3.1), принимая $K = 25$.

3. Определяем ориентировочное значение $U_{в ср}$, принимая $\eta_{ф} = 0,5$ и считая, что 20% входного тока ответвится через транзистор

$$U_{в ср} = 0,8 U_{ф. ср} / \eta_{ф}. \quad (4.65)$$

Учитывая реакцию нагрузки, определяем для выбранной схемы коэффициент B по приложению 3 и по формуле (2.34) находим величины $E_{п1}$ и $U_{в ср. х. х}$. Зная $U_{раб} = U_{в ср. х. х}$ и $f_{п} = m_{п} f_{с}$, определяем тип конденсатора C_0 (см. п. 5 гл. 4,3) и находим возможное для него $k_{пв}$.

В зависимости от величины $k_{пв}$ решаем вопрос о необходимости конденсатора C_0 (подробнее см. п. 5 гл. 4,3) и уточняем значение $k_{пв}$, которое не должно быть больше, чем найденное в п. 2. Если конденсатор C_0 отсутствует, то подсчет $U_{в ср}$ отпадает.

4. Определяем среднее значение тока эмиттера транзистора

$$I_{э. ср} \approx \gamma k_{пв} (U_{ф. ср} + I_{ф. ср} R) / [R (1 - \gamma k_{пв})], \quad (4.66)$$

где γ — коэффициент запаса, который можно принять (с учетом тока $I_{к0}$, а также учитывая возможные изменения $T_{окр}$) от 1,1 до 1,2. При больших токах $I_{ф. ср}$ коэффициент запаса меньше, для $I_{ф. ср} \geq 0,4 A$ $\gamma = 1,1$.

Ориентировочно принимаем

$$R \approx 0,1 R_{н}. \quad (4.67)$$

В зависимости от величины $z_{\text{вых}}$ при выполнении условия настройки фильтра (4.2)

$$R = 2z_{\text{вых}}. \quad (4.68)$$

Величины R из формул (4.67) и (4.68) должны быть согласованы и взято значение не больше, чем позволяет величина $z_{\text{вых}}$.

5. Уточняем напряжение на выходе схемы выпрямителя

$$U_{\text{Вср}} = (U_{\text{ф. ср}} + I_{\text{ф. ср}})/(1 - \gamma k_{\text{пв}}). \quad (4.69)$$

6. Определяем мощность, рассеиваемую на транзисторе,

$$P_{\text{к. ср}} \approx 1,1 U_{\text{ф. ср}} I_{\text{э. ср}}, \quad (4.70)$$

коэффициент 1,1 учитывает переменную составляющую мощности.

7. Зная $U_{\text{к. ср}} = U_{\text{ф. ср}}$ [см. формулу (4.7)], $I_{\text{э. ср}}$ и $P_{\text{к. ср}}$ с учетом $T_{\text{окр}}$ выбираем транзистор из приложения 9. При этом надо соблюдать неравенство (4.5) и формулу (4.8), положив в ней $I_{\text{э. ср}} = I_{\text{к. ср}}$.

Необходимо учесть замечание в гл. 4,2 о недопустимости совмещенных предельных режимов и о запасе по напряжению. Если желательно работать без теплоотвода, а сам транзистор не может рассеять мощность $P_{\text{к. ср}}$, полученную при $R = 0,1 R_{\text{н}}$, то следует уменьшить $P_{\text{к. ср}}$ за счет увеличения R [при этом коэффициент 0,1 в формуле (4.67) можно довести до 0,5]. С увеличением R уменьшаются ток $I_{\text{э. ср}}$ [согласно формуле (4.66)] и мощность $P_{\text{к. ср}}$. Увеличение R не приводит к существенному падению $\eta_{\text{ф}}$, так как одновременно с ростом R падает общий ток (за счет уменьшения величины $I_{\text{э. ср}}$). На величину тока $I_{\text{э. ср}}$ влияет также емкость конденсатора C_0 . С ростом C_0 падает $k_{\text{пв}}$ и согласно формуле (4.66) $I_{\text{э. ср}}$ можно взять меньше.

Выбрав транзистор, определяем β , $r_{\text{к}}$, $r_{\text{б}}$, $r_{\text{э}}$, $I_{\text{к. доп}}$, $U_{\text{к. доп}}$, $P_{\text{к. доп}}$ и $P'_{\text{к. доп}}$ (см. приложение 9 и гл. 4,2).

8. Определяем ток, потребляемый от схемы выпрямления,

$$I_{\text{Вср}} = I_{\text{ф. ср}} + I_{\text{э. ср}}. \quad (4.71)$$

9. Зная $U_{\text{Вср}}$ и $I_{\text{Вср}}$, с учетом $T_{\text{окр}}$ определяем ориентировочно тип диода, находим $r_{\text{пр}}$, $r_{\text{тр}}$, L_s , φ , $\epsilon/m_{\text{п}}$ и поправочный множитель ξ для $q = 1$ (подробно см. пп. 10 и 11 гл. 4,3).

10. Определяем емкость C_0 и уточняем значение $k_{\text{пв}}$ при максимально приемлемой величине C_0 (подробно см. п. 12 гл. 4,3). После уточнения $k_{\text{пв}}$ надо уточнить $I_{\text{э. ср}}$, $U_{\text{Вср}}$, $P_{\text{к}}$ и проверить правильность выбора транзистора. Исходя из уточненного $k_{\text{пв}}$ и значения $K = 15 \dots 35$, определяем $k_{\text{п. ф}}$.

Если фильтр не содержит конденсатор C_0 , то величина $k_{\text{пв}}$ не связана с фильтром и параметрами диодов и ее не нужно увязывать с величиной C_0 . Теряют смысл пп. 9 и 10, выбор диода следует перенести в расчет схемы выпрямления.

11. По формуле (4.2) определяем величину R_{61} .

12. Определяем емкость

$$C_6 \geq 10/(\omega_{\pi} R_{61}). \quad (4.72)$$

Тип конденсатора подбираем, пользуясь приложениями 6, 7 и 8. Надо стремиться к тому, чтобы величина емкости C_6 была приемлемой [ее величину можно менять за счет коэффициента в формуле (4.67), согласовывая это с величинами $z_{\text{вых}}$, $I_{\text{э. ср}}$ и $P_{\text{к}}$].

13. Считая, что $B = \beta$, находим

$$R'_6 = BU_{\text{ф. ср}}/I_{\text{э. ср}}. \quad (4.73)$$

14. Определяем КПД

$$\eta_{\text{ф}} = U_{\text{ф. ср}} I_{\text{ф. ср}} / (U_{\text{Вср}} I_{\text{Вср}}). \quad (4.74)$$

15. Определяем данные режима холостого хода

$$U_{\text{ф. ср. х. х}} = U_{\text{Вср. х. х}} / [1 + \beta (r_{\text{в}} + R) / R'_6] \quad (4.75)$$

и

$$I_{\text{э. ср. х. х}} = \beta U_{\text{Вср. х. х}} / R'_6 [1 + \beta (r_{\text{в}} + R) / R'_6], \quad (4.76)$$

где $r_{\text{в}}$ — внутреннее сопротивление выпрямительной схемы.

При необходимости принимаем меры защиты (см. пример расчета фильтра ФЭ-ЗС).

Методика расчета фильтра ФШ-2

Исходные данные для расчета и величины, подлежащие определению, те же, что для фильтра ФШ-1, за исключением сопротивления R_{61} , которое в схеме ФШ-2 отсутствует.

В фильтре ФШ-1 на величину K влияло отношение R/R_{61} , определявшее настройку схемы. В фильтре ФШ-2 K зависит от величины R .

Методику расчета фильтра ФШ-1 (пп. 1—10) можно применить для расчета фильтра ФШ-2 со следующими изменениями: в формуле (4.65) $\eta_{\text{ф}} = 0,25$; в формулу (4.67) вместо 0,1 следует подставлять 1; формулу (4.68) можно не принимать во внимание, так как R несущественно влияет на $z_{\text{вых}}$.

11. Определяем максимальную (с некоторым превышением) величину $K_{\text{макс}}$ для данного транзистора при условии

$$1/R + 1/R_{\text{н}} + 1/R'_6 (1 - \alpha_-) \approx 1/R_{\text{н}}; \\ K_{\text{макс}} \approx R/2 (r_{\text{э}} + r_{\text{б}}/\beta) = R/(2r_{\text{вх}}). \quad (4.77)$$

Если $K > K_{\text{макс}}$, то фильтр невыполним, поэтому переходим к большему току $I_{\text{э. ср}}$, если нужно, к более мощному транзистору.

12. Определяем R_6 согласно формуле (4.73).

13. Проверяем коэффициент сглаживания, который может обеспечить рассчитываемый фильтр,

$$K \approx 1/[(r_s + r_6/\beta)(1/R + 1/R_n + B/R_6)] = 1/r_{вх}(1/R + 1/R_n + B/R_6). \quad (4.78)$$

Если K меньше заданного, но $K_{\max} > K$, то увеличить K (на 15—20%) можно, повысив несколько отношение R/R_n против принятого (равного единице) в формуле (4.67). Однако при этом понижается η_{ϕ} .

14. Определяем емкость

$$C_6 \geq 1,5/[\beta\omega_{\Pi}(r_s + r_6/\beta)] = 1,5/(\beta\omega_{\Pi}r_{вх}). \quad (4.79)$$

15. Определяем уточненное значение входного напряжения

$$U_{вср} = U_{\phi.ср} + (I_{\phi.ср} + I_{э.ср})R. \quad (4.80)$$

С учетом коэффициента нестабильности (примерно 10—15%) ориентировочно определяем

$$U_{вср.х.х} = U_{вср}(1,1...1,15). \quad (4.81)$$

Тип конденсатора подбираем из приложений 6, 7, 8 и табл. 9.

16. Уточняем выходное сопротивление

$$z_{вых} = 1/[1/R + 1/(r_s + r_6/\beta)] = 1/(1/R + 1/r_{вх}). \quad (4.82)$$

17. Определяем КПД согласно формуле (4.74).

18. Определяем уточненные данные режима холостого хода по формулам (4.75) и (4.76).

6. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать фильтр ФК-1.

Исходные данные для расчета: напряжение на выходе фильтра $U_{\phi.ср} = 12$ В; нагрузка $I_{\phi.ср} = 0,2$ А; частота сети $f_c = 400$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе $k_{п.ф} = 10^{-4}$; температура окружающей среды $T_{окр} = 40^\circ$ С; КПД $\eta_{\phi} \geq 0,6$; на частоте $f_{мин} = 100$ Гц выходное сопротивление $z_{вых} = 100$ Ом, общий провод — отрицательный.

1. Данные схемы. Исходя из рекомендаций гл. 1,2, выбираем схему Греча, для которой $m_{\Pi} = 2$. Гл. 4,3, п. 1.

2. $U_{вср} = 20$ В. При $\eta_{\phi} = 0,6$. Гл. 4,3, п. 2, формула (4.29).

3. $E_{II} = 18,6$ В. Включение конденсатора C_0 обязательно. Из приложения 4 $B = 0,93$. Гл. 4,3, п. 3. Формула (2.34).

4. $U_{раб} = 26,4$ В; $U_{раб} = u_{обр. макс}$. Гл. 4,3, п. 4. Формула (2.41).

5. Тип C_0 . Из приложений 6 и 7 выбираем конденсатор типа К50-16 на $U_{раб} = 50$ В. Такой конденсатор при емкостях 50—200 мкФ допускает на частоте 50 Гц $k_{п50} = 15\%$ (приложения 6, 7 и 8). На частоте $f_{п} = m_{\Pi}f_c = 800$ Гц $k_{п800} = k_{п50} \cdot 50/800 \approx 1\%$. При $U_{раб} = 50$ В получаем $U_{стдоп} = U_{раб}k_{п} = 50 \cdot 0,01 = 0,5$ В. Применять малогабаритные конденсаторы типа К50-9, К53-8, К53-4 нельзя, так как они не выдерживают напряжение 26,4 В [19]. Гл. 4,3, п. 5.

6. $k_{пв} = 2\%$. Пересчитываем с 50 В на 26,4 В. Гл. 4,3, п. 5.

7. Тип транзистора. Из приложения 9 выбираем транзистор ГТ703В ($p-n-p$) с параметрами: $I_{к. доп} = 3,5$ А; $U_{к. доп} = 30$ В; $\beta = 30$; $U_{к. нас} = 0,6$ В; $P_{к. доп} = 1,6$ Вт (при $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$); $P'_{к. доп} = 15$ Вт (с теплоотводом при $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$). Из рис. 27 для $I_{к. ср} = 0,2$ А $r_k \approx 20$ кОм и $r_{вх} \approx 0,8$ Ом. Более точно эти величины можно получить из выходных и входных характеристик или рассчитать по h -параметрам. Гл. 4,3, п. 7.

8. $r_3 = 0,13$ Ом; $r_3 = 26 \cdot 10^{-3} / I_{3, ср}$; в А. Гл. 4,3, п. 7.

9. $r_6 = 20$ Ом. Гл. 4,3, п. 7. Формула (4.16).

10. $U_{к. ср} = 1$ В; $U_{к. нас} = 0,6 \cdot 0,2/3$, так как 0,6 В для 3 А; принимаем запас с 0,9 до 1 В. Гл. 4,3, п. 8. Формула (4.6).

11. $P_{к. ср} = 0,2$ Вт. $0,2 < 1,6$ — теплоотвод не нужен. Гл. 4,3, п. 9. Формула (4.8).

12. $I_{в. ср} = 0,1$ А. Из приложения 4: $I_{в. ср} / I_{Вср} = 0,5$. Гл. 4,3, п. 10. Формула (2.6).

13. Данные моста. Для $u_{обр. макс} = 26,4$ В и $I_{в. ср} = 0,1$ А при $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$ — мост КЦ401 В (приложение 1). Рекомендуемая загрузка 70%: $U_{обр. доп} = 280$ В и $I_{в. ср. доп} = 0,175$ А. Диоды будут работать надежно. Гл. 4,3, п. 10.

14. $r_{пр} = 24$ Ом; $U_{пр. ср} = 2,5$ В; $I_{пр. ср. доп} = 0,25$ А. Гл. 4,3, п. 10. Формула (2.9).

15. $r_a = 26$ Ом; $L_s = 0,26$ мГ; $\phi = 15\%$. Принимаем броневую конструкцию трансформатора из стали Э340 (гл. 5,3). $B_{макс} = 1,4$ Т (гл. 5,5); $s = 1$; $p = 2$, из табл. 4: $k_r = 3,5$; $k_L = 5,0$; $P_{ср} = 4$ Вт; $R_n = 100$ Ом. Гл. 4,3, п. 11. Формулы (2.1, 2,2 и 2,3).

16. $\epsilon_r = 0,26$. Гл. 4,3, п. 11. Формула (3.18).

17. $k_{пв0} = 0,03$. Из рис. 23: $\xi = 0,7$. Гл. 4,3, п. 12. Формула (3.9).

18. $C_0 = 133$ мкФ. При $U_{раб} = 26,4$ В $\zeta = 8$. Один из возможных вариантов: три конденсатора К50-6 емкостью 100 мкФ на $U_{раб} = 50$ В (включены параллельно). Учтен технологический разброс 20% и уменьшение емкости на частоте 800 Гц — 30% (табл. 9). Можно применить конденсаторы К52-2, что не всегда допустимо, тем более, что цена их высока. При применении конденсаторов с меньшей емкостью C_0 и большим допустимым $u_{макс}$ надо внести поправку в величину P_k транзистора. При окончательном выборе конденсатора следует учитывать конкретные возможности и конструктивные требования. Гл. 4,3, п. 12. Формула (3.10).

19. $K = 200$. Гл. 4,3, п. 13. Формула (3.1).

20. $R_6 = 1950$ Ом. Выбираем 2 кОм на ток $I_{б. ср} = I_{ф. ср} / \beta \approx 0,2/30 \approx 7$ мА. Гл. 4,3, п. 14. Формула (4.30).

21. $R_{эорт} = 14,6$ Ом; 15 Ом на ток 0,2 А. $\alpha_- \approx 0,97$. Гл. 4,3, п. 15. Формула (4.31).

22. $C_6 = 300$ мкФ; $U_{раб} = U_{Вср. х. х.} = 26,4$ В. Выбираем конденсатор К50-16 емкостью 500 мкФ на $U_{раб} = 50$ В. Учтен технологический разброс 20% (табл. 9). Остальной запас предусматривается на уменьшение емкости на частоте 800 Гц и при температуре 40°C (в табл. 9 данных нет). Допустимый $k_{п} \approx 0,2\%$ на частоте 800 Гц достаточен ($\kappa_{п} = 3\%$ на частоте 50 Гц), так как пульсации на конденсаторе C_6 очень малы. Заметим, что $U_{раб} = 23,4$ В очень неблагоприятно с точки зрения выбора конденсаторов, так как оно незначительно превышает 25 В и приходится выбирать C_0 и C_6 на $U_{раб} = 50$ В, с большей массой и размерами. Гл. 4, 3, п. 15, формула (4.32).

23. $\tau = 4,5$ мс. Гл. 4,3, п. 16, формула (4.33).

24. $A = 0,9$. Гл. 4,3, п. 16, формула (4.34).

25. $C_1 = 3,5$ мкФ; $R_n = 12/0,2 = 60$ Ом. Гл. 4,3, п. 17, формула (4.35).
26. $C_1 = 16$ мкФ; $U_{раб} = 26,4$ В. Выбираем конденсатор К50-16 емкостью 50 мкФ на $U_{раб} = 50$ В (см. п. 22). Расчетная емкость 30 мкФ. Гл. 4,3, п. 17, формула (4.36).

27. $K = 1700$. Уточненная величина. Гл. 4,3, п. 17, формула (4.35).

28. $z_{вых} = 54$ Ом. Уточненная величина. Гл. 4,3, п. 17, формула (4.36).

29. $U_{вср} = 16$ В. Уточненная величина. Гл. 4,3, п. 18, формула (4.37).

30. $\eta_\phi = 0,72$. В начале расчета было принято $\eta_\phi = 0,6$ (п. 2) и было получено $U_{вср. х. х} = 26,4$ В, что привело к применению емкостей с $U_{раб} = 50$ В. Гл. 4,3, п. 19, формула (4.38).

31. $U_{раб} = 21,2$ В. См. пп. 2 и 4. Вместо 26,4 В целесообразно сделать пересчет, начиная с п. 5 для $U_{раб} = 25$ В. Это существенно уменьшит объем и массу фильтра. Гл. 4,3, п. 19. Формула (2.41).

32. $I_{к. к. з. ср} = 0,24$ А. $r_B = r_a$; $R_{огр} = R_5$. 0,24 А меньше допустимого 3,5 А — защита от сверхтока не нужна. $U_{к. доп} = 30$ В, а $U_{вср. х. х} = U_{раб} = 21,2$ В, следовательно, защита от перенапряжения не нужна. Гл. 4,3, п. 20. Формула (4.17).

Примечание. Уменьшить размеры транзистора можно, установив транзистор ГТ403, проверив предварительно возможность его применения. При этом следует иметь ввиду, что конденсаторы имеют преобладающее влияние на массу и габариты фильтра.

Пример 2. Рассчитать фильтр ФЭ-3С.

Исходные данные для расчета: напряжение на выходе фильтра $U_{ф. ср} = 50$ В; нагрузка $I_{ф. ср} = 1$ А; частота сети $f_c = 50$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе $k_{п. ф} = 0,05\%$; температура окружающей среды $T_{окр} = 20...40^\circ\text{C}$; КПД $\eta_\phi = 0,8$; на частоте $f_{мин} = 30$ Гц выходное сопротивление $z_{вых} = 1,5$ Ом; общий провод — отрицательный; может быть использована трехфазная сеть.

1. Данные схемы. Исходя из рекомендаций гл. 1,2, выбираем схему Ларионова. Имеется также в виду исключить конденсатор C_0 и уменьшить размеры конденсаторов C_{61} и C_{62} . Нагрузка активная $k_{пв} = 5,7\%$. Гл. 4,3, п. 1*.

2. $U_{вср} = 62,5$ В; $\eta_\phi = 0,8$. Отсюда $U_{вн} = 62,5 \cdot 5 \cdot 7 \cdot 10^{-2} \approx 3,6$ В. Гл. 4,3, п. 2*, формула (4.29).

3. Тип транзистора Т2 (рис. 25, е). Из приложения 9 выбираем проходной транзистор типа П210Б. По току и напряжению подходит менее мощный транзистор П215, но у него $S_n = 0,15$ см², что недостаточно для сохранения транзистора в режиме короткого замыкания, он выйдет из строя до того, как расплавится вставка предохранителя. Данные транзистора П210Б: $I_{к. доп2} = 12$ А; $U_{к. доп2} = 50$ В; $U_{к. нас2} = 1,5$ В; $\beta_2 = 10$; $\alpha_2 \approx 0,9$; $P'_{к. доп2} = 30$ Вт (при $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$). Из табл. 12 $S_{п2} = 0,6$ см². Из рис. 27 для $I_{к2} = 1$ А $r_{к2} \approx 6$ кОм и $r_{вх2} \approx 0,32$ Ом (индекс 2 относится к проходному транзистору). Гл. 4,3, п. 7*.

4. $r_{с2} = 0,026$ Ом. Гл. 4,3, п. 7*. Формула (4.15).

5. $r_{62} = 3$ Ом. Гл. 4,3, п. 7*. Формула (4.16).

6. $U_{к. ср2} = 7,0$ В. Принимаем запас с 6 В до 7 В. Гл. 4,3, п. 8*. Формула (4.6).

7. $P_{к. ср2} = 7,0$ Вт. $7,0 < 30$ — с теплоотводом транзистор работоспособен. Гл. 4,3, п. 9*. Формула (4.8).

8. Тип транзистора Т1 (рис. 25, е). Из приложения 9 выбираем согласующий транзистор типа ГТ402Г с большим $\beta_1 = 60$. Ток $I_{к. ср1} = I_{к. ср2}/\beta_2 = 10^3/10 = 100$ мА. Из приложения 9 данные транзистора: $U_{к. доп1} = 40$ В; $I_{к. доп1} = 0,5$ А; $\alpha_1 \approx 0,98$; $P_{к. доп1} = 0,6$ Вт (при $T_{окр} = 40^\circ\text{C}$). Из рис. 27: $r_{к1} = 32$ кОм и $r_{вх1} = 1,2$ Ом. (Индекс 1 относится к согласующему транзистору).

9. $r_{\Sigma 1} = 0,26$ Ом. Гл. 4,3, п. 7*. Формула (4.15).
10. $r_{61} = 56$ Ом. Гл. 4,3, п. 7*. Формула (4.16).
11. $r_k = 21$ кОм. Гл. 4,4, п. 5**. Формула (4.60).
12. $\beta = 600$; $\alpha \approx 0,998$. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.61).
13. $r_9 = 0,33$ Ом. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.62).
14. $r_6 = 72$ Ом. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.63).
15. $P_{к. ср1} = 0,7$ Вт. $U_{к. ср1} \approx U_{к. ср2}$ — нужен теплоотвод — годится шасси устройства. Гл. 4,3, п. 9*. Формула (4.8).
16. $I_{д. ср} = 6,7$ мА. Принят коэффициент 4. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.64).
17. $R_d = 7,5$ кОм. Выбираем $R_d = 7,5$ кОм на 0,5 Вт. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.64).
18. $R_6 = 1000$ Ом. Гл. 4,4, п. 5**, формула (4.64).
19. $R_{61} = R_{62} = 500$ Ом. Выбираем $R_{61} = R_{62} = 510$ Ом на 0,25 Вт. Гл. 4,4, п. 1**, формула (4.49).
20. $C_{61} = C_{62}$, так как $r_k > R_6$ (см. пп. 11 и 18). Гл. 4,4, п. 2**, формула (4.51).
21. $K = 144$. Гл. 4,4, п. 3***. Формула (3.1).
22. $k_\Phi = 119$; $R_H = 50$ Ом. Гл. 4,4, п. 3***, формула (4.45).
23. $C_{61} = C_{62} = 8$ мкФ. Полагаем, что удовлетворяется неравенство (4.53). Гл. 4,4, п. 3**, формула (4.54).
24. $x_{C_{61}} = 65,5$ Ом; $\omega = 2\pi \cdot 300$ рад/с. Правая часть неравенства (4.53) составляет 2,1 Ом. $65,5 > 2,1$, следовательно, неравенство (4.53) соблюдено. Гл. 4,4, п. 3**.
25. Тип C_6 и его емкость. $C_6 = 20$ мкФ. Из приложений 6 и 7 выбираем конденсатор типа К50-16 емкостью 20 мкФ. Запас сделан с учетом технологического разброса 20% и уменьшения емкости с повышением частоты и температуры. Если учесть, что конденсатор может иметь разброс $+80\%$, то в крайнем случае согласно п. 23 $x_{C_{61}} = 14,5$ Ом и неравенство (4.53) даже при этих условиях выполняется. Гл. 4,4, п. 3**.
26. $C_{61} = 7,4$ мкФ; $C_6 = C_{61}$. Выбранная емкость $C_6 = 20$ мкФ обеспечит заданное $z_{вых}$ на $f = 30$ Гц. Гл. 4,4, п. 3***, формула (4.46).
27. Схема защиты от перенапряжения изображена на рис. 28, б. Два стабилитрона типа Д814Д соединены последовательно. Из приложения 10: $U_{ст} = 26$ В; $I_{ст. макс. доп} = 24$ мА; $r_d = 36$ Ом; $P_{ст. доп} = 0,68$ Вт. Гл. 4,3, п. 20*.
28. $U_{Вср} = 57,2$ В; $U_{к. ср2} = 7,2$ В. Гл. 4,4, п. 4*, формула (4.47).
29. $r_B + R_{огр} = 8,4$ Ом. Учтено, что $E_{Вср} = U_{Вср} + I_{Вср}(r_B + R_{огр})$, $(r_B + R_{огр}) \geq r_d/B$ принимаем $I_{к. к. з. ср2} = 5$ А. Если после расчета выпрямителя r_B окажется меньше 8,4 Ом, то надо будет включить $R_{огр}$. (Учен технологический разброс в сторону уменьшения $U_{ст}$ на -10%). Гл. 4,3, п. 20*, формула (4.28).
30. $P_{к. к. з2} = 143$ Вт. При $K3U_k = U_{ст} = 28,6$ В. (Учен технологический разброс в сторону увеличения $U_{ст}$ на $+10\%$). $I_{к. к. з2} = 5$ А; $P_{к. к. з2}$ значительно превышает $P'_{к. доп} = 30$ Вт (эту мощность можно уменьшить, выбрав $U_{ст} < 26$ В или добавив $R_{огр}$ так, чтобы упал ток $I_{к. к. з2}$. Возможно совместное применение обеих мер). Гл. 4,3, п. 20*.
31. $I_{ст. к. з} < 8,4$ мА с учетом $I_{ст} < I_{к. к. з}/B$. Меньше допустимого — 24 мА. Гл. 4,3, п. 20*.
32. $I_{к. к. з1} = 0,5$ А, $I_{к. к. з1} = I_{б. к. к. з2}$. Равно допустимому току. Гл. 4,3, п. 20*.
33. $P_{к. к. з1} = 14$ Вт при $K3 U_k = U_{ст} = 28,6$ В. (Учен технологический разброс в сторону увеличения $U_{ст}$ на $+10\%$). $P_{к. к. з1}$ значительно превышает

$P_{к. доп} = 0,6$ Вт. Таким образом, оба транзистора длительную нагрузку при аварийном режиме не выдерживают, поэтому они должны выдерживать импульсную нагрузку за время, пока не расплавится плавкая вставка предохранителя. Гл. 4,3, п. 20*.

34. $I_{пр. к. з} = 5,5$ А. Сумма токов $T1$ и $T2$. Гл. 4,3, п. 20*.

35. $I_{пр. к. з}/I_{пр. ном} = 2,75$. Выбран предохранитель типа ВП1-1 на 2 А при рабочем токе 1 А. Из рис. 16, а плавкая вставка расплавится за время $t \approx 0,11$ с. Гл. 4,3, п. 20*.

36. $P_{и. макс. доп2} = 180$ Вт. Из табл. 12: $S_{п} = 0,6$ см² (для П210). При $P_{к. к. з2} = 143$ Вт (п. 30) транзистор $T2$ защищен. Гл. 4,3, п. 20*. Формула (4.13).

37. $P_{и. макс. доп1} = 11$ Вт. Из табл. 12 $S_{п} = 0,035$ см² (взято для ГТ403, близкого по току). При $P_{к. к. з1} = 14$ Вт (п. 33) транзистор $T1$ не защищен. Он должен быть заменен другим с большей площадью $S_{п}$. Гл. 4,3, п. 20*. Формула (4.13).

38. $R_{т. с} = 3,1^{\circ}\text{C/Вт}$. Из приложения 9 для П210: $R_{п. к} = 1^{\circ}\text{C/Вт}$ и $T_{п. макс} = 85^{\circ}\text{C}$. Принимаем $R_{к. т} = 1^{\circ}\text{C/Вт}$ и 10% запас в величине $T_{п. макс}$. Гл. 4,3, п. 22*. Формула (4.10).

39. $\Delta T = 22^{\circ}\text{C}$. Перегрев теплоотвода над окружающей средой $\Delta T = P_{к. ср2} R_{т. с}$. Из табл. 10 и 11 выбираем теплоотвод под условным номером 3, который при нагреве на $\Delta T = 20^{\circ}\text{C}$ имеет $R_{т. с} = 3^{\circ}\text{C/Вт}$. Гл. 4,3, п. 22*.

40. $\eta_{ф} = 0,87$. Было задано 0,8 — такое расхождение допустимо. Гл. 4,4, п. 5***, формула (4.48).

* Взяты из «Методики расчета фильтра ФК-1».

** Взяты из «Методики расчета фильтра ФЭ-2».

*** Взяты из «Методики расчета фильтра ФЭ-1».

Пример 3. Рассчитать фильтр ФШ-2.

Исходные данные для расчета: напряжение на выходе фильтра $U_{ф. ср} = 6,0$ В; нагрузка $I_{ф. ср} = 0,6$ А; частота сети $f_{с} = 50$ Гц; коэффициент пульсаций на выходе $k_{п. ф} = 1\%$; температура окружающей среды $T_{окр} = 40^{\circ}\text{C}$; $\eta_{ф} = 0,25$; на частоте $f_{мин} = 30$ Гц выходное сопротивление $z_{вых} \leq 1$ Ом; возможно использование трехфазной сети.

1. $k_{пв} = 15\%$. Исходя из гл. 4,1, допустимо $K \approx 15$. Гл. 4,5, п. 2*. Формула (3.1).

2. Данные схемы: $k_{пв}$ порядка 15% достигается в схеме Ларионова при работе без конденсатора $C0$ (можно применить схему Греца, работающую на емкость C_0 , тогда рассчитывать надо так, как указано в примере 1); $m_{п} = 6$ и $k_{пв} = 5,7\%$. Гл. 4,5, п. 1*. Формула (3.1).

3. $K = 5,7$. Гл. 4,5, п. 2*. Формула (3.1).

4. $R = 10$ Ом. Коэффициент 0,1 заменен на 1; $R_{н} = 10$ Ом. Гл. 4,5, п. 4*, формула (4.67).

5. $I_{э, ср} = 0,08$ А. Для тока 0,6 А принимаем $\gamma = 1,1$; $k_{пв} = 5,7\%$. Гл. 4,5, п. 4*, формула (4.66).

6. $U_{вср} = 12,8$ В. Гл. 4,5, п. 5*, формула (4.69).

7. $P_{к. ср} = 0,53$ Вт. Гл. 4,5, п. 6*, формула (4.70).

8. Тип транзистора. Из приложения 9 выбираем транзистор ГТ703Г с большим β ($\beta = 50$) и $P_{к. доп} = 1,6$ Вт. (Исходя из $U_{ф. ср}$, $P_{к. ср}$ и условия $I_{к. доп} \geq 2I_{э, ср}$, подходят также транзисторы типа ГТ403, но при токе $I_{э, ср} \approx 80$ мА у них $r_{вх} = 1,4$ Ом (рис. 27) и по формуле (4.77) $K_{макс} \approx 3,6$ меньше необходимого 5,7. Гл. 4,5, п. 7*.

9. $I_{к. ср} = 0,24$ А. Гл. 4,5, п. 7*, формула (4.70).

10. $K_{\text{макс}} = 7$ больше требуемого $K = 5,7$. Из рис. 27 при $I_{\text{к. ср}} = 0,24$ А получаем $r_{\text{вх}} = 0,7$ Ом. Трудности, возникшие с выбором транзистора, вызваны малой величиной $R_{\text{н}}$. Более высокие значения $K_{\text{макс}}$ получают, применяя теплоотвод; при этом увеличивается $I_{\text{э. ср}}$ и достигается меньшее $r_{\text{вх}}$. Гл. 4,5 п. 11**, формула (4.77).

11. $R_{\text{б}} = 1250$ Ом; $B \approx \beta = 50$; $R_{\text{б}}$ соответствует $R'_{\text{б}}$. Выбираем $R_{\text{б}} = 1200$ Ом на 0,25 Вт. Гл. 4,5, п. 12**, формула (4.73).

12. $K = 6$. Для $R_{\text{б}} = 1200$ Ом; $K = 6$ достаточен. Гл. 4,5, п. 13**, формула (4.78).

13. $C_{\text{б}} = 23$ мкФ. Гл. 4,5, п. 14**, формула (4.79).

14. $U_{\text{Вср. х. х}} = 16,6$ В. Коэффициент при подсчете принят 1,15. Гл. 4,5, п. 15**, формула (4.81).

15. Тип $C_{\text{б}}$ и его емкость. Из [19] выбираем малогабаритный конденсатор типа К53-4 емкостью 33 мкФ с $U_{\text{раб}} = 20$ В. Приняв отклонения от номинала 30% [19], получаем расчетную емкость 23 мкФ. Гл. 4,5, п. 14**.

16. $z_{\text{вых}} = 0,4$ Ом. Было задано $z_{\text{вых}} \leq 1$ Ом. Гл. 4,5, п. 16**, формула (4.82).

17. $\eta_{\text{ф}} = 0,3$. $I_{\text{Вср}} = I_{\text{ф. ср}} + I_{\text{э. ср}} = 0,6 + 0,24 = 0,84$ А. Был задан $\eta = 0,25$. Гл. 4,5, п. 17**, формула (4.74).

18. Уточнение данных режима х. х. Точный подсчет значения $U_{\text{ф. ср. х. х}}$ не имеет смысла, так как оно меньше, чем $U_{\text{Вср. х. х}} = 16,6$ В, а $U_{\text{к. доп}} = 45$ В (приложение 9). Транзистор не пробьется. На холостом ходу возрастает мощность $P_{\text{к}} \approx U_{\text{ф. ср. х. х}} \cdot I_{\text{э. ср. х. х}}$, ее можно подсчитать, используя формулы (4.75) и (4.76), если известно $r_{\text{в}}$. При необходимости одним из вариантов защиты может быть включение в цепь коллектора транзистора быстродействующего предохранителя, который сработает скорее, чем транзистор выйдет из строя под влиянием мощности $P_{\text{н}}$ (см. пример 2).

* Взяты из «Методики расчета фильтра ФШ-1».

** Взяты из «Методики расчета фильтра ФШ-2».

Глава 5

РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Наиболее просто применять для электропитающего устройства готовый унифицированный трансформатор. Для работы в аппаратуре обычного исполнения отечественная промышленность выпускает трансформаторы типов ТА, ТН, ТАН и ТПП. Они питаются от сетей частотой 50 и 400 Гц. Для портативной аппаратуры выпускаются малогабаритные трансформаторы типа ТР, работающие от сети частотой 400 Гц, и типа ТП и ТО, работающие от сети частотой 1000—5000 Гц. Мощность унифицированных трансформаторов разная для разных типов и составляет от десятых долей до нескольких сотен вольт-ампер.

В унифицированных трансформаторах предусмотрено секционирование первичной обмотки для подключения к сетям с различным

номинальным напряжением. На вторичной стороне трансформатора имеется несколько обмоток, рассчитанных на параллельное и последовательное (согласное и встречное) включение. Для работы на частотах до 50 кГц применяют трансформаторы кабельного типа и при частотах до 200 кГц — плоские броневаемые трансформаторы [14]. Высота этих трансформаторов не превышает 2—3 мм, что позволяет им хорошо вписываться в конструкцию, выполненную на печатных платах. Подробные данные унифицированных трансформаторов приведены в каталогах и в работе [14].

В тех случаях, когда напряжение или ток на вторичной стороне унифицированного трансформатора не соответствует требуемым значениям, приходится рассчитывать и изготавливать трансформатор. Не применяют унифицированный трансформатор также, если остаются незадействованными некоторые секции вторичной обмотки, что приводит к нежелательному увеличению объема и массы электропитающего устройства.

Теория работы маломощных трансформаторов и их расчет подробно изложены в работах [3, 6, 14], ниже приведены основные предпосылки для расчета наиболее часто применяемых броневаемых и стержневых конструкций ленточных трансформаторов и даны примеры их расчетов.

2. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Напряжение, прикладываемое к первичной обмотке трансформатора (действующее значение в вольтах), если пренебречь падением напряжения в обмотке,

$$U_I = 4,44 B_{\text{макс}} f_c S_{\text{стI}} \omega_I 10^{-4}, \quad (5.1)$$

где $B_{\text{макс}}$ — амплитудное значение индукции в магнитопроводе, Т; f_c — частота сети, Гц; ω_I — число витков первичной обмотки; $S_{\text{стI}}$ — активное поперечное сечение магнитопровода, см².

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{II} = 4,44 B_{\text{макс}} f_c S_{\text{стII}} \omega_{II} 10^{-4}. \quad (5.2)$$

Число витков первичной обмотки (положив, что плотности токов δ и коэффициенты заполнения окна медью k_M одинаковы для обеих обмоток)

$$\omega_I = S_{\text{окI}} k_M \delta / I_I \quad (5.3)$$

и вторичной

$$\omega_{II} = S_{\text{окII}} k_M \delta / I_{II}, \quad (5.4)$$

где $S_{\text{окI}}$ и $S_{\text{окII}}$ — площади окна, занимаемые соответственно I и II обмотками, мм²; δ — А/мм².

Из выражений (5.1) — (5.4) получаем сумму расчетных мощностей

$$P_{\Sigma} = U_I I_I + U_{II} I_{II} = 4,44 B_{\max} f_c S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} k_{\text{ст}} k_M \delta 10^{-4}, \quad (5.5)$$

где $S_{\text{ст}}$ — площадь поперечного сечения магнитопровода; $S_{\text{ок}}$ — площадь окна сердечника; $k_{\text{ст}}$ — коэффициент заполнения сталью сечения магнитопровода.

Аналогичное выражение было бы получено при любом числе обмоток. Приняв $\sum U_{II} I_{II} \approx U_I I_I^*$ (при нескольких обмотках на вторичной стороне) и учтя КПД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$ и его коэффициент мощности $\chi_I \approx \cos \varphi^{**}$, получим из выражения (5.5)

$$S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = P_T 10^4 / (2,22 B_{\max} f_c k_{\text{ст}} k_M \delta), \quad (5.6)$$

где типовая мощность трансформатора

$$P_T \approx \sum U_{II} I_{II} [1 + 1/(\eta_{\text{тр}} \cos \varphi)]/2. \quad (5.7)$$

Коэффициент $k_{\text{ст}}$ имеет значения от 0,87 при толщине стали $\Delta = 0,08$ мм до 0,93 при $\Delta = 0,35$ мм. Коэффициент k_M зависит от марки провода, его диаметра и технологии намотки и принимает значения от 0,15 для провода ПЭВ-2 при мощности $P_T = 10 \text{ В} \times \text{А}$ до 0,37 при $P_T = 1000 \dots 5000 \text{ В} \cdot \text{А}$. Зная значения величин, связывающих между собой $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}$ с P_T , входящие в формулу (5.6), можно найти геометрические размеры магнитопровода (его типоразмер), обеспечивающие заданную мощность P_T . Кроме этого, можно ориентировочно определить типоразмер магнитопровода из таблиц (приложения 11, 12 и 13), в которых собрано большое количество опытных данных. Выбранный из таблиц для заданных P_T и f_c магнитопровод уточняется в процессе расчета трансформатора.

Из формулы (5.6) следует, что с увеличением B_{\max} размеры трансформатора уменьшаются. Однако не следует заходить далеко за колено кривой намагничивания, так как при этом сильно возрастают потери в стали и ток холостого хода. Потери в стали $P_{\text{ст}}$ зависят от марки стали, пропорциональны квадрату индукции B_{\max} , возрастают с увеличением толщины листа Δ и частоты сети f_c и определяют активную составляющую тока холостого хода $I_{\text{х. х. а.}}$.

От выбранной величины B_{\max} также зависит значение намагничивающей мощности, которая определяет реактивную составляющую тока холостого хода $I_{\text{х. х. р.}}$. Вблизи участка насыщения при небольшом увеличении B резко возрастает намагничивающая мощность $Q_{\text{ст}}$. Помимо индукции, на $Q_{\text{ст}}$ влияет марка стали, толщина листа, частота сети и конфигурация сердечника.

* Это выражение справедливо только для мостовых схем. При одноконтурных схемах расчетная мощность вторичной обмотки больше, чем первичной.

** Это выражение справедливо, если можно пренебречь мощностью искажения.

Активная составляющая тока холостого хода

$$I_{x. x. a} = P_{ст}/U_I, \quad (5.8)$$

а реактивная составляющая

$$I_{x. x. p} = Q_{ст}/U_I \quad (5.9)$$

определяет $\cos \varphi$ трансформатора.

Ток холостого хода

$$I_{x. x} = \sqrt{I_{x. x. a}^2 + I_{x. x. p}^2} \quad (5.10)$$

в трансформаторах небольшой мощности достигает нескольких десятков процентов от рабочего тока. Это объясняется тем, что в таких трансформаторах малы линейные размеры (размеры пропорциональны корню четвертой степени из мощности) и магнитодвижущая сила, необходимая на преодоление пути в местах стыков, относительно больше, чем в мощных трансформаторах. Однако маломощные трансформаторы питают только одну установку, работают в номинальном режиме и не используются в режимах, близких к холостому ходу. Поэтому для них отношение $I_{x. x}/I_I$ допускается значительно больше, чем для трансформаторов мощностью порядка десятков киловольт-ампер.

При частоте сети $f_c = 50$ Гц относительный ток холостого хода $I_{x. x}/I_I$ допускается от 0,3 до 0,5, а при частоте сети $f_c = 400$ Гц — от 0,1 до 0,2. При таком большом допустимом относительном холостом токе можно выбирать в маломощных трансформаторах несколько большее значение индукции $B_{макс}$, чем в мощных, что приводит к уменьшению размеров и массы трансформатора.

Так как проектируемые трансформаторы не предназначены для параллельной работы, то величина напряжения короткого замыкания для них не регламентируется. Необходимо только падение напряжения в их обмотках компенсировать увеличением числа витков во вторичной обмотке.

Потери в меди

$$P_M = k\delta^2 G_M, \quad (5.11)$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от температуры, до которой нагреется провод; G_M — масса меди обмотки.

Из формулы (5.6) следует, что большая плотность тока приводит к меньшим размерам и массе трансформатора, при этом за счет роста P_M несколько уменьшается КПД [согласно формуле (5.11)]. Увеличение плотности тока ограничивается температурным режимом трансформатора.

3. МАГНИТОПРОВОДЫ

Трансформаторная сталь должна иметь большую индукцию насыщения B_s , малые удельные потери $P_{уд. ст}$ и высокую проницаемость μ в сильных магнитных полях. Этими свойствами обладают

холоднокатаные текстурованные стали. Их используют в виде лент, из которых изготавливают витые сердечники. При частоте 50 Гц чаще других применяют сталь Э310 толщиной 0,35 мм, при частоте 400 Гц — Э340 толщиной 0,15 мм.

Не следует думать, что при уменьшении толщины ленты обязательно уменьшаются потери стали. Надо учитывать, что при этом падает составляющая потерь на вихревые токи, которые пропорциональны квадрату частоты, но возрастает составляющая потерь на гистерезис, которые пропорциональны частоте. Поэтому для каждой частоты существует оптимальная толщина стали.

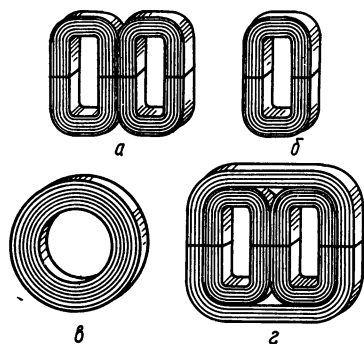


Рис. 29. Ленточные магнитопроводы: а — разрезной броневой; б — разрезной стержневой; в — тороидальный; г — разрезной трехфазный.

В связи с широким применением текстурованных трансформаторных сталей штампованные магнитопроводы употребляют все реже. Этому способствует также то, что переход от штампованных магнитопроводов к разрезным ленточным дает экономию в расходе стали до 50% (за счет массы магнитопровода — 25% и исключения отходов стали при штамповке — 25%). Помимо этого сокращается расход меди и получается экономия за счет исключения операции шихтовки при сборке трансформатора и организации комплексно-механизированного производства.

По конструкции магнитопроводы бывают: броневые (Ш-образные), стержневые (П-образные), тороидальные (О-образные) и для трехфазных трансформаторов (Е-образные). На рис. 29 показаны витые С-образные разрезные магнитопроводы (кроме тороидального, который обычно не разрезают). Для уменьшения магнитного сопротивления магнитопровода торцы отдельных его половинок склеиваются с помощью специального ферромагнитного клея. Конструкцию магнитопровода выбирают исходя из удельной мощности по массе (Вт/кг) и объему (Вт/дм³), КПД, стоимости, технологичности и внешнего электромагнитного поля, которое создается трансформатором. Однако ни одна из известных конструкций не является оптимальной по всем из перечисленных критериев. Поэтому остановимся на свойствах трансформаторов разной конструкции (рис. 30), выполненных на разных магнитопроводах.

Броневой трансформатор имеет одну катушку и четыре С-образных магнитопровода, между тем как стержневой трансформатор при двухкатушечном выполнении имеет две катушки и два С-образных магнитопровода. Это приводит к тому, что трансформатор броневой конструкции (рис. 31) более технологичен. Зато стержневой двухкатушечный трансформатор обладает большей поверхностью охлаждения (за счет поверхностей катушки) и поэтому допускает

большие плотности тока δ . По этой причине, как показал А. Ф. Сенченков, двухкатушечный ленточный стержневой трансформатор имеет удельные мощности по массе и объему больше, чем у ленточного броневых трансформатора: при 50 Гц — до 30% и при 400 Гц — до 20% [7].

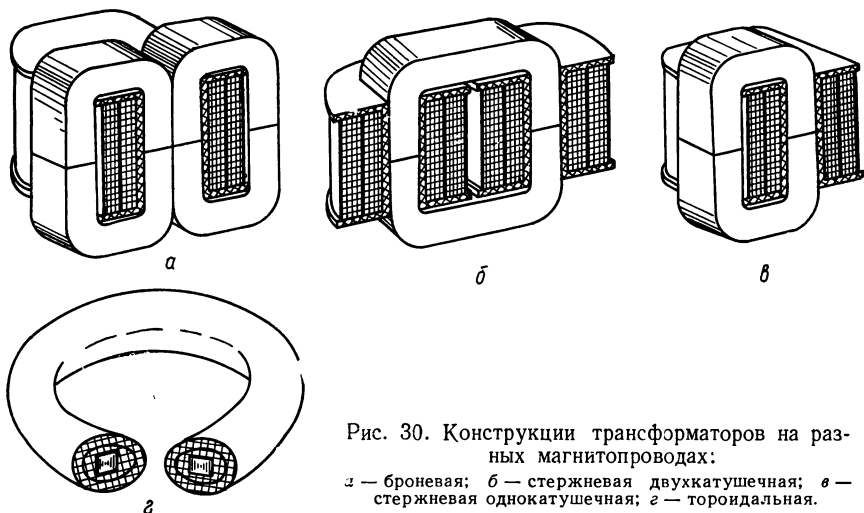


Рис. 30. Конструкции трансформаторов на разных магнитопроводах:

а — броневая; б — стержневая двухкатушечная; в — стержневая однокатушечная; г — тороидальная.

Стержневой двухкатушечный трансформатор имеет меньшую индуктивность рассеяния (на каждой катушке только половина витков и поэтому толщина катушки меньшая), меньшее внешнее электромагнитное поле (МДС в отдельных катушках имеет разный знак) и меньшую восприимчивость к посторонним электромагнитным полям (наведенные ЭДС в обеих катушках вычитаются).

К недостатку стержневого двухкатушечного трансформатора следует отнести уменьшенный примерно на 15% коэффициент заполнения окна медью k_m , так как у него вдвое больше изоляционных материалов между отдельными обмотками и между магнитопроводом и обмоткой.

Стержневая однокатушечная конструкция лишена преимуществ двухкатушечной и почти не применяется.

В тороидальном трансформаторе обычно отсутствует воздушный зазор, что значительно уменьшает величину намагничивающего тока $I_{х. х. р.}$. Такой трансформатор имеет минимальное внешнее

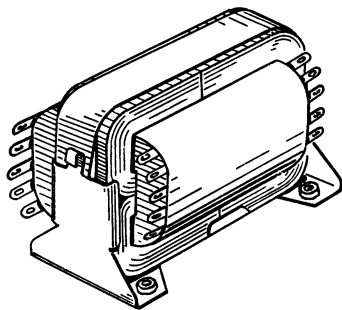


Рис. 31. Внешний вид броневых трансформатора с ленточным разрезным магнитопроводом.

собственное поле и меньше всех других подвержен воздействию посторонних электромагнитных полей. Трансформатор нетехнологичен, имеет несколько меньший коэффициент заполнения окна медью (за счет незаполненной проводом центральной части окна) и в нем применяются дорогостоящие обмоточные провода и лакокраски. Тороидальный трансформатор в основном применяют в преобразователях частоты.

Для каждой из конструкций трансформатора существует «оптимальная геометрия» (соотношение размеров магнитопровода), обеспечивающая получение минимальных массы, объема или стоимости. Пользуясь табл. 13, можно выбирать конструкцию трансформатора с учетом его мощности и частоты сети.

13. Рекомендуемые конструкции трансформаторов с оптимальной геометрией

При минимальной массе и частоте сети, Гц		При минимальном объеме и частоте сети, Гц		При минимальной стоимости и частоте сети, Гц	
$f_c = 50$	$f_c = 400$	$f_c = 50$	$f_c = 400$	$f_c = 50$	$f_c = 400$
Стержневая с двумя катушками ¹ (магнитопровод ПЛМ)	Меньше 350 В·А тороидальная ²	Стержневая с двумя катушками ³	Меньше 500 В·А тороидальная ⁴	Стержневая с двумя катушками ⁵ (магнитопровод ПЛМ)	
До 100 В·А броневая (магнитопровод ШЛМ)	Свыше 350 В·А стержневая с двумя катушками	—	Свыше 500 В·А стержневая с двумя катушками	До 100 В·А броневая (магнитопровод ШЛМ)	
До нескольких десятков вольт-ампер тороидальная	Броневая (магнитопровод ШЛ)	—			

¹ По сравнению с броневой конструкцией при одинаковой мощности выигрыш по массе 5—6%.

² По сравнению с двухкатушечной стержневой конструкцией при одинаковой массе выигрыш по мощности 15—40%.

³ По сравнению с броневой конструкцией при одинаковом объеме выигрыш по мощности 6—25%.

⁴ По сравнению с двухкатушечной стержневой конструкцией при одинаковой мощности выигрыш по объему 10—20%.

⁵ По сравнению с броневой конструкцией при одинаковой стоимости выигрыш по мощности ~ 30%.

Примечания: 1. До 10 В·А рекомендуются конструкции кабельного типа и плоские броневые.

2. При частотах от 1000 до 5000 Гц рекомендуется броневая конструкция (магнитопровод ШЛО) [6].

Если мощность трансформатора больше, чем может обеспечить максимальный стандартный типоразмер магнитопровода, приведенный в приложении 12, то магнитопровод трансформатора придется шихтовать из нестандартных пластин, нарезаемых из листа. Обмотки таких трансформаторов выполняются проводами больших сечений и часто прямоугольной формы. Каркасы для таких обмоток

имеют цилиндрическую форму — наиболее удобную для намотки проводов больших сечений. В связи с этим размеры пакетов стержней выбирают ступенчатой формы, чтобы площадь поперечного сечения стала была наибольшей.

С ростом мощности трансформатора можно применять больше ступенек. Трех ступенек достаточно для источников питания мощностью порядка 10 кВ · А. При выборе числа ступенек следует исходить также из ширины стандартного листа электротехнической стали или рулона, учитывая при этом обязательную обрезку кромок. Для безотходной штамповки ширина пластин должна быть кратна ширине рулона или листа.

4. КАТУШКИ И ОБМОТКИ. ПРОВОДА

Витки, намотанные вокруг стержня магнитопровода, конструктивно объединяются в катушку. Катушки бывают каркасные и бескаркасные, а каркасы сборными и цельными. Толщина стенок и щек цельных каркасов может быть значительно тоньше, чем у сборных каркасов (0,3—0,5 и 1,0—2 мм), что особенно важно для трансформаторов с малыми размерами окна магнитопровода. При мелкосерийном производстве и изготовлении единичных образцов целесообразнее применять сборные каркасы. Каркасная конструкция катушки обеспечивает большую надежность, но бескаркасная — технологичнее.

По выполнению обмотки подразделяют на цельные, цельные секционированные и галетные. По взаимному расположению первичной и вторичных обмоток различают концентрические, чередующиеся, разделенные и неполноконцентрические обмотки. Чаще используют цельные концентрические обмотки. В высоковольтных трансформаторах, а также при необходимости уменьшить индуктивность рассеяния переходят к секционированным (или галетным) обмоткам и разделенному расположению.

Различают два способа намотки: беспорядочно (внавал) и рядами (виток к витку). Намотка внавал выполняется только тонким проводом и целесообразна при каркасной конструкции катушки. Обмотку рядами можно производить при любой конструкции катушки, но не тонким проводом, так как изоляционные прокладки между двумя соседними слоями значительно уменьшают коэффициент заполнения окна медью.

Намоточные провода изготовляют в основном из меди. В последние годы начинают применять медную и алюминиевую фольгу, на которые наносят изоляцию при намотке катушки. Разрабатываются материалы с механическими свойствами, как у меди, и электрическими характеристиками, как у алюминия. Наиболее распространены медные провода с эмалированной изоляцией (в меру прочные, имеющие достаточное пробивное напряжение и обеспечивающие большой коэффициент заполнения окна медью вследствие малой толщины изоляции). Значительно реже применяют провода

с волокнистой изоляцией (хлопчатобумажная пряжа, шелк, стекловолокно и др.) и с комбинированной изоляцией (шелк + хлопчатобумажная пряжа — ПЛБД, лак + стекловолокно — ПСД и ПСДК и др.).

При напряжениях на обмотках до 500 В применяются чаще других провода марок ПЭВ-1 для работы при температуре 105° С, ПЭВТЛ-1 при 120° С и ПЭТВ при 130° С. Для работы при более высоких температурах чаще других применяют провода ПСД (при 155° С), ПСДК (при 180° С) и ПСДКТ (при 300° С). Допускается перегрев провода на 10° С свыше рекомендуемой температуры. Однако это влечет за собой снижение срока службы трансформатора с 20 до 10 лет [6]. При напряжениях свыше 500 В рекомендуется применять провода марок ПЭВ-2 и ПЭВТЛ-2. Широкое применение фольги задерживается трудностями обеспечения ее надежной изоляции и сложностью подсоединения к ней выводного провода.

Провода могут быть и прямоугольного сечения. Прямоугольные провода целесообразно применять при сечениях свыше нескольких квадратных миллиметров, так как при этом возрастает коэффициент заполнения k_M . Чаще других применяют провод марки ПЭВП. Некоторые справочные данные по обмоточным проводам приведены в приложениях 14 и 15. Более подробные данные приведены в работе [6].

При диаметре провода более 0,4 мм выводы от обмоток делают проводом самой обмотки, а при меньших диаметрах для этой цели применяют многожильные, изолированные, гибкие провода. Наиболее часто пользуются проводами марки МГШДО при $U_{\text{раб}} \leq 127$ В и МГШДЛ — при $U_{\text{раб}} \leq 220$ В. При больших напряжениях пользуются проводами ПТЛ-250 и МГТФ (до 250 В), МГТФЛ (до 500 В), ПВТФ-2 (до 2 кВ) и ПВТФ-5 (до 5 кВ).

Для изоляции обмоток друг от друга и от магнитопровода служат междуслоевая, междуобмоточная и наружная изоляции. Вид изоляции и ее толщина определяются диаметром провода и испытательным напряжением $U_{\text{исп}}$ — действующим значением напряжения синусоидальной формы между заданными конструктивными элементами, которое трансформатор должен выдержать в течение 1 мин без повреждения изоляции. Оно зависит от величины рабочего напряжения $U_{\text{раб}}$ (напряжения на концах обмотки), требуемого запаса электрической прочности изоляции, влажности и давления окружающей среды. Если обмотка трансформатора находится под постоянным потенциалом U_- , то для определения $U_{\text{исп}}$ пользуются рабочим напряжением

$$U'_{\text{раб}} = U_{\text{раб}} + U_-/\sqrt{2}. \quad (5.12)$$

Если начало одной и конец другой смежных обмоток соединены между собой (непосредственно или через корпус), то

$$U'_{\text{раб}} = U_{\text{рабI}} + U_{\text{рабII}}, \quad (5.13)$$

где $U_{\text{рабI}}$ и $U_{\text{рабII}}$ — рабочие напряжения отдельных обмоток.

Для $U_{\text{раб}} < 24 \text{ В}$ $U_{\text{исп}} = 250 \text{ В}$, для $U_{\text{раб}} < 100 \text{ В}$ $U_{\text{исп}} = 500 \text{ В}$, для $U_{\text{раб}} < 250 \text{ В}$ $U_{\text{исп}} = 1000 \text{ В}$ и для $U_{\text{раб}} > 250 \text{ В}$

$$U_{\text{исп}} = 2U_{\text{раб}} + 1000. \quad (5.14)$$

На рис. 32 показано примерное размещение обмоток на катушках каркасной конструкции. При бескаркасной конструкции катушек $\Delta_{\text{щ}} = 2...5 \text{ мм}$ (для большего d большее значение) соответствует толщине изоляционного буртика плюс изоляционное расстояние (при $U_{\text{раб}} \leq 500 \text{ В}$ — 2 мм, при $U_{\text{раб}} \leq 1000 \text{ В}$ — 2—5 мм). Если катушка одна, то $\Delta_0 \approx 0,5...1 \text{ мм}$ соответствует расстоянию от крайнего витка до магнитопровода. При рабочих напряжениях до 1000 В обычно, согласно рис. 32, толщина каркаса равна толщине щеки $\Delta_{\text{щ}}$ и составляет от 1,5 до 3,0 мм (при более толстых проводах большая величина), толщина гильзы $\Delta_1 = 1...2 \text{ мм}$ плюс толщина изоляционной прокладки, наматываемой поверх каркаса (гильзы). Обычно для этой прокладки применяют кабельную бумагу К-12 ($\Delta = 0,12 \text{ мм}$) или пропиточную бумагу ЭИП-63Б ($\Delta = 0,11 \text{ мм}$) в один слой при $U_{\text{раб}} \leq 250 \text{ В}$ и в два слоя при $U_{\text{раб}} \leq 500 \text{ В}$. Толщина междуслойной изоляции Δ'_1 и Δ'_{11} при проводах диаметром $d < 0,15 \text{ мм}$ составляет 0,01—0,022 мм (один слой конденсаторной бумаги КОН-1), при $d = 0,15...0,5 \text{ мм}$ — 0,05 мм (один слой телефонной бумаги КТН), при $d = 0,5...0,8 \text{ мм}$ — 0,09 мм (один слой пропиточной бумаги ЭИП-50 ($\Delta = 0,09 \text{ мм}$), при $d = 0,8...1,2 \text{ мм}$ — 0,11—0,12 мм (один слой бумаги ЭИП-63Б или К-12), при $d > 1,2...0,22 \text{ мм}$ — 0,24 мм (два слоя бумаги ЭИП-63Б или К-12). При $d \leq 0,5 \text{ мм}$ междуслойная изоляция прокладывается через ряд слоев с суммарным напряжением $\leq 150 \text{ В}$. При $d > 0,5 \text{ мм}$ эту изоляцию прокладывают поверх каждого слоя.

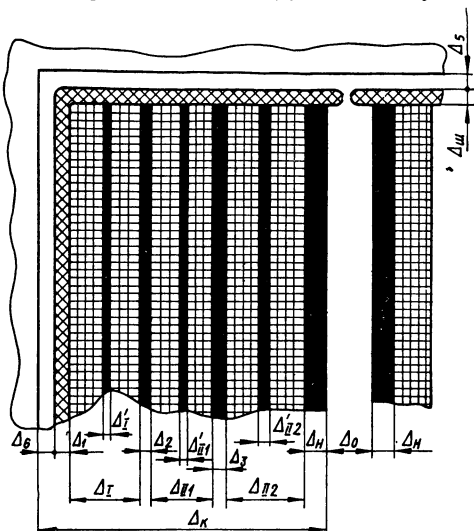


Рис. 32. Эскиз размещения обмоток на катушке каркасной конструкции:

Δ_1 — радиальный размер обмотки I; Δ_{11} — радиальный размер обмотки II; Δ_0 — расстояние между соседними катушками; Δ_1 — толщина гильзы каркаса; Δ_2 и Δ_3 — толщины междуобмоточной изоляции; Δ_5 и Δ_6 — расстояние между магнитопроводом и каркасом; Δ_n — толщина наружной изоляции; Δ_k — радиальный размер катушки; $\Delta_{щ}$ — толщина щеки каркаса; Δ'_1 — междуслойная изоляция в обмотке I; Δ'_{11} — междуслойная изоляция в обмотке II.

Толщина междуобмоточной изоляции Δ_2 и Δ_3 при $U_{\text{исп}} < 1000$ В составляет 0,24...0,33 мм (два слоя К-12 или три слоя ЭИП-63Б), при $U_{\text{исп}} < 1600$ В — 0,36...0,44 мм (три слоя К-12 или четыре слоя ЭИП-63Б), при $U_{\text{исп}} < 2200$ В — 0,48...0,55 мм (четыре слоя К-12 или пять слоев ЭИП-63Б), при $U_{\text{исп}} < 2700$ В — 0,60...0,66 мм (пять слоев К-12 или шесть слоев ЭИП-63Б).

Толщина наружной изоляции Δ_n при $U_{\text{раб}} < 500$ В составляет 0,54—0,56 мм (два слоя ЭИП-63Б или К-12 и один слой батистовой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием), при $U_{\text{раб}} > 500$ В $\Delta_n \geq 0,65$...0,68 мм (на каждые 250 В добавляется один слой бумаги). Расстояние Δ_5 обычно составляет 0,5 мм.

Для ослабления помех, проникающих в питаемое устройство из электросети вследствие паразитной емкости между сетевой и вторичными обмотками силового трансформатора, поверх первичной обмотки наматывают экранирующую обмотку, из ряда тонкой проволоки ($d = 0,15$...0,25 мм) или из тонкой медной фольги, образующей один разомкнутый виток. Один конец этой обмотки соединяется с корпусом, а другой заглушается.

5. МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ И ПЛОТНОСТЬ ТОКА

Значение $S_{\text{ст}}S_{\text{ок}}$ при неизменных f_c , $k_{\text{ст}}$ и K_m , как следует из формулы (5.6), зависит от максимальной индукции $B_{\text{макс}}$ и плотности тока δ . Желательно, чтобы $B_{\text{макс}}$ и δ были как можно больше, однако этому мешает возрастание потерь и увеличение температуры перегрева трансформатора. Из исследований Р. Х. Бальяна [3] и практики конструирования трансформаторов при частоте $f_c = 50$ Гц можно принять для холоднокатаной стали Э310 толщиной $\Delta = 0,35$ мм $B_{\text{макс}} = 1,5$...1,7 Т (1,5 — 1,6 Т для $P_T = 5$...15 В·А и 1,6 — 1,7 Т для $P_T > 15$ В·А).

$B_{\text{макс}}$ при частоте $f_c = 400$ Гц зависит от конструкции магнитопровода и составляет для стали Э340 толщиной 0,15 мм от 0,8 до 1,6 Т. Для броневых магнитопроводов $B_{\text{макс}} = 1,4$ Т для $P_T = 5$...300 В·А и 1,3 Т для $P_T = 300$...1000 В·А. Для стержневого магнитопровода $B_{\text{макс}} = 1,6$ Т для $P_T = 5$...50 В·А, 1,5 — 1,3 Т для $P_T = 150$...300 В·А, 1,3 — 0,96 Т для $P_T = 300$...1000 В·А и 0,8 Т для $P_T = 2500$ В·А.

Если сетевое напряжение может увеличиваться более, чем на 5%, то даже при меньших мощностях P_T надо брать меньшее значение $B_{\text{макс}}$. То же следует делать при несовершенной технологии изготовления сердечников. Из практики конструирования трансформаторов величина плотности тока δ для разных частот f_c и разных конструкций магнитопровода может быть найдена из табл. 14.

Как показал Р. Х. Бальян [3], чтобы получить минимальную величину суммарного падения напряжения в первичной и вторичной обмотках трансформатора, следует плотность тока во вторичной обмотке δ_{II} для броневой конструкции выбирать на 30% меньше,

14. Рекомендуемые плотности тока в первичной обмотке трансформаторов при температуре перегрева обмоток $\Delta T = 50^\circ \text{C}$

Конструкция магнитопровода (сталь ленточная)	Марка стали и толщина листа, мм	Частота сети, Гц	Плотность тока δ_I , А/мм ² , при типовой мощности трансформатора, В·А					
			5—15	15—50	50—150	150—300	300—1000	1000—2500
Бронева	Э310; 0,35	50	3,8—3,5	3,5—2,7	2,7—2,4	2,4—2,3	2,3—1,8	—
Стержневая			7—5,2	5,2—3,8	3,8—3	3—2,4	2,4—1,7	1,7—1,4
Бронева	Э340; 0,15	400	7,8—9,4	9,4—6,5	6,5—4	4—2,7	2,7—1,5	—
Стержневая			11—9,6	9,6—5,6	5,6—3,5	3,5—2,8	2,8—1,8	1,8—1,4

чем в первичной δ_I . Для стержневой конструкции рекомендуется выбирать $\delta_{II} = 0,85 \delta_I$.

Приведенный выбор значений $B_{\text{макс}}$ и δ оправдывает себя для трансформаторов, у которых не более двух вторичных обмоток и при напряжениях $U_{II} \leq 500 \text{ В}$. Если эти условия не выполняются, то рекомендуется уменьшить $B_{\text{макс}}$ на 10% и δ от 5 до 10% (5% для $P_T \leq 100 \text{ В} \cdot \text{А}$ и 10% для $P_T > 100 \text{ В} \cdot \text{А}$).

Максимальная индукция и плотность тока связаны с допустимой температурой перегрева ΔT следующими формулами (для частот 400 Гц и выше):

$$B_{\text{макс}} = B_{\text{макс}_{50}} \sqrt{\Delta T/50}; \quad (5.15)$$

$$\delta = \delta_{50} \sqrt{\Delta T/50}, \quad (5.16)$$

где $B_{\text{макс}_{50}}$ и δ_{50} — соответственно максимальная индукция и плотность тока при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

6. ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

Мощность $P_{\text{ст}}$ расходуется на нагревание магнитопровода, а P_M — катушки. Обычно отношение мощностей $\nu = \dot{P}_{\text{ст}}/P_M$ существенно меньше единицы, условия охлаждения у магнитопровода значительно благоприятнее, чем у катушек, и магнитопроводы допускают значительно больший перегрев, чем катушки. Поэтому в трансформаторах до 10 кВ·А с воздушным охлаждением учитывают в основном перегрев катушек. В таких трансформаторах магнитопровод и катушки расположены близко, поэтому тепловой баланс должен учитывать теплообмен между ними и одновременное действие P_M и $P_{\text{ст}}$. На низких частотах (50 Гц) катушка нагревает сердечник и он помогает теплоотдаче от катушки. При повышении

ных частотах (400 Гц и более) и увеличенных $B_{\text{макс}}$ могло бы наблюдаться обратное явление, так как заметно возросло бы $P_{\text{ст}}$ (обычно до таких $B_{\text{макс}}$ не доходят).

При одинаковой типовой мощности P_T (имеется ввиду, что будут одинаковые суммарные значения $P_{\text{мэ}} + P_{\text{ст}}$) у стержневого двухкатушечного трансформатора теплоотдача будет больше, чем у броневого, вследствие большей поверхности охлаждения катушек.

Наиболее полно отражает процессы теплоотдачи в трансформаторе следующая формула для температуры перегрева катушки:

$$\Delta T = [P_{\text{мэ}}/(\alpha S_k)] [(1 + \nu)/(1 + S'_{\text{ст}})], \quad (5.17)$$

где α — удельный коэффициент теплоотдачи между катушкой трансформатора и окружающей средой; S_k — поверхность охлаждения катушек, в которых тратится мощность $P_{\text{мэ}}$; $S'_{\text{ст}}$ — поверхность охлаждения магнитопровода.

Второй член выражения (5.17) учитывает взаимовлияние на тепловой режим между сердечником и катушками как в отношении

нагрева (ν), так и в отношении охлаждения ($S'_{\text{ст}}/S_k$). Часто этот член оказывается близким к единице и его опускают.

Величина α в значительной мере зависит от типоразмера магнитопровода, или иначе от мощности P_T (P_T почти пропорциональна активному объему стали $V_{\text{ст1}}$). С ростом P_T значение α уменьшается. При одинаковых P_T размеры трансформатора уменьшаются с повышением частоты сети, поэтому коэффициент теплоотдачи α на частоте 400 Гц будет больше, чем на частоте 50 Гц. У стержневого трансформатора размеры будут меньше, чем у броневого той же мощности, поэтому у

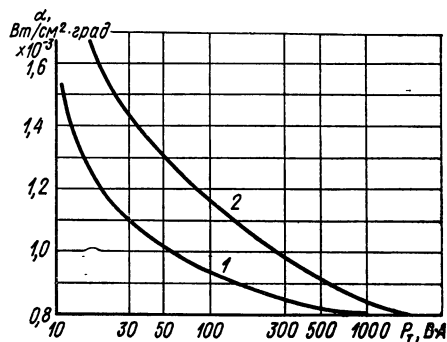


Рис. 33. Кривые зависимости удельного коэффициента теплоотдачи между катушкой трансформатора и окружающей средой от типовой мощности при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ и естественном воздушном охлаждении при $U_{\text{раб}} \leq 500 \text{ В}$. Магнитопровод стержневой, ленточный, двухкатушечный:

1 — $f_c = 50 \text{ Гц}$; 2 — $f_c = 400 \text{ Гц}$.

него α будет больше, чем у броневого.

На рис. 33 показаны кривые зависимости α от P_T [3] для стержневого ленточного магнитопровода. Значение $P_T = \Sigma P_{\text{II}}$ надо брать то, которое обеспечивает магнитопровод, выбранный по приложениям 11, 12 и 13.

Для броневого магнитопровода величину α следует уменьшить на 10—20%. При наличии теплоотвода от магнитопровода на шасси α увеличится на 5—10% при $f_c = 50 \text{ Гц}$ и на 10—25% при

$f_c = 400$ Гц (большие цифры соответствуют меньшим P_T). При числе обмоток свыше четырех и напряжении 1000—1500 В α понизится на 15—20%. При искусственном обдуве со скоростью порядка 0,5 м/с α увеличится в два раза и более.

Увеличить α (на 15%) можно при галетной конструкции обмоток, если между галетами установить металлические ребра охлаждения. Охлаждение еще больше возрастет, если ребра скрепить с шасси. При сильно разреженном воздухе α падает,

$$\alpha' = 0,5\alpha (1 + \sqrt{p'/10^5}), \quad (5.18)$$

где α' — коэффициент теплоотдачи при давлении p' Па.

7. РАСЧЕТ ОДНОФАЗНЫХ БРОНЕВЫХ И СТЕРЖНЕВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Конструкция трансформатора определяется при расчете выпрямителя.

Из электрического расчета устройства (чаще всего выпрямителя) известны: действующие значения напряжения вторичных обмоток U_{II} и их токов I_{II} ; количество вторичных обмоток; действующее значение напряжения сети U_c и его отклонение вверх и вниз от номинала; действующее значение тока в первичной обмотке I_I при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$; типовая мощность трансформатора P_T при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$; частота сети f_c ; известна также температура окружающей среды $T_{окр}$.

В результате расчета следует определить марку стали магнитопровода, толщину ленты, типоразмер магнитопровода, марки обмоточных проводов, их сечения, количество витков во всех обмотках, виды междуслоевой, междуобмоточной и внешней изоляции и их толщины, активные сопротивления обмоток, активное и реактивное сопротивление обмоток, пересчитанные в фазу вторичной обмотки (при работе на диод), массы меди и стали, КПД, $\cos \varphi$, температуру перегрева трансформатора ΔT по сравнению с $T_{окр}$.

Методика расчета броневых трансформаторов

Расчет ведем, исходя из допустимого перегрева $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

1. Зная частоту f_c , выбираем марку стали и толщину листа, согласно указаниям, изложенным в гл. 5,3.

2. По известным величинам ΣP_{II} и f_c , исходя из конструкции трансформатора, определяем по приложению 11 ориентировочный типоразмер магнитопровода*. При этом суммарная расчетная мощность на вторичной стороне трансформатора

$$\Sigma P_{II} = U_{II_1} I_{II_1} + U_{II_2} I_{II_2} + \dots + U_{II_k} I_{II_k}. \quad (5.19)$$

* Окончательно типоразмер магнитопровода определяется после проверки размещения обмоток в его окне, с уточнением теплового режима работы.

Если типоразмер не соответствует точно величине ΣP_{II} , то выбираем ближайший больший.

В приложении 11 приведены ориентировочные величины P_T . Если в трансформаторе много межслоевых изоляционных прокладок или толстые межобмоточные прокладки, то P_T , выбранное из приложения 11, следует уменьшать на 20—30%. То же приходится делать, если в трансформаторе больше двух-трех вторичных обмоток, а также если U_c изменяется вверх от номинала.

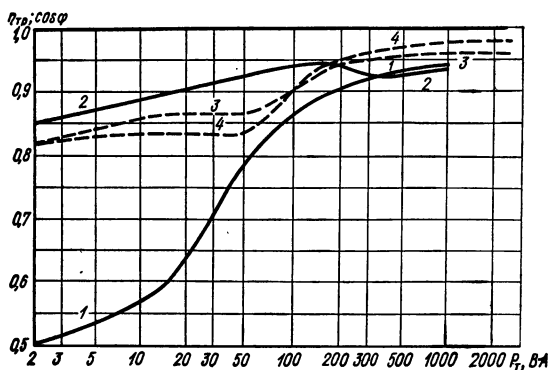


Рис. 34. КПД (1 и 3) и $\cos \varphi$ (2 и 4) в зависимости от величины типовой мощности:

1 и 2 при $f_c = 50$ Гц; 3 и 4 при $f_c = 400$ Гц.

3. Исходя из ΣP_{II} , U_I и ориентировочных значений $\eta_{тр}$ и $\cos \varphi$, из рис. 34 находим номинальный ток в первичной обмотке

$$I_{Iном} = \Sigma P_{II} / (U_{Iном} \eta_{тр} \cos \varphi). \quad (5.20)$$

Если нагрузка нелинейная, то вместо ΣP_{II} подставляем P_I , найденную при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$. Считая, что нагрузочные сопротивления в обмотках трансформатора не зависят от изменений тока в небольших пределах, получаем для тока при максимальном напряжении в сети $U_{с. макс}$

$$I_{Iмакс} = I_{Iном} U_{с. макс} / U_{с. ном}. \quad (5.21)$$

4. Из параграфа 5 определяем индукцию $B_{макс}$ с учетом изменения сетевого напряжения вверх от номинала.

5. Определяем потери в стали для индукции $B_{макс}$, найденной в п. 4,

$$P_{ст} = P_{ст. уд} G_{ст1} (1,1 \dots 1,15), \quad (5.22)$$

где $P_{ст. уд}$ — удельные потери (рис. 35, а); $G_{ст1}$ — масса стали, приведена в приложении 11.

Коэффициент 1,1 для 50 Гц или 1,15 для 400 Гц учитывает возрастание потерь, возникающее в разрезном магнитопроводе. Если

С-образные сердечники склеивают ферромагнитной пастой, то этот коэффициент принимают равным единице.

6. Находим активную составляющую тока холостого хода $I_{x. х. а}$ по формуле (5.8) при максимальном напряжении сети ($U_{с. макс} = U_I$).

7. Находим намагничивающую мощность, исходя из удельной реактивной мощности $Q_{ст. уд}$ и массы стали $G_{ст1}$,

$$Q_{ст} = Q_{ст. уд} G_{ст1}, \quad (5.23)$$

$Q_{ст. уд}$ определяем из рис. 35, б для $B_{макс}$, найденной в п. 4.

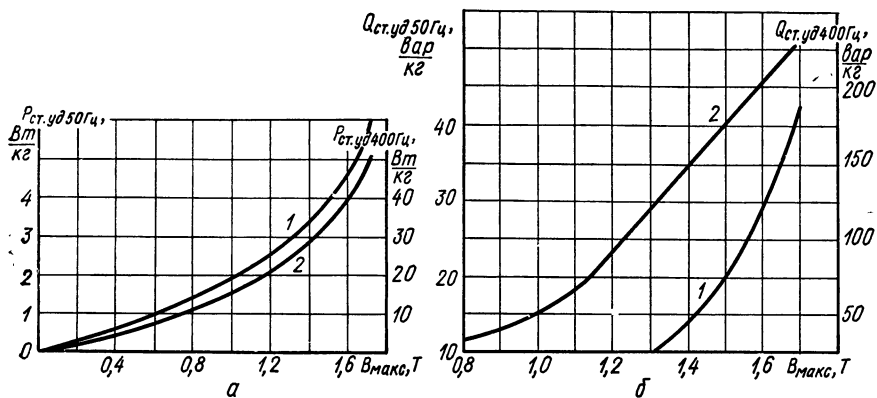


Рис. 35. Удельные потери в стали (а) и удельная намагничивающая мощность (б) при разных значениях максимальной индукции:

1 — $f_c = 50$ Гц, сталь Э310, $\Delta = 0,35$ мм; 2 — $f_c = 400$ Гц, сталь Э340, $\Delta = 0,15$ мм

8. По формуле (5.9) при максимальном напряжении сети $U_{с. макс} = U_I$ определяем реактивную составляющую тока холостого хода $I_{x. х. р}$.

9. Находим по формуле (5.10) ток холостого хода $I_{x. х. р}$.

10. Определяем относительный ток холостого хода в % при $U_{с. макс}$

$$I'_{x. х} = (I_{x. х} / I_{макс}) 100. \quad (5.24)$$

Если $I'_{x. х}$ при 50 Гц больше 50%, а при 400 Гц больше 20%, то следует уменьшить величину $B_{макс}$ и сделать пересчет, если величины $I'_{x. х}$ соответственно меньше 30% и 10%, то $B_{макс}$ следует увеличить и сделать пересчет.

11. Определяем ориентировочное падение напряжения ΔU_I и ΔU_{II} в первичной и вторичной обмотках, исходя из табл. 15.

12. Находим число витков обмоток

$$w_I = U_I (1 - \Delta U_I / 100) 10^4 / (4,44 f_c B_{макс} S_{ст1}); \quad (5.25)$$

$$w_{II} = U_{II} (1 + \Delta U_{II} / 100) 10^4 / (4,44 f_c B_{макс} S_{ст1}). \quad (5.26)$$

**15. Ориентировочные значения падения напряжения
в обмотках трансформатора при температуре перегрева обмоток $\Delta T = 50^\circ \text{C}$**

Частота, Гц	Конструкция магнитопровода	Падение напряжения ΔU , %, при P_T , В·А					
		5—15	15—50	50—150	150—300	300—1000	1000—2500
50	Броневая	$\frac{20}{25} - \frac{13}{18}$	$\frac{13}{18} - \frac{6}{10}$	$\frac{6}{10} - \frac{4,5}{8}$	$\frac{4,5}{8} - \frac{3}{6}$	$\frac{3}{6} - \frac{1}{2}$	—
	Стержневая	$\frac{18}{33} - \frac{12}{17}$	$\frac{12}{17} - \frac{5,5}{9}$	$\frac{5,5}{9} - \frac{4}{6}$	$\frac{4}{6} - \frac{3}{4}$	$\frac{3}{4} - \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} - \frac{0,8}{1}$
400	Броневая	$\frac{10}{8,5} - \frac{8}{10}$	$\frac{8}{10} - \frac{4}{5}$	$\frac{4}{5} - \frac{1,5}{2}$	$\frac{1,5}{2} - \frac{1}{1,2}$	$\frac{1}{1,2} - \frac{0,5}{0,5}$	$\frac{0,5}{0,5}$
	Стержневая	$\frac{7}{8} - \frac{5}{6,5}$	$\frac{5}{6,5} - \frac{2}{3}$	$\frac{2}{3} - \frac{1}{1,5}$	$\frac{1}{1,5} - \frac{1}{1}$	$\frac{1}{1} - \frac{0,5}{0,5}$	$\frac{0,5}{0,4}$

Примечания: 1. В числителе — ΔU_I , в знаменателе — ΔU_{II} .

2. При напряжениях до 10—12 В и мощностях до 50 В·А величину ΔU_{II} следует увеличить на 15—20%.

3. При нескольких вторичных обмотках величину ΔU_{II} для обмоток, расположенных непосредственно на первичной, следует уменьшить на 10—20%, а для наружных обмоток — увеличить на 10—20%.

Если $B_{\text{макс}}$ уточнялась согласно п. 10, то следует подставить ее новое значение.

Если рассчитывается обмотка трансформатора, при проектировании которого учитывалось сопротивление фазы выпрямителя (например, по методу Асеева—Цыкина), то поправки ΔU_I и ΔU_{II} вводить не следует.

13. Находим плотность тока δ_I , исходя из величин f_c , P_I и конструкции трансформатора по табл. 14, и величину δ_{II} для вторичных обмоток, учтя рекомендации, изложенные в параграфе 5.

14. Определяем ориентировочные сечения проводов $s = I/\delta$ и их марку, учтя изложенное в параграфе 4, а затем по ГОСТу или по приложениям 14 и 15 уточняем их стандартные сечения.

15. Уточняем фактические плотности тока для каждой обмотки по выбранным стандартным сечениям проводов.

16. Определяем испытательные напряжения обмоток по формулам, приведенным в параграфе 4.

17. Производим конструктивный расчет обмоток.

а) Согласно изложенному в параграфе 4 определяем конструкцию катушек (каркасная или бескаркасная) и при каркасной катушке—конструкцию каркаса (сборный или цельный). Определяем выполнение обмоток (цельная, цельная секционированная или галетная) и взаимное расположение обмоток (концентрические, чередующиеся, разделенные или неполноконцентрические). Определяем способ намотки (внавал или рядами).

б) Определяем вид изоляции и ее толщину (см. параграф 4 и рис. 32).

в) Определяем осевую длину обмотки (см. рис. 32)

$$h_d = h - 2\Delta_{\text{щ}} - \Delta_5, \quad (5.27)$$

где h — высота окна магнитопровода, известна из приложения 11;

г) Находим число витков в одном слое (при рядовой намотке)

$$\omega_c = h_d / (k_y d_{\text{из}}), \quad (5.28)$$

где k_y — коэффициент укладки, учитывающий неплотное прилегание витка к витку и заход междуслойной изоляции на щеку каркаса (см. табл. 16); $d_{\text{из}}$ — диаметр провода в изоляции.

16. Коэффициенты укладки провода k_y и выпучивания обмотки $k_{\text{вып}}$

$d_{\text{из}}, \text{ мм}$	0,07—0,12	0,13—0,19	0,2—0,3	0,31—0,82	0,86—1	Свыше 1
k_y	1,15	1,1	1,07	1,05	1,1	1,15
$k_{\text{вып}}$	1,05	1,08	1,1	1,12	1,15	1,15

Значение ω_c должно быть целым числом — округляем в сторону уменьшения.

д) Определяем число слоев каждой обмотки (при рядовой намотке)

$$N = \omega / \omega_c, \quad (5.29)$$

N округляем до целой величины в сторону увеличения.

е) Находим радиальные размеры (толщины) обмоток для каркасной конструкции и концентрического выполнения обмоток (см. рис. 32). Если междуслойная изоляция прокладывается через каждый слой, то толщина первичной и вторичной обмоток соответственно

$$\Delta_{\text{I}} = N_{\text{I}} d_{\text{из I}} + (N_{\text{I}} - 1) \Delta'_{\text{I}}; \quad (5.30)$$

$$\Delta_{\text{II}} = N_{\text{II}} d_{\text{из II}} + (N_{\text{II}} - 1) \Delta'_{\text{II}} \quad (5.31)$$

(аналогично для следующих обмоток при их наличии), при этом $d_{\text{из I}}$ и $d_{\text{из II}}$ — известны из п. 14, а Δ'_{I} и Δ'_{II} — из гл. 5.4.

Если междуслойная изоляция прокладывается через несколько слоев обмотки, то в эти формулы вместо $(N_{\text{I}} - 1)$ и $(N_{\text{II}} - 1)$ надо подставить число междуслойных прокладок.

ж) Находим радиальный размер катушки (см. рис. 32)

$$\Delta_{\text{к}} = \Delta_6 + (\Delta_{\text{I}} + \Delta_{\text{I}} + \Delta_2 + \Delta_{\text{II I}} + \Delta_3 + \Delta_{\text{II 2}} + \Delta_{\text{н}}) k_{\text{вып}}, \quad (5.32)$$

где $k_{\text{вып}}$ — коэффициент выпучивания при намотке и после пропитки (см. табл. 16); Δ_0 , Δ_2 , Δ_3 и Δ_H — известны из п. 17 б.

з) Определяем расстояние между катушкой (по радиусу) и сердечником

$$\Delta_0 = c - \Delta_k, \quad (5.33)$$

где c — ширина окна магнитопровода, известна из приложения 11.

Если Δ_0 меньше чем 0,5—1 мм, то катушку нормально поместить в окне магнитопровода невозможно, поэтому необходимо увеличить плотность тока δ или максимальную индукцию $B_{\text{макс}}$. Увеличение $B_{\text{макс}}$ необходимо согласовывать с током холостого хода $I'_{\text{х.х}}$ % (см. пп. 9 и 10).

18. Определяем потери в меди.

а) Находим средние длины витков обмоток (см. рис. 32)

$$l_{\text{ср MI}} = 2(a + b + \Delta_0 + \Delta_1 + \pi\Delta_1/2); \quad (5.34)$$

$$l_{\text{ср MII}} = 2[a + b + \Delta_0 + \Delta_1 + \pi(\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_{II}/2)], \quad (5.35)$$

где a — ширина, а b — толщина магнитопровода, известны из приложения 11 (аналогично определяем $l_{\text{ср}}$ для следующих обмоток).

б) Находим массу меди в каждой из обмоток. Например, для первичной обмотки

$$G_{\text{MI}} = w_l l_{\text{ср MI}} G_{\text{MII}}, \quad (5.36)$$

где G_{MII} — масса медной проволоки длиной в 1 км (см. приложение 14); $l_{\text{ср MI}}$ — средняя длина витка, км.

Аналогичный расчет производим для всех обмоток трансформатора. Заменяя в формуле (5.36) G_{MI} на G'_{MI} (см. приложение 14), находим суммарную массу проводов $G'_{\text{мз}}$.

в) Находим потери в каждой из обмоток, считая, что провод нагревается до температуры $T^\circ \text{C}$. Для разных проводов T составляет: 105°C (для ПЭВ), 120°C (для ПЭВТЛ) и 130°C (для ПЭТВ). Например, для первичной обмотки потери

$$P_{\text{MI}} = 1,97 [1 + 43 \cdot 10^{-4} (T - 20)] \delta_1^2 G_{\text{MI}}, \quad (5.37)$$

где δ_1 — уточненная плотность тока согласно п. 15; G_{MI} — масса меди первичной обмотки, кг.

Аналогичный расчет производим для всех обмоток трансформатора. Находим суммарные потери в меди $P_{\text{мз}}$.

19. Проверяем тепловой режим работы.

а) Определяем поверхность охлаждения катушки (см. рис. 32), считая, например, что есть только одна вторичная обмотка

$$S_k = 2h_d (a + b + \pi\Delta_k), \quad (5.38)$$

где h_d — осевая длина обмотки из формулы (5.27); Δ_k — радиальный размер катушки из формулы (5.32).

Если обмоток больше двух, то S_k подсчитываем для наружной обмотки.

б) Находим удельный коэффициент теплоотдачи α , исходя из P_T и f_c , согласно рис. 33.

в) Определяем согласно формуле (5.17) усредненную температуру перегрева ΔT . Второй член этого выражения можно опустить.

г) Определяем, исходя из $T_{\text{окр}}$, усредненную температуру, до которой нагреются обмотки трансформатора,

$$T = T_{\text{окр}} + \Delta T. \quad (5.39)$$

Температура T должна быть равна допустимой температуре нагрева примененных проводов $T_{\text{доп}}$ (см. гл. 5.4) или быть меньше ее на 10—15%. Если $T < 0,85 T_{\text{доп}}$, то можно уменьшить размеры магнитопровода и пересчитать весь трансформатор, начиная с п. 2. В п. 13 следует увеличить плотность тока δ и, если $I_{x.x}$ не будет сверх нормы (п. 10), то увеличить $B_{\text{макс}}$, что приведет к уменьшению числа витков, и обмотку можно поместить в меньшем окне. При этом возрастает ΔT . Если $T > T_{\text{доп}}$, то следует выяснить, нельзя ли увеличить s проводов без замены магнитопровода (при необходимости надо выбрать больший типоразмер) и увеличить индукцию $B_{\text{макс}}$ (чтобы уменьшить число витков), если позволит $I'_{x.x}$. В результате уменьшатся сопротивление обмоток и ΔT . Можно также применить другую марку провода с большим $T_{\text{доп}}$. Допускается температура $T = T_{\text{доп}} + 10^\circ \text{C}$, если согласиться с уменьшением срока службы трансформатора до 10 лет (см. гл. 5, 4).

20. Определяем активное сопротивление каждой из обмоток. Например, для первичной обмотки

$$r_I = l_{\text{ср}} m l \omega_1 r'_I, \quad (5.40)$$

где r'_I — сопротивление 1 км провода (приложение 14).

В горячем состоянии при температуре T

$$r_{I \text{ гор}} = r_I [1 + \alpha_T (T - 20)], \quad (5.41)$$

где $\alpha_T = 43 \cdot 10^{-4} / ^\circ \text{C}$.

21. Определяем уточненное активное падение напряжения во всех обмотках. Например, для первичной обмотки

$$\Delta U_{rI} = (I_{I \text{ ном}} r_{I \text{ гор}} / U_{I \text{ ном}}) 100, \quad (5.42)$$

$I_{I \text{ ном}}$ берем из формулы (5.20), $U_{I \text{ ном}}$, I_{II} , I_{III} , ... и U_{II} , U_{III} , ... заданы в начале расчета.

Если одна из вторичных обмоток трансформатора питает выпрямительную схему, то следует, согласно формуле (2.24), определить активное сопротивление трансформатора $r_{\text{тр}}$, отнесенное к фазе этой вторичной обмотки.

22. Определяем ориентировочное значение реактивных сопротивлений каждой из обмоток X_I и X_{II} и отнесенного к фазе вторичной обмотки трансформатора:

$$X_I \approx 3,75 f_c \omega_1^2 l'_{cp \text{ м}} \Delta s 10^{-8} / h_d; \quad (5.43)$$

$$X_{II} \approx 3,75 f_c \omega_{II}^2 l'_{cp \text{ м}} \Delta s 10^{-8} / h_d; \quad (5.44)$$

$$X_{тр} \approx 7,5 f_c \omega_{II}^2 l'_{cp \text{ м}} \Delta s 10^{-8} / h_d, \quad (5.45)$$

где ω_I — число витков первичной обмотки; ω_{II} — число витков вторичной обмотки, по отношению к которой определяем $X_{тр}$,

$$l'_{cp \text{ м}} = (l_{cp \text{ м I}} + l_{cp \text{ м II}}) / 2 \quad (5.46)$$

— средняя длина витка обеих обмоток;

$$\Delta_s = \Delta_2 + (\Delta_I + \Delta_{II}) / 3 \quad (5.47)$$

— приведенная величина зазора между обеими обмотками (см. рис. 32) [если между обмотками I и II находятся еще обмотки, то соответственно изменится член в формуле (5.47), Δ_2 — расстояние между ближайшими краями обмотки I и III; h_d — берем из формулы (5.27), см.

Формулы (5.43)—(5.47) справедливы при концентрических обмотках и $P_T \geq 1$ кВ · А. До мощностей P_T порядка нескольких сотен вольт-ампер влиянием реактивного сопротивления по сравнению с активным можно пренебречь.

23. Определяем уточненное реактивное падение напряжения во всех обмотках. Например, для первичной обмотки

$$\Delta U_{xI} = (I_{I \text{ ном}} X_I / U_{I \text{ ном}}) 100, \quad (5.48)$$

токи и напряжения берем, согласно п. 21.

24. Сравниваем полученные величины

$$\Delta U_I = \sqrt{\Delta U_{rI}^2 + \Delta U_{xI}^2} \quad (5.49)$$

и

$$\Delta U_{II} = \sqrt{\Delta U_{rII}^2 + \Delta U_{xII}^2} \quad (5.50)$$

с принятыми согласно табл. 15. Расхождение в этих величинах компенсируем соответствующим изменением числа витков обмоток трансформатора.

25. Определяем КПД трансформатора.

А. Трансформатор работает не на вентильную схему. При этом активная составляющая мощности, потребляемой от сети,

$$P_{c. a} = \sum P_{II} + P_{мз} + P_{ст} \quad (5.51)$$

(если P_{II} имеют реактивные составляющие, то вместо $\sum P_{II}$ надо брать $\sum P_{II} \cos \varphi_{II}$), а КПД

$$\eta_{тр} = \sum P_{II} / P_{c. a} = \sum P_{II} / (\sum P_{II} + P_{мз} + P_{ст}). \quad (5.52)$$

Б. Трансформатор работает на вентильную схему. При этом $\sum P_{II} \cos \varphi_{II}$ не является активной мощностью, так как в ней содержится также мощность искажения. Тогда

$$P_{с. а} = k_p P_{В ср} + NP_{в} + \sum P''_{II} + P_{МΣ} + P_{ст}, \quad (5.53)$$

где $P_{В ср}$ — среднее значение мощности, развиваемой на выходе вентильной схемы; $\sum P''_{II}$ — общая расчетная мощность обмоток, работающих не на вентильную схему, при $\cos \varphi_{II} \neq 1$ надо брать $\sum P''_{II} \cos \varphi_{II}$; $NP_{в}$ — потери в вентильной группе;

$$k_p = P_{с. а} / P_{В ср}, \quad (5.54)$$

k_p — коэффициент потери мощности, связывающий между собой активную составляющую мощности переменного тока с мощностью $P_{В ср}$.

При работе выпрямителя на активную нагрузку k_p находим из табл. 5, при работе на фильтр $k_p \approx 1$. КПД определяем из выражения

$$\eta_{гр} = (P_{с. а} - P_{МΣ} - P_{ст}) / P_{с. а}. \quad (5.55)$$

Мощность $P_{с. а}$ при работе трансформатора на вентильную схему можно также определить (для активной и индуктивной нагрузки) при помощи коэффициентов искажения тока ξ_I и ξ_{II} . Они связывают между собой активную мощность $P_{Iа}$ с расчетной мощностью $P_I = U_I I_I$ и $P_{IIа}$ с P_{II} :

$$\xi_{II} = P_{IIа} / P_{II} = I_{IIа} / I_{II}; \quad (5.56)$$

$$\xi_I = P_{Iа} / P_I = I_{Iа} / I_I. \quad (5.57)$$

В этих выражениях учтено, что напряжения U_I и U_{II} не имеют гармонических составляющих. Коэффициенты ξ_I и ξ_{II} можно найти из табл. 5. С учетом выражений (5.55) и (5.56)

$$P_{с. а} = P_{Iа} = P'_I \xi_I + NP_{в} + \sum P''_{II} + P_{МΣ} + P_{ст}, \quad (5.58)$$

или

$$P_{с. а} = P_{Iа} = P'_{II} \xi_{II} + NP_{в} + \sum P''_{II} + P_{МΣ} + P_{ст}, \quad (5.59)$$

где P'_I и P'_{II} — расчетные мощности соответственно первичной и вторичной обмоток, работающих на вентильную схему.

26. В готовом трансформаторе измеряем величины $P_{с. а. изм}$ и $P_{I изм}$ и по ним определяем:

$$\cos \varphi = P_{с. а. изм} / P_{I изм}. \quad (5.60)$$

При расчете трансформатора, исходя из активной составляющей тока

$$I_{Iа} = P_{с. а} / U_I, \quad (5.61)$$

находим

$$\cos \varphi = I_{Iа} / \sqrt{I_{Iа}^2 + I_{х. х. р.}^2}, \quad (5.62)$$

$I_{х. х. р.}$ было определено по формуле (5.9).

Особенности методики расчета стержневых трансформаторов

Рассмотрим особенности расчета стержневых двухкатушечных трансформаторов в сравнении с расчетом броневых трансформаторов. Задание на расчет и величины, которые должны быть определены, те же, что и для броневой конструкции. Расчет производим, исходя из допустимого перегрева $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

Номера пунктов, приводимые ниже, соответствуют номерам пунктов расчета броневых трансформаторов.

1. Выполняем пп. 1—11. Для определения типоразмеров магнитопровода (п. 2) и массы магнитопровода $G_{\text{ст}}$ (п. 5), пользуемся приложением 12.

2. Выполняем п. 12. Число витков w_I и w_{II} находим для каждого стержня в соответствии с напряжением U_I и U_{II} . При последовательном соединении обмоток на разных стержнях напряжение каждой из них будет в два раза меньше, чем U_I и U_{II} ; при параллельном соединении эти напряжения не изменяются.

3. Выполняем пп. 13 и 14. Для определения сечения провода при параллельном соединении обмоток на разных стержнях ток I надо уменьшить вдвое. При последовательном — оставить без изменения.

4. Выполняем пп. 15—18. В п. 17в величину h находим из приложения 12. В п. 17д — число витков w берем из п. 12. В п. 17з для определения расстояния между двумя катушками используют выражение (см. рис. 32)

$$\Delta_0 = c - 2\Delta_k. \quad (5.63)$$

5. Выполняем пп. 19—22. В пункте 19а поверхность охлаждения включает в себя обе катушки

$$S_k = 4h_d [a + b + \Delta_6 + \Delta_1 + \pi (\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_{II} + \Delta_3)]. \quad (5.64)$$

В пп. 20—22 следует учесть способ соединения обмоток на разных стержнях. Например, при последовательном включении вторичных обмоток на разных катушках

$$X_{\text{тр}} \approx 15 f_c w_{II}^2 l'_{\text{ср}} \mu \Delta_s 10^{-8} / h_d, \quad (5.65)$$

где w_{II} — число витков вторичной обмотки на одном стержне при параллельном включении этих обмоток коэффициент 15 заменяется на 3,75.

6. Выполняем пп. 23—26.

8. РАСЧЕТ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Рассмотрим особенности расчета трехфазных трансформаторов в сравнении с расчетом броневых трансформаторов. Задание на расчет и величины, которые должны быть определены, те же, что и для броневой конструкции, кроме этого должны быть указаны схемы соединений обмоток на первичной и вторичной сторонах

трансформатора. Расчет производим, исходя из допустимого перегрева $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

Номера пунктов, приводимые ниже, соответствуют номерам пунктов расчета броневых трансформаторов.

1. Выполняем пп. 1 и 2. Типоразмер определяем из приложения 13.

2. Выполняем п. 3. Расчет проводим для одной фазы. При этом мощность, приходящаяся на одну фазу вторичной стороны,

$$\sum P_{\text{II}\phi} = \sum P_{\text{II}}/3. \quad (5.66)$$

Исходя из мощности P_T , находим КПД из рис. 36, а $\cos \varphi$ (ориентировочное значение) — из рис. 34, как для стержневого двухкатушечного трансформатора. В формуле (5.20) вместо $\sum P_{\text{II}}$ принимаем $\sum P_{\text{II}\phi}$ и находим ток $I_{\text{I ф. ном.}}$.

3. Выполняем пп. 4—10. При этом для определения $B_{\text{макс}}$ исходим из P_T , соответствующего выбранному магнитопроводу (см. приложение 13). Расчет проводим на одну фазу. Допустимые значения относительного тока холостого хода: для 50 Гц — до 200 В \times \times А 30—40%, до 1000 В \times \times А 15—30%; для 400 Гц — до 30 В \cdot А 60—70%, до 200 В \times \times А 30—50%, до 1000 В \cdot А 20—30%, свыше 1000 В \cdot А 7—15%.

4. Выполняем пп. 11—26. При этом величины падений напряжений берем как для стержневого двухкатушечного трансформатора.

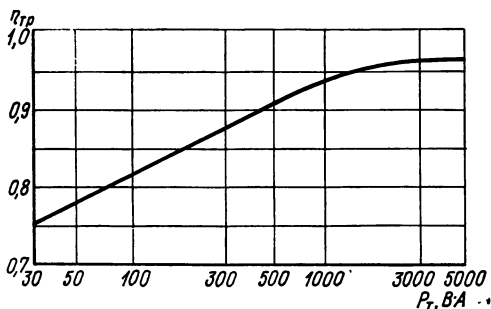


Рис. 36. КПД трехфазного трансформатора в зависимости от его типовой мощности.

9. РАСЧЕТ АВТОТРАНСФОРМАТОРОВ

На рис. 37, а и б изображены две схемы включения автотрансформатора: соответственно повышающая и понижающая напряжение. Мощность $P_{\text{II}} = U_{\text{II}} I_{\text{II}}$ передается из сети двумя путями: электромагнитным (например, для схемы на рис. 37, б)

$$P_T = U_{\text{II}} (I_{\text{II}} - I_{\text{I}}) = U_{\text{II}} I_{\text{II}} (1 - 1/n) \quad (5.67)$$

и электрическим

$$P_{\text{эл}} = U_{\text{II}} I_{\text{I}} = U_{\text{II}} I_{\text{II}}/n, \quad (5.68)$$

где $n = U_{\text{I}}/U_{\text{II}} > 1$.

Для схемы на рис. 37, а формулы будут аналогичные, но $n = U_{\text{II}}/U_{\text{I}}$. В обеих схемах $n > 1$ и равно отношению полного числа витков катушки к числу витков меньшей ее части. Автотрансформатор рассчитывают, исходя из проходной мощности P_T . Через

провод общей части (для обеих обмоток) катушки прстекает разность токов $I_{II} - I_I$ или наоборот, в зависимости от схемы,

$$|I_{\text{общ}}| = |I_{II} - I_I| = |I_{II} (1 - 1/n)|, \quad (5.69)$$

где $n > 1$.

КПД автотрансформатора η_{AT} определяется, исходя из η_{TP} трансформатора, имеющего типовую мощность, равную проходной мощности:

$$\eta_{AT} = P_{II} / (P_{II} + P_{\text{пот}}) = P_{II} / [P_{II} + P_T (1/\eta_{TP} - 1)]. \quad (5.70)$$

С учетом выражения (5.67) получаем

$$\eta_{AT} = 1 / (1 + 1/n) (1/\eta_{TP} - 1)]. \quad (5.71)$$

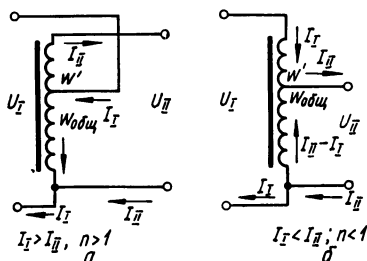


Рис. 37. Схемы включения автотрансформаторов:

a — на повышение; *б* — на понижение напряжения.

Как следует из формул (5.67) — (5.71), чем n ближе к единице, тем меньше будут габариты, масса и больше η_{AT} по сравнению с КПД трансформатора η_{TP} той же мощности ΣP_{II} . Этому способствует также отсутствие межобмоточной изоляции и увеличение коэффициента теплоотдачи α вследствие уменьшения размеров трансформатора. Целесообразно применять автотрансформатор там, где $n = 0,5 \dots 2$, так как при этом получается вы-

игрыш в объеме и массе примерно в 2 раза. Отсутствие межобмоточной изоляции и малые (сравнительно с трансформатором) размеры автотрансформатора приводят к малым индуктивным и активным падениям напряжения ΔU_I и ΔU_{II} и поэтому, считаясь с необходимой точностью, в формулах (5.25) и (5.26) их можно опустить. С достаточной для практики точностью можно при $P_T > 50 \text{ В} \cdot \text{А}$ и $n = 0,75 \dots 1,25$ считать $\cos \varphi \approx \eta_{AT} \approx 1$. В тех случаях, когда недопустима кондуктивная связь между первичной (сетью) и вторичной (потребителем) сторонами, автотрансформатор не применяют.

Задания на расчет автотрансформатора и величины, подлежащие определению, те же, что и для трансформаторов. Исключение составляет отсутствие межобмоточной изоляции. Расчет производим в зависимости от конфигурации магнитопровода как для броневоего или стержневого трансформаторов.

Номера пунктов, приводимые ниже, соответствуют номерам методики расчета броневых трансформаторов.

1. Выполняем пп. 1—2. При этом P_T определяем по формуле (5.67).

2. Выполняем пп. 3—10. При этом вместо η_{TP} берем η_{AT} из формулы (5.71), η_{TP} и $\cos \varphi$ находим для P_T согласно рис. 34.

3. Выполняем п. 12. При этом, согласно рис. 37, а, $\omega_{\text{общ}} = \omega_1$ и $\omega' = \omega_{11} - \omega_1$, а согласно рис. 37, б, $\omega_{\text{общ}} = \omega_{11}$ и $\omega' = \omega_1 - \omega_{11}$.

4. Выполняем пп. 13—15. При этом токи находим из формулы (5.69), для схемы из рис. 37, а ток через обмотку ω' равен I_{11} , а для схемы на рис. 37, б этот ток равен I_1 .

5. Выполняем пп. 16—20. При этом учитываем, что изоляция между обмотками отсутствует.

6. Выполняем пп. 25 и 26.

10. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать броневого трансформатор $P_T = 83 \text{ В} \cdot \text{А}$.

Исходные данные для расчета: действующее значение напряжения вторичной обмотки II_1 (обмотка со средней точкой), подключенной на выпрямительную двухфазную схему с индуктивным фильтром $U_{II_1} = 300 \cdot 2 \text{ В}$; действующее значение тока во вторичной обмотке II_1 $I_{II_1} = 120 \text{ м} \cdot \text{А}$; действующее значение напряжения вторичной обмотки II_2 $U_{II_2} = 5 \text{ В}$; действующее значение тока во вторичной обмотке II_2 $I_{II_2} = 3 \text{ А}$; действующее значение напряжения вторичной обмотки II_3 $U_{II_3} = 6,3 \text{ В}$; действующее значение тока во вторичной обмотке II_3 $I_{II_3} = 1 \text{ А}$; действующее значение напряжения сети с отклонением на ± 10 и -15% $U_1 = U_c = 127$ и 220 В ; действующее значение тока в первичной обмотке при $\eta_{\text{тр}} = 1$, $\cos \varphi = 1$ и $U_1 = 220 \text{ В}$ $I_{I_1} \approx 0,33 \text{ А}$; расчетная мощность вторичной обмотки $\sum P_{II} \approx 93 \text{ В} \cdot \text{А}$; расчетная мощность первичной обмотки $P_I = 73 \text{ В} \cdot \text{А}$; типовая мощность $P_I \approx 83 \text{ В} \cdot \text{А}$; частота сети $f_c = 50 \text{ Гц}$; температура окружающей сети $T_{\text{окр}} = 40^\circ \text{С}$; нагрузка на обмотку II_1 — активная, нелинейная; на обмотки II_2 и II_3 — активная, линейная; мощность выпрямленного тока, потребляемая от обмотки II_1 , $P_{\text{Вср}} = 46 \text{ Вт}$; мощность, рассеиваемая на диодах, $NP_{\text{в}} = 0,25 \text{ Вт}$.

1. Данные стали: магнитопровод ленточный (гл. 5,3); сталь (на частоте $f_c = 50 \text{ Гц}$) марки Э310 толщиной $0,35 \text{ мм}$. Гл. 5,7, п. 1.

2. Данные магнитопровода: учитывая, что трансформатор многообмоточный и что напряжение U_c может подняться на 10% , выбираем магнитопровод с запасом по $\sum P_{II}$. Согласно приложению 11 типоразмер ШЛ25×25 обеспечивает $\sum P_{II} = 110 \text{ В} \cdot \text{А}$; его размеры: $a = 25 \text{ мм}$; $b = 25 \text{ мм}$; $h = 62,5 \text{ мм}$; $c = 25 \text{ мм}$; $L = 100 \text{ мм}$; $H = 87,5 \text{ мм}$; $S_{\text{ст1}} = 5,5 \times 1,03 = 5,66 \text{ см}^2$; $l_{\text{ср. ст}} = 21,3 \text{ мм}$; $G_{\text{ст1}} = 900 \times 1,03 = 930 \text{ г}$. Гл. 5,7, п. 2.

3. $I_{\text{ном}} = 0,42 \text{ А}$. Из рис. 34: $\eta_{\text{тр}} = 0,85$; $\cos \varphi = 0,94$. Гл. 5,7, п. 3, формула (5.20).

4. $I_{\text{макс}} = 0,46 \text{ А}$. Гл. 5,7, п. 3, формула (5.21).

5. $B_{\text{макс}} = 1,55 \text{ Т}$ согласно рекомендациям гл. 5,5. $B_{\text{макс}}$ при $U_{\text{с. макс}}$ достигает допустимого значения $1,7 \text{ Т}$. Гл. 5,7, п. 4.

6. $P_{\text{ст. ном}} = 4,1 \text{ Вт}$; $P_{\text{ст. макс}} = 5,4 \text{ Вт}$. Из рис. 35, а для $B_{\text{макс}} = 1,55 \text{ Т}$ — $P_{\text{ст. уд}} = 4,5 \text{ Вт/кг}$; для $B_{\text{макс}} = 1,7 \text{ Т}$ — $P_{\text{ст. уд}} = 6 \text{ Вт/кг}$; С-образные сердечники склеиваются пастой. Гл. 5,7, п. 5, формула (5.22).

7. $I_{\text{х. х. а. макс}} = 0,022 \text{ А}$ при $U_{\text{I макс}} = 220 \times 1,1 = 242 \text{ В}$. Гл. 5,7, п. 6. Формула (5.8).

8. $Q_{\text{ст. ном}} = 23 \text{ вар}$; $Q_{\text{ст. макс}} = 39 \text{ вар}$. Из рис. 35 для $B_{\text{макс}} = 1,55 \text{ Т}$ — $Q_{\text{ст. уд}} = 25 \text{ вар/кг}$; для $B_{\text{макс}} = 1,7 \text{ Т}$ — $Q_{\text{ст. уд}} = 43 \text{ вар/кг}$. Гл. 5,7, п. 7, формула (5.23).

9. $I_{x, x. p. макс} = 0,16$ А при $U_{I макс} = 220 \cdot 1,1 = 242$ В. Гл. 5,7, п. 8. Формула (5.9).

10. $I_{x, x. макс} = 0,16$ А. Гл. 5,7, п. 9. Формула (5.10).

11. $I_{x, x} = 35\%$, допустимо 30–50%. Гл. 5,7, п. 10, формула (5.24).

12. $\Delta U_I = 0$; $\Delta U_{II_1} = 0$; $\Delta U_{II_2} = 10\%$; $\Delta U_{II_3} = 10\%$. Падение напряжения в обмотках I и II₁ здесь не принимается во внимание, оно было учтено при расчете выпрямителя по методу Асеева—Цыкина. Из табл. 15 $\Delta U_{II_2} \approx \Delta U_{II_3} = 9\%$, эту цифру увеличиваем до 10%, чтобы не вводить поправку на ΔU_I (основная мощность потребляется обмоткой II₁). Гл. 5,7, п. 11.

13. $W_{110} = 582$; $W_{17} = 90$. Обмотки изображены на рис. 38. Гл. 5,7, п. 12, формула (5.25).

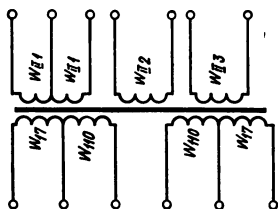


Рис. 38. Схема обмоток трансформатора для подключения к сети напряжением 127 и 220 В.

14. $W_{II_1} = 1590$; $W_{II_2} = 29$; $W_{II_3} = 37$. Обмоток W_{II_1} две. Гл. 5,7, п. 12, формула (5.26).

15. $\delta_I = 2,6$ А/мм²; $\delta_{II_1} = 1,9$ А/мм²; $\delta_{II_2} = 2,1$ А/мм²; $\delta_{II_3} = 2,2$ А/мм² из табл. 14. Для получения минимального суммарного падения напряжения в обеих обмотках уменьшаем δ_{II} на 30% по сравнению с δ_I и учитываем, что обмотка II₃ лучше охлаждается. Гл. 5,7, п. 13.

16. $s_I = 0,187$ мм². Для тока $I_{I макс} = \sqrt{0,46^2 + 0,16^2}$ (см. пп. 4 и 10). Гл. 5,7, п. 14.

17. $s_{II_1} = 0,07$ мм², $s_{II_2} = 1,57$ мм², $s_{II_3} = 0,05$ мм².

Так как рабочее напряжение всех обмоток меньше 500 В, то согласно рекомендациям гл. 5,4 применяем провод ПЭВ-1. Пользуясь приложением 14, уточняем стандартные сечения проводов: $d_I = 0,49$ мм; $d_{из I} = 0,53$ мм; $s_I = 0,188$ мм²; $r'_I = 93$ Ом/км; $G_{м II} = 1,68$ кг/км; $G'_{м II} = 1,71$ кг/км; $d_{II_1} = 0,31$ мм; $d_{из II_1} = 0,35$ мм; $s_{II_1} = 0,075$ мм²; $r'_{II_1} = 232$ Ом/км; $G_{м II_1} = 0,671$ кг/км; $G'_{м II_1} = 0,68$ кг/км; $d_{II_2} = 1,45$ мм; $d_{из II_2} = 1,53$ мм; $s_{II_2} = 1,65$ мм²; $r'_{II_2} = 10,6$ Ом/км; $G_{м II_2} = 14,7$ кг/км; $G'_{м II_2} = 14,9$ кг/км; $d_{II_3} = 0,80$ мм; $d_{из II_3} = 0,86$ мм; $s_{II_3} = 0,50$ мм²; $r'_{II_3} = 34,8$ Ом/км; $G_{м II_3} = 4,47$ кг/км; $G'_{м II_3} = 4,55$ кг/км. Гл. 5,7, п. 14.

18. $\delta_I = 2,6$ А/мм²; $\delta_{II_1} = 1,77$ А/мм²; $\delta_{II_2} = 2$ А/мм²; $\delta_{II_3} = 2,2$ А/мм². Для обмоток на 17 В ток будет меньше в 110/127 раз (на 20%), а плотность тока δ_I — на 20%. Однако в целях унификации применяем тот же провод, что и для обмоток на 110 В. Гл. 5,7, п. 15.

19. $U_{исп} = 2200$ В. Для обмотки II₁. Для обмотки II₃ — 250 В. Гл. 5,7, п. 16. Формула (5.14).

20. Обмотка бескаркасная, цельная, концентрическая, рядами (гл. 5,4). Гл. 5,7, п. 17 а.

21. $\Delta_1 = 1,24$ мм. С учетом двух слоев бумаги К-12. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

22. $\Delta'_1 = 0,09$ мм. Поверх каждого ряда один слой бумаги ЭИП-50. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

23. $\Delta_2 = 0,48$ мм. Четыре слоя бумаги К-12 толщиной 0,12 мм. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

24. $\Delta'_{II_1} = 0,05$ мм. Один слой бумаги КТН после половины каждой обмотки. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

25. $\Delta_3 = 0,48$ мм. Четыре слоя бумаги К-12. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

26. $\Delta_{II_2} = 0,12$ мм. Один слой бумаги К-12 после каждого ряда. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

27. $\Delta_4 = 0,24$ мм. Два слоя бумаги К-12. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

28. $\Delta_{II_3} = 0,09$ мм. Один слой бумаги ЭИП-50. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

29. $\Delta_n = 0,54$ мм. Два слоя бумаги ЭИП-63Б и один слой батистовой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.
30. Расстояние: $\Delta_5 = 0,5$ мм и $\Delta_6 = 0,3$ мм; $\Delta_{\Sigma} = 2$ мм. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.
31. $h_d = 58$ мм. Гл. 5,7, п. 17 в, формула (5.27).
32. $w_{cI} = 104$ витка; $w_{cII_1} = 150$ витков; $w_{cII_2} = 33$ витка; $w_{cII_3} = 61$ виток. Из табл. 16: $k_{yI} = 1,05$; $k_{yII_1} = 1,05$; $k_{yII_2} = 1,15$; $k_{yII_3} = 1,10$. Гл. 5,7, п. 17 г, формула (5.28).
33. $N_I = 7$ рядов. Таких обмоток две по 110 В и две по 17 В. Гл. 5,7, п. 17 д, формула (5.29).
34. $N_{II_1} = 11$ рядов. Таких обмоток две. Гл. 5,7, п. 17 д, формула (5.29).
35. $N_{II_2} = 1$ ряд; $N_{II_3} = 1$ ряд. Гл. 5,7, п. 17 д, формула (5.29).
36. $\Delta_1 = 8,5$ мм; $\Delta_{II_1} = 7,05$ мм; $\Delta_{II_2} = 1,53$ мм; $\Delta_{II_3} = 0,86$ мм. Гл. 5,7, п. 17 е, формулы (5.30) и (5.31).
37. $\Delta_k = 24,3$ мм. Из табл. 16 среднее значение $k_{\text{вып}} = 1,12$. Гл. 5,7, п. 17 ж, формула (5.32).
38. $\Delta_0 = 0,7$ мм. Достаточно иметь 0,5—1 мм. Гл. 5,7, п. 17 з, формула (5.33).
39. $l_{срMI} = 131$ мм. Гл. 5,7, п. 18 а, формула (5.34).
40. $l_{срMII_1} = 190$ мм; $l_{срMII_2} = 216$ мм; $l_{срMII_3} = 225$ мм. Гл. 5,7, п. 18 а, формула (5.35).
41. $G'_{MI} = 0,296$ кг; $G'_{MII_1} = 0,405$ кг; $G'_{MII_2} = 0,0915$ кг; $G'_{MII_3} = 0,0373$ кг; $G'_{M\Sigma} = 0,84$ кг; G'_{MI} находим из приложения 14. Округляем: $G'_{MI} = 0,3$ кг; $G'_{MII_1} = 0,41$ кг; $G'_{MII_2} = 0,092$ кг; $G'_{MII_3} = 0,038$ кг. Гл. 5,7, п. 18 б, формула (5.36).
42. $P_{MI} = 5,4$ Вт; $P_{MII_1} = 3,4$ Вт; $P_{MII_2} = 1$ Вт; $P_{MII_3} = 0,5$ Вт; $P_{M\Sigma} = 10,3$ Вт. Считаем, что провод ПЭВ нагреется до 105°C , и принимаем $G_{MI} \approx G'_{MI}$. Гл. 5,7, п. 18 в, формула (5.37).
43. $S_k = 147$ см². Гл. 5,7, п. 19 а, формула (5.38).
44. $\Delta T = 68^\circ\text{C}$. Из рис. 33 для $\sum P_{II} = 110$ В·А; $\alpha = 0,92 \cdot 10^{-3}$ Вт/см². Учитывая, что трансформатор броневой конструкции, надо уменьшить α на 10%, а так как сердечник прилагает к классу, то α следует увеличить на 10%, поэтому поправку в величину α не вводим. Гл. 5,7, п. 19 в. Формула (5.17).
45. $T = 108^\circ\text{C}$. Провод ПЭВ допускает $T = 105^\circ\text{C}$ с допустимой перегрузкой на 10%. Гл. 5,7, п. 19 г, формула (5.39).
46. $r_{I\text{гор}220} = 19,6$ Ом; $r_{II\text{гор}1} = 97$ Ом; $r_{II\text{гор}2} = 91$ Ом; $r_{II\text{гор}3} = 0,4$ Ом. При $T = 108^\circ\text{C}$ по формуле (5.40): $r_{I220} = 14,2$ Ом; $r_{II_1} = 70$ Ом; $r_{II_2} = 66$ Ом; $r_{II_3} = 0,29$ Ом. Гл. 5,7, п. 20, формула (5.41).
47. $\Delta U_{rII_2} = 5,6\%$; $\Delta U_{rII_3} = 6,4\%$. В п. 12 было принято $\Delta U_{II_2} = \Delta U_{II_3} = 10\%$. Для компенсации этого расхождения уменьшаем число витков w_{II_2} и w_{II_3} примерно на 4% (на 1 виток). Реактивным падением напряжения ΔU_x для трансформатора с $P_T \approx \sum P_{II} = 110$ В·А можно пренебречь. Гл. 5,7, п. 21, формула (5.42).
48. $r_{I\text{тр}} = 134$ Ом. Гл. 5,7, п. 21. Формула (2.24).
49. $P_{с. а. ном} = 72$ Вт. $P_{ст} = P_{ст. ном} = 4,1$ Вт. $k_p = 1$. Гл. 5,7, п. 25, формула (5.53).
50. $\eta_{тр} = 0,8$. В п. 3 было принято 0,85. Такое расхождение допустимо. Гл. 5,7, п. 25 б, формула (5.55).
51. $I_{I. а. ном} = 0,33$ А. Для $U_{I. ном} = 220$ В. Гл. 5,7, п. 26, формула (5.61).
52. $I_{x. х. р. ном} = 0,105$ А. Для $U_{I. ном} = 220$ В. Гл. 5,7, п. 26. Формула (5.9).

53. $\cos \varphi = 0,96$. В п. 3 принято 0,94. Такое расхождение допустимо. Гл. 5,7, п. 26, формула (5.62).
Результаты расчета сведены в табл. 17.

17. Результаты расчета броневых трансформаторов

U_I , В	I_I , А	f_c , Гц	U_{II_1} , В	I_{II_1} , А	U_{II_2} , В	I_{II_2} , А	U_{II_3} , В	I_{II_3} , А	P_T , В·А	Типоразмер магнитопровода	
200 ¹	0,42	50	300·2	0,12	5	3	6,3	1	83	ШЛ25×25	
d_I , мм	d_{II_1} , мм	d_{II_2} , мм	d_{II_3} , мм	w_I , витков	w_{II_1} , витков	w_{II_2} , витков	w_{II_3} , витков	$G'_{M\Sigma}$, кг	$G_{ст}$, кг	$\tau_{тр}$	$\cos \varphi$
0,49 ²	0,31	1,45	0,8	582·2 ²	1590·2	29	37	0,84	0,9	0,8	0,96

¹ Возможно и 127 В.

² Для 127 В предусмотрены обмотки по 17 В ($w = 90 \times 2$; $d = 0,49$ мм).

Пример 2. Рассчитать трехфазный трансформатор $P_T = 350$ В·А.

Исходные данные для расчета: вторичная обмотка — две независимых обмотки, каждая из которых соединена треугольником, действующие значения фазных напряжений $U_{II\Phi} = 50$ В, $U_{II2\Phi} = 200$ В; действующие значения фазных токов во вторичных обмотках $I_{II\Phi} = 3$ А, $I_{II2\Phi} = 1$ А; действующее значение фазного напряжения сети $U_{I\Phi} = 127$ В; при $\eta_{тр} = 1$ и $\cos \varphi = 1$ действующее значение фазного тока в первичной обмотке $I_{I\Phi} = 0,92$ А и типовая мощность $\sum P_{II} = P_T = 350$ В·А; типовая мощность на одну фазу $\sum P_{II\Phi} = 350/3 = 117$ В·А; частота сети $f_c = 400$ Гц; температура окружающей среды $T_{окр} = 60^\circ$ С; нагрузка активная, линейная.

Номера пунктов этого расчета соответствуют номерам методики расчета броневых трансформаторов, с учетом особенностей, отмеченных в гл. 5,8.

1. Данные стали: магнитопровод ленточный (гл. 5,3). Сталь марки Э340 (для частоты $f_c = 400$ Гц) толщиной 0,15 мм. Гл. 5,7, п. 1.

2. Данные магнитопровода. Ориентируемся на $P_T = 500$ В·А. Учитываем, что диаметр провода будет больше 0,5 мм и придется прокладывать после каждого слоя междуслойную изоляцию. Из приложения 13 выбираем типоразмер ТЛ(ЕЛ) 16×25-42 с размерами: $a = 16$ мм; $b = 25$ мм; $c = 32$ мм; $h = 42$ мм; $S_{ст1} = 3,6$ см²; $l_{ср. ст} = 24,4$ см и $G_{ст1} = 1,07$ кг. Гл. 5,7, п. 2.

3. $I_{I\Phi. ном} = 1,09$ А. Из рис. 36: $\gamma_{тр} = 0,88$ и $\cos \varphi = 0,96$. $\sum P_{II}$ заменяем на $\sum P_{II\Phi}$ из формулы (5.66). Гл. 5,7, п. 3, формула (5.20).

4. $B_{макс} = 1,3$ Т. Согласно рекомендациям гл. 5,5. Гл. 5,7, п. 4.

5. $P_{ст\sigma} = 25,6$ Вт. Из рис. 35, а: $P_{ст. уд} = 24$ Вт/кг. Считаем, что сердечники склеены пастой, $P_{ст. \phi} \approx 8,5$ Вт. Гл. 5,7, п. 5, формула (5.22).

6. $I_{х. х. а. \phi} = 0,067$ А. Гл. 5,7, п. 6. Формула (5.8).

7. $Q_{ст\sigma} = 128$ вар. Из рис. 35, б для $B_{макс} = 1,3$ Т — $Q_{ст. уд} = 120$ вар/кг. Гл. 5,7, п. 7, формула (5.23).

8. $Q_{ст. \phi} = 43$ вар. Гл. 5,7, п. 7.

9. $I_{х. х. р. \phi} = 0,34$ А. Гл. 5,7, п. 8. Формула (5.9).

10. $I_{х. х. \phi} \approx 0,34$ А. Гл. 5,7, п. 9. Формула (5.10).

11. $I'_{\text{х. ф}} = 31\%$. Допустимо 30—50 (см. стр. 119). Гл. 5,7, п. 10, формула (5.24).

12. $\Delta U_{\text{Iф}} = 0,9\%$; $\Delta U_{\text{IIф}} = 1\%$; Из табл. 15 для $P_{\text{T}} = 350 \text{ В} \cdot \text{А}$ с учетом стержневой конструкции $\Delta U_{\text{IIIф}} = \Delta U_{\text{IIф}}$. Гл. 5,7, п. 11.

13. $\omega_{\text{Iф}} = 150$ витков; $\omega_{\text{IIIф}} = 60$ витков, $\omega_{\text{IIф}} = 243$ витка. Гл. 5,7, п. 12, формулы (5.25 и 5.26).

14. $\delta_{\text{I}} = 2,8 \text{ А/мм}^2$; $\delta_{\text{II}_1} = 2 \text{ А/мм}^2$; $\delta_{\text{II}_2} = 2,2 \text{ А/мм}^2$. Для получения минимального суммарного падения напряжения в обеих обмотках уменьшаем δ_{II} на 30% по сравнению с δ_{I} и учитываем, что обмотка II_2 лучше охлаждается. Гл. 5,7, п. 13.

15. $s_{\text{I}} = 0,41 \text{ мм}^2$. Для тока $I_{\text{Iф}} = \sqrt{1,09^2 + 0,34^2}$ см. пп. 3 и 10. Гл. 5,7, п. 14.

16. $s_{\text{II}_1} = 1,5 \text{ мм}^2$; $s_{\text{II}_2} = 0,455 \text{ мм}^2$. Для напряжения меньше 500 В согласно рекомендациям гл. 5,4 применяем провод марки ПЭВ-1. Пользуясь приложением 14, уточняем стандартные сечения проводов: $d_{\text{I}} = 0,72 \text{ мм}$; $d_{\text{изI}} = 0,77 \text{ мм}$; $s_{\text{I}} = 0,407 \text{ мм}^2$; $r_{\text{I}} = 43 \text{ Ом/км}$; $G_{\text{MII}} = 3,6 \text{ кг/км}$; $G'_{\text{MII}} = 3,67 \text{ кг/км}$; $d_{\text{II}_1} = 1,4 \text{ мм}$; $d_{\text{изII}_1} = 1,48 \text{ мм}$; $s_{\text{II}_1} = 1,53 \text{ мм}^2$; $r_{\text{II}_1} = 11,3 \text{ Ом/км}$; $G_{\text{MIII}_1} = 13,7 \text{ кг/км}$; $G'_{\text{MIII}_1} = 13,9 \text{ кг/км}$; $d_{\text{II}_2} = 0,77 \text{ мм}$; $d_{\text{изII}_2} = 0,83 \text{ мм}$; $s_{\text{II}_2} = 0,466 \text{ мм}^2$; $r_{\text{II}_2} = 37,6 \text{ Ом/км}$; $G_{\text{MIII}_2} = 4,14 \text{ кг/км}$; $G'_{\text{MIII}_2} = 4,22 \text{ кг/км}$. Гл. 5,7, п. 14.

17. $\delta_{\text{I}} = 2,8 \text{ А/мм}^2$; $\delta_{\text{II}_1} = 1,97 \text{ А/мм}^2$; $\delta_{\text{II}_2} = 2,2 \text{ А/мм}^2$. Гл. 5,7, п. 15.

18. $U_{\text{испI}} = U_{\text{испII}_2} = 1000 \text{ В}$, $U_{\text{испII}_1} = 500 \text{ В}$ (гл. 5,4). Гл. 5,7, п. 16.

19. Обмотка: бескаркасная, цельная, концентрическая, рядами (гл. 5,4). Гл. 5,7, п. 17 а.

20. $\Delta_{\text{I}} = 1,24 \text{ мм}$. С учетом двух слоев бумаги К-12. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

21. $\Delta'_{\text{I}} = 0,09 \text{ мм}$. Поверх каждого ряда один слой бумаги ЭИП-50. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

22. $\Delta_2 = 0,24 \text{ мм}$. Два слоя бумаги К-12 толщиной 0,12 мм. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

23. $\Delta'_{\text{II}_1} = 0,22 \text{ мм}$. Поверх каждого ряда два слоя бумаги ЭИП-63Б. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

24. $\Delta_3 = 0,24 \text{ мм}$. Два слоя бумаги К-12. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

25. $\Delta'_{\text{II}_2} = 0,11 \text{ мм}$. Поверх каждого ряда один слой бумаги ЭИП-63Б. Гл. 5,7, п. 17 б. Рис. 32.

26. $\Delta_{\text{н}} = 0,54 \text{ мм}$. Два слоя бумаги ЭИП-63Б и один слой батистовой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием. Гл. 5, 7, п. 17 б. Рис. 32.

27. Расстояния: $\Delta_5 = 0,5 \text{ мм}$; $\Delta_6 = 0,3 \text{ мм}$; $\Delta_{\text{щ}} = 2 \text{ мм}$. Гл. 5, 7, п. 17 б. Рис. 32.

28. $h_{\text{д}} = 37,5 \text{ мм}$. Гл. 5, 7, п. 17 в, формула (5.27).

29. $\omega_{\text{сI}} = 46$ витков; $\omega_{\text{сII}_1} = 22$ витка; $\omega_{\text{сII}_2} = 43$ витка. Из табл. 16: $k_{\text{yI}} = 1,05$; $k_{\text{yII}_1} = 1,15$; $k_{\text{yII}_2} = 1,05$. Гл. 5, 7, п. 17 г, формула (5.28).

30. $N_{\text{I}} = 4$ ряда; $N_{\text{II}_1} = 3$ ряда, $N_{\text{II}_2} = 6$ рядов. Гл. 5, 7, п. 17 д, формула (5.29).

31. $\Delta_{\text{I}} = 3,55 \text{ мм}$; $\Delta_{\text{II}_1} = 4,88 \text{ мм}$; $\Delta_{\text{II}_2} = 5,33 \text{ мм}$; $\Delta_{\text{к}} = 18,5 \text{ мм}$. Из табл. 16 среднее значение $k_{\text{вып}} = 1,14$. Гл. 5, 7, п. 17 е, формулы (5.30) — (5.32).

32. $c = 37,5 \dots 38 \text{ мм}$. Необходимая ширина окна $c = 2\Delta_{\text{к}} + \Delta_0$; $\Delta_0 = 0,5 \dots 1 \text{ мм}$. Магнитопровод ТЛ 16 \times 25-42 имеет $c = 32 \text{ мм}$, поэтому переходим к большему типоразмеру. Принимаем магнитопровод ТЛ16 \times 25-56 (первоначально был выбран типоразмер ТЛ16 \times 25-49, но пересчет показал, что этот магнитопровод мал) с данными: $P_{\text{T}} = 640 \text{ В} \cdot \text{А}$; $a = 16 \text{ см}$; $b = 25 \text{ см}$; $c = 32 \text{ мм}$; $h = 56 \text{ мм}$; $S_{\text{стI}} = 3,6 \text{ см}^2$; $l_{\text{ср. ст}} = 25,8 \text{ см}$; $G_{\text{стI}} = 1220 \text{ г}$. После

18. Результаты расчета

$U_{I\Phi}, \text{ В}$	$I_{I\Phi}, \text{ А}$	$f_c, \text{ Гц}$	$U_{II_1}, \text{ В}$	$I_{II_1}, \text{ А}$	$U_{II\Phi}, \text{ В}$
127	1,16	400	50	3	200
w_{II_1} ВИТКОВ	w_{II_2} ВИТКОВ	$\eta_{тр}$	$\cos \varphi$	$G'_{M\Sigma}, \text{ кг}$	$G_{ст 1}, \text{ кг}$
60	243	0,9	0,94	0,87	1,22

пересчета получаем: $P_{ст\Sigma} = 29,2 \text{ Вт}$; $P_{ст. \phi} = 9,75 \text{ Вт}$; $I_{х. х. а. \phi} = 0,076 \text{ А}$; $Q_{ст\Sigma} \approx 146 \text{ вар}$; $Q_{ст. \phi} \approx 49 \text{ вар}$; $I_{х. х. р. \phi} \approx 0,39 \text{ А}$; $I'_{х. х. \phi} \approx 36\%$; величины $w_{I\Phi}$, $w_{II\Phi}$, $w_{II2\Phi}$, s_{I_1} , s_{II_1} , δ_{I_1} , δ_{II_1} и δ_{II_2} остаются без изменений; $h_d = 51,5 \text{ мм}$; $w_{с I} = 63 \text{ витка}$; $w_{с II_1} = 30 \text{ витков}$; $w_{с II_2} = 59 \text{ витков}$; $N_I = 3 \text{ ряда}$; $N_{II_1} = 2 \text{ ряда}$; $N_{II_2} = 5 \text{ рядов}$; $\Delta_I = 2,58 \text{ мм}$; $\Delta_{II_1} = 3,4 \text{ мм}$; $\Delta_{II_2} = 4,7 \text{ мм}$; $\Delta_k = 15 \text{ мм}$; $\Delta_0 = 2 \text{ мм}$, что допустимо. Гл. 5, 7, п. 17 з.

33. $l_{ср MI} = 93 \text{ мм}$; $l_{ср M II_1} = 113 \text{ мм}$; $l_{ср M II_2} = 140 \text{ мм}$. Гл. 5, 7, п. 18 а, формулы (5.34) и (5.35).

34. $G_{MI} = 0,05 \text{ кг}$; $G_{M II_1} = 0,093 \text{ кг}$; $G_{M II_2} = 0,141 \text{ кг}$. На фазу $G'_{MI} = 0,051 \text{ кг}$; $G'_{M II_1} = 0,094 \text{ кг}$; $G'_{M II_2} = 0,144 \text{ кг}$. Гл. 5, 7, п. 18 б, формула (5.36).

35. $G'_{M\Sigma} = 0,87 \text{ кг}$. Для трех фаз. Гл. 5, 7, п. 18 б.

36. $P_{MI\Phi} = 1,06 \text{ Вт}$; $P_{MII\Phi} = 0,97 \text{ Вт}$; $P_{MII2\Phi} = 1,83 \text{ Вт}$. Гл. 5, 7, п. 18 в, формула (5.37).

37. $P_{M\Sigma} = 11,6 \text{ Вт}$. Для трех фаз. Гл. 5, 7, п. 18 в.

38. $S_{к. \phi} = 91 \text{ см}^2$. Для катушки, расположенной на одном стержне. Гл. 5, 7, п. 19 а, формула (5.38).

39. $\Delta T = 43^\circ \text{ С}$. Из рис. 33: для $\sum P_{II} = 640 \text{ В} \cdot \text{А}$; $\alpha = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/см}^2$, α — берем как для стержневой двухкатушечной конструкции. Учитывая, что магнитопровод касается шасси, увеличиваем α на 10%. Расчетное значение $\alpha \approx 10^{-3} \text{ Вт/см}^2 \cdot ^\circ \text{С}$. Гл. 5, 7, п. 19 в. Формула (5.17).

40. $T = 103^\circ \text{ С}$. Провод ПЭВ-1 допускает 105° С . Гл. 5, 7, п. 19 г, формула (5.39).

41. $r_{I \text{ гор}} = 0,8 \text{ Ом}$. При $T = 103^\circ \text{ С}$. По формуле (5.40) $r_I = 0,6 \text{ Ом}$. Гл. 5, 7, п. 20, формула (5.41).

42. $r_{II 1 \text{ гор}} = 0,11 \text{ Ом}$; $r_{II 2 \text{ гор}} = 1,74 \text{ Ом}$. При $T = 103^\circ \text{ С}$. По формуле (5.40) $r_{II_1} \approx 0,08 \text{ Ом}$; $r_{II_2} = 1,28 \text{ Ом}$. Гл. 5, 7, п. 20, формула (5.41).

43. $\Delta U_{rI} = 0,7\%$. Для тока $I_I = \sqrt{1,09^2 + 0,39^2} = 1,16 \text{ А}$; $\Delta U_{rII_1} = 0,7\%$; $\Delta U_{rII_2} = 0,9\%$. Гл. 5, 7, п. 21, формула (5.42).

44. $X_I = 0,15 \text{ Ом}$. По формуле (5.46) $l'_{ср. м} = 10,3 \text{ см}$ и по формуле (5.47) $\Delta s = 0,22 \text{ см}$. Гл. 5, 7, п. 22, формула (5.43) (формулы (5.43) и (5.44) приближенные, так как $P_T < 1 \text{ кВт} \cdot \text{А}$).

45. $X_{II_1} = 0,024 \text{ Ом}$. По формуле (5.46) $l'_{ср. м} = 11,6 \text{ см}$ и по формуле (5.47) $\Delta s \approx 0,58 \text{ см}$. Гл. 5, 7, п. 22, формула (5.44).

46. $X_{II_2} = 11,5 \text{ Ом}$. $l'_{ср. м} \approx 11,6 \text{ см}$; $\Delta s \approx 0,58 \text{ см}$. Гл. 5, 7, п. 22, формула (5.44).

47. $\Delta U_{xI} = 0,14\%$. Для тока $I_I = 1,16 \text{ А}$. Гл. 5, 7, п. 23, формула (5.48).

трехфазного трансформатора

I_{II_1} , А	P_T , В·А	Типоразмер магнитопро- вода	d_1 , мм	d_{II_1} , мм	d_{II_2} , мм	ω_1 , витков
1	350	ТЛ 16 × × 25 — 56	0,72	1,4	0,77	150
G_Σ , кг	$P_{M\Sigma}$, Вт	$P_{ст \Sigma}$, Вт	$I'_{x.x. \phi}$, %			
2,09	11,6	29,2	36			

48. $\Delta U_{xII_1} = 0,14\%$; $\Delta U_{xII_2} = 0,6\%$. Гл. 5, 7, п. 23, формула (5.48).

49. $\Delta U_I = 0,8\%$. Было задано 0,9%. Расхождение незначительное. Гл. 5, 7, п. 24, формула (5.49).

50. $\Delta U_{II_1} = 0,8\%$. Было задано 1%. Расхождение незначительное. Гл. 5, 7, п. 24, формула (5.50).

51. $\Delta U_{II_2} = 1,1\%$. Было задано 1%. Расхождение незначительное. Гл. 5, 7, п. 24, формула (5.50).

52. $P_{с.а} = 390$ Вт. Гл. 5, 7, п. 25 а, формула (5.51).

53. $\eta_{тр} = 0,9$. В п. 3 было принято 0,88. Разница невелика. Гл. 5, 7, п. 25 а, формула (5.52).

54. $I_{I.a.\phi} = 1,02$ А. Гл. 5, 7, п. 26, формула (5.61).

55. $\cos \varphi = 0,94$. В п. 3 было принято 0,96. Разница невелика. Гл. 5, 7, п. 26, формула (5.62).

Результаты расчета сведены в табл. 18.

Глава 6

РАСЧЕТ СГЛАЖИВАЮЩИХ ДРОССЕЛЕЙ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Отечественная промышленность изготавливает унифицированные дроссели типа Д на бронеовых ленточных (приложение 5) магнитопроводах. Ряд содержит 147 типономиналов индуктивностью от 0,15 мГ до 40 Г при токах подмагничивания от 50 мА до 25 А. Дроссели работают на частотах от 50 до 1000 Гц при допустимой переменной составляющей напряжения от 0,1 до 70 В. 78 типономиналов (из 147) отличаются очень малым падением напряжения (от 0,14 до 6,9 В) и предназначены для работы в полупроводниковых выпрямителях. Индуктивность этих дросселей от 0,15 мГ до 1,3 Г при токах подмагничивания соответственно от 25 до 0,2 А.

Дроссели, выпускаемые с компенсационной обмоткой (см. рис. 20, л) и без нее*, могут работать в условиях интенсивных механических и тяжелых климатических воздействий, в том числе в условиях тропического климата. Для установки на печатных платах и в конструкциях с интегральными схемами применяются дроссели кабельного типа, типа «шпуля» и др. [14]. Дроссели кабельного типа Д2-1, Д2-2 и Д2-3 предназначены для работы на частоте 18 кГц, имеют индуктивность от 2 до 5 мГ при токах подмагничивания от 0,1 до 0,5 А.

Если нельзя подобрать для сглаживающего фильтра унифицированный дроссель из приложения 5, то его рассчитывают. Дроссели рассчитывают на заданный перегрев, если падение постоянной составляющей на нем не обусловлено — это характерно для второго метода расчета (см. с. 17). При этом дроссель получается с наименьшей массой и объемом. При пользовании первым методом расчета (см. с. 17) дроссель рассчитывают на заданное падение напряжения; масса и объем такого дросселя обычно получаются больше, чем у дросселя, рассчитанного на заданный перегрев.

Ниже рассмотрены оба случая расчетов дросселей, выполненных на броневых и стержневых магнитопроводах из ленточной стали ХВП. Расчет линейного дросселя для режекторного сглаживающего фильтра приведен в работе [6].

2. РЕЖИМ РАБОТЫ ДРОССЕЛЯ

Сглаживающий дроссель работает с постоянным подмагничиванием, вызывающим постоянную составляющую магнитной индукции B_{cp} . В таком дросселе величина переменной составляющей магнитной индукции B_{max} существенно меньше постоянной составляющей (рис. 39).

Сердечник сглаживающего дросселя (дросселя сглаживающего фильтра) имеет немагнитный зазор. На рис. 39 показаны гистерезисная петля предельного цикла и основная кривая намагничивания (штриховые линии) магнитопровода сглаживающего дросселя. Рабочая гистерезисная петля показана штрихпунктирной кривой. Для упрощения рисунка основная кривая вблизи начала координат спрямлена.

Индуктивность дросселя с учетом немагнитного зазора

$$L = \omega^2 S_{ст} 10^{-2} / (l_{cp, ст} / \mu_d + l_3 / \mu_0), \quad (6.1)$$

где ω — число витков обмотки; $S_{ст}$ — активное поперечное сечение стали (без учета изоляции между пластинами или витками ленты), см²; $l_{cp, ст}$ — средняя длина пути магнитного потока в

* Выпущенные в последнее время унифицированные дроссели имеют индуктивность от $8 \cdot 10^{-3}$ до 80 Г с шагом дискретности 1,6, диапазон токов от 0,01 до 50 А с шагом дискретности 1,25, шаг дискретности энергоемкости равен двум.

магнитопроводе, см; $\mu_d = 2B_{\text{макс}}/2H_{\text{макс}}$ — дифференциальная магнитная проницаемость для частной петли гистерезиса, Г/м; $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ — магнитная проницаемость зазора, Г/м; l_3 — длина пути магнитного потока в зазоре, см.

Величина μ_d зависит от удельных ампер-витков постоянного тока в стали $Aw_{\text{ср. ст}}/\text{см}$ и с их увеличением μ уменьшается. Если бы сердечники сглаживающих дросселей не имели зазоров, то ампер-витки $Aw_{\text{ср}}$, возникающие под действием постоянной составляющей тока, почти полностью приходились бы на долю магнитопровода ($Aw_{\text{ср. ст}} \approx Aw_{\text{ср}}$) и μ_d было бы невелико (примерно в 10 раз меньше, чем в сердечнике без подмагничивания). У дросселя с сердечником без зазора при изменении $Aw_{\text{ср}}$ значительно изменялась бы индуктивность. Чтобы в некоторой мере исправить это положение, специально вводят в магнитопровод немагнитный зазор, помимо того, который имеется в стыках магнитопровода. С увеличением l_3 возрастает сопротивление магнитного пути вне сердечника и, при неизменных $Aw_{\text{ср}}$, уменьшаются величины $Aw_{\text{ср. ст}}$ и $Aw_{\text{ср. ст}}/\text{см}$, а μ_d становится больше. Таким образом, изменение l_3 оказывает противоположное влияние на оба члена знаменателя формулы (6.1). При небольших l_3 увеличение зазора оказывает более сильное влияние на уменьшение первого члена знаменателя. При больших l_3 , наоборот, с увеличением зазора второй член знаменателя растет быстрее, чем уменьшается первый член. Таким образом, для каждого значения $Aw_{\text{ср}}$ имеется свой оптимальный зазор $l_{3 \text{ опт}}$, при котором индуктивность дросселя максимальная (рис. 40). Та же зависимость, что и на рис. 40, построенная в других координатах (рис. 41), дает возможность заключить, что при больших подмагничивающих ампер-витках целесообразно выбрать больший немагнитный зазор. Из кривых на рис. 41 ясно также, что при больших зазорах индуктивность дросселя меньше зависит от тока подмагничивания. При $l_3 = l_{3 \text{ опт}}$ выражение (6.1) можно записать иначе:

$$L = \omega^2 S_{\text{ст}} \mu_{\text{эф}} \cdot 10^{-2} / l_{\text{ср. ст}}, \quad (6.2)$$

где $\mu_{\text{эф}}$ — эффективная магнитная проницаемость эквивалентного сердечника без зазора, который при всех прочих равных условиях обеспечивает такую же индуктивность, как и сердечник с оптимальным немагнитным зазором $l_{3 \text{ опт}}$. Естественно, что $\mu_{\text{эф}} < \mu_d$.

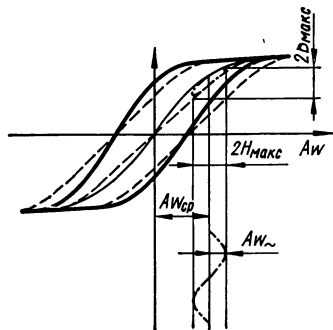


Рис. 39. Режим работы магнитопровода сглаживающего дросселя.

Из выражений (6.1) и (6.2) получим зависимость

$$\mu_{\text{эф}} = \mu_d / (1 + \mu_d l_{\text{з опт}} / \mu_0 l_{\text{ср. ст}}), \quad (6.3)$$

из которой следует, что уменьшение μ_d под влиянием немагнитного зазора будет сильнее при малых размерах сердечника и более качественной стали с большим μ_d . Размеры дросселя зависят от величины электромагнитной энергии, которая должна запасаться в его поле и определяется значениями L и $I_{\text{ср}}$. Определим эту зависимость.

С учетом выражения (6.2) удельные ампер-витки постоянного тока в квадрате

$$(Aw_{\text{ср}}/\text{см})^2 = LI_{\text{ср}}^2 \cdot 10^2 / V_{\text{ст1}} \mu_{\text{эф}}, \quad (6.4)$$

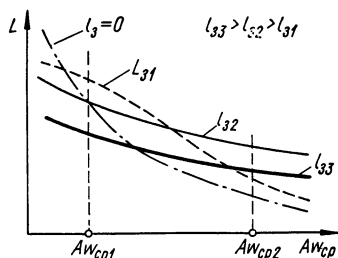


Рис. 40. Кривые зависимости индуктивности дросселя от величины немагнитного зазора при разных подмагничивающих ампер-витках.

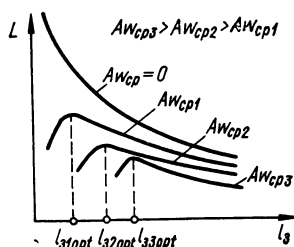


Рис. 41. Кривые зависимости величины оптимального немагнитного зазора от подмагничивающих ампер-витков.

где активный объем стали

$$V_{\text{ст1}} = S_{\text{ст1}} l_{\text{ср. ст}}. \quad (6.5)$$

Из выражения (6.4) получаем

$$V_{\text{ст1}} = LI_{\text{ср}}^2 \cdot 10^2 / \mu_{\text{эф}} (Aw_{\text{ср}}/\text{см})^2. \quad (6.6)$$

Следовательно, объем стали дросселя должен быть больше для больших значений величины энергии при том же типе магнитопровода.

На основе анализа большого количества изготовленных сглаживающих дросселей экспериментально установлены зависимости $\mu_{\text{эф}}$ и $l_{\text{з опт}}/l_{\text{ср. ст}}$ от $LI_{\text{ср}}^2/V_{\text{ст1}}$ (двойная удельная электромагнитная энергия на единицу объема стали*) и $V_{\text{ст1}}$ от $LI_{\text{ср}}^2$. Для удобства использования при расчетах эти графики объединены в одну систему в функции от $LI_{\text{ср}}^2/2$ (рис. 42; а и б). Этими графиками пользуются при расчете дросселя на заданный перегрев обмоток $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

* Электромагнитная энергия составляет $LI_{\text{ср}}^2/2$, Дж.

Если дроссель рассчитывают по заданному падению напряжения на нем $\Delta U_{\text{ср}}$, то $V_{\text{ст1}}$ определяют, исходя из мощности, потребляемой в обмотках дросселя при $T_{\text{окр}} = 25^\circ \text{C}$. Для каждой сб-

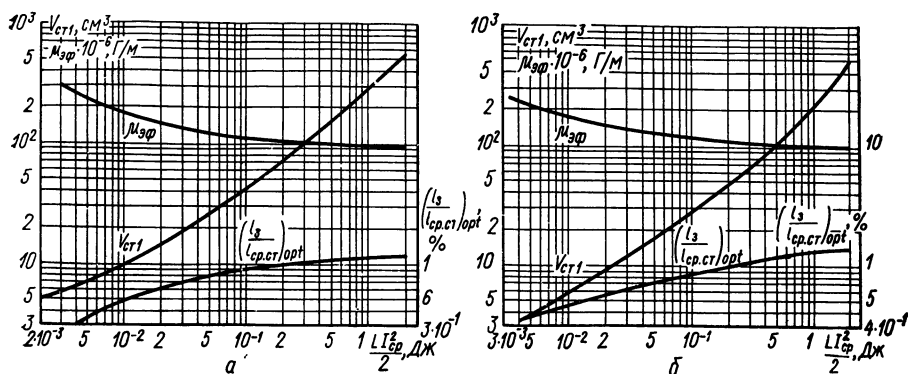


Рис. 42. Кривые зависимости $\mu_{\text{эф}}$, $\left(\frac{l_3}{l_{\text{ср.ст/опт}}}\right)$ и $V_{\text{ст1}}$ от $\frac{LI_{\text{ср}}^2}{2}$ при $B_{\text{макс}} \approx 0,05 \text{ Т}$ для магнитопроводов из ленточной стали ХВП толщиной 0,35 мм: а — броневого; б — стержневых (двухкатушечная конструкция). Температура перегрева обмоток дросселя $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

мотки дросселя потери в меди, приведенные к $T_{\text{окр}} = 25^\circ \text{C}$,

$$P_M = \Delta U_{\text{ср}} I_{\text{ср}} 1,02 / [1 + 4 \cdot 10^{-3} (T_{\text{окр}} - 20)], \quad (6.7)$$

где $T_{\text{окр}}$ — заданная температура окружающей среды.

Найдем зависимость между P_M и размерами дросселя. Известно, что поперечное сечение провода

$$s = I_{\text{ср}} / \delta, \quad (6.8)$$

где δ — плотность тока в обмотке дросселя.

Обозначив k_M коэффициент заполнения медью окна, площадь которого (рис. 43)

$$S_{\text{ок}} = sw / k_M, \quad (6.9)$$

из формул (6.8) и (6.9) получим

$$\begin{aligned} S_{\text{ок}} l_{\text{ср.м}} &= I_{\text{ср}}^2 r_M / (k_M \rho_M \delta^2) = \\ &= P_M / (k_M \rho_M \delta^2), \end{aligned} \quad (6.10)$$

где $l_{\text{ср.м}}$ — средняя длина витка обмотки; ρ_M — удельное сопротивление меди при $T = 20^\circ \text{C}$; r_M — сопротивление обмотки при $T = 20^\circ \text{C}$.

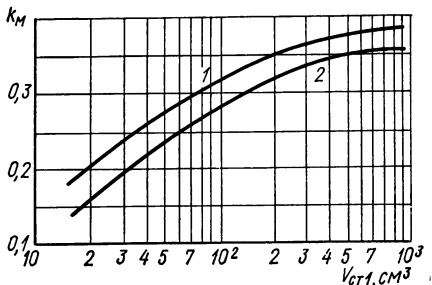


Рис. 43. Ориентировочные значения коэффициента заполнения окна магнитопровода медью k_M в зависимости от активного объема стали $V_{\text{ст1}}$ при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ для конструкций: 1 — броневого; 2 — стержневой двухкатушечной.

Так как $S_{ок} I_{ср.м}$ определяет размеры сердечника и, следовательно, величину $V_{ст1}$, то согласно выражению (6.10) $V_{ст1}$ зависит от P_M . Такие зависимости, получаемые опытным путем для дросселей с сердечниками разных типоразмеров, показаны на рис. 44. Более подробные зависимости для броневых магнитопроводов помещены в работе [6]. Графики на рис. 44 построены при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$. Если при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ не удастся получить желаемое $\Delta U_{ср}$ и нет графиков для расчета при других температурах перегрева, то следует методом подбора определить типоразмер и остальные данные дросселя.

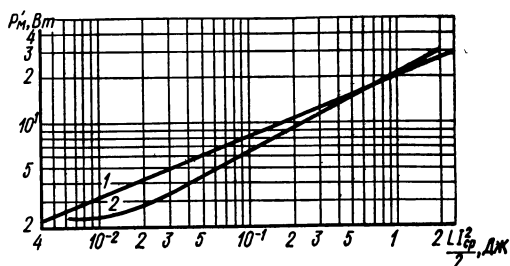


Рис. 44. Кривые зависимости P_M' от $\frac{L I_{ср}^2}{2}$ при $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ для магнитопроводов из стали ХВП: 1 — стержневых (двухкатушечная конструкция); 2 — броневых.

3. МАГНИТОПРОВОДЫ, КАТУШКИ И ОБМОТКИ

Для сглаживающих дросселей величина индукции постоянного магнитного потока $B_{ср}$ составляет от 0,3 до 0,9 Т. Амплитудное значение переменной составляющей индукции $B_{макс}$ с частотой основной гармоники пульсаций значительно меньше постоянной составляющей индукции в данном сердечнике и может составлять от $0,5 \cdot 10^{-3}$ до 0,5 Т.

Малые величины $B_{макс}$ в дросселях по сравнению с теми, при которых работают трансформаторы, приводят к меньшим потерям на вихревые токи, и поэтому при одинаковых частотах (питающей сети для трансформатора и пульсаций — для дросселя) толщина листов стали дросселя может быть больше, чем у трансформатора. Поэтому для дросселей при частоте основной гармоники пульсаций 50—300 Гц применяют листовую сталь толщиной $\Delta = 0,35$ мм. При частотах основной гармоники пульсаций 800 Гц и выше применяют сталь толщиной $\Delta = 0,2$ мм и меньше (до 0,08 мм).

Индуктивность дросселя зависит от эффективной магнитной проницаемости $\mu_{эф}$ [см. формулу (6.2)], поэтому материал сердечника должен обладать в сильном магнитном поле высокой дифференциальной магнитной проницаемостью μ_d [см. формулу (6.3)]. При высокой индукции насыщения B_s магнитопровода можно сделать дроссель с малым оптимальным зазором, в результате чего возрастает μ_d , уменьшаются объем стали $V_{ст}$ дросселя и его масса при неизменной величине $L I_{ср}^2 / 2$.

Наиболее подходящим материалом для магнитопроводов, подмагничиваемых большими величинами $\Phi_{ср}$, являются стали марки Э310—Э340 (холоднокатаные текстурованные электротехнические стали с малыми потерями и повышенной магнитной проницаемостью

в сильных полях), несколько менее подходящими — горячекатаные электротехнические стали Э42—Э44, у которых меньшие значения индукции и большие потери. Масса дросселя с магнитопроводом из этой стали увеличивается примерно на 25 %, а его объем — на 30 %.

Чаще всего для дросселей (при основной частоте пульсации $f_1 = 100$ Гц) применяют сталь Э310 толщиной листа $\Delta = 0,35$ мм и сталь Э340 толщиной листа $\Delta = 0,20$ мм (при $f_1 \geq 800$ Гц). Лучшим материалом для магнитопроводов дросселей следует считать холоднокатаную сталь марки Э380 толщиной 0,35 мм (при $f_1 = 100$ Гц) и толщиной 0,2 мм (при $f_1 = 800$ Гц). Применяя эту

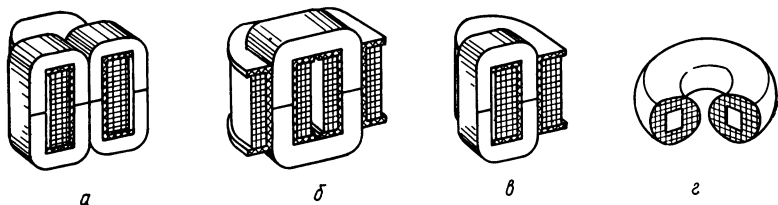


Рис. 45. Конструкции дросселей:

a — бронева; *б* — стержневая двухкатушечная; *в* — стержневая однокатушечная; *г* — тороидальная.

сталь, можно получить выигрыш по объему магнитопровода до 60 % и по массе до 40 % по сравнению с горячекатаными сталями.

Различают три вида конструкций дросселей: стержневые, бронева и тороидальные. В свою очередь стержневые могут быть с одной и с двумя катушками (рис. 45). Чаще всего применяют бронева и двухкатушечные стержневые конструкции, выполненные на разрезных ленточных сердечниках.

Дроссель можно спроектировать так, чтобы при одних и тех же электрических параметрах он имел наименьшую массу и объем или наименьшую стоимость. Помимо качества стали, на массу, объем и стоимость дросселя существенно влияют соотношения между основными геометрическими размерами магнитопровода, причем для получения наименьшего объема, массы или стоимости нужно обеспечить разную оптимальную геометрию магнитопровода, которая зависит также и от конструкции дросселей.

Подробный анализ показал, что оптимальная геометрия магнитопровода для дросселей несколько отличается от той, которая применяется в стандартных магнитопроводах для трансформаторов по нормали НО.666.002. Однако применение стандартных магнитопроводов для дросселей не приводит к большому проигрышу (например, размеры увеличатся на 2—4 %) и поэтому, принимая во внимание унификацию сортамента магнитопроводов, следует признать допустимым изготовление дросселей со стандартными типоразмерами магнитопроводов по нормали НО.666.002 (см. приложения 11 и 12).

19. Плотность тока в обмотке дросселя

Б р о н е в ы е			
Типоразмер ¹	от 6×6,5 до 6×12,5	от 8×8 до 8×16	от 10×10 до 10×20
Плотность ² тока δ , А/мм ²	8,2—7,8	6,4—6	5,3—5
С т е р ж н е в ы е			
Типоразмер ³	от 6,5×8 до 6,5×16	от 8×12,5 до 8×25	от 10×20 до 10×40
Плотность ² тока δ , А/мм ²	11—7,5	9,1—8	6,2—5,5

¹ Приведены размеры $a \times b$ (см., приложение 11).

² Для меньших типоразмеров большие плотности токов.

При выборе конструкции дросселя надо учитывать следующие особенности. Параметры стержневого дросселя с одной катушкой хуже, чем у дросселей остальных конструкций, поэтому он применяется очень редко. Для изготовления тороидальных дросселей необходимы сложные намоточные станки, поэтому они также очень редко применяются. Броневой дроссель наиболее технологичный и дешевый, у него одна катушка и высокий коэффициент заполнения окна медью k_m . Однако площадь охлаждения такого дросселя меньше, чем у двухкатушечного стержневого, и у него меньший коэффициент теплоотдачи. При соблюдении оптимальной геометрии двухкатушечный стержневой дроссель будет иметь наименьшие объем и массу, а броневой дроссель — наименьшую стоимость.

Важным фактором является то, что стержневой двухкатушечный дроссель создает внешние магнитные поля во много раз (около 20) меньшие, чем броневой, который также больше подвержен воздействию на него магнитных полей, создаваемых, в частности, силовыми трансформаторами. Поэтому при конструировании источника питания с двухкатушечным стержневым дросселем можно более удачно расположить детали, в результате чего уменьшатся размеры, масса, а часто и стоимость. В источниках питания цепей электронных осциллографов, аппаратуры магнитной записи целесообразно применять двухкатушечный стержневой дроссель, в массовой радиоаппаратуре — броневой дроссель. Правильно выбрать конструкцию дросселя можно только с учетом специфики источника питания и особенностей его компоновки, а также технологических и экономических соображений.

Плотность тока в обмотках определяется мощностью, теряемой в обмотках и в стали, заданной температурой перегрева обмоток по отношению к окружающей ΔT и поверхностью охлаждения

в зависимости от типоразмера магнитопровода

ленточные магнитопроводы

от 12×12,5 до 12×25	от 16×16 до 16×32	от 20×20 до 20×40	от 25×25 до 25×50	от 32×32 до 32×64	от 40×40 до 40×80
4,8—4,5	3,85—3,5	3,2—3,15	3—2,7	2,3—1,95	1,75—1,65

ленточные магнитопроводы

от 12,5×25 до 12,5×50	от 12,5×32 до 12,5×60	от 16×40 до 16×80	от 20×50 до 20×100	от 25×50 до 25×120	от 32×80 до 32×160
4,8—4,3	4,1—3,6	3,4—2,9	2,7—2,2	2,2—2,0	1,8—1,6

³ Приведены размеры $a \times h$ (см. приложение 12).

дросселя. Для $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ плотность тока ориентировочно можно определить из табл. 19.

Зная ток $I_{\text{ср}}$ и плотность тока δ , находим поперечное сечение провода s и его диаметр d . Выбор марки провода и конструкции обмотки подробно рассмотрен в гл. 5.4.

Дроссели массового производства можно изготавливать на каркасах с намоткой внавал. Более дорогие дроссели, изготавливаемые мелкими сериями, можно делать бескаркасными. Обмотка рядами так же, как и в трансформаторах, применяется при проводах диаметром 0,25 мм и выше.

4. РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ НА ЗАДАННЫЙ ПЕРЕГРЕВ

Чаще всего дроссель рассчитывают, исходя из заданного перегрева. Однако сопротивление его обмотки при этом может оказаться настолько большим, что падение напряжения на ней существенно снижает КПД, приводит к нежелательному усложнению вентильной группы выпрямителя или к увеличению размеров фильтровых конденсаторов. В таких случаях дроссель рассчитывают, исходя из заданного падения напряжения на обмотках.

Из электрического расчета сглаживающего фильтра известны: аппаратура, для питания которой конструируется источник, индуктивность дросселя L , среднее значение тока $I_{\text{ср}}$, падение напряжения по переменной составляющей $\Delta U_{\text{~}}$, среднее значение разности потенциалов между обмоткой и магнитопроводом $U_{\text{ср}}$, частота первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения f_1 и температура окружающей среды $T_{\text{окр}}$, обычно принимают, что допустимый перегрев составляет $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

В результате расчета следует определить: марку стали и толщину листа (ленты), конструкцию дросселя, выполнение магнито-

провода, типоразмер магнитопровода, марку обмоточного провода, сечение провода, количество витков, вид междуслойной изоляции и ее толщину, вид внешней изоляции и ее толщину, массу меди и стали, активное сопротивление обмотки дросселя и величину падения напряжения на нем $\Delta U_{\text{ср}}$.

Методика расчета

1. Исходя из частоты пульсаций f_1 и руководствуясь соображениями, изложенными в гл. 6,3, выбираем марку стали и толщину листа.

2. В зависимости от назначения аппаратуры, технологических возможностей и экономических соображений, согласно гл. 6,3, выбираем конструкцию дросселя и выполнение магнитопровода.

3. По известным L и $I_{\text{ср}}$ определяем энергоемкость дросселя $LI_{\text{ср}}^2/2$. Если дроссель имеет компенсационную обмотку, то расчет ведем на величину L' [см. п. 16 и формулу (6.16)].

4. Зная марку стали и конструкцию дросселя, пользуясь кривыми, показанными на рис. 42, определяем предварительный активный объем стали $V_{\text{ст1}}$, эффективную магнитную проницаемость $\mu_{\text{эф}}$ и оптимальный относительный немагнитный зазор $(l_z/l_{\text{ср. ст}})_{\text{опт}}$.

5. Уточняем типоразмер магнитопровода по нормальям (см. приложения 11 и 12).

6. Пользуясь табл. 19, определяем предварительную плотность тока δ в обмотке дросселя.

7. Зная плотность тока, значение тока $I_{\text{ср}}$ и схему соединения катушек (для двухкатушечной конструкции), определяем предварительное значение поперечного сечения провода s .

8. Из приложений 14 и 15 в соответствии с величиной s и рекомендациями гл. 5,4 определяем марку провода и уточняем его размеры и поперечное сечение.

9. Уточняем плотность тока δ , исходя из уточненного поперечного сечения.

10. Определяем испытательное напряжение $U_{\text{исп}}$ [см. гл. 5,4 и формулу (5.12)].

11. С учетом $U_{\text{исп}}$ (или $U_{\text{раб}}$, если оно менее 1000 В), изложенного в гл. 5,4 и рис. 32 определяем изоляционные расстояния, вид изоляции и ее толщину.

12. Согласно рекомендациям гл. 5,7 размещаем обмотки в окне и определяем число витков w , которое укладывается в нем. Для ориентировки воспользуемся рис. 32 с учетом того, что в дросселе одна обмотка (компенсационная всчитывается в основную):

а) определяем осевую длину обмотки

$$h_{\text{д}} = h - \Delta_{\text{б}} - 2\Delta_{\text{ш}}; \quad (6.11)$$

б) определяем число витков в одном слое (при рядовой намотке)

$$w_{\text{с}} = h_{\text{д}} / (k_y d_{\text{из}}), \quad (6.12)$$

где k_y — коэффициент укладки, учитывающий неплотное прилегание витка к витку и заход междуслойной изоляции на щеку каркаса (см. табл. 16); $d_{из}$ — диаметр провода в изоляции;

в) с учетом выпучивания в результате разбухания обмотки при намотке (неплотное прилегание соседних слоев обмотки) и при пропитке полезный радиальный размер обмотки составит (см. рис. 32)

$$\Delta = [(c - \Delta_0 - \Delta_0)/k_{вып}] - \Delta_1 - \Delta_n, \quad (6.13)$$

где c — ширина окна для броневого конструктива, для двухкатушечной стержневой следует вместо c подставить $c/2$; Δ_0 — зазор между обмоткой и магнитопроводом для броневого конструктива; для двухкатушечной стержневой следует вместо Δ_0 подставлять $\Delta_0/2$; $k_{вып}$ — коэффициент выпучивания (см. табл. 16).

Один слой обмотки с междуслойной изоляцией Δ'_1 занимает радиальный размер $d_{из} + \Delta'_1$, тогда число витков дросселя

$$\omega = \Delta \omega_c / (d_{из} + \Delta'_1). \quad (6.14)$$

Если междуслойная изоляция прокладывается через несколько слоев обмотки, то, исходя из напряжения, которое падает на дросселе, определяем число междуслойных прокладок m и число витков

$$\omega = (\Delta - m\Delta'_1) \omega_c / d_{из}. \quad (6.15)$$

В формулах (6.12), (6.14) и (6.15) число витков должно быть округлено до ближайшего меньшего целого числа. Число витков компенсационной обмотки $\omega_k \approx \omega/k_\phi$.

Для стержневого магнитопровода при двухкатушечной конструкции число витков ω , подсчитанное по формуле (6.14) или (6.15), располагается только на одной из катушек. Полное число витков будет равно 2ω .

13. Зная $\mu_{эф}$ (см. п. 4), размеры магнитопровода (см. п. 5) и ω , определяем по формуле (6.2) индуктивность дросселя L . Желательно, чтобы величина L была больше заданной в начале расчета хотя бы на 5%. В противном случае надо выбрать больший типоразмер магнитопровода и, начиная с п. 6, повторить расчет.

14. Определяем величину немагнитного зазора в магнитопроводе $l_{з\text{ опт}}$, исходя из значения $(l_3/l_{ср. ст})_{\text{опт}}$ (см. п. 4) и величины $l_{ср. ст}$ (см. п. 5).

15. Определяем длину среднего витка $l_{срм}$ (см. гл. 5, 7 и приложения 11 и 12), общую длину провода $l_{срм} \omega$ и согласно приложениям 14 и 15 находим массу провода $G'_{мз}$ и активное сопротивление обмотки дросселя при $T = 20^\circ \text{C}$. Зная температуру $T_{окр}$, температуру перегрева обмоток $\Delta T = 50^\circ \text{C}$ и температурный коэффициент сопротивления для меди $0,004 \text{ } 1/^\circ \text{C}$, можно найти активное сопротивление обмотки в горячем состоянии (см. гл. 5, 7). Определяем общую массу дросселя (без обжимок) G_Σ .

16. Определяем падение напряжения на обмотке $\Delta U_{др. гор}$ в горячем состоянии. Обмотку на перегрев можно не проверять.

Более точно определить $\mu_{\text{эф}}$ (а по ней и L), чем это сделано в п. 4, можно, подсчитав величину переменной составляющей индукции, исходя из значения переменной составляющей напряжения на дросселе. Если, помимо основной обмотки w , дроссель имеет еще и компенсационную w_k (см. рис. 20, л), то расчет надо вести на величину индуктивности

$$L' = L / (1 - 1,2/k_{\text{ф}})^2, \quad (6.16)$$

где L — индуктивность основной обмотки; $k_{\text{ф}}$ — коэффициент фильтрации звена фильтра без учета действия компенсации; коэффициент 1,2 учитывает увеличение размеров окна за счет устройства выводов. При пользовании формулой (6.16) для определения L' в число витков, подсчитанных по формулам (6.14) или (6.15), входят витки w_k .

Компенсационная обмотка наматывается тем же проводом, что и основная, и увеличивает сопротивление дросселя примерно на 10%.

17. Если дроссель применяется в резонансном контуре «фильтр-пробки», то необходимо знать эквивалентное сопротивление потерь в стали. Оно находится, исходя из потерь в стали $P_{\text{ст}}$ [см. формулу (5.22)].

5. РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ НА ЗАДАННОЕ ПАДЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ

Из электрического расчета фильтра известны все те величины, которые необходимы для расчета дросселя на заданный перегрев (см. гл. 6,4), и, кроме того, допустимое падение напряжения на дросселе $\Delta U_{\text{ср}}$.

В результате расчета следует определить все конструктивные параметры дросселя (см. гл. 6,4) и, кроме того, проверить, удовлетворяет ли заданному значению падения напряжения на обмотке дросселя.

Методика расчета

1. Так же, как это делалось при расчете дросселя на заданный перегрев (пп. 1, 2 и 3 расчета), определяем марку стали, толщину листа стали, конструкцию дросселя, выполнение магнитопровода и энергоемкость дросселя.

2. Определяем величину потерь в меди $P_{\text{м}}$ согласно формуле (6.7).

3. Определяем величину допустимого активного сопротивления обмотки дросселя в горячем состоянии

$$r_{\text{др. гор}} = \Delta U_{\text{др}} / I_{\text{ср}}. \quad (6.17)$$

4. Зная L и $I_{\text{ср}}$, согласно данным унифицированных дросселей (см. приложение 5), определяем сопротивление $r_{\text{др}}$ при 20°C и пересчитываем его для температуры $T = +50^\circ \text{C}$

$$r_{\text{др. гор}} = r_{\text{др}} [1 + 4 \cdot 10^{-3} (T_{\text{окр}} + 50 - 20)]. \quad (6.18)$$

Если $r_{\text{др. гор}}$, определенные из формул (6.17) и (6.18), разнятся не более, чем на 10%, то дроссель может быть выполнен при $\Delta T = 50^\circ\text{C}$ и можно принять типоразмер броневых магнитопровода, указанный для унифицированного дросселя. По рис. 42, а находим $\mu_{\text{эф}}$ и $(l_3/l_{\text{ср. ст}})_{\text{опт}}$.

5. Если в таблице унифицированных дросселей нет значения L или $I_{\text{ср}}$, то следует обратиться к рис. 44. По этому рисунку, исходя из $LI_{\text{ср}}^2/2$ (найденной в п. 1), определяем P'_M . Если это значение больше, чем P_M , найденное в п. 2 [согласно формуле (6.7)], то при $\Delta T = 50^\circ\text{C}$ не удастся получить заданное $\Delta U_{\text{ср}}$ и надо выбирать типоразмер магнитопровода больший, чем получилось бы согласно п. 1 расчета. При изменении типоразмера (обычно увеличении) изменяются $V_{\text{ст}}$, $S_{\text{ок}}$, $l_{\text{ср. ст}}$, δ и s , а следовательно, и ω , $A\omega_{\text{ср}}/l_{\text{ср. ст}}$ и $\mu_{\text{эф}}$. Вследствие этого пользоваться кривыми на рис. 42 нельзя.

6. Зная размеры магнитопровода (вновь выбранного), определяем ориентировочное значение коэффициента заполнения окна медью k_M (см. рис. 43) и находим величины s и ω .

Находим зависимость сопротивления дросселя и площади окна от параметров обмотки $r_{\text{др } 20} = l_{\text{ср м}} \omega \rho_M / s$, где ρ_M — удельное сопротивление медного провода при $T = 20^\circ\text{C}$; отсюда с учетом формулы (6.9)

$$\omega = \sqrt{r_{\text{др } 20} S_{\text{ок}} k_M / l_{\text{ср м}} \rho_M}; \quad (6.19)$$

$$s = \sqrt{S_{\text{ок}} l_{\text{ср м}} \rho_M k_M / r_{\text{др } 20}}; \quad (6.20)$$

$l_{\text{ср м}}$ (в м) и $S_{\text{ок}}$ (в мм²) берем из приложений 11 и 12. Для определения $\mu_{\text{эф}}$ надо найти удельные ампер-витки $A\omega_{\text{ср}}/l_{\text{ср. ст}} = H_{\text{ср}}$ и максимальное значение переменной составляющей индукции

$$B_{\text{макс}} = U \cdot 10^4 / 4,44 S_{\text{ст}} f_1 \omega. \quad (6.21)$$

Исходя из удельных ампер-витков $H_{\text{ср}}$ и $B_{\text{макс}}$, по кривым рис. 46 находим $\mu_{\text{эф}}$.

7. Зная $\mu_{\text{эф}}$, ω и размеры магнитопровода, определяем по формуле (6.2) ориентировочное значение индуктивности L . Если полученное L отличается от заданного не более, чем на $-5\ldots+15\%$,

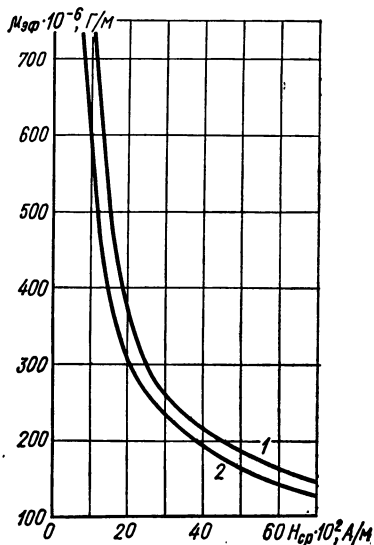


Рис. 46. Кривые зависимости эффективной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля: 1 — $B_{\text{макс}} < 0,005$ Т; 2 — $B_{\text{макс}} = 0,005 \dots 0,1$ Т.

то типоразмер магнитопровода выбран удачно. В противном случае следует задаться другим типоразмером и повторить расчеты пп. 6 и 7.

8. Выбираем марку и конфигурацию провода согласно рекомендациям гл. 5,4 и уточняем величину s согласно приложениям 14 и 15.

9. Определяем величины: $U_{\text{исп}}$, толщину изоляции и ее вид; уточняем ω и L , находим $I_{3 \text{ опт}}$, $r_{\text{др. гор}}$ и $\Delta U_{\text{ср. гор}}$. Оптимальный немагнитный зазор (суммарный)

$$I_{3 \text{ опт}} = 1,6 \cdot 10^{-3} / \text{ср} \omega. \quad (6.22)$$

Если величина $\Delta U_{\text{ср. гор}}$ превышает заданную, то нужно задаться большим типоразмером магнитопровода и повторить расчет, начиная с п. 6. При этом величина δ окажется меньшей и $r_{\text{др}}$ уменьшится, а вместе с ним упадет и $\Delta U_{\text{ср}}$.

10. Если дроссель применяется в резонансном контуре «фильтр-пробка», то необходимо знать эквивалентное сопротивление потерь в стали, которое находится, исходя из потерь в стали $P_{\text{ст}}$ [см. формулу (5.22)].

6. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать дроссель на магнитопровode броневого конструкции на заданный перегрев $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

Исходные данные для расчета: фильтр предназначен для источника, питающего аппаратуру массового применения, в которой величина наводки от электромагнитных полей не имеет существенного значения; индуктивность дросселя $L = 2 \text{ Г}$; среднее значение тока $I_{\text{ср}} = 0,2 \text{ А}$; среднее значение разности потенциалов между обмоткой и магнитопроводом $U_{\text{ср}} = 300 \text{ В}$; падение напряжения по переменной составляющей $U_{\sim} = 25 \text{ В}$; частота первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения $f_1 = 100 \text{ Гц}$; температура окружающей среды (в кожухе) $T_{\text{окр}} = 50^\circ \text{C}$.

1. Данные стали: броневого конструкция, ленточный витой магнитопровод типа ШЛ из стали марки Э310 $\Delta = 0,35 \text{ мм}$, исходя из назначения, технологичности и $f_1 = 100 \text{ Гц}$. Гл. 6,3, гл. 6,4, пп. 1 и 2.

2. $LI_{\text{ср}}^2/2 = 0,04 \text{ Дж}$. Гл. 6,4, п. 3.

3. $V_{\text{ст1}} = 25 \text{ см}^3$; $\mu_{\text{эф}} = 150 \cdot 10^{-6} \text{ Г/м}$; $(I_3/I_{\text{ср. ст}})_{\text{опт}} = 0,8\%$. Гл. 6,4, п. 4. Рис. 42, а.

4. Данные магнитопровода: типоразмер ШЛ 12×25 , $V_{\text{ст1}} = 26,8 \text{ см}^3$; $a = 12 \text{ мм}$; $h = 30 \text{ мм}$; $c = 12 \text{ мм}$; $L = 48 \text{ мм}$; $b = 25 \text{ мм}$; $I_{\text{ср. ст}} = 10,2 \text{ см}$; $S_{\text{ст1}} = 2,63 \times 1,03 = 2,7 \text{ см}^2$; $G_{\text{ст1}} = 205 \times 1,03 = 211 \text{ г}$; $I_{\text{ср м}} = 10,5 \text{ см}$. Гл. 6,4, п. 5. Приложение 11.

5. $\delta = 4,5 \text{ А/мм}^2$. Гл. 6,4, п. 6. Табл. 19.

6. $s = 0,045 \text{ мм}^2$. Гл. 6,4, п. 7. Формула (6.8).

7. Данные провода: провод ПЭВ-1. Уточненная величина $s = 0,049 \text{ мм}^2$; $d = 0,25 \text{ мм}$. Гл. 6,4, п. 8. Гл. 5,4. Приложение 14.

8. $\delta = 4,1 \text{ А/мм}^2$. Уточненное значение. Гл. 6,4, п. 9. Формула (6.8).

9. $U_{\text{исп}} = 1000 \text{ В}$. $U'_{\text{раб}} = 237 \text{ В}$. Гл. 6,4, п. 10. Формула (5.12).

10. $\Delta_1 = 1,12 \text{ мм}$. Толщина гильзы 1 мм и один слой кабельной бумаги К-12 толщиной 0,12 мм. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.

11. $\Delta_n = 0,54 \text{ мм}$. Два слоя бумаги ЭИП-63В по 0,11 мм и один слой батистовой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.

12. Расстояния: $\Delta_0 = 0,5$ мм; $\Delta_5 = 0,5$ мм и $\Delta_8 = 0,3$ мм; $\Delta_{\text{щ}} = 2$ мм. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.

13. $\Delta'_1 = 0,05$ мм. Один слой телефонной бумаги КТН. Гл. 6, 4, п. 11. Рис. 32.

14. $h_d = 25$ мм. Гл. 6,4, п. 12 а, формула (6.11).

15. $w_c = 80$ витков. Из табл. 16: $k_y = 1,07$. Из приложения 14: $d_{\text{из}} = 0,29$ мм. Гл. 6,4, п. 12 б, формула (6.12).

16. $\Delta = 8,54$ мм. Из табл. 16: $k_{\text{вып}} = 1,1$. Гл. 6,4, п. 12 в, формула (6.13).

17. $w = 2320$ витков, $m = 1$; число слоев округлено до 29. Гл. 6,4, п. 12 в, формула (6.15).

18. $L = 2,08$ Г. Превышение против заданной на 4% желательно. Гл. 6,4, п. 13. Формула (6.2).

19. $l_{3 \text{ opt}} = 0,08$ см. По 0,4 мм в каждом стыке. Гл. 6,4, п. 14.

20. $I_M = 244$ м. Гл. 6, 4, п. 15.

21. $G'_{M12} = 0,11$ кг. Из приложения 14: $G'_{M1} = 0,452$ кг/км. Гл. 6, 4, п. 15.

22. $G_x = 323$ г. Гл. 6, 4, п. 15.

23. $r_{\text{др } 20} = 88$ Ом. Из приложения 14: $r' = 357$ Ом/км. Гл. 6,4, п. 15. Формула (5.40).

24. $r_{\text{др. гор}} = 116$ Ом. $T_{\text{окр}} = 50^\circ \text{C}$; $\Delta T = 50^\circ \text{C}$. Гл. 6,4, п. 15. Формула (5.41).

25. $\Delta U_{\text{др. гор}} = 23$ В. Гл. 6,4, п. 16.

Результаты расчета сведен в табл. 20 и сравним их с данными унифицированного дросселя Д30 с близкими параметрами (приложение 5), рассчитанного также на допустимый перегрев.

20. Сравнительные параметры рассчитанного и унифицированного дросселя

Дроссель	L , Г	$I_{\text{ср}}$, А	Типоразмер магнитопровода	l_3 , мм	d , мм	w , витков	$r'_{\text{др } 20}$, Ом	$r'_{\text{др. гор}}$, Ом	G'_{M12} , кг	G_x , кг
Рассчитанный	2,08	0,2	ШЛ 12× ×25 $\Delta = 0,35$ мм	0,4	ПЭВ-1 0,25	2320	88	116	0,11	0,323
Унифицированный Д30	2,5	0,2	ШЛ 12× ×25 $\Delta = 0,35$ мм	—	—	—	139	—	—	0,54 ¹

¹ С обжимками.

Пример 2. Рассчитать двухкатушечный дроссель на магнитопроводе стержневой конструкции с компенсационной обмоткой на заданный перегрев $\Delta T = 50^\circ \text{C}$.

Исходные данные для расчета: фильтр предназначен для выпрямителя, питающего аппаратуру на электронно-лучевой трубке; индуктивность дросселя $L = 3$ Г; среднее значение тока $I_{\text{ср}} = 1$ А; среднее значение разности потенциалов между обмоткой и магнитопроводом $U_{\text{ср}} = 250$ В; падение напряжения по переменной составляющей $U_{\sim} = 15$ В; частота первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения $f_1 = 800$ Гц; коэффициент фильтрации звена фильтра без участия компенсационной обмотки $k_{\phi} = 100$; температура окружающей среды (в кожухе) $T_{\text{окр}} = 60^\circ \text{C}$, предусматривается компенсационная обмотка.

1. Данные стали: стержневая двухкатушечная конструкция, ленточный витой магнитопровод типа ПЛ из стали Э340 $\Delta = 0,2$ мм. Исходя из назначения дросселя и f_1 . Гл. 6,3. Гл. 6,4, пп. 1 и 2.

2. $L' = 3,06$ Г. Гл. 6,4, п. 3, формула (6.16).
3. $L' I_{\text{ср}}^2 / 2 = 1,53$ Дж. Гл. 6,4, п. 3.
4. $V_{\text{ст}1} = 400$ см³. Из рис. 42, б. Кривые верны для $f_1 = 50 - 10^3$ Гц, Гл. 6,4, п. 4.
5. $\mu_{\text{эф}} = 10^{-4}$ Г/м. Из рис. 42, б. Гл. 6,4, п. 4.
6. $(I_3/I_{\text{ср}})_{\text{опт}} = 1,5\%$. Из рис. 42, б. Гл. 6,4, п. 4.
7. Данные магнитопровода: из приложения 12 выбираем типоразмер ПЛ $25 \times \times 25-100$; его размеры: $V_{\text{ст}1} = 397$ см³; $a = 25$ мм; $b = 50$ мм; $c = 40$ мм; $h = 100$ мм; $l_{\text{ср. ст}} = 35,8$ см; $S_{\text{ст}1} = 11,1$ см²; $G_{\text{ст}1} = 3040$ г; $L_{\text{ср}M} = 21$ см. Гл. 6,4, п. 5.
8. $\delta = 2,2$ А/мм². Из табл. 19. Гл. 6,4, п. 6.
9. $s = 0,455$ мм². Гл. 6,4, п. 7. Формула (6.8).
10. Данные провода: исходя из рекомендаций гл. 5,4, выбираем провод ПЭВ-1. Провод нагревается до $T = T_{\text{окр}} + \Delta T = 60 + 50 = 110^\circ \text{C}$. Можно выбрать провод ПЭВТЛ-1 (допускается $T = 120^\circ \text{C}$) или провод ПЭВ-1, допускающий $T = 115^\circ \text{C}$ при уменьшении срока службы до 10 лет. Из приложения 19: $s = 0,4657$ мм²; $d = 0,77$ мм. Гл. 6,4, п. 8.
11. $\delta = 2,15$ А/мм². Уточненное значение. Гл. 6,4, п. 9. Формула (6.8).
12. $U_{\text{исп}} = 1000$ В. По формуле (5.12) $U'_{\text{раб}} = 192$ В. Здесь $U_{\text{раб}} = U_{\sim}$. $U_- = U_{\text{ср}}$. (См. гл. 5,4). Гл. 6,4, п. 10.
13. $\Delta_1 = 1,74$ мм. Толщина гильзы 1,5 мм и два слоя кабельной бумаги К-12 толщиной 0,12 мм. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.
14. $\Delta_n = 0,54$ мм. Два слоя бумаги ЭИП63-Б по 0,11 мм и один слой ба- тистовой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.
15. Расстояния: $\Delta_0 = 0,5$ мм, $\Delta_5 = 1$ мм и $\Delta_6 = 0,3$ мм; $\Delta_{\text{щ}} = 2$ мм. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.
16. $\Delta'_1 = 0,09$ мм. Один слой бумаги ЭИП-50. Гл. 6,4, п. 11. Рис. 32.
17. $h_d = 95,5$ мм. Гл. 6,4, п. 12 а, формула (6.11).
18. $\omega_c = 105$ витков. Из табл. 16: $k_y = 1,1$. Из приложения 14: $d_{\text{из}} = 0,83$ мм. Гл. 6,4, п. 12 б, формула (6.12).
19. $\Delta = 14,6$ мм. Из таблицы 16: $k_{\text{вып}} = 1,15$. Гл. 6,4, п. 12 в, формула (6.13).
20. $\omega = 1570$ витков. На одной катушке. На двух катушках — 3140 витков. В это число входит и число витков компенсационной обмотки. Приведенный расчет предусматривает последовательное соединение двух катушек. Можно соединять катушки параллельно, тогда общее число витков равно ω , а в формулу для определения s (пп. 9 и 11) надо вместо $I_{\text{ср}}$ подставлять $0,5 I_{\text{ср}}$. Гл. 6,4, п. 12 в, формула (6.14).
21. $\omega_k = 32$ витка. Для удобства наматываем $\omega_k = 40$ витков поверх одной из основных обмоток, число витков последней составляет $1570 - 40 = 1530$. Гл. 6,4, п. 12 в.
22. $L = 3,05$ Г. Соответствует заданному без запаса. Переход к ближай- шему большему типоразмеру приведет к излишнему запасу. Гл. 6,4, п. 13. Формула (6.2).
23. $l_{3 \text{ опт}} = 0,54$ см. По 2,7 мм в каждом стыке. Гл. 6,4, п. 14.
24. $I_M = 660$ м. Гл. 6,4, п. 15.
25. $G_{M12} = 2,78$ кг. Приложение 14: $G'_{M1} = 4,22$ кг/км. Гл. 6,4, п. 15.
26. $G_2 = 5,8$ кг. Гл. 6,4, п. 15.
27. $r_{\text{др}20} = 25$ Ом. Приложение 14: $r' = 37,6$ Ом/км. Гл. 6,4, п. 15. Формула (5.40).
28. $r_{\text{др. гор}} = 34$ Ом. $T_{\text{окр}} = 60^\circ \text{C}$; $\Delta T = 50^\circ \text{C}$. Гл. 6,4, п. 15. Форму- ла (5.41).

Результаты расчета сведены в табл. 21.

21. Результаты расчета дросселя стержневой конструкции с компенсационной обмоткой

$L, \text{ Г}$	$I_{\text{ср}}, \text{ А}$	Типоразмер магнитопровода	$l_3, \text{ мм}$	$d, \text{ мм}$	$w, \text{ вит-ков}$	$w_k, \text{ витков}$	$r'_{\text{др } 20}, \text{ Ом}$	$r'_{\text{др гор}}, \text{ Ом}$	$G_{\text{МЭ}}, \text{ кг}$	$G_{\Sigma}, \text{ кг}$
3	1	ПЛ 25× ×50-100 $\Delta = 0,2 \text{ мм}$	2,7	ПЭВ-1 0,77	3100	40	25	34	2,78	5,8 ¹

¹ Без обжимок.

Пример 3. Рассчитать сглаживающий дроссель на магнитопроводе броневой конструкции на заданное падение напряжения.

Исходные данные для расчета: фильтр предназначен для источника, питающего аппаратуру на полупроводниковых приборах массового применения, в которой величина наводки от электромагнитных полей не имеет существенного значения; индуктивность дросселя $L = 1 \text{ Г}$; среднее значение тока $I_{\text{ср}} = 0,6 \text{ А}$; среднее значение разности потенциалов между обмоткой и магнитопроводом $U_{\text{ср}} = 36 \text{ В}$; падение напряжения по переменной составляющей $U_{\sim} = 2,5 \text{ В}$; падение напряжения по постоянной составляющей $\Delta U_{\text{ср}} = 6 \text{ В}$; частота первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения $f_1 = 100 \text{ Гц}$; температура окружающей среды (в кожухе) $T_{\text{окр}} = 60^\circ \text{ С}$.

1. Данные стали: бронева конструкция, ленточный витой магнитопровод типа ШЛ из стали Э310 $\Delta = 0,35 \text{ мм}$. Исходя из назначения, технологичности и f_1 . Гл. 6,3. Гл. 6,4, пп. 1 и 2.

2. $LI_{\text{ср}}^2/2 = 0,18 \text{ Дж}$. Гл. 6,4, п. 3.

3. $P_{\text{М}} = 3,16 \text{ Вт}$. Среди унифицированных дросселей (приложение 5) нужного дросселя нет, поэтому пп. 5,3 и 5,4 не выполняем. Гл. 6,5, п. 2. Формула (6.7).

4. $P'_{\text{М}} = 8,8 \text{ Вт}$. По кривой 2 (рис. 44) для 0,18 Дж и $\Delta T = 50^\circ \text{ С}$. Если бы $P'_{\text{М}} \leq P_{\text{М}}$, то подошел бы типоразмер дросселя, который перегрелся бы до $T = 50^\circ \text{ С}$ и его можно было бы определить из рис. 42, а. Для 0,18 Дж по этому рисунку получили бы $U_{\text{ст1}} = 70 \text{ см}^3$ и подошел бы типоразмер ШЛ20 × × 25. Так как в нашем примере $P'_{\text{М}} > P_{\text{М}}$, то придется взять типоразмер больший, чем 20 × 25. Дроссель с $V_{\text{ст1}} = 70 \text{ см}^3$ при $P'_{\text{М}} = 8,8 \text{ Вт}$ имел бы сопротивление при $T = 20^\circ \text{ С}$ $r'_{\text{др } 20} = 21 \text{ Ом}$ вместо необходимых $r_{\text{др } 20} = 7,5 \text{ Ом}$ при $P_{\text{М}} = 3,16 \text{ Вт}$.

5. Данные магнитопровода: выбираем типоразмер (больший, чем ШЛ20 × 25) ШЛ25 × 32 (приложение 11); его размеры: $S_{\text{ок}} = 15,6 \text{ см}^2$; $V_{\text{ст1}} = 151 \text{ см}^3$; $l_{\text{ср М}} = 19 \text{ см}$; $l_{\text{ср. ст}} = 21,3 \text{ см}$; $S_{\text{ст1}} = 7,1 \text{ см}^2$; $h = 62,5 \text{ мм}$; $c = 25 \text{ мм}$; $G_{\text{ст1}} = 1150 \times 1,03 = 1184 \text{ г}$. Гл. 6,5, п. 5.

6. $w = 1080$ витков. Из рис. 43 кривая 1: $k_{\text{М}} = 0,33$ — среднее значение: $r_{\text{др } 20} = 7,5 \text{ Ом}$ (см. п. 4). Гл. 6,5, п. 6, формула (6.19).

7. $s = 0,48 \text{ мм}^2$. Гл. 6,5, п. 6, формула (6.20).

8. $H_{\text{ср}} = 3040 \text{ А/м}$. Гл. 6,5, п. 6.

9. $B_{\text{макс}} = 74 \cdot 10^{-4} \text{ Т}$. Гл. 6,5, п. 6, формула (6.21).

10. $\mu_{\text{эф}} = 25 \cdot 10^{-5} \text{ Г/м}$. Гл. 6,5, п. 6. Рис. 46.

11. $L = 0,98$ Г. Было задано 1 Г. Если бы полученное L сильно отличалось от заданного, то надо было выбрать другой магнитопровод и сделать пересчет (пп. 5 — 11). Гл. 6,5, п. 7. Формула (6.2).

12. Данные провода: исходя из рекомендаций гл. 5,4 и температуры нагрева (так как для достижения необходимого $\Delta U_{\text{ср}}$ были значительно увеличены размеры магнитопровода и провода, чем те, при которых $T = 50^\circ \text{C}$, то ΔT будет существенно меньше 50°C и $T = T_{\text{окр}} + \Delta T = (60 + \Delta T) < 110^\circ \text{C}$), выбираем провод ПЭВ-1: $s = 0,5027 \text{ мм}^2$ (см. п. 7); $d = 0,8 \text{ мм}$; $d_{\text{из}} = 0,86 \text{ мм}$. Приложение 14. Гл. 6,5, п. 8.

13. $U_{\text{исп}} = 500 \text{ В}$; $U'_{\text{раб}} < 100 \text{ В}$; $U_{\text{раб}} = 2,5 \text{ В}$; $U_- = 36 \text{ В}$. Гл. 6,5, п. 9. Формула (5.12).

14. $\Delta_1 = 1,62 \text{ мм}$. Толщина гильзы 1,5 мм и один слой кабельной бумаги К-12 толщиной 0,12 мм. Гл. 6,5, п. 9. Рис. 32.

15. $\Delta_{\text{н}} = 0,54 \text{ мм}$. Два слоя бумаги ЭИП-63Б по 0,11 мм и один слой бастиновой ленты 0,16 мм, наматываемой с половинным перекрытием. Гл. 6, 5, п. 9. Рис. 32.

16. Расстояния: $\Delta_0 = 0,5 \text{ мм}$; $\Delta_5 = 1 \text{ мм}$; $\Delta_6 = 0,3 \text{ мм}$; $\Delta_{\text{щ}} = 2 \text{ мм}$. Гл. 6, 5, п. 9. Рис. 32.

17. $\Delta'_1 = 0,09 \text{ мм}$. Один слой бумаги ЭИП-50. Гл. 6,5, п. 9. Рис. 32.

18. $h_{\text{д}} = 58 \text{ мм}$. Гл. 6, 5, п. 9, формула (6.11).

19. $w_{\text{с}} = 60$ витков. Из табл. 16: $k_y = 1,1$. Гл. 6, 5, п. 9. Формула (6.12).

20. $\Delta = 18,8 \text{ мм}$. Из табл. 16: $k_{\text{вып}} = 1,15$. Гл. 6, 5, п. 9. Формула (6.13).

21. $w = 1140$ витков. Уточненное значение. Число слоев округлено до 19. Гл. 6,5, п. 9. Формула (6.14).

22. $L = 1,08$ Г. Полученное значение на 8% превышает заданное, что вполне приемлемо (см. гл. 5,7). Так как число витков w мало изменилось (1140 и 1080), то $\mu_{\text{эф}}$ оставляем прежнем $-25 \cdot 10^{-5} \text{ Г/м}$. Гл. 6,5, п. 9. Формула (6.2).

23. $I_{\text{М}} = 216 \text{ м}$. Гл. 6,5, п. 9.

24. $G'_{\text{М1Э}} = 1 \text{ кг}$. Из приложения 14: $G'_{\text{М1}} = 4,55 \text{ кг/км}$. Гл. 6,5, п. 9.

25. $r_{\text{др } 20} = 7,5 \text{ Ом}$. Равно заданному. Из приложения 14: $r' = 34,8 \text{ Ом/км}$. Гл. 6,5, п. 9. Формула (5.40).

26. $r_{\text{др } 60} = 8,7 \text{ Ом}$; $r_{\text{др } 110} = 10,2 \text{ Ом}$. Так как $60^\circ \text{C} < T < 110^\circ \text{C}$, то $8,7 \text{ Ом} < r_{\text{др. гор}} < 10,2 \text{ Ом}$. Гл. 6,5, п. 9. Формула (5.41).

27. $\Delta U_{\text{ср } 20} = 4,5 \text{ В}$; $\Delta U_{\text{ср } 60} = 5,2 \text{ В}$; $\Delta U_{\text{ср } 110} = 6,1 \text{ В}$. Так как $T < 110^\circ \text{C}$, то $5,2 \text{ В} < U_{\text{др. гор}} < 6,1 \text{ В}$ при заданных 6 В. Поэтому точное определение ΔT с учетом охлаждающих поверхностей не имеет смысла. Гл. 6,5, п. 9.

28. $I_{\text{з опт}} = 1,1 \text{ мм}$. По 0,55 мм в каждом стыке Гл. 6,5, п. 9, формула (6.22).

29. $G_{\text{Э}} = 2,18 \text{ кг}$. Гл. 6,5, п. 9.

Результаты расчета сведены в табл. 22.

22. Результаты расчета дросселя броневой конструкции на заданное падение напряжения

$L, \text{ Г}$	$I'_{\text{ср}}, \text{ А}$	Типоразмер магнитопровода	$I'_{\text{з}}, \text{ мм}$	$d, \text{ мм}$	$w, \text{ витков}$	$r_{\text{др } 20}, \text{ Ом}$	$r'_{\text{др. гор}}, \text{ Ом}$	$\Delta U_{\text{ср. гор}}, \text{ В}$	$G'_{\text{М1Э}}, \text{ кг}$	$G_{\text{Э}}, \text{ кг}$
1	0,6	ШЛ 25× ×32 $\Delta = 0,35 \text{ мм}$	0,55	ПЭВ-1 0,8	1140	7,5	<10,2	<6,1	1,0	2,18

¹ Без обжимок.

РАСЧЕТ РЕЖИМА ПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНОЙ АППАРАТУРЫ ОТ ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА (ХИТ)

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для питания переносной аппаратуры применяют гальванические элементы и аккумуляторы емкостью до $10 \text{ А} \cdot \text{ч}$, реже до $25 \text{ А} \cdot \text{ч}$ ($1 \text{ А} \cdot \text{ч} = 3,6 \cdot 10^3 \text{ Кл}$). Наиболее распространены гальванические элементы марганцево-цинковой, марганцево-воздушной, воздушно-цинковой и ртутно-цинковой систем с солевым и щелочным электролитами (приложения 16, 17 и 18). Наиболее часто употребляют щелочные аккумуляторы — никель-кадмиевые (НК) и реже — серебряно-цинковые (СЦ) (приложения 19 и 20). При возможности отдают предпочтение аккумуляторам герметичной конструкции и герметичным ртутно-цинковым (РЦ) элементам.

Гальванические элементы — это ХИТ одноразового действия, между тем как аккумулятор может быть использован многократно.

ХИТ характеризуются следующими параметрами: ЭДС; внутренним (выходным) сопротивлением; емкостью; энергией; отдачей электрохимической и энергетической; саморазрядом; сроком службы; сохранностью; работоспособностью при разных температурах, влажности и давлении; надежностью в работе, механической прочностью, простотой обслуживания, степенью выделяемых вредных испарений; стоимостью; эксплуатационными затратами; технологичностью изготовления; массой и размерами.

К параметрам, по которым сравнивают между собою разные ХИТ и которые обобщают разные свойства, относятся удельная энергия по массе ($\text{Вт} \cdot \text{ч/кг}$) и по объему ($\text{Вт} \cdot \text{ч/дм}^3$).

Для обеспечения нормальной работы ХИТ необходимо строго соблюдать специальные инструкции по их эксплуатации.

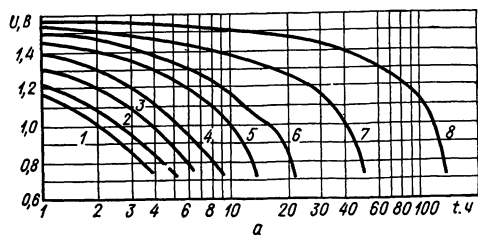
2. РЕЖИМ РАБОТЫ ХИТ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ*

Гальванические элементы

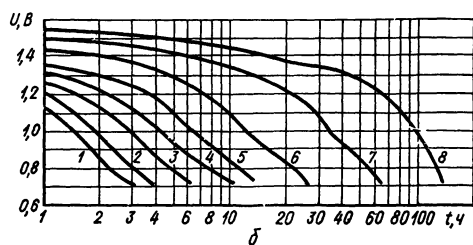
Элементы изготовляют стаканчиковой, галетной и чашечной конструкций, сухие и водоналивные. Последние в незалитом состоянии могут храниться не более трех лет. В зависимости от материала положительного электрода различают следующие марки элементов: РУ, РУФ, ГА и ГАФ. От марки элемента зависит его начальная ЭДС (ГА и ГАФ — 1,8 В; РУ и РУФ — 1,5 В).

Элементы выпускают в зависимости от интервала температуры, в котором они должны работать, следующих типов: СЛ — сухой

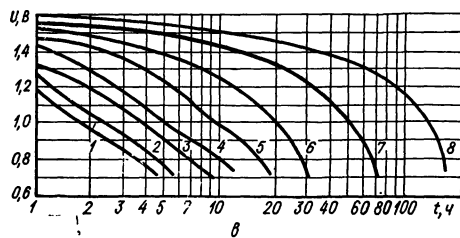
* Многие параметры ХИТ, приводимые в этом параграфе, взяты из работы [23].



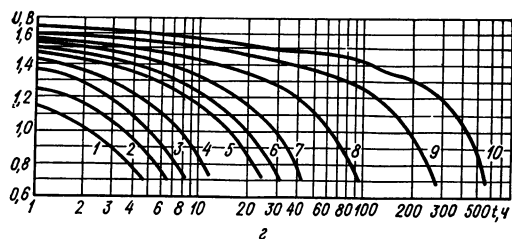
Номер кривой	1	2	3	4	5	6	7	8
Разрядный ток, мА	70	60	50	40	30	20	10	5



Номер кривой	1	2	3	4	5	6	7	8
Разрядный ток, мА	200	150	100	80	60	40	20	10



Номер кривой	1	2	3	4	5	6	7	8
Разрядный ток, мА	200	150	100	80	60	40	20	10



Номер кривой	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Разрядный ток, мА	300	250	200	150	100	80	60	40	20	10

Рис. 47. Кривые непрерывного разряда МЦ элементов 316 (а), 336 (б), 343 (в), 373 (г) с соевым электролитом при комнатной температуре.

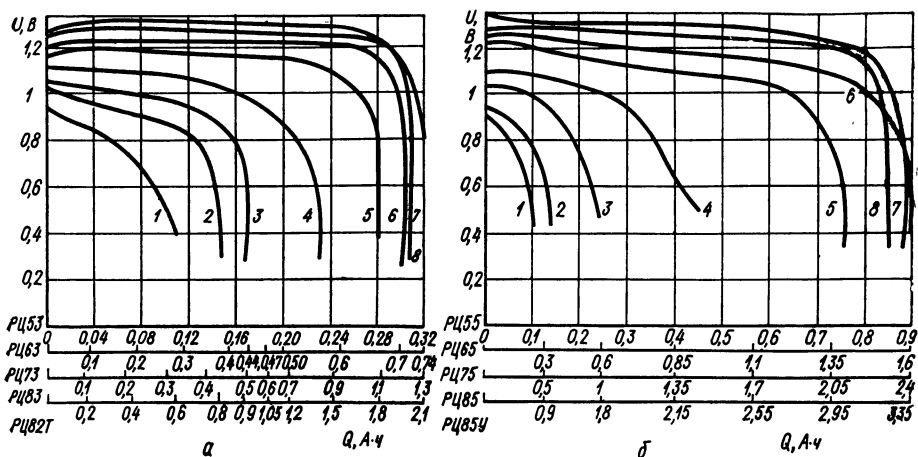
летний — от -20 до $+60^{\circ}\text{C}$; СХ — сухой холодостойкий — от -40 до $+40^{\circ}\text{C}$; СУ — сухой универсальный — от -50 до $+60^{\circ}\text{C}$; водоналивной — от -15 до $+60^{\circ}\text{C}$. Для питания коллекторных и анодных цепей аппаратуры элементы соединяют в батареи.

Вследствие саморазряда падает емкость элементов Q . К концу гарантийного срока хранения Q может упасть в среднем до 40%. Чем меньше ток разряда I_p , тем более пологая разрядная характеристика элемента (рис. 47) и тем больше отношение $Q/Q_{\text{ном}}$. Отсюда следует, что элементы целесообразнее использовать при малых токах в режиме многочасовой работы (сотни часов). С повышением температуры емкость элементов падает вследствие усиления процесса саморазряда.

Внутреннее сопротивление элементов зависит от частоты и имеет квазиемкостный характер. Например, для батареи КБС-Х-0,7 на частоте 20 Гц $z_{\text{вых}} = 17,5$ Ом, на частоте 1000 Гц — 4,4 Ом и на частоте 12 кГц — 2,3 Ом; для элемента 373 эти же данные соответственно 0,42; 0,36 и 0,28 Ом. Чем больше размер элемента, тем меньше его внутреннее сопротивление. Например, на частоте 20 Гц для элементов 316 и 373 $z_{\text{вых}}$ соответственно 0,56 и 0,42 Ом. С разрядом элемента растет величина $z_{\text{вых}}$. У разряженного элемента $z_{\text{вых}}$ в 3—5 раз больше, чем у неразряженного.

В стаканчиковой конструкции плотность тока на периферии меньше, чем у угольного токоотвода и только 34% общего объема используется полезно. В галетно-пленочной конструкции плотность тока одинакова по всей толщине агломерата и объем полезно используется на 81%. С ростом нагрузки емкость галетных батарей снижается больше, чем стаканчиковых вследствие большего внутреннего сопротивления. Номинальный режим для элемента галетного типа — разряд до напряжения 1 В на нагрузочное сопротивление 117 Ом.

Экономия от перехода к галетным батареям составляет примерно 50% как по общему объему, так и по массе (удельная энергия по объему 123 Вт · ч/дм³ вместо 54 Вт · ч/дм³; удельная энергия по массе 75 Вт · ч/кг вместо 39 Вт · ч/кг).



Номер кривой	Сопротивление R_n , Ом, элемента			
	PC53 PC55	PC63 PC65	PC73 PC75	PC82T, PC83 PC85, PC85Y
1	10 (8)*	5	3	2
2	16	8	5	3
3	25	12	8	5
4	45	25 (20)**	15	10
5	100	50	30	23
6	225	100	70	45
7	500	225	150	100
8	1000	500	300	225

* Для элемента PC55.

** Для элемента PC65.

Рис. 48. Кривые непрерывного разряда при $T_{окр} = 20^\circ \text{C}$ элементов:
а — PC 53, PC 63, PC 73, PC 82T, PC 83; б — PC 55, PC 65, PC 75, PC 85, PC 85Y.

Наиболее дешевы элементы с соевым электролитом. Щелочные элементы дороже, но они допускают большие нагрузки, чем соевые, и у них более плавная разрядная кривая. Отечественная щелочная батарея «Крона-ВЦ» (удельная энергия, примерно, 90 Вт × ч/кг и 220 Вт · ч/дм³) по продолжительности работы превосходит в 3 раза элементы с соевым электролитом и в 2,5 раза — образцы лучших зарубежных фирм. Ее внутреннее сопротивление

мало зависит от частоты: при $f = 20$ Гц — 12 см, при $f = 1000$ Гц — 11,5 Ом; при $f = 12$ кГц — 10,5 Ом; при $f = 400$ кГц — 4 Ом.

Промышленность выпускает герметичные малогабаритные РЦ элементы. Они отличаются высокой удельной энергией ($100 \text{ Вт} \times \text{ч/кг}$ и $400 \text{ Вт} \cdot \text{ч/дм}^3$), стабильностью напряжения (за год при $T_{\text{окр}} = 20^\circ \text{C}$ уходит на 0,1%), хорошей сохранныостью (несколько

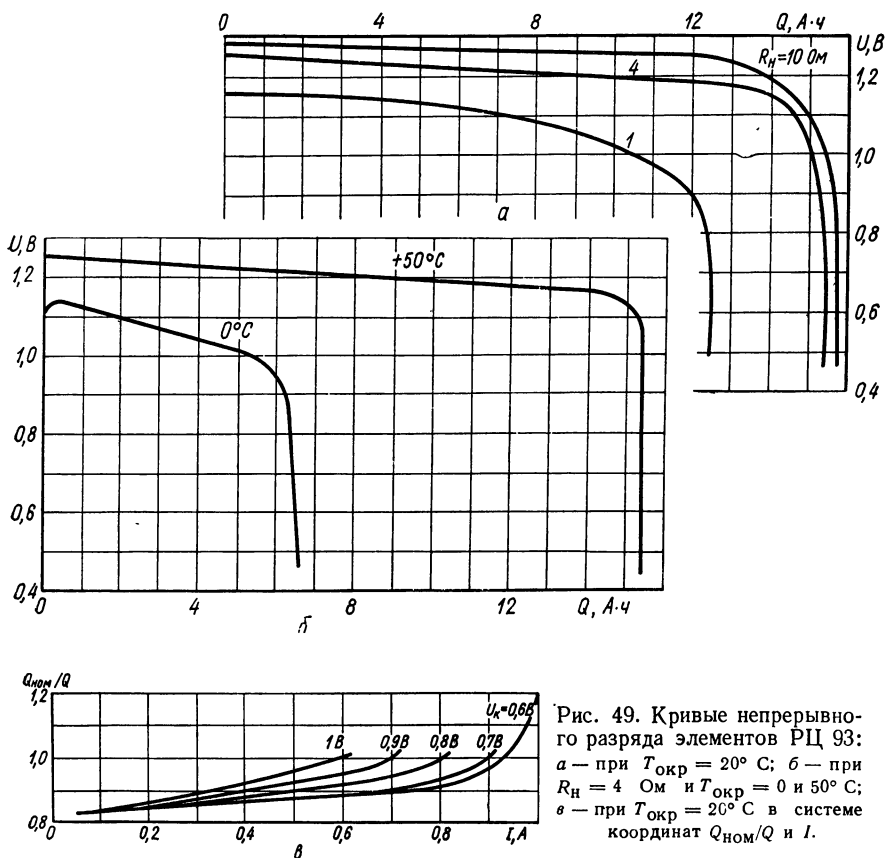


Рис. 49. Кривые непрерывного разряда элементов РЦ 93: а — при $T_{\text{окр}} = 20^\circ \text{C}$; б — при $R_{\text{н}} = 4 \text{ Ом}$ и $T_{\text{окр}} = 0$ и 50°C ; в — при $T_{\text{окр}} = 20^\circ \text{C}$ в системе координат $Q_{\text{ном}}/Q$ и t .

лет) и высокой механической прочностью. Хранить элементы следует при $T_{\text{окр}} = 30^\circ \text{C}$ и влажности не более 85%.

Элементы работоспособны в интервале температур от 0 до $+50^\circ \text{C}$, имеются холодостойкие РЦ 83Х и РЦ 85У (приложение 18) и теплостойкие элементы РЦ 82Т и РЦ 84, способные работать при температуре до $+70^\circ \text{C}$. РЦ элементы имеют довольно большое внутреннее сопротивление. При частоте 20 Гц $z_{\text{вых}}$ у элемента РЦ 55 — 3,5 Ом, у РЦ 65 — 1,9 Ом, у РЦ 75 — 1,1 Ом и у РЦ 85 — 0,85 Ом. Ориентировочно можно принять, что $z_{\text{вых}} \approx 1,9/Q$, где Q в А · ч. Разрядные кривые показаны на рис. 48 и 49.

К недостаткам РЦ элементов относится относительно высокая стоимость (дорогая окись ртути, применяемая как положительный электрод). Их стоимость примерно в 15 раз дороже, чем марганцево-цинковых элементов, но в 6 раз ниже, чем герметичных кадмий-никелевых аккумуляторов той же емкости.

Имеется модификация элементов, в которой вместо цинкового порошка (отрицательный электрод) применяют сплавы индия и титана. Такие элементы могут работать при более высоких положительных температурах.

Аккумуляторы

Кислотные аккумуляторы имеют очень малое $z_{\text{вых}} \approx 0,15/Q$ (Q в А · ч) и дают возможность получить большие токи в импульсном режиме. Недостатки аккумуляторов — требовательность в отношении ухода, недостаточная прочность, вредные испарения и повышенная чувствительность к коротким замыканиям — существенно ограничивают их применение в переносной аппаратуре.

У щелочных аккумуляторов прочные электроды, их внутреннее сопротивление примерно в 2 раза больше, чем у кислотных, что при несколько меньшей ЭДС (1,3—1,5 В) делает их менее чувствительными к коротким замыканиям и к перегрузкам. НК аккумуляторы просты в обслуживании и быстро заряжаются (7 ч, а при ускоренном заряде — 4 ч). Кроме того, щелочной аккумулятор можно поместить в одной упаковке со спецаппаратурой без вреда для нее.

Номинальной емкостью НК аккумуляторов считают ту, которую они отдают при восьмичасовом разряде. При разряде большими токами их напряжение уменьшается. Номинальное напряжение НК аккумуляторов принимают равным 1,25 В.

Для питания миниатюрных устройств применяют малогабаритные источники электрической энергии. Более удобными, несмотря на их меньшую удельную энергию и удельную емкость по сравнению с серебряно-цинковыми, оказались малогабаритные герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы. (Наиболее пригодными гальваническими элементами для миниатюрной аппаратуры являются элементы ртутно-цинковой системы).

Герметичные аккумуляторы изготавливают в виде дисков («пуповок») и цилиндров. На рис. 50, а показаны их разрядные кривые. Заряжают аккумулятор (вынимая из аппаратуры) от портативных выпрямителей или от переносных аккумуляторов. В процессе заряда не нужно наблюдать за величиной тока и регулировать ее. Конструкция одного из аккумуляторов (7Д-0,1) позволяет заряжать его, не вынимая из аппаратуры с помощью специального переключателя, отключающего аккумулятор от схемы. С герметичным аккумулятором можно обращаться как с обычной радиодеталью, монтируя его в любом положении в аппаратуру.

Разряжать герметичные аккумуляторы можно мгновенно (импульсный режим), в течение нескольких секунд (стартерный режим) и медленно — в течение 10—15 ч (длительный режим). Среднее разрядное напряжение в этих режимах равно соответственно: 1,1—1,12; 1,16—1,18 и 1,22—1,25 В. В конце разряда напряжение составляет 0,9—1,1 В. Удельная энергия аккумулятора примерно 20 Вт · ч/кг. При хранении заряженный аккумулятор саморазряжается (20—30% емкости за первые 10 суток).

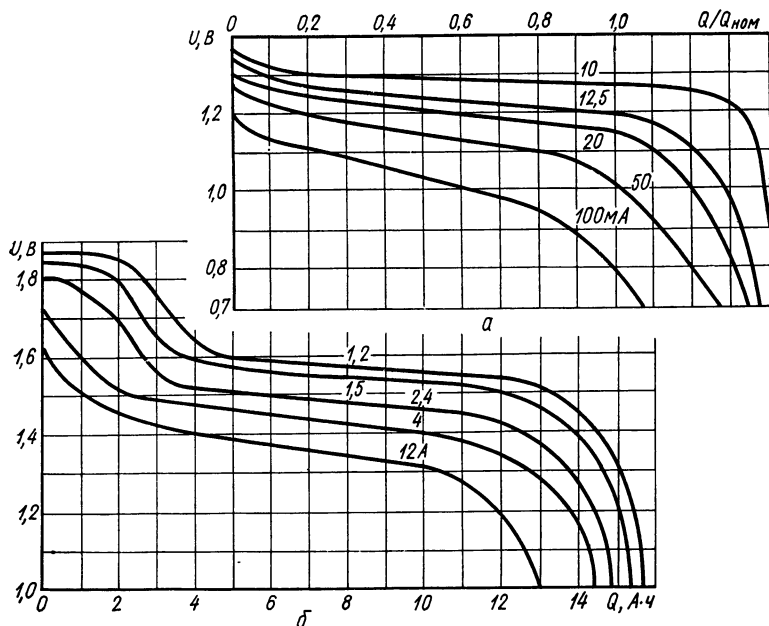


Рис. 50. Кривые непрерывного разряда аккумуляторов:
а — Д = 0,1; б — СЦД12.

Рабочим интервалом температур для герметичного аккумулятора считают участок от 10 до 50° С. При —10° С емкость аккумулятора уменьшается по сравнению с емкостью при 20—30° С на 30—40%. Срок службы герметичных аккумуляторов меньше, чем обычных никель-кадмиевых.

Выходное сопротивление герметичных аккумуляторов очень мало. Например, у аккумулятора Д-0,1 при частоте $f = 25$ Гц $z_{\text{вых}} = 0,5$ Ом, при $f = 800$ Гц — 0,4 Ом и при $f = 4000$ Гц — 0,32 Ом. С увеличением емкости $z_{\text{вых}}$ падает. При $Q = 1,5$ А · ч $z_{\text{вых}} \approx 0,015$ Ом. По мере разряда аккумулятора $z_{\text{вых}}$ увеличивается.

К достоинствам СЦ аккумуляторов относятся: большая удельная энергия, которая примерно в 5 раз больше, чем у НК аккумуляторов (с увеличением разрядной мощности эта цифра растет);

малый ток саморазряда (в течение месяца при $T = 20^\circ \text{C}$ у некоторых типов аккумуляторов емкость уменьшается на 5%, у НК аккумулятора — на 15—20%); большие разрядные токи в импульсе при сохранении значительной емкости и при незначительном объеме и массе аккумулятора (например, аккумулятор типа СЦК25 может быть разряжен током 200—300 А); большая стабильность разрядного напряжения (рис. 50, б) в течение большей части времени разряда (примерно 1,5 В), которая повышается при заряде аккумулятора асимметричным током; отсутствие вредных испарений.

Нормальная работа СЦ аккумуляторов обеспечивается при температурах от 15 до 50°C для СЦС и СЦК и от 10 до 40°C для СЦД, СЦМ и СЦБ. При 0°C напряжение СЦС и СЦК аккумуляторов может снижаться на 15%, а емкость их — на 20% в режиме 0,5—1 ч разряда. С дальнейшим понижением температуры емкость аккумулятора резко падает. Например, аккумулятор СЦД12 при -10°C отдает около 75% емкости, отдаваемой при 20°C , при -20°C — 50%, при 30°C — 20%, а при -40°C — 8%.

Конечное напряжение не должно быть ниже 1 В. Рекомендуются более форсированные режимы разряда, а не длительные. При разряде продолжительностью более 30 ч срок службы аккумулятора уменьшается до нескольких зарядно-разрядных циклов.

Внутреннее сопротивление аккумуляторов очень мало: у СЦД25 — 0,007 Ом, у СЦД12 — 0,015 Ом. По мере разряда $z_{\text{вых}}$ увеличивается.

Нормальный заряд происходит в течение 6—19 ч током, равным 10—20% от емкости аккумулятора (в зависимости от его типа). Не следует перезаряжать аккумулятор, так как это снижает его срок службы. Как только напряжение аккумулятора достигнет 2,05 В, заряд его должен быть прекращен. ЭДС заряженного аккумулятора в зависимости от режима заряда составляет от 1,58 до 1,87 В. В случае крайней необходимости можно заряжать аккумулятор и ускоренными режимами (например СЦД12 можно заряжать током 5А вместо нормального 0,8 А), но при этом воспринимаемая емкость будет меньше номинальной.

Основные недостатки СЦ аккумулятора — его высокая стоимость из-за дорогого серебра (в 24 раза дороже, чем марганцево-цинковые элементы), малый срок службы (от 5 до 100 зарядно-разрядных циклов, в зависимости от типа) и большая чувствительность к перезаряду и переразряду.

Основные данные некоторых СЦ аккумуляторов приведены в приложении 20.

Сравнительные характеристики ХИТ

1. **Удельная энергия.** Наибольшие значения у РЦ элементов, но она резко падает с ростом разрядного тока I_p : со 100 Вт · ч/кг до 50 Вт · ч/кг и с 400 Вт · ч/дм³ до 150 Вт · ч/дм³. Несколько

меньшие значения у СЦ аккумуляторов: $90 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$ и $190 \text{ Вт} \cdot \text{ч/дм}^3$. Однако эти величины практически не зависят от величины I_p . У МЦ элементов со щелочным электролитом удельная энергия доходит до $90 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$ и до $220 \text{ Вт} \cdot \text{ч/дм}^3$, с увеличением разрядного тока падает до $2/3$ этих величин.

С понижением температуры у всех ХИТ падает величина удельной энергии, но больше чем у других — у РЦ элементов: если при 20°C они самые лучшие, то при -10°C они хуже всех ХИТ. У СЦ аккумуляторов при 20°C — $90 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$, при -20°C — $36 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$ и при -40°C — $4 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$. У МЦ элементов при -40°C удельная энергия уменьшается в 7 раз по сравнению с той, которая была при $+20^\circ \text{C}$.

2. Разрядные характеристики. Наиболее стабильное напряжение разряда у РЦ элементов при длительных режимах разряда (примерно 50 ч). Стабильное напряжение у СЦ аккумуляторов, которые заряжались асимметричным переменным током. Наименее стабильное напряжение у МЦ элементов — средний ТКН в интервале температур от 0 до 50°C не более $0,06\%/^\circ \text{C}$; у РЦ элементов эта величина для того же предела температур составляет $0,004\%/^\circ \text{C}$. Внутреннее сопротивление наименьшее у НК и СЦ аккумуляторов, у МЦ и РЦ элементов оно примерно в 20 раз больше.

3. Стоимость. Наблюдается общая закономерность: с уменьшением размеров ХИТ увеличивается стоимость одного $\text{Вт} \cdot \text{ч}$ энергии, отдаваемая им. Например, при уменьшении объема МЦ элемента в 23 раза стоимость $1 \text{ Вт} \cdot \text{ч}$ возрастает в 7 раз. То же наблюдается и у РЦ элементов, и у герметичных никель-кадмиевых аккумуляторов. Поэтому правильно будет сравнивать между собою стоимости источников, имеющих одинаковые размеры (или емкости).

Наиболее дешевые МЦ элементы с солевым электролитом, в 15 раз дороже РЦ элементы, в 24 раза дороже СЦ аккумуляторы и в 70—90 раз дороже герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы.

Следует учитывать, что аккумуляторы используют многократно, поэтому при длительной эксплуатации они могут оказаться дешевле марганцево-цинковых элементов.

4. Срок службы. СЦ аккумуляторы от 5 до 100 циклов в зависимости от типа, дисковые герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы — не менее 300 циклов.

5. Саморазряд. За месяц при $T_{\text{окр}} = 20^\circ \text{C}$: НК аккумуляторы теряют $<20\%$ емкости, СЦ — $<10\%$ и элементы МЦ — $<5\%$.

6. Уход. Наиболее прост у элементов.

7. Ориентировочные области применения. В массовой переносной аппаратуре, к которой не предъявляются никакие специальные требования — МЦ элементы; в малогабаритной аппаратуре, рассчитанной на длительную работу (порядка 50 ч и более), при положительной температуре окружающей среды — РЦ элементы; в малогабаритной аппаратуре, которая должна быть механически прочной, работать как при отрицательной, так и при положитель-

ной температуре, и питаться от ХИТ с малым саморазрядом — щелочные аккумуляторы; в малогабаритной аппаратуре, где минимальные размеры и масса имеют первостепенное значение (а сохранность, стоимость, температурные пределы, срок службы не так важны) — СЦ аккумуляторы.

3. РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ХИТ

Режимы работы ХИТ

В техническом задании на питание от ХИТ должны быть отражены: максимальное и минимальное напряжения $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$; нагрузка I в разных режимах работы; сопротивление потребителя R_n ; выходное сопротивление ХИТ; режим работы с указанием времени работы и отдыха ХИТ и срока службы ХИТ; масса и объем; надежность; пределы изменения температуры окружающей среды; размещение ХИТ и потребителя в одной или разных упаковках; условия подзарядки ХИТ (для аккумуляторов); особенности эксплуатации.

На практике встречаются ситуации, в которых потребитель состоит из нескольких узлов, которые можно соединить как последовательно, так и параллельно. С уменьшением разрядного тока растет емкость Q , отдаваемая элементом, поэтому целесообразнее одинаковые узлы потребителей соединять последовательно, хотя при этом увеличится число элементов и количество контактов, что снижает надежность.

При выборе типа ХИТ надо руководствоваться свойствами и характеристиками разных ХИТ (гл. 7,2), а также учитывать соображения [23] о том, что гальванические элементы целесообразно применять при токах, примерно в 50 раз меньше номинальной емкости элемента и при его эпизодической работе. При такой эксплуатации элементы будут отдавать большую емкость, долго работать и окажутся экономически выгоднее аккумуляторов. Часто экономическую целесообразность относят на последний план и не пользуются аккумуляторами вследствие того, что они требуют зарядки и ухода.

При расчете источника питания на гальванических элементах следует иметь в виду, что разрядные кривые, называемые «универсальные разрядные кривые» (УРК), показанные для РЦ элементов на рис. 48, сняты каждая при внешнем сопротивлении $R_n = \text{const}$. В процессе работы элемента ток I падает вследствие уменьшения ЭДС ХИТ. Назовем такой режим (при постоянном внешнем сопротивлении) режимом падающего тока.

Некоторые потребители для нормальной работы требуют $I = \text{const}$. Для его достижения в цепь включают реостат с сопротивлением R_d . Такой режим назовем режимом неизменного тока. Для проведения расчетов в этом режиме УРК неудобны, так как по ним неудобно отсчитывать ток. Удобнее пользоваться УРК в координатах

натах $Q_{\text{ном}}/Q = \varphi(I_k)$, которые можно получить путем следующих построений.

Для заданного U_{k1} определялись емкости Q_n , где n — номер кривой, например, на рис. 48, a от 1 до 8, соответствующие для элемента РЦ53 величинам сопротивлений от 10 до 1000 Ом. К примеру, при $U_k = 1$ В по кривой 4 ($R_n = 45$ Ом) для элемента РЦ53 получено $Q = 0,16$ А · ч. Таким образом, при $I_k = U_k/R_n = 1/45 \approx 0,022$ А элемент отдает емкость $Q = 0,16$ А · ч.

Полученные таким образом точки (в нашем примере их было 7: для R_n от 16 до 1000 Ом — кривые 2—8, при $R_n = 10$ Ом — $U_k < 1$ В и поэтому кривая 1 не использовалась) соединены между собой кривой $Q_{\text{ном}}/Q = \varphi(I_k)$. Такие кривые построены А. А. Линник и показаны для разных элементов РЦ на рис. 49, b , 51, a — b . Неудобство этих кривых состоит в том, что по ним нельзя определить $U_{\text{нач}}$.

В процессе разряда элемента разрядный ток I будет больше, чем I_k , и для получения тока $I = I_k = \text{const}$ необходимо пользоваться реостатом. Его максимальное сопротивление в начале разряда

$$R_{\text{д. макс}} = (U_{\text{нач. б}} - U_{\text{к. б}})/I_k, \quad (7.1)$$

где $U_{\text{нач. б}}$ и $U_{\text{к. б}}$ — начальное и конечное напряжения батареи.

При режиме неизменного тока емкость, получаемая от ХИТ, будет несколько больше расчетной за счет того, что внешнее сопротивление составит величину $R_n + R_{\text{д}}$. Эту разницу в емкости можно не учитывать при расчете, отнеся ее в запас.

Если ХИТ работает с перерывами (несколько часов в сутки), то следует пользоваться УРК для прерывистого (транзисторного) режима. Для МЦ элементов, работающих 4 ч ежедневно, такие УРК приведены в ГОСТ 12333—74.

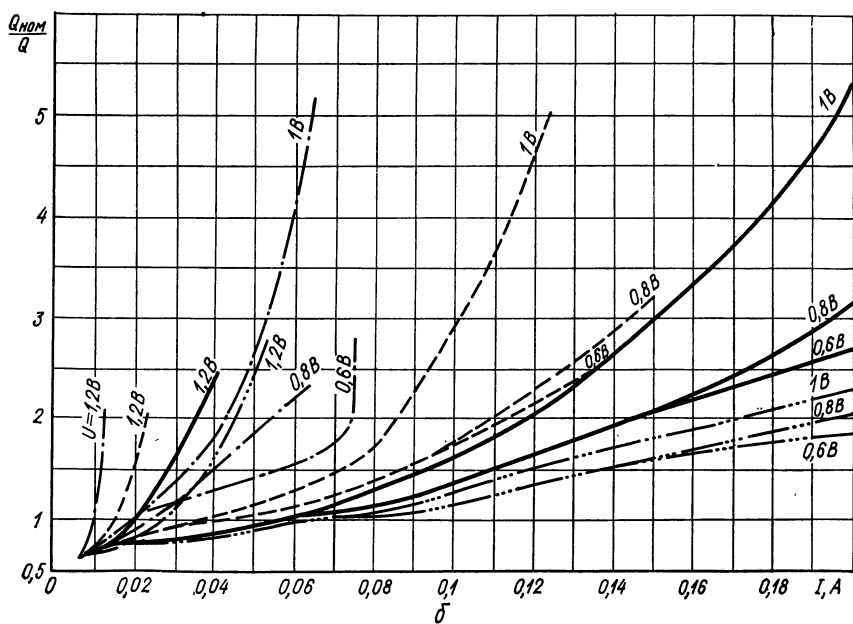
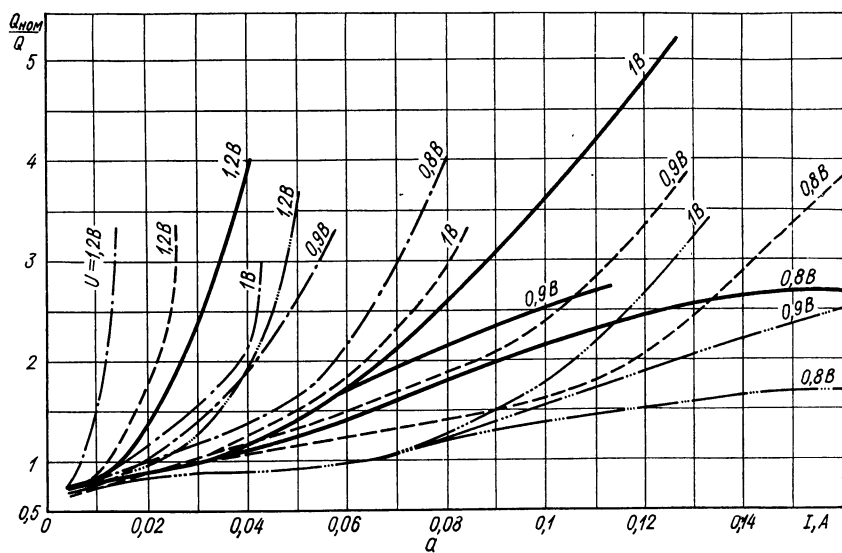
Методика расчета источника питания на РЦ элементах

Из ТЗ известны: максимальное и минимальное напряжения $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$; сопротивление внешней цепи (потребителя) R_n или ток разряда I ; режим работы (падающий или неизменный ток); продолжительность работы t ; температура окружающей среды $T_{\text{окр}}$; размещение ХИТ и особенности эксплуатации.

В результате расчета определяем тип элементов, их количество, уточняем величины $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$, срок службы, выходное сопротивление, массу и размеры.

Режим падающего тока

1. Согласно изложенному в гл. 7,2 выбираем РЦ элементы.
2. При последовательном соединении узлов потребителя устанавливаем расчетные величины $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$. Как следует из



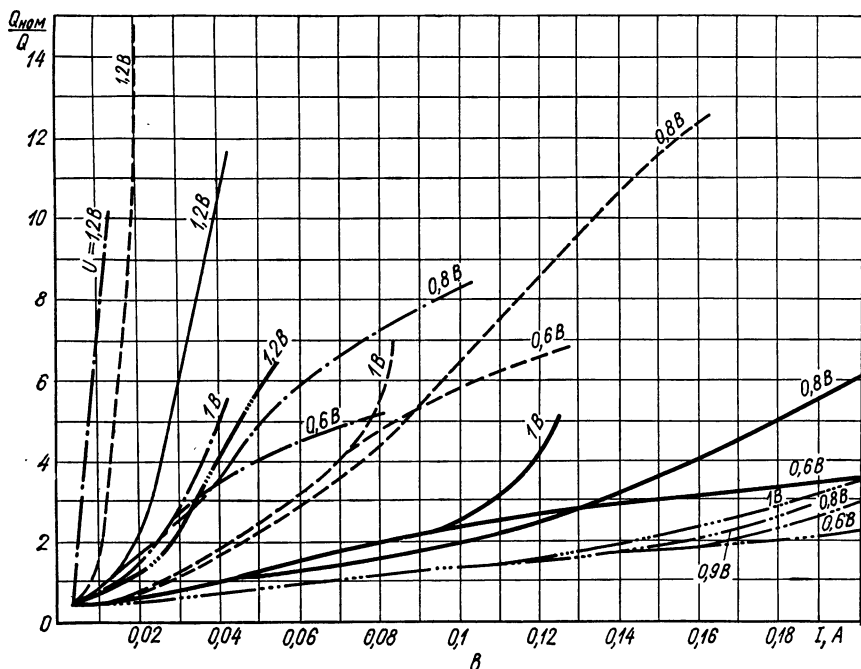


Рис. 51. Кривые непрерывного разряда элементов в системе координат $Q_{\text{ном}}/Q$ и I :
 а — при $T = 20^\circ\text{C}$ для элементов: РЦ 53 (—), РЦ 63 (---), РЦ 73 (— · —), РЦ 83 (— · — · —);
 б — при $T = 50^\circ\text{C}$ и в — при $T = 20^\circ\text{C}$ для элементов: РЦ 55 (— · —), РЦ 65 (---), РЦ 75 (—), РЦ 85 (— · — · —).

рис. 48, для определения емкости и начального напряжения $U_{\text{нач}}$ на одном элементе надо знать R'_n , приведенное к одному элементу,

$$R'_n = R_n/N, \quad (7.2)$$

где N — число последовательно включенных элементов, составляющих батарею.

В свою очередь

$$N = U_{\text{макс}}/U_{\text{нач}}. \quad (7.3)$$

Из выражений (7.2) и (7.3) ясно, что для определения R'_n имеется только одно уравнение с двумя неизвестными R'_n и $U_{\text{нач}}$, которые оба нельзя вычислить. Чтобы выйти из этого затруднения, будем считать, что полученные в результате расчета $NU_{\text{нач}}$ и NU_k будут соответственно равны $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$.

3. При этом условии определяем ориентировочную емкость элемента при $T_{\text{окр}} = 20^\circ\text{C}$ для интервала $15 \leq t \leq 90$

$$\begin{aligned} Q_{\text{ном}} &\approx It [1 + (50 - t)/120] = \\ &= (U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}) t [1 + (50 - t)/120]/2R_n, \end{aligned} \quad (7.4)$$

при $t > 90$ подставляем в формулу $t = 90$.

Коэффициент в скобках учитывает уменьшение емкости с ростом разрядного тока (соответствует меньшему значению t).

4. Из приложения 18 по $Q_{\text{ном}}$ выбираем тип элемента и по рис. 48 находим ориентировочное значение $U_{\text{нач}}$ (соответствует значению U на оси ординат) для

$$R'_n = R_n/N \approx 2R_n U_{\text{ном}}/(U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}), \quad (7.5)$$

$U_{\text{ном}}$ принимаем равным 1,25 В.

5. По формуле (7.3) определяем количество последовательно включенных элементов N и округляем до ближайшего меньшего числа.

6. Уточняем R'_n по формуле (7.2).

7. Зная N , определяем конечное напряжение элемента

$$U_k = U_{\text{мин}}/N. \quad (7.6)$$

8. Исходя из U_k и R'_n , по рис. 48 определяем емкость Q' , отдаваемую элементом.

9. Уточняем необходимую емкость

$$Q = (U_{\text{нач}} + U_k) t / 2R'_n. \quad (7.7)$$

Проверяем выполнение условия

$$Q' \geq Q. \quad (7.8)$$

Если оно не выполняется, то выбираем элемент с большей емкостью $Q_{\text{ном}}$ и повторяем расчет, начиная с п. 4.

10. Уточняем срок службы

$$t' = 2Q'R'_n/(U_{\text{нач}} + U_k). \quad (7.9)$$

11. Из приложения 18 находим массу и размеры батареи.

12. Из изложенных данных выходных сопротивлений в гл. 7,2 определяем ориентировочную величину $z_{\text{вых}}$.

13. Вводим температурную поправку в величины $U_{\text{нач}, 6}$ и $U_{k, 6}$:

$$U'_{\text{нач}, 6} = U_{\text{нач}, 6} [1 + \gamma (T_{\text{окр}} - 20)/100]; \quad (7.10)$$

$$U'_{k, 6} = U_{k, 6} [1 + \gamma (T_{\text{окр}} - 20)/100], \quad (7.11)$$

ТКН для РЦ элементов $\gamma = 4 \cdot 10^{-3} \%/^{\circ}\text{C}$.

Режим неизменного тока

В отличие от расчета ХИТ в режиме падающего тока вычисления производим, исходя из тока I .

1. Выполняем пп. 1 и 2 предыдущего расчета.

2. Определяем ориентировочную емкость элемента при $T_{\text{окр}} = 20^{\circ}\text{C}$ по формуле (7.4), исходя из It .

Из приложения 18 по $Q_{\text{ном}}$ выбираем тип элемента.

3. Выполняем пп. 4—7 предыдущего расчета и получаем ориентировочные значения U_n , N и U_k .

4. Исходя из U_k и $I_k = I$, по рис. 49, в и 51 определяем емкость, отдаваемую элементом Q' .

5. Определяем необходимую емкость

$$Q = It \quad (7.12)$$

и проверяем выполнение условия (7.8).

6. Выполняем пп. 10—13 предыдущего расчета.

7. По формуле (7.1) определяем $R_{д. макс.}$.

Методика расчета источника питания на МЦ элементах

Исходные данные и величины, подлежащие определению, те же, что в расчете на РЦ элементах.

Режим неизменного тока

1. Согласно изложенному в гл. 7,2 выбираем МЦ элементы.

2. Исходя из рис. 47, для элементов с солевым электролитом и из соответствующих справочных материалов для элементов со щелочным электролитом выбираем тип элемента так, чтобы при заданных I и t напряжение U_k было не ниже 1 В (в противном случае значительно возрастет внутреннее сопротивление элемента). ГОСТ 12333—74 разрешает элементы типа 332, 336, 343, 373, 374, 376, 425 и 465 разряжать до 0,85 В.

3. Определяем $U_{нач}$ (значение U на оси ординат).

4. По формуле (7.3) определяем количество последовательно включенных элементов N и округляем до ближайшего меньшего целого числа.

5. Определяем напряжение в конце разряда при напряжении U_k , полученном в п. 2,

$$U_{к. б} = NU_k. \quad (7.13)$$

Если

$$U_{мин} \leq NU_k, \quad (7.14)$$

то элемент выбран удачно; в противном случае надо выбрать элемент с большей емкостью, у него будет большее значение U_k и неравенство (7.14) будет соблюдено. Одновременно уточняем величину N .

6. Уточняем срок службы t' , выбирая U_k так, чтобы удовлетворялось условие $U_{мин} = NU_k$ и чтобы U_k было не меньше 1 В.

7. Из приложений 16 и 17 определяем массу, размеры и объем батареи.

8. Из данных выходных сопротивлений, изложенных в гл. 7,2, определяем ориентировочную величину $z_{вых.}$

9. По формулам (7.10) и (7.11) вводим температурную поправку на напряжения батареи, ТКН для МЦ элементов $\gamma = 0,06\%/^{\circ}\text{C}$.

10. По формуле (7.1) определяем $R_{д. макс.}$

Режим падающего тока

1. Исходя из величины R_H , определяем

$$I = 1,25/R_H. \quad (7.15)$$

2. Выполняем пп. 2—10 расчета при режиме неизменного тока.

3. Уточняем ток в начале и в конце разряда:

$$I_{нач} = NU_{нач}/R_H; \quad (7.16)$$

$$I_K = NU_K/R_H. \quad (7.17)$$

Методика расчета источника питания на аккумуляторах

Исходные данные и величины, подлежащие определению, те же, что в расчете на РЦ элементах.

Расчет производится согласно методике расчета на МЦ элементах со следующими особенностями. (Ниже приводятся номера пунктов этой методики).

П. 2. Определяем емкость по формуле (7.12) для режима неизменного тока или по формуле

$$Q = (U_{макс} + U_{мин}) t / 2R_H \quad (7.18)$$

для режима падающего тока; $Q_{ном}$ определяем из приложений 19 и 20. При выборе типа элемента пользуемся рис. 50; принимаем напряжение $U_K = 1$ В (иначе СЦ аккумулятор может переполноваться, а герметичный НК аккумулятор выйти из строя [23]).

П. 10. Массу, размеры и объем батареи определяем из приложений 19 и 20.

П. 12. При введении температурной поправки по формулам (7.10) и (7.11) для никель-кадмиевых аккумуляторов принимаем $\gamma \approx 0,016\%/^{\circ}\text{C}$, а для СЦ аккумуляторов — $\gamma \approx 0,1\%/^{\circ}\text{C}$.

23. Результаты расчетов источников

$$U_{к. б} = 7,2 \text{ В;}$$

Тип	Количество элементов	Начальные напряжение и ток		Конечные напряжение и ток		Выходное сопротивление, Ом
		В	мА	В	мА	
РЦ элемент типа РЦ 73	8	9	60 ¹	7,2	48 ¹	15,2
МЦ элемент типа 373	6	9,9	50	7,2	50	2,5

¹ Ток определялся как U_6/R_H .

4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Пример 1. Рассчитать источник питания на ХИТ при: максимальном и минимальном напряжениях — $U_{\text{макс}} = 9$ В; $U_{\text{мин}} = 7,2$ В; сопротивлении внешней цепи $R_n = 150$ Ом; продолжительности работы — 10 ч и температуре окружающей среды от $+20^\circ\text{C}$ до -40°C . Батарея должна размещаться в одном кожухе с функциональной аппаратурой; работа в режиме падающего тока; стоимость ХИТ не лимитируется; желателен минимальный объем; выходное сопротивление на частоте 20 Гц не более 15 Ом.

1. Выбор элемента. Исходя из гл. 7,2, выбираем РЦ элементы, не создающие вредных испарений и имеющие лучшие удельные характеристики. Гл. 7,3, п. 1.

2. $Q_{\text{ном}} = 0,72$ А · ч. Гл. 7,3, п. 3, формула (7.4).

3. Тип элемента. Выбираем РЦ 73 с $Q_{\text{ном}} = 1$ А · ч (приложение 18). Гл. 7,3, п. 4.

4. $R_n' = 23$ Ом. Гл. 7,3, п. 4, формула (7.5).

5. $N = 8$ элементов. Из рис. 48, а по кривой, которая прошла бы между кривыми 4 и 5, для $R_n' = 23$ Ом — $U_{\text{нач}} = 1,13$ В, откуда $U_{\text{нач. б}} = N U_{\text{нач}} = 8 \cdot 1,13 \approx 9$ В. Гл. 7,3, п. 5, формула (7.3).

6. $R_n' = 19$ Ом. Уточненное значение. Гл. 7,3, п. 6, формула (7.2).

7. $U_k = 0,9$ В. Разрешено работать при $U_k < 1$ В (ГОСТ 12537—67*). Гл. 7,3, п. 7, формула (7.6).

8. $Q' = 0,8$ А · ч. Из рис. 48, а при $R_n = 19$ Ом. Из этого же рисунка для $R_n = 19$ Ом — $U_{\text{нач}} = 1,2$ В, откуда $U_{\text{нач. б}} \approx 9$ В. Гл. 7,3, п. 8.

9. $Q = 0,58$ А · ч. $0,8 > 0,53$, что соответствует условию (7.8), следовательно, тип элемента выбран правильно. Гл. 7,3, п. 9, формула (7.7).

10. $t' = 15$ ч. Было задано $t = 10$ ч. Требование выполнено. Гл. 7,3, п. 10, формула (7.9).

11. $G_6 = 140$ г. $V_6 = 35$ см³. Из приложения 18: $G = 17,2$ г; $V = 4,3$ см³. Гл. 7,3, п. 11.

12. $z_{\text{вых}} = 1,9$ Ом. Из изложенного в гл. 7,2 ориентировочно на частоте 20 Гц $z_{\text{вых}} = 1,9/Q_{\text{ном}} = 1,9/1 \approx 1,9$ Ом. Гл. 7,3, п. 12.

13. $z_{\text{вых. б}} = 15,2$ Ом. Было задано 15 Ом. Требование выполнено. Гл. 7,3, п. 12.

14. $U'_{\text{нач. б}} = 9$ В. Гл. 7, 3, п. 13, формула (7.10).

15. $U'_{k. б} = 7,2$ В. Учтено, что $U_{k. б} = U_{\text{мин}} = 7,2$ В. Гл. 7,3, п. 13, формула (7.11).

питания ХИТ при $U_{\text{нач. б}} = 9$ В;

$I \approx 50$ мА; $t = 10$ ч

Срок службы, ч	Масса, г	Объем, см ³	Удельные показатели *		Примечание
			Вт · ч/кг	Вт · ч/дм ³	
15	140	35	46,7	187	Работа в режиме падающего тока
27	900	339	12,8	34	Работа в режиме неизменного тока

* Мощность подсчитывалась как $P_{\text{ср}} = (U_{\text{нач. б}} + U_{k. б})(I_{\text{нач}} + I_k)/4$.

Пример 2. Рассчитать источник питания на ХИТ при том же техническом задании, что и в примере 1, но в режиме неизменного тока при $I = 50 \text{ мА} = \text{const}$ (сопротивление внешней цепи $R_n = 144 \text{ Ом}$) и условии, что стоимость ХИТ должна быть минимальной.

1. Выбор элемента. Исходя из гл. 7,2, выбираем МЦ элементы с солевым электролитом, не создающие вредных испарений и наиболее дешевые. Гл. 7,3, п. 1.

2. Тип элемента. Проверяем возможность использования элементов типа 343. Из рис. 47, в при $t = 10 \text{ ч}$ и $I = 50 \text{ мА}$ (по кривой, которая прошла бы между кривыми б и в) получаем $U_k = 1,12 \text{ В}$. Гл. 7,3, п. 2.

3. $U_{\text{нач}} = 1,5 \text{ В}$. Гл. 7,3, п. 3.

4. $N = 6$ элементов. Гл. 7,3, п. 4, формула (7.3).

5. $U_{k.6} = 6,72 \text{ В}$, $U_{\text{мин}} = 7,2 \text{ В}$, что превышает $U_{k.6} = NU_k$ и, следовательно, условие (7.14) не выполняется. Переходим к элементу 373 с большим Q . Гл. 7,3, п. 5.

6. Данные пересчета. Из рис. 47, г для элемента 373 при $t = 10 \text{ ч}$ и $I = 50 \text{ мА}$ получаем $U_k = 1,38 \text{ В}$ и $U_{\text{нач}} = 1,55 \text{ В}$, откуда $N = 5$. Для выполнения условия (7.14) U_k не должно быть меньше, чем $1,43 \text{ В}$. Таким образом, следует переходить к элементам 374 или 376.

7. Данные пересчета при $N = 6$. Элементы 373 могут подойти, если согласиться с превышением $U_{\text{нач.6}}$ на 3 %. $U_{\text{нач.6}} = NU_{\text{нач}} = 6 \cdot 1,55 = 9,3 \text{ В}$. Учитывая точность расчетов, такое решение может считаться приемлемым. $NU_k = 6 \cdot 1,38 = 8,28 \text{ В}$; $8,28 > 7,2$ и условие (7.14) выполняется. Допускаем $U_k = 1,2 \text{ В}$. Это минимальное значение U_k , при котором выполняется условие (7.14) и будет получен больший срок службы.

8. $t' = 27 \text{ ч}$. Из рис. 47, г при $U_k = 1,2 \text{ В}$ и $I = 50 \text{ мА}$. Было задано 10 ч . Требование выполнено. Гл. 7,3, п. 6.

9. $G_6 = 900 \text{ г}$; $V_6 = 339 \text{ см}^3$. Из приложения 16: $G = 115 \text{ г}$; $V = 56,5 \text{ см}^3$. Гл. 7,3, п. 7.

10. $z_{\text{вых}} = 0,42 \text{ Ом}$. Из изложенного в гл. 7,2 на частоте 20 Гц для элемента 373 ориентировочно $z_{\text{вых}} = 0,42 \text{ Ом}$. Гл. 7,3, п. 8.

11. $z_{\text{вых.6}} = 2,5 \text{ Ом}$. Было задано 15 Ом . Требование выполнено. Гл. 7,3, п. 8.

12. $U'_{\text{нач.6}} = 9,3 \text{ В}$. Гл. 7,3, п. 9, формула (7.10).

13. $U'_{k.6} = 7,2 \text{ В}$. Учтено, $U_{k.6} = U_{\text{мин}} = 7,2 \text{ В}$. Гл. 7,3, п. 9, формула (7.11).

14. $R_{\text{д. макс}} = 42 \text{ Ом}$. Гл. 7,3, п. 10, формула (7.1). Результаты расчетов по примерам 1 и 2 приведены в табл. 23.

**1. Основные данные кремниевых и германиевых диодов
малой и средней мощности (при $T_{\text{окр}} = 25^\circ \text{C}$)**

Тип	Допустимый выпрямлен- ный ток (среднее зна- чение), А	Допустимая амплитуда обратного напряжения, В	Прямое паде- ние напря- жения, В	Обратный ток при максим- альном напряжении (среднее зна- чение), мА	Допустимая температура окружающей среды, °С
Кремниевые					
Д202—Д205	0,4	100—400 ¹	1,0	0,5	—60...+85
КД202	1 и 3 ²	50—600 ³		1,0	—60...+130
КД205	0,5	100—500 ⁴		0,2	—60...+130
Д206—Д218	0,1	100—1000 ⁵		0,075—0,1	—60...+125
Д226Б —	0,3	100—400 ⁴		0,1	—60...+80
Д226Д					
Д229В —	0,4	100—400 ⁶		0,5	—60...+85
Д229Е					
Д242	5 и 10 ⁷	100	1,0—1,5 ⁸	3	—55...+125
Д243		200			
Д245		300			
Д246		400			
Д247		500			
Д248Б	5	600	1,5	3	—55...+125
Д1004—	0,05—0,1 ⁹	2 · 10 ³ —	11	0,1	—40...+100
Д1008		—10 ^{4,10}			
КЦ401 ¹¹	0,25	400—500 ¹²	2,5	0,1	—55...+60
КЦ405 ¹³	0,6 и 1 ¹⁴	100—600 ¹⁵	4	0,125	—40...+85
Германиевые					
Д302	1	200	0,25	1,0	—60...+70
Д303	3	150	0,3	1,0	
Д304	5	100	0,3	3,0	
Д305	10	50	0,35	3,0	

¹ Д202—100 В; Д203—200 В; Д204—300 В; Д205—400 В.

² КД202 (модификации Б, Г, Е, И, Л, Н, С) — 1 А; КД202 (модификации А, В, Д, Ж, К, М, Р) — 3 А.

³ КД202А и КД202Б—50 В; КД202В и КД202Г—100 В; КД202Д и КД202Е—200 В; КД202Ж и КД202И—300 В; КД202К и КД202Л—400 В; КД202М и КД202Н—500 В; КД202Р и КД202С—600 В.

⁴ КД205Д и Д226Д—100 В; КД205Г и Д226Г—200 В; КД205В и Д226В—300 В; КД205Б и Д226Б—400 В; КД205А—500 В.

⁵ Д206—100 В; Д207—200 В; Д208—300 В; Д209—400 В; Д210—500 В; Д211—600 В; Д217—800 В; Д218—100 В.

⁶ Д229В—100 В; Д229Г—200 В; Д229Д—300 В; Д229Е—400 В.

⁷ Д242 и Д242А, Д243 и Д243А, Д245 и Д245А, Д246 и Д246А, Д247—10 А; Д242Б, Д243Б, Д245Б, Д246Б, Д247Б—5 А.

⁸ Д242А, Д243А, Д245А, Д246А—1 В; Д242; Д243; Д245; Д246—1,2 В; Д242Б, Д243Б, Д245Б, Д246Б, Д247Б—1,5 В.

⁹ Д1004А и Д1008—50 мА; Д1007—75 мА; Д1004, Д1005Б и Д1006—100 мА.

¹⁰ Д1004—2 · 10³ В; Д1005А и Б—4 · 10³ В; Д1006—6 · 10³ В; Д1007—8 · 10³ В; Д1008—10⁴ В.

¹¹ Четыре отдельных диода в общем корпусе, данные — для одного диода.

¹² КЦ401Б—500; КЦ401В—400.

¹³ Четыре диода, собранные по схеме Грейца в одном корпусе, данные — для моста.

¹⁴ КЦ405Ж и КЦ405И—0,6 А; остальные 1 А.

¹⁵ КЦ405А и КЦ405Ж—600 В; КЦ405Б и КЦ405И—500 В; КЦ405В—400 В; КЦ405Г—300 В; КЦ405Д—200 В; КЦ405Е—100 В.

Примечания: 1. Кремниевые диоды допускают пятикратную перегрузку по току в продолжении 50 мс.

2. Ориентировочный срок службы диодов 8000 ч.

3. На диоды типов Д242, Д243, Д245—Д248 распространяется ГОСТ 14758—69.

4. На выпрямительные столбы Д1004—Д1008 распространяется ГОСТ 14914—69.

5. На блоки типов КЦ401 распространяется ГОСТ 14914—69*.

6. При $I_{\text{пр. ср}} > 2$ А применяют теплоотводящие радиаторы.

2. Основные данные силовых кремниевых и германиевых диодов (при $T_{\text{окр}} = 35^\circ \text{C}$)

Тип	Допустимый выпрямленный ток (среднее значение), А, при охлаждении					Допустимая амплитуда обратного напряжения, В	Прямое падение напряжения, В ¹	Обратный ток при максимальном напряжении, мА
	естественном	Дутьем, м/с			водяном, л/мин			
		3	6	12				

Кремниевые

B-10	10 ²	—	—	—	—	100—2500	0,5—0,6	2 ³
B-25	—	25	—	—	—			3 ³
B-50	—	—	50	—	—			5 ³
B-100	—	—	—	100	—	100—2500	0,5—0,7	5 ³
B-200	—	—	—	200	—	100—2500		
ВЛ-200	—	—	—	200	—	300—1500		
B-320	—	—	—	320	—	100—2500	0,6—0,75	10 ³
ВВ-320	—	—	—	—	320			
ВЛ-320	—	—	—	320	—			
ВЛВ-320	—	—	—	—	320	300—1500	0,6—0,75	5 ³

Германиевые

ВГ-10 ⁴	4	10	15	—	—	15—150	<0,5	<10
ВГ-10 ⁵	20	50	60	—	—			<20
ГВВ-200 ⁶	—	—	—	—	200	15—110	0,6—0,8	50
ВГВ-500 ⁷	—	—	—	—	500		0,8—1,0	100

¹ В зависимости от группы диода: А — до 0,5 В; Б — до 0,6 В; В — до 0,7 В; Г — до 0,8 В; Д — до 0,9 В; Е — до 1,0 В.

² С радиатором, без радиатора — 5 А.

³ При номинальном токе и температуре р-п-перехода 140° С.

⁴ От ВГ-10-15 до ВГ-10-150, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 и 150 В.

⁵ От ВГ-50-15 до ВГ-50-150, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 и 150 В.

⁶ От ГВВ-200-15 до ГВВ-200-110, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 45, 55, 80, 110 В.

⁷ От ВГВ-500-15 до ВГВ-500-100, в зависимости от допустимого обратного напряжения: 15, 30, 50, 80, 100 В.

Примечания: 1. Ориентировочный срок службы силовых диодов порядка 5000 ч.
2. Германиевые диоды при кратковременных перегрузках по току допускают нагрев р-п-перехода до 75—80° С и устойчиво работают при температуре окружающей среды от —40 до +50° С при относительной влажности до 98 %.

3. Кремниевые диоды делятся на классы от I до 25. Каждая единица в обозначении класса соответствует 100 В допустимой амплитуды обратного напряжения.

4. Допустимая температура р-п-перехода в кремниевых диодах 140° С, в германиевых (ВГ-10) — 65° С.

3. Основные параметры плавких предохранителей

Тип	Номинальный ток плавкой вставки, А	Режим срабатывания (расплавления)		Активное сопротивление плавкой вставки, Ом
		при токе, А	за время, не более, с	
ВП1-1 ВП1-2	0,25 0,5 1 2 3 4 5	0,625 1,25 2,5 5 7,5 10 12,5	1	1,2 0,4 0,3 0,06 0,04 0,03 0,025
ПМ0,15 ПМ0,25 ПМ0,5 ПМ1 ПМ2 ПМ3 ПМ4 ПМ5	0,15 0,25 0,5 1 2 3 4 5	0,3 0,5 1 2 4 6 8 10	10	7,5 3,5 1,4 0,65 0,2 0,1 0,08 0,065
ПЦ-30	1 2 3 5 0,15 0,25 0,50 1 2	2 4 6 10 0,3 0,5 1 2 2	10	1 0,3 0,15 0,1 1 5 2 1,2 0,3
ПК-45 и ПК-50	0,15 0,25 0,5 1 2 3 4 5	0,3 0,5 1 2 4 6 8 10	10	20 6 2,2 2 0,5 0,3 0,2 0,15
ПН-50	0,25 0,5 1 2 3 4 5	0,5 1 2 4 6 8 10	10	6 2,2 2 0,5 0,3 0,2 0,15
ПВ	2 3 10 20 30 40 50	4 6 15 30 45 60 75	10 10 20 20 20 65 65	0,5 0,3 — — — — —

Примечания: 1. Предохранители ВП1-1, ВП1-2 и ПМ малогабаритные.

2. ВП1-2 без держателей с выводами под пайку для непосредственного монтажа в схему.

3. Буква П условного обозначения обозначает предохранитель, вторая — конструкцию наконечников (К — конические, Н — ножевые, Ц — цилиндрические, В — под специальную вилку), цифры обозначают длину предохранителя.

4. ПК-50 в новых разработках не применять.

4. Основные расчетные соотношения

Схема	Реакция нагрузки	Анодный трансформатор							
		Тип	Вынужденное намагничивание	$B = \frac{E_{II}}{U_{B\text{ ср}}} (B_0)$	$\frac{I_{II}}{I_{B\text{ ср}}} \left(\frac{I_{II0}}{I_{B\text{ ср}}} \right)$	$\frac{I_{II\text{ ср}}}{I_{B\text{ ср}}}$	$\frac{I_I}{n I_{B\text{ ср}}} \left(\frac{I_{I0}}{n I_{B\text{ ср}}} \right)$	$k_{II} = \frac{P_{B\text{ ср}}}{P_{II}} (k_{II0})$	$k_I = \frac{P_{B\text{ ср}}}{P_I} (k_{I0})$
Одно- фазная	Актив- ная	Однофаз- ный	Есть	2,45 (2,22)	1,5 (1,57)	1	1,15 (1,21)	0,273 (0,287)	0,353 (0,371)
	Ем- кост- ная	I/I		1,09 (0,71)	2,09		1,84	0,44	0,5
Двух- фазная	Актив- ная	Однофаз- ный с вы- водом средней точки $I/\frac{1}{2}$	Нет ³	1,22 (1,11)	0,75 (0,785)	0,5	1,06 (1,11)	0,55 (0,576)	0,773 (0,812)
	Индук- тивная			1,22 (1,11)	0,67 (0,707)		0,95 (1)	0,605 (0,636)	0,855 (0,9)
	Ем- кост- ная			0,93 (0,71)	1,15		1,63	0,467	0,66
Греча	Актив- ная	Однофаз- ный I/I	Нет	1,22 (1,11)	1,06 (1,11)	0	1,06 (1,11)	0,773 (0,812)	0,773 (0,812)
	Индук- тивная			1,22 (1,11)	0,95 (1)		0,95 (1)	0,855 (0,9)	0,855 (0,9)
	Ем- кост- ная			0,93 (0,71)	1,63		1,63	0,66	0,66
Латура	Ем- кост- ная	Однофаз- ный I/I	Нет	0,54 (0,35)	2,95	0	2,95	0,63	0,63
Трех- фазная (Митке- вича)	Актив- ная	Трехфаз- ный ³ Y/Y	Есть	0,94 (0,855)	0,56 (0,59)	0,333	0,46 (0,48)	0,632 (0,665)	0,773 (0,812)
	Индук- тивная			0,94 (0,855)	0,55 (0,58)		0,45 (0,47)	0,642 (0,676)	0,785 (0,825)
	Ем- кост- ная ⁴			0,88 (0,71)	0,8		0,72	0,475	0,52

¹ Во всех графах таблицы в скобках приведены величины для выпрямителей без по

² При расположении всех обмоток каждого трансформатора на одном стержне.

³ При соединении первичной обмотки треугольником приведенные соотношения со

⁴ Значения $\frac{I_I}{n I_{B\text{ ср}}}$, k_I и $k_{\text{тр}}$ даны для соединения первичной обмотки треугольни






для выпрямительных схем¹

$k_{тр} = \frac{P_{в\text{ ср}}}{P_{т}} (k_{тр0})$	Диодный комплекс					Фильтр		
	Количество диодов (плеч) m_B	$G = \frac{U_{обр. макс}}{U_{в\text{ ср}}} (G_0)$	$\frac{I_{в}}{I_{в\text{ ср}}} \left(\frac{I_{в0}}{I_{в\text{ ср}}} \right)$	$\frac{i_{в. макс}}{I_{в\text{ ср}}}$	$\frac{I_{в. ср}}{I_{в\text{ ср}}}$	Периодичность m_D	f_H , Гц	$k_{п1}$ ($k_{п1_0}$), %
0,308 (0,324)	1	3,45 (3,14)	1,5 (1,57)	3,14	1	1	50	157
0,47		3,08 (2)	2,09	6				$\frac{590 (636)}{\tau_H}$
0,642 (0,676)	2 (или один двух- анод- ный)	3,45 (3,14)	0,75 (0,785)	1,57	0,5	2	100	70 (66,7)
0,71 (0,748)		3,45 (3,14)	0,67 0,71	1				70 (66,7)
0,545		2,63 (2)	1,15	3,4				$\frac{261 (318)}{\tau_H}$
0,773 (0,812)	4	1,72 (1,57)	0,75 (0,785)	1,57	0,5	2	100	70 (66,7)
0,855 (0,9)		1,72 (1,57)	0,67 (0,71)	1				70 (66,7)
0,66		1,32 (1)	1,15	3,4				$\frac{261 (318)}{\tau_H}$
0,63	2	1,54 (1)	2,09	6	1	2	100	$\frac{235 (318)}{\tau_H}$
0,7 (0,735)	3 (или один трех- фазный)	2,3 (2,09)	0,56 (0,59)	1,21	0,333	3	150	33 (25)
0,71 (0,745)		2,3 (2,09)	0,55 (0,58)	1				33 (25)
0,494		2,5 (2)	0,8	2,5				$\frac{143 (212)}{\tau_H}$

терь.

таются в силе.

ком: при соединении звездой они отличаются на несколько процентов.

Схема	Реакция нагрузки	Анодный трансформатор							
		Тип	Вынужденное намагничивание	$\frac{E_{II}}{U_B} (B_0)$	$\frac{I_{II}}{I_B} \left(\frac{I_{II}}{I_B} \right) \text{ cr}$	$\frac{I_{II} \text{ cr}}{I_B \text{ cr}}$	$\frac{I_I}{n I_B} \left(\frac{I_{II}}{I_B} \right) \text{ cr}$	$k_{II} = \frac{P_{B \text{ cr}}}{P_{II}}$	$k_I = \frac{P_{B \text{ cr}}}{P_I} (k_{II})$
Трех-пульсационная с зигзагом	Индуктивная	Трехфазный ³ 	Нет	0,94 (0,855) ³	0,55 (0,58)	0,333	0,45 (0,47)	0,558 (0,585)	0,785 (0,825)
Четырехфазная параллельная	Активная	2 однофазных 	Нет ³	0,86	0,48 (0,5)	0,25	0,68 (0,71)	0,6 (0,63)	0,78 (0,82)
	Индуктивная			(0,785)	0,475 (0,5)		0,67 (0,707)	0,605 (0,636)	0,793 (0,836)
Треугольник — шестифазная звезда	Активная	Трехфазный 	Нет	0,82	0,39 (0,41)	0,167	0,55 (0,58)	0,523 (0,55)	0,742 (0,778)
	Индуктивная			(0,741)	0,39 (0,41)		0,55 (0,58)	0,524 (0,551)	0,743 (0,779)
Звезда — шестифазная звезда ⁶	Индуктивная	Трехфазный 	Есть	0,82 (0,741)	0,39 (0,41)	0,167	0,45 (0,47)	0,524 (0,551)	0,908 (0,953)
Шести-пульсационная с двойным зигзагом ⁷	Индуктивная	Трехфазный ³ 	Нет	0,82 (0,741) ³	0,39(0,41) 0,55(0,58)	0,167 0,333	0,45 (0,47)	0,532 (0,56)	0,908 (0,953)

³ При расположении всех обмоток каждого трансформатора на одном стержне.

³ При соединении первичной обмотки треугольником приведенные соотношения

⁶ Для каждой части вторичной обмотки $E_{II} = 0,49U_B \text{ cr}$.

⁶ При малых нагрузках; при больших нагрузках все соотношения как в схеме

⁷ В числителе — для внешней звезды, в знаменателе — для внутренней.

⁶ Для каждой части вторичной обмотки $E_{II} = 0,43U_B \text{ cr}$.

$k_{тр} = \frac{P_{в\text{ ср}}}{P_T} (k_{тр0})$	Диодный комплект					Фильтр		
	Количество диодов (плеч) m_b	$G = \frac{U_{обр. макс}}{U_{в\text{ ср}}} (G_0)$	$\frac{I_b}{I_{в\text{ ср}}} \left(\frac{I_{в0}}{I_{в\text{ ср}}} \right)$	$\frac{I_{в. макс}}{I_{в\text{ ср}}}$	$\frac{I_{в. ср}}{I_{в\text{ ср}}}$	Периодичность $m_{п}$	f_1 , Гц	$k_{п1_0}$ ($k_{п1_0}$): %
0,652 (0,685)	То же	2,3 (2,09)	0,55 (0,58)	1	0,333	3	150	33 (25)
0,685 (0,72)	4 (или два двух- анод- ных)	2,42	0,48 (0,5)	1,11	0,25	4	200	18 (13,3)
0,69 (0,725)		(2,2)	0,475 (0,5)	1				
0,615 (0,647)	6 (или один шести- анод- ный)	2,3	0,39 (0,41)	1,05	0,167	6	300	8 (5,7)
0,616 (0,648)		(2,09)	0,39 (0,41)	1				
0,665 (0,7)	То же	2,3 (2,09)	0,39 (0,41)	1	0,167	6	300	8 (5,7)
0,67 (0,705)	6 (или один шести- анод- ный)	2,3 (2,09)	0,39 (0,41)	1	0,167	6	300	8 (5,7)

остаются в силе.

Кюблера.

Схема	Реакция нагрузки	Анодный трансформатор							
		Тип	Вынужденное намагничивание	$B = \frac{E_{II}}{U_{B\text{cp}}} (B_0)$	$\frac{I_{II}}{I_{B\text{cp}}} \left(\frac{I_{II0}}{I_{B\text{cp}}} \right)$	$\frac{I_{II\text{cp}}}{I_{B\text{cp}}}$	$\frac{I_I}{n I_{B\text{cp}}} \left(\frac{I_{I0}}{n I_{B\text{cp}}} \right)$	$k_{II} = \frac{P_{B\text{cp}} (k_{II0})}{P_{II}}$	$k_I = \frac{P_{B\text{cp}}}{P_I} (k_{I0})$
С уравнительным реактором (Кюблера)	Индуктивная	Трехфазный ³ 	Нет	0,94 (0,855)	0,275 (0,29)	0,167	0,39 (0,41)	0,642 (0,675)	0,908 (0,953)
Володина	Индуктивная	Трехфазный ³ 	Нет	0,47 (0,427)	0,55 (0,58)	0,333	0,78 (0,82)	0,642 (0,675)	0,908 (0,953)
Ларионова ¹¹	Индуктивная	Трехфазный ³ 	Нет	0,47(0,43) 0,82(0,74)	0,78(0,82) 0,45(0,47)	0	0,78(0,82) 0,45(0,47)	0,908 (0,953)	0,908 (0,953)
	Емкостная			0,467(0,41) 0,81(0,71)	0,92 0,53		0,92 0,53	0,78	0,78
Двенадцатипульсовая (последовательная)	Индуктивная		Нет	$\frac{(0,22)^*}{(0,37)}$	$\frac{(0,82)^*}{(0,47)}$	0	(0,47) ¹⁰	(0,953)	(0,953)

³ При соединении первичной обмотки треугольником приведенные соотношения

⁹ В числителе — для секции, соединенной звездой, в знаменателе — треугольником.

¹⁰ Здесь $n = E_{II\Delta}/E_I$.

¹¹ В числителе — для соединения вторичной обмотки звездой, в знаменателе —

¹² Для активной нагрузки 1,05; все остальные коэффициенты остаются без изменений.

Примечания: 1. Соотношения для первичной обмотки трансформатора даны без 2. При нагрузке с емкостной реакцией величины коэффициентов даны для значений следующим величинам параметра A : для схемы однофазной и Латура 0,314; для схемы коэффициент G приведен с учетом возможности холостого хода.

3. При активной и индуктивной нагрузках величины коэффициентов даны с учетом значения D , k_{II} , k_I и $k_{тр}$ уменьшены на 5% по сравнению с B_0 , G_0 , D_0 , k_{II0} , k_{I0} и $k_{тр0}$; вызванного углом перекрытия γ_x , который привел к потере напряжения в фазах, соответ

4. Частота первой гармоники пульсаций $f_1 = m_{II} f_c$ дана для $f_c = 50$ Гц.

$k_{тр} = \frac{P_{В ср}}{P_{г}} (k_{тр0})$	Диодный комплект					Фильтр		
	Количество диодов (плеч) $m_{в}$	$G = \frac{U_{обр. макс}}{U_{В ср}} (G_0)$	$\frac{I_{в}}{I_{В ср}} \left(\frac{I_{в0}}{I_{В ср}} \right)$	$\frac{i_{в. макс}}{I_{В ср}}$	$\frac{I_{в. ср}}{I_{В ср}}$	Периодичность $m_{п}$	$f_{п}$, Гц	$k_{п1}$ ($k_{п1_0}$), %
0,752 (0,79)	То же	2,3 (2,09)	0,275 (0,29)	0,5	0,167	6	300	8 (5,7)
0,752 (0,79)	6 (или два трех- анод- ных)	1,15 (1,047)	0,55 (0,58)	1	0,333	6	300	8 (5,7)
0,908 (0,953)	6	1,15 (1,047)	0,55 (0,58)	1 ¹²	0,333	6	300	8 (5,7)
0,78		1,15 (1)	0,65	1,66				$\frac{32(106)}{\tau_{н}}$
(0,953)	12	(0,52)	(0,58)	1	0,333	12	600	(1,4)

остаются в силе.

треугольником.

учета тока холостого хода.
 $r/R_{н} = 0,1$, что для схемы Латура составляет $(r_{тр} + r_{пр})/R_{н} = 0,05$. Это соответствует Грца в двухфазной 0,157; для схемы Миткевича 0,105 и для схемы Ларионова 0,052. Коэффициента неустойчивости $\alpha = 10\%$. Ввиду этого: значения B и G увеличены на 10%; значения $k_{п1} < k_{п1_0}$ так, как учтено искажение формы кривой выпрямленного напряжения, ствующей $\gamma = 10\%$.

5. Дроссели фильтров

Ток, А Индуктивность, Г		0,02	0,035	0,04	0,05	0,06	0,07	0,075	0,09	0,1	0,12	0,13	0,14	0,16	0,18	0,2	0,22	0,26
		0,2	0,28	0,4	0,56	0,8	1,1	1,6	2,2	3,2	4,5	6,3	9	12,5	18	25		
0,0005																		
0,00125	0,00015																	$\frac{A149}{0,0034}$
0,002	0,0003														$\frac{A136}{0,012}$	$\frac{A150}{0,0075}$	$\frac{A163}{0,0053}$	
0,0025	0,0006												$\frac{A125}{0,04}$	$\frac{A137}{0,032}$	$\frac{A151}{0,017}$	$\frac{A164}{0,01}$	$\frac{A175}{0,0075}$	
0,0043	0,0012										$\frac{A116}{0,115}$	$\frac{A126}{0,083}$	$\frac{A138}{0,07}$	$\frac{A152}{0,0378}$	$\frac{A165}{0,0212}$	$\frac{A176}{0,02}$		
0,005	0,0025							$\frac{A109}{0,295}$	$\frac{A117}{0,234}$	$\frac{A127}{0,179}$	$\frac{A139}{0,152}$	$\frac{A153}{0,096}$	$\frac{A166}{0,05}$	$\frac{A177}{0,063}$				
0,008	0,005					$\frac{A104}{1,02}$	$\frac{A110}{0,52}$	$\frac{A118}{0,484}$	$\frac{A128}{0,336}$	$\frac{A140}{0,284}$	$\frac{A154}{0,184}$	$\frac{A167}{0,116}$	$\frac{A178}{0,085}$					
0,01	0,01			$\frac{A101}{1,7}$	$\frac{A103}{1,77}$	$\frac{A111}{1,32}$	$\frac{A119}{0,823}$	$\frac{A125}{0,643}$	$\frac{A141}{0,54}$	$\frac{A155}{0,338}$	$\frac{A168}{0,245}$							
0,02	0,02			$\frac{A102}{3,77}$	$\frac{A106}{3,7}$	$\frac{A112}{2,37}$	$\frac{A120}{2,0}$	$\frac{A130}{1,37}$	$\frac{A142}{1,2}$	$\frac{A156}{0,719}$	$\frac{A169}{0,5}$							
0,05	0,04	$\frac{A66}{1,1}$	$\frac{A103}{5,9}$	$\frac{A107}{8,2}$	$\frac{A113}{5,9}$	$\frac{A121}{3,8}$	$\frac{A131}{2,26}$	$\frac{A143}{2,26}$	$\frac{A152}{0,628}$	$\frac{A170}{0,277}$								
0,08	0,08		$\frac{A108}{13,3}$	$\frac{A114}{12,3}$	$\frac{A122}{8,6}$	$\frac{A132}{5,63}$	$\frac{A144}{2,14}$	$\frac{A158}{1,35}$	$\frac{A171}{1,02}$	$\frac{A64}{12}$								
0,16	0,16		$\frac{A115}{21,9}$	$\frac{A123}{14,8}$	$\frac{A133}{6,6}$	$\frac{A145}{4,09}$	$\frac{A159}{2,85}$	$\frac{A172}{1,94}$									$\frac{A2}{33,3}$	
0,3	0,32		$\frac{A124}{17,8}$	$\frac{A134}{13,4}$	$\frac{A146}{8,2}$	$\frac{A160}{6,18}$	$\frac{A173}{4,32}$							$\frac{A3}{63,5}$				
0,6	0,65		$\frac{A135}{28,7}$	$\frac{A147}{19,2}$	$\frac{A161}{11,9}$	$\frac{A174}{8,5}$				$\frac{A4}{120}$							$\frac{A11}{80}$	
1,2	1,3		$\frac{A148}{34,5}$	$\frac{A162}{22,44}$				$\frac{A5}{300}$					$\frac{A12}{132}$				$\frac{A20}{63}$	
2,5						$\frac{A6}{455}$			$\frac{A13}{220}$				$\frac{A21}{152}$				$\frac{A30}{138}$	$\frac{A39}{85}$
5				$\frac{A7}{102,3}$			$\frac{A14}{535}$		$\frac{A22}{290}$				$\frac{A31}{200}$		$\frac{A40}{185}$			
10					$\frac{A15}{1100}$		$\frac{A23}{628}$		$\frac{A32}{410}$		$\frac{A41}{350}$						$\frac{A50}{200}$	
17								$\frac{A42}{675}$										
20					$\frac{A24}{1056}$		$\frac{A33}{800}$						$\frac{A51}{410}$					
40			$\frac{A58}{3000}$															

- ПРИМЕЧАНИЯ: 1. В числителе приведен номер дросселя.
 2. В знаменателе - активное сопротивление основной обмотки, Ом.
 3. В правом верхнем углу каждой клетки - типоразмер сердечника.
 4. В левом верхнем углу указано наличие (к) компенсационной обмотки.
 5. Для дросселей с номерами выше ста пользоваться внутренними рядами цифр для токов и индуктивностей.

ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ: Д101-Д179 - 0 ЮО, 475.000 ТУ (доп.1)

Д1-Д69 - 0 ЮО, 475.000 ТУ

выпрямителей

[illegible]

Для дросселей с номерами свыше ста

1. $\varnothing 16 \times 6,5$
2. $\varnothing 16 \times 8$
3. $\varnothing 18 \times 8$
4. $\varnothing 18 \times 12,5$
5. $\varnothing 10 \times 12,5$
6. $\varnothing 110 \times 20$
7. $\varnothing 112 \times 25$
8. $\varnothing 1120 \times 25$
9. $\varnothing 1125 \times 25$

Для дросселей с номерами до ста

- | | | |
|-------------|------------|-------------|
| 1. Ш16×6,5 | 6. Ш12×16 | 11. Ш120×40 |
| 2. Ш16×12,5 | 7. Ш12×25 | 12. Ш125×40 |
| 3. Ш18×16 | 8. Ш16×16 | 13. Ш132×40 |
| 4. Ш10×10 | 9. Ш16×20 | |
| 5. Ш10×20 | 10. Ш20×20 | |

6. Конденсаторы фильтров в зависимости от емкости рабочего напряжения и коэффициента пульсаций

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ														
	0,5	1	2	5	10	20	30	50	100	150	200	300	500	1000	2000
3	e10	e10	e10	e10	e10	e10									
6,3	e10	e10	e10	e10	e10	e10	e3	a10 δ1	a11 δ1		a12 δ1	a12 δ2	a12 δ2	a12 δ2	a12 δ2
					e2	e2	δ40 e4	δ41 e3			δ42 e4	δ42 e4	δ42 e4	δ42 e4	δ42 e4
10 ¹				a10 δ10	a10 δ1	a10 δ1	e4	a11 δ1	a11 δ1		a12 δ2	a12 δ2	a12 δ2	a12 δ3	δ7
				δ10 e2	δ10 e3	δ11 e3	δ11 e3	δ11 e4			δ12 e4	δ12 e7	δ12 e7	δ12 e7	
16 ²	δ1		δ1 e2	δ1 e4	δ1 e4	e4	δ1 e4	δ2 e7			δ2 e7	δ2 e7	δ2 e7	δ3 e8	δ7 e8
25	δ1	a10 δ10	a10 δ1	a10 δ1	a10 δ1	e4	a11 δ2	a11 δ2			a12 δ2	a12 δ3	a12 δ3	a12 δ4	δ7 δ3 e9
		e2	δ10 e3	δ10 e4	δ10 e4		δ11 e5	δ11 e4			δ12 e7	δ12 e8	δ12 e8	δ12 e8	e8
40															ж7 ⁸
50	a10 δ2	a10 δ2	a10 δ2	a10 δ2	a10 δ2		a11 δ3	a11 δ3			a12 δ3	δ2 ⁸ e8	e8	a12 e8	
	δ10	δ10 e3	δ10 e4	δ10 e7	δ10 e7		δ11 e7	δ11 e8			δ12 e8	δ3 ⁵			
100	e4	a10 δ3	a10 δ3	a10 δ3	a11 δ4	a11 δ4	e8	a12 δ2						a-K50-3; δ-K50-8; δ-K50-7; e-K50-8; δ-K50-12; e-K50-16; ж-K50-14	
	δ4 e4	δ4 e5	a11 δ4	a11 δ4	a11 δ2	a12 δ2	a12 δ3				a12 δ3	δ4			
160			δ11 e7	δ11 e7	δ10 e8	δ12	δ12	δ12			δ12				
250				δ2	δ2		a12 δ3	a12 δ4	a12 δ4						
							δ4 ⁵ δ12	δ4 ⁵ δ12	δ4 ⁵ δ12						
300			a11 δ2	δ2	a11 δ3	a12 δ7	a12 δ7	a12 δ5	a12 δ2	δ5 δ12					
			δ11		δ11	δ7 ⁸ δ4	δ4 ⁵ δ12	δ5 ⁵ δ12							
350			δ3	a11 δ3	a11 δ4	δ7 ³	a12 δ7	δ7	a12 δ5	ж7 ¹⁰					
				δ11	δ4 ⁵ δ11	δ4 ⁵ δ12				ж7 ⁹					
450			δ3	a11 δ3	a11 δ4	ж8 ⁶	a12 δ7	δ7							
				δ11 δ4 ⁵	δ7 ⁵ δ11	δ7 ⁵ δ12									

Примечания: 1. Амплитуда напряжения переменной составляющей определяется как $U_{Cm \text{ доп}} = U_{\text{доп}} k_{\text{п}} / 100$, где $U_{\text{доп}}$ — номинальное напряжение для конденсатора. u_{\sim} макс не должна превышать значение постоянной составляющей.

2. Сумма постоянной и амплитуды переменной составляющих не должна превышать $U_{\text{доп}}$.

3. Пример выбора конденсатора. Выберем тип конденсатора емкостью 200 мкФ для $U_{\text{раб}} = 40$ В и u_{\sim} макс = 2 В при частоте 100 Гц. Из приложения 6 заключаем что подойдет конденсатор с условным обозначением «а 12» и $U_{\text{доп}} = 50$ В. «а 12» — это конденсатор типа К50-3 («а» — из приложения 6) с допустимым коэффициентом пульсаций $k_{\text{п}} = 4,2\%$ при частоте 100 Гц (12 — из приложения 7). При $U_{\text{доп}} = 50$ В и $k_{\text{п}} = 4,2\%$ $U_{Cm \text{ доп}} = 50 \cdot 4,2 / 100 = 2,1$ В (будет приложено 2 В). Сумма $U_{\text{раб}} + u_{\sim}$ макс = $40 + 2 = 42$ В. меньше $U_{\text{доп}} = 50$ В.

7. Расшифровка цифр, употребленных в приложении 6

Цифра в основной таблице	Допустимый коэффициент пульсаций для конденсаторов разных типов $k_{\text{п}}$, %, при частоте, Гц					
	50	100	400	1000	2400	5000
1	25	12,5	3,1	1,25	0,52	0,25
2	20	10	2,5	1	0,41	0,2

Цифра в основной таблице	Допустимый коэффициент пульсаций для конденсаторов разных типов $k_{\text{п}}$ при частоте, Гц					
	50	100	400	1000	2400	5000
3	15	7,5	1,8	0,75	0,31	0,15
4	10	5	1,25	0,5	0,2	0,1
5	7	3,5	0,88	0,35	0,14	0,07
6	6	3	0,75	0,3	0,12	0,06
7	5	2,5	0,62	0,25	0,1	0,05
8	3	1,5	0,37	0,15	0,06	0,03
9	2,5	1,25	0,31	0,125	0,052	0,025
10	20	14	7	4,4	0,41	0,2
11	10	7	3,5	2,2	0,2	0,1
12	6	4,2	2,1	1,3	0,12	0,06
13	5	3,5	1,75	1,1	0,1	0,05

**8. Номинальные емкости и рабочие напряжения
для конденсаторов К50-15**

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	$k_{\text{п}}$, % на частоте 50 Гц
6,3	68; 150; 220; 330; 680	20
16	47; 100; 220 470; 680	15 10
25	22; 33; 47; 68; 100 220; 330	15 10
50	10; 22; 33; 47 100	10 8
100	4,7; 6,8; 15 22; 33; 47	10 8
160	4,7; 10 22; 33	8 5
250	2,2; 4,7 10; 22	8 5

Примечание. При работе конденсаторов в цепях с частотами пульсаций свыше 50 Гц коэффициент пульсаций уменьшается обратно пропорционально частоте.

9. Параметры транзисторов, применяемых в сглаживающих фильтрах

Тип транзистора	Основной материал и тип проводимости	Максимальный ток коллектора, А	Напряжение насыщения при максимальном токе, В	Максимальное напряжение коллектор — эмиттер, В	Обратный ток коллектора при $T = 20^{\circ}\text{C}$, мкА ¹²	Коэффициент усиления по току при $T_{\text{окр}} = 20^{\circ}\text{C}$, не менее	Тепловое сопротивление переход — корпус, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	Максимальная рассеиваемая мощность, Вт при $T_{\text{окр}}^{\circ}\text{C}$				Максимальная температура перехода, $^{\circ}\text{C}$
								20	30	40	50	
МП25 ¹ МП25А МП25Б МП26 МП26А МП26Б	Ge <i>p-n-p</i>	0,02	0,3	40 70	75/40—70	13 20 30 13 20 30	200	> 0,2	0,2	0,15	0,12	75
МП111 ² МП111А МП111Б МП112 МП113 МП113А	Si <i>n-p-n</i>	0,02	—	20 10 10 10 10 10	3/5 1/5 3/5 3/5 3/5 3/5	10 10 15 15 15 35	—	> 0,15	> 0,15	> 0,15	> 0,15	150
МП42 ³ МП42А МП42Б	Ge <i>p-n-p</i>	0,03	0,6	15	25/15	20 30 45	—	> 0,2	> 0,2	> 0,2	0,17	85
КТ312А ⁴ КТ312Б КТ312В	Si <i>n-p-n</i>	0,03	—	15 15 30	10/15 10/30 10/15	10 25 50	—	> 0,23	> 0,23	> 0,23	> 0,23	115
ГТ308А ⁵ ГТ308Б ГТ308В	Ge <i>p-n-p</i>	0,05	1,5	— 12 1	2/5	20 50 80	—	0,15	0,15	0,15	0,1	85
ГТ311Е ГТ311Ж ГТ311И	Ge <i>n-p-n</i>	0,05	0,6	12 ⁶ 12 ⁶ 10 ⁶	10/10—12	15 50 100	—	0,15	0,13	0,11	0,08	70
КТ315А КТ315Б КТ315В КТ315Г КТ315Д КТ315Е	Si <i>n-p-n</i>	0,1	0,4 0,4 0,4 0,1 0,1	20 15 30 25 — —	1/10	20 50 20 50 20 50	< 670	0,15	0,15	0,15	0,15	120
ГТ320А ГТ320Б ГТ320В	Ge <i>p-n-p</i>	0,15	1,7	12 11 9	10/9—12	20 50 80	—	0,2	0,2	0,2	0,18	90

Тип транзистора	Основной материал и тип проводимости	Максимальный ток коллектора, А	Напряжение насыщения при максимальном токе, В	Максимальное напряжение коллектор — эмиттер, В	Обратный ток коллектора при $T = 20^\circ\text{C}$, мкА ¹²	Коэффициент усиления по току при $T_{\text{окр}} = 20^\circ\text{C}$, не менее	Тепловое сопротивление переход — корпус, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	Максимальная рассеиваемая мощность, Вт, при $T_{\text{окр}}$, $^\circ\text{C}$				Максимальная температура перехода, $^\circ\text{C}$
								20	30	40	50	
ГТ321А ГТ321Б ГТ321В	Ge p-n-p	0,2	0,8	50	500/ 40—50	20 40 80	—	0,16	0,16	0,16	0,14	85
ГТ321Г ГТ321Д ГТ321Е				40		20 40 80						
КТ604А* КТ604Б	Si n-p-n	0,2	8	250	100/5	10 30	40	0,8 3 ¹¹	—	—	—	150
КТ603А КТ603Б КТ603В КТ603Г КТ603Д КТ603Е		0,3	1,0	30 30 15 15 10 10	10/30 10/30 5/15 5/15 1/10 1/10	10 60 10 60 20 60	< 200	0,5	0,5	0,5	0,5	120
П306 П306А	Ge p-n-p	0,4	—	60 80	100/ 60—80	7 5	10	1 10*	1 10*	1 10*	1 10*	120
ГТ402А* ГТ402Б ГТ402В ГТ402Г		0,5	—	25 25 40 40	25/10	30 60 30 60	—	0,6	0,6	0,6	0,6	85
ГТ404А* ГТ404Б ГТ404В ГТ404Г	Ge n-p-n	0,5	—	25 25 40 40	25/10	30 60 30 60	15	0,6	0,55	0,45	0,35	85
ГТ403А ГТ403Б ГТ403В ГТ403Г ГТ403Д ГТ403Е ГТ403Ж ГТ403И ГТ403Ю		1,25	0,5	30 30 45 45 45 45 60 60 30	50/30 50/30 50/45 50/45 50/45 50/60 70/60 70/60 70/30	20 50 20 15 15 12 12 12 12 30	15 15 12 12 15 12 12 12 12	4,1 ¹¹	3,4 ¹¹	2,8 ¹¹	2,2 ¹¹	85
КТ801А КТ801Б	Si n-p-n	2	2	80 60	—	13 20	< 20	—	—	—	5 ¹¹	85
КТ903А КТ903Б		3	2,5	60	—	15 40	3,3	30 ¹¹	26 ¹¹	22 ¹¹	18 ¹¹	
ГТ703А ГТ703Б ГТ703В ГТ703Г ГТ703Д	Ge p-n-p	3,5	0,6	20 20 30 30 40	50/20—40	30 50 30 50 20	3	1,6 15 ¹¹	1,6 15 ¹¹	1,6 15 ¹¹	1,6 12 ¹¹	85

Тип транзистора	Основной материал и тип проводимости	Максимальный ток коллектора, А	Напряжение насыщения при максимальном токе, В	Максимальное напряжение коллектор — эмиттер, В	Обратный ток коллектора при $T = 20^\circ\text{C}$, мкА ¹²	Коэффициент усиления по току при $T_{\text{окр}} = 20^\circ\text{C}$, не менее	Тепловое сопротивление переход — корпус, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	Максимальная рассеиваемая мощность, Вт, при $T_{\text{окр}}^\circ\text{C}$				Максимальная температура перехода, $^\circ\text{C}$
								20	30	40	50	
П213	Ge p-n-p	5	0,5	40	150/40	20	3,5			12 ¹¹		85
П213А			—	30	100/30	20	4			10 ¹¹		
П213Б			2,5	30	100/30	40	4			10 ¹¹		
П214			0,9	55	300/55	20	4			10 ¹¹		
П214А			0,9	55	300/55	50	4	—	—	10 ¹¹	—	
П214Б			0,9	55	150/55	20	3,5			12 ¹¹		
П214В			2,5	55	1500/55	20	4			10 ¹¹		
П214Г			2,5	55	1500/55	—	4			10 ¹¹		
П215Д			0,9	70	300/70	20	4			10 ¹¹		
П216Б		7,5	0,5	35	1500/35	10						85
П216В			0,5	35	2000/35	30						
П216Г			—	50	2500/50	5	—	24 ¹¹	—	—	—	
П216Д			0,5	50	2000/50	15						
П217В			0,5	60	3000/60	15						
П217Г			—	60	3000/60	15						
КТ803А	Si n-p-n	10	2,5	60	50·10 ³ /—	10	—	60 ¹¹	60 ¹¹	60 ¹¹	60 ¹¹	100
П210Б ¹⁰	Ge p-n-p	12	—	50	15·10 ³ / 40—50	10	1	50 ¹¹	40 ¹¹	30 ¹¹	20 ¹¹	85
П210В			—	40								
ГТ806А		20		75								85
ГТ806Б			0,6	100	12·10 ³ /—	10	2	30 ¹¹	—	—	—	
ГТ806В				120								

¹ Пригодны также ГТ109А — ГТ109И, МП20 — МП20Е, МП39, МП41А и П607.² Пригодны также КТ307А — КТ307Г, МП35 — МП38А, ГТ330Д и ГТ330Ж.³ Пригодны также ГТ115А — ГТ115Д, ГТ313А и ГТ313Б.⁴ Пригодны также КТ306А — КТ306Д, КТ325А — КТ325Д.⁵ Пригодны также ГТ108А — ГТ108Г, ГТ311Е — ГТ311И, КТ326А и КТ326Б.⁶ Напряжение коллектор — база.⁷ Пригодны также КТ605А и КТ605Б.⁸ Пригодны также П302 — П304.⁹ Пригодны также КТ807А и КТ807Б.¹⁰ Пригоден также ГТ701А.¹¹ С теплоотводом.¹² В числителе ток, в знаменателе $U_{\text{к. б.}}$

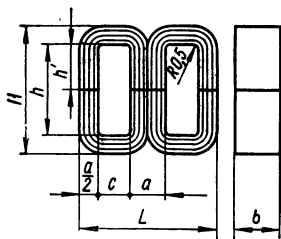
**10. Параметры кремниевых стабилитронов при обратном включении,
применяемых в сглаживающих фильтрах**

Тип	Рабочее напряжение, В	Минимально допустимый ток стабилитрона, мА	Максимально допустимый ток стабилитрона, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом		Максимально допустимая мощность рассеяния, Вт
				при минимальном токе	при максимальном токе	
Д814А (Д808)	7—8,5	2	40 (33)	6	5	0,34 (0,28)
Д814Б (Д809)	8—9,5		36 (29)	10		
Д814В (Д810)	9—10,5		32 (26)	12		
Д814Г (Д811)	10—12		29 (23)	15		
Д814Д (Д813)	11,5—14		24 (20)	18		
Д815А	5,06—6,15	50	1400	20	0,6	8
Д815Б	6,1—7,5	50	1150	15	0,8	
Д815В	7,38—9,03	50	950	8	1	
Д815Г	9—11	25	800	15	1,8	
Д815Д	10,8—13,2	25	650	20	2	
Д815Е	13,5—16,5	25	550	25	2,5	
Д815Ж	16,2—19,8	25	450	30	3	
Д816А	19,8—24,2	10	230	120	7	5
Д816Б	22,6—26,4		180	150	8	
Д816В	29,7—36,3		150	150	10	
Д816Г	35,1—42,9		130	150	12	
Д816Д	42,3—51,7		110	150	15	
Д817А	50,4—61,6	5	90	200	35	5
Д817Б	62,2—75,8		75	200	40	
Д817В	74—90		60	300	45	
Д817Г	90—110		50	300	50	
2С156А	5,05—6,15	3	55	—	38	0,3
2С168А	6,1—7,5	3	45	—	19	0,3

Примечания: 1. Все стабилитроны типа Д815—Д817 выпускаются также с обратной полярностью и имеют обозначение, например Д815 ВП.

2. Стабилитроны Д815—Д817 для рассеяния мощностей 8 и 5 Вт имеют радиаторы из листового алюминия размерами 70×70×2 мм.

3. Дифференциальное сопротивление для 2С156А и 2С168А указано при токе через стабилитрон 5 мА.



11. Броневые ленточные

Тип	Размеры, мм					
	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>c</i>	<i>L</i>	<i>H</i>	<i>b</i>
ШЛ6 × 6,5 6 × 8 6 × 10 6 × 12,5	6	15	6	25	22	6,5 8 10 12,5
ШЛ8 × 8 8 × 10 8 × 12,5 8 × 16	8	20	8	33	29	8 10 12,5 16
ШЛ10 × 10 10 × 12,5 10 × 16 10 × 20	10	25	10	40	35	10 12,5 16 20
ШЛ12 × 12,5 12 × 16 12 × 20 12 × 25	12	30	12	48	42	12,5 16 20 25
ШЛ16 × 16 16 × 20 16 × 25 16 × 32	16	40	16	64	56	16 20 25 32

магнитопроводы типа ШЛ¹

Активная площадь сечения магнито- провода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали × площадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода, см ³	Масса магнито- провода, г	Ориентировочная мощность транс- форматора, В·А, при частоте, Гц		Сред- няя длина витка, см
					50	400	
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст}$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$	$l_{ср. м}$
0,34 0,41 0,52 0,65	4,7	0,35 0,43 0,54 0,63	1,83 2,56 2,82 3,52	13 16 20 24	— — — —	4,5 5 6 7	3,8 4,1 4,5 5
0,55 0,69 0,86 1,16	6,8	1,02 1,28 1,6 2,5	4,35 5,45 6,8 8,7	30 37 47 60	— — — —	15 20 24 30	5,1 5,5 6 6,7
0,87 1,09 1,39 1,74	8,5	2,5 3,12 4 5	7,4 9,56 11,8 14,8	57 71 91 113	— — — —	37 47 56 67	6,5 7 7,7 8,5
1,31 1,68 2,1 2,63	10,2	5,4 6,9 8,7 10,8	13,36 17,1 21,4 26,8	100 130 165 205	3 5 7 10	80 94 112 135	8 8,7 9,5 10,5
2,24 2,8 3,5 4,5	13,6	16,6 20,5 25,6 32,6	30,46 38,1 47,6 61,2	235 295 370 470	15 22 32 40	158 195 250 300	10,8 11,6 12,6 14

Тип	Размеры, мм					
	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>c</i>	<i>L</i>	<i>H</i>	<i>b</i>
ШЛ 20 × 20 20 × 25 20 × 32 20 × 40	20	50	20	80	70	20 25 32 40
ШЛ 25 × 25 25 × 32 25 × 40 25 × 50	25	62,5	25	100	87,5	25 32 40 50
ШЛ 32 × 32 32 × 40 32 × 50 32 × 64	32	80	32	128	112	32 40 50 64
ШЛ 40 × 40 40 × 50 40 × 64 40 × 80	40	100	40	160	140	40 50 64 80

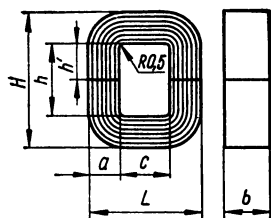
¹ Данные магнитопроводов типов Ш, ШЛМ и ШЛО приведены в работе [6].

Примечания: 1. Мощность трансформатора рассчитана с учетом температуры
2. Масса и активная площадь сечения магнитопровода рассчитаны для $\Delta = 0,15$ мм;
= 0,35 мм — умножить на 1,03.

Активная площадь сечения магнито- провода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали × площадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода, см ³	Масса магнито- провода, г	Ориентировочная мощность транс- форматора, В·А, при частоте, Гц		Сред- няя длина витка, см
					50	400	
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст}$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$	$l_{ср. м}$
3,5 4,4 5,6 7,1	17,1	40 50 64 80	59,9 75,2 95,8 121,4	460 575 735 920	45 54 68 86	330 380 450 510	13,7 14,7 16,1 17,7
5,5 7,1 8,8 11	21,3	98 125 156 195	117 151,2 187,4 234	900 1150 1440 1800	110 135 170 210	610 730 810 990	17,2 18,8 20,2 22,2
9,1 11,3 14,2 18,1	27,3	261 328 410 523	284,4 308,5 388 494	1900 2370 2970 3800	260 310 390 490	1200 1400 1650 1940	22,2 23,8 25,8 28,6
14,2 17,7 22,7 28,4	34,2	640 800 1025 1280	486 605 776 971	3720 4650 5960 7430	600 690 850 1000	2200 2500 3000 3500	27,9 29,9 32,7 35,9

перегрева 50° С.

для $\Delta = 0,08$ мм — умножить на 0,97; для $\Delta = 0,2$ мм — умножить на 1,01; для $\Delta =$



12. Стержневые ленточные

Тип	Размеры, мм					
	a	b	c	L	h	H
ПЛ 6,5 × 12,5-8 6,5 × 12,5-10 6,5 × 12,5-12,5 6,5 × 12,5-16	6,5	12,5	8	21	8 10 12,5 16	21 23 25,5 29
ПЛ 8 × 12,5-12,5 8 × 12,5-16 8 × 12,5-20 8 × 12,5-25	8	12,5	10	26	12,5 16 20 25	28,5 32 36 41
ПЛ 10 × 12,5-20 10 × 12,5-25 10 × 12,5-32 10 × 12,5-40	10	12,5	12,5	32,5	20 25 32 40	40 45 52 60
ПЛ 12,5 × 16-25 12,5 × 16-32 12,5 × 16-40 12,5 × 16-50	12,5	16	16	41	25 32 40 50	50 55 65 75
ПЛ 12,5 × 25-32 12,5 × 25-40 12,5 × 25-50 12,5 × 25-60	12,5	25	20	45	32 40 50 60	55 65 75 85

магнитопроводы типа ПЛ¹

Активная площадь сечения магнито- провода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали \times \times пло- щадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода, см ³	Масса магнито- провода, г	Ориентировочная мощность транс- форматора, В·А, при частоте, Гц		Сред- няя длина витка, см
					50	400	
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст 1}$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$	$l_{ср. м}$
0,71	5,2	0,52	3,69	28	—	10,5	2,7
	5,6	0,65	3,98	30	—	12,6	
	6,1	0,81	4,33	33	—	15,3	
	6,8	1,04	4,83	37	—	18,7	
0,88	6,9	1,25	6,06	47	—	23	5,4
	7,6	1,6	6,68	51	—	28,4	
	8,4	2	7,38	57	—	33	
	9,4	2,5	8,16	63	—	39	
1,1	9,6	3,1	10,56	81	6,5	53	6,2
	10,6	3,9	11,65	89	7,7	64	
	11,6	5	12,76	98	9,8	77	
	13,6	6,3	14,95	114	12,8	93,5	
1,77	12	8	21,2	163	16	97	7,9
	13,4	10,2	23,7	182	19,1	121	
	15	12,8	26,6	203	23	147	
	17	16	30,1	230	28,4	179	
2,76	13,8	18,7	38,1	292	33,5	193	10,3
	15,8	25	43,6	334	43,2	222	
	17,8	31	49,1	376	52,6	279	
	19,8	37,6	54,6	418	62,9	322	

Тип	Размеры, мм					
	a	b	c	L	h	H
ПЛ 16 × 32-40 16 × 32-50 16 × 32-65 16 × 32-80	16	32	25	57	40 50 65 80	72 82 97 112
ПЛ 20 × 40-50 20 × 40-60 20 × 40-80 20 × 40-100	20	40	32	72	50 60 80 100	90 100 120 140
ПЛ 25 × 50-65 25 × 50-80 25 × 50-100 25 × 50-120	25	50	40	90	65 80 100 120	115 130 150 170
ПЛ 32 × 64-80 32 × 64-100 32 × 64-130 32 × 64-260	32	64	50	114	80 100 130 160	144 164 194 224
ПЛ 40 × 80-100 40 × 80-120 40 × 80-160 40 × 80-200	40	80	64	144	100 120 160 200	180 200 240 280

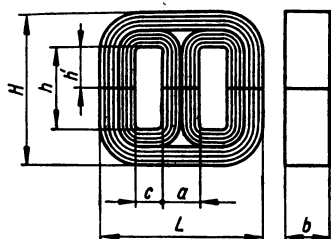
¹ Данные магнитопроводов типов ПЛВ и ПЛМ приведены в работе [6].

Примечания: 1. Мощность трансформатора рассчитана с учетом температуры
2. Масса и активная площадь сечения магнитопровода рассчитаны для $\Delta = 0,15$ мм;
 $\Delta = 0,35$ мм — умножить на 1,03.

Активная площадь сечения магнито- провода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали X X пло- щадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода, см ³	Масса магнито- провода, г	Ориентировочная мощность транс- форматора, В·А, при частоте, Гц		Сред- няя длина витка, см
					50	400	
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст 1}$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$	$l_{ср. м}$
4,54	18	51	81,7	620	82,5	340	13,2
	20	64	90,8	690	109	411	
	23	83	104,4	795	127	506	
	26	102	118	900	146	595	
7,1	22,7	128	161	1230	182	651	16,7
	24,7	154	175,4	1350	203	750	
	28,7	205	204	1550	271	935	
	32,7	256	232	1770	313	1060	
11,1	28,8	325	320	2440	404	1305	21
	31,8	400	353	2700	473	1470	
	35,8	500	397	3040	563	1796	
	39,8	600	442	3380	675	2060	
18,2	36	820	655,4	5000	865	2540	26,7
	40	1025	728	5600	1025	3010	
	46	1330	837	6480	1325	3590	
	52	1640	946	7250	1540	4240	
28,6	45,3	2050	1296	9900	1820	5300	33,7
	49	2460	1400	10700	2050	5650	
	57,3	3260	1670	12500	2720	7050	
	65,3	4100	1870	14300	3160	8400	

перегрева 50° С.

для $\Delta = 0,08$ мм — умножить на 0,97; для $\Delta = 0,2$ мм — умножить на 1,01; для $\Delta =$



13. Ленточные магнитопроводы

Тип	Размеры, мм					
	a	b	c	L	h	H
ТЛ 5 × 10-14 5 × 10-16 5 × 10-18 5 × 10-21 5 × 10-24	5	10	14	43	14 16 18 21 24	24 26 28 31 34
ТЛ 6,5 × 10-16 6,5 × 10-18 6,5 × 10-20 6,5 × 10-23 6,5 × 10-26	6,5	10	16	51,5	16 18 20 23 26	29 31 33 36 39
ТЛ 8 × 12,5-18 8 × 12,5-21 8 × 12,5-24 8 × 12,5-28 8 × 12,5-32	8	12,5	18	60	18 21 24 28 32	34 37 40 44 48
ТЛ 10 × 16-20 10 × 16-23 10 × 16-26 10 × 16-31 10 × 16-36	10	16	20	70	20 23 26 31 36	40 43 46 51 56

типа ТЛ (ЕЛ)

Активная площадь сечения магнитопро- вода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали × пло- щадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода, см ³	Масса магнито- провода г	Ориентировочная мощность трансфор- матора, В · А, при частоте, Гц	
					50	400
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст}$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$
0,4	9	0,49	5,9	46	—	—
	9,5	0,56	6,15	48		
	9,8	0,63	6,4	51		
	10,5	0,74	6,8	54		
	11	0,84	7,2	58		
0,52 0,55	10,6	0,82	8,64	69	—	19
	11	0,92	9,03	72		22
	11,4	1,03	9,4	75		25
	12	1,18	9,94	80		28
	12,6	1,33	10,4	85		32
0,8 0,85	12,2	1,62	14,4	122	—	40
	12,8	1,89	16,3	128		45
	13,4	2,15	17,1	134		50
	14,2	2,52	18,1	144		57
	15	2,88	19,3	154		64
1,28 1,36	14	3,2	28,8	220	—	85
	14,6	3,7	30,1	230		97
	15,2	4,15	31,4	240		110
	16,2	5	33	260		125
	17,2	5,8	34,5	280		140

Тип	Размеры, мм					
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>L</i>	<i>h</i>	<i>H</i>
ТЛ 12,5 × 20-25 12,5 × 20-29 12,5 × 20-33 12,5 × 20-38,5 12,5 × 20-44	12,5	20	25	87,5	25 29 33 38,5 44	50 54 58 63,5 69
ТЛ 16 × 25-32 16 × 25-37 16 × 25-42 16 × 25-49 16 × 25-56	16	25	32	112	32 37 42 49 56	64 69 74 81 88
ТЛ 20 × 32-40 20 × 32-47 20 × 32-54 20 × 32-62 20 × 32-70	20	32	40	140	40 47 54 62 70	80 87 94 102 110
ТЛ 25 × 40-50 25 × 40-58 25 × 40-66 25 × 40-77 25 × 40-88	25	40	50	175	50 58 66 77 88	100 108 116 127 138
ТЛ 32 × 40-64 32 × 40-74 32 × 40-84 32 × 40-97 32 × 40-110	32	40	64	224	64 74 84 97 110	128 138 148 161 174

Примечание. Масса и активная площадь сечения магнитопровода рассчитаны умножить на 1,01; для $\Delta = 0,35$ мм — умножить на 1,03.

Активная площадь сечения магнито- провода, см ²	Средняя длина магнитной силовой линии, см	Площадь сечения стали × пло- щадь окна, см ⁴	Активный объем магнито- провода см ³	Масса магнито- провода, г	Ориентировочная мощность транс- форматора, В · А, при частоте, Гц	
					50	400
$S_{ст 1}$	$l_{ср. ст}$	$S_{ст} S_{ок}$	$V_{ст 1}$	$G_{ст}'$	$\sum P_{II}$	$\sum P_{II}$
2,25	17,5	7,9	56,2	430	25	180
	18,4	9	58,9	450	30	205
	19,2	10,3	61,5	480	35	260
	20,2	12	65,5	520	40	280
	21,3	13,8	69,4	570	45	295
3,6	22,4	20,4	115	970	63	380
	23,4	23,6	121,5	1020	72	440
	24,4	26,8	125,5	1070	81	500
	25,8	31,6	133,5	1145	93	570
	27,2	36	141	1220	105	640
5,7	28	51	225	1770	142	740
	29,5	60	235	1870	170	850
	30,8	69	248	1970	190	960
	32,5	80	262	2095	218	1100
	34	90	276	2220	255	1250
9	35	125	440	3420	325	1400
	36,6	145	464	3620	375	1575
	38,2	165	484	3820	420	1750
	40,4	193	515	4080	430	1950
	42,6	220	550	4340	540	2200
11,5	44,8	262	715	5600	680	2400
	46,8	304	753	5950	780	2750
	48,8	344	785	6300	880	3100
	51,4	396	830	6700	990	3500
	54	453	885	7100	1000	4000

для ленты толщиной $\Delta = 0,15$ мм; для $\Delta = 0,08$ мм — умножить на 0,97; для $\Delta = 0,2$ мм —

**14. Основные данные медных эмалированных проводов
ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭВТЛ1, ПЭВТЛ2 и ПЭТВ**

Диаметр		Расчетная площадь сечения s , мм ²	Сопротивле- ние постоян- ному току r' , Ом/км	Масса 1 км одной провошки G_{M1} , кг	Масса 1 км проводов ПЭВ-1, ПЭТВ и ПЭВТЛ1 G_{M1} , кг
номинальный провода по меди d , мм	максимальный наружный ПЭВ-1, ПЭВТЛ1 и ПЭТВ $d_{из}$, мм				
0,03 ¹	0,045	0,000706	25480	0,0063	0,0065
0,04 ¹	0,055	0,00126	14330	0,0112	0,0115
0,05	0,07	0,00196	9170	0,0175	0,0178
0,06	0,085	0,002827	6198	0,0251	0,028
0,07	0,095	0,003848	4556	0,0342	0,038
0,08	0,105	0,005027	3487	0,0447	0,049
0,09	0,115	0,006362	2758	0,0565	0,062
0,10	0,125	0,007854	2237	0,0698	0,075
0,11	0,135	0,009498	1846	0,0845	0,091
0,12	0,145	0,01131	1551	0,101	0,107
0,13	0,155	0,01327	1322	0,118	0,124
0,14	0,165	0,01539	1139	0,137	0,144
0,15	0,18	0,01767	993	0,157	0,166
0,16	0,19	0,02011	872	0,179	0,188
0,17	0,2	0,0227	773	0,202	0,212
0,18	0,21	0,02545	689	0,226	0,236
0,19	0,22	0,02835	618	0,252	0,263
0,2	0,23	0,03142	558	0,279	0,29
0,21	0,24	0,03464	506	0,308	0,32
0,23	0,27	0,04155	422	0,369	0,383
0,25	0,29	0,04909	357	0,436	0,452
0,27	0,31	0,05726	306	0,509	0,526
0,29	0,33	0,06605	265	0,587	0,605
0,31	0,35	0,07548	232	0,671	0,68
0,33	0,37	0,08553	205	0,76	0,78
0,35	0,39	0,09621	182	0,855	0,876
0,38	0,42	0,1134	155	1,01	1,03
0,41	0,45	0,132	133	1,11	1,2
0,44	0,48	0,1521	115	1,35	1,38
0,47	0,51	0,1735	101	1,54	1,57
0,49	0,53	0,1886	93	1,68	1,71
0,51	0,56	0,2043	85,9	1,82	1,86
0,53	0,58	0,2206	79,5	1,96	2,01
0,55	0,6	0,2376	73,7	2,11	2,16
0,57	0,62	0,2552	68,7	2,27	2,3
0,59	0,64	0,2734	64,1	2,43	2,48
0,62	0,67	0,3019	58	2,68	2,74
0,64	0,69	0,3217	54,5	2,86	2,92
0,67	0,72	0,3526	49,7	3,13	3,19
0,69	0,74	0,3739	46,9	3,32	3,38
0,72	0,77	0,4072	43	3,6	3,67

Диаметр		Расчетная площадь сечения s , мм ²	Сопротивле- ние постоян- ному току r , Ом/км	Масса 1 км одной провоолоки G_{M1} , кг	Масса 1 км проводов ПЭВ-1, ПЭТВ и ПЭВТЛ1 G_{M1} , кг
номинальный провода по меди d , мм	максималь- ный наруж- ный ПЭВ-1, ПЭВТЛ1 и ПЭТВ $d_{из}$, мм				
0,74	0,8	0,4301	40,7	3,82	3,9
0,77	0,83	0,4657	37,6	4,14	4,22
0,8	0,86	0,5027	34,8	4,47	4,55
0,83	0,89	0,5411	32,4	4,81	4,89
0,86	0,92	0,5809	30,1	5,16	5,25
0,9	0,96	0,6362	27,5	5,66	5,75
0,93	0,99	0,6793	25,8	6,04	6,13
0,96	1,02	0,7238	24,2	6,44	6,53
1	1,08	0,7854	22,4	6,88	7,12
1,04	1,12	0,8495	20,6	7,55	7,7
1,08	1,16	0,9161	19,1	8,14	8,29
1,12	1,2	0,9852	17,8	8,76	8,92
1,16	1,24	1,057	16,6	9,4	9,56
1,2	1,28	1,131	15,5	10,1	10,3
1,25	1,33	1,227	14,3	10,9	11,1
1,3	1,38	1,327	13,2	11,8	12
1,35	1,43	1,431	12,3	12,7	12,9
1,4	1,48	1,539	11,3	13,7	13,9
1,45	1,53	1,651	10,6	14,7	14,9
1,5	1,58	1,767	9,93	15,7	15,9
1,56	1,64	1,911	9,17	17	17,2
1,62	1,7	2,061	8,5	18,3	18,5
1,68	1,76	2,217	7,91	19,7	19,9
1,74	1,82	2,378	7,37	21,1	21,3
1,81	1,9	2,573	6,81	22,9	23,2
1,88	1,97	2,777	6,31	24,7	25,1
1,95	2,04	2,988	5,87	26,5	26,9
2,02	2,11	3,205	5,47	28,5	28,8
2,1	2,2	3,464	5,06	30,8	31,2
2,26	2,36	4,012	4,37	35,7	36,1
2,44	2,54	4,676	3,75	41,6	42

¹ Только ПЭВ-1.

Примечания: 1. Для провода ПЭВ-2 и ПЭВТЛ2 по сравнению с ПЭВ-1:

$$d_{из} \text{ при } d = \begin{cases} 0,05...0,014 \text{ мм} & \text{добавить } 0,005 \text{ мм;} \\ 0,15...0,33 \text{ мм} & \text{» } 0,01 \text{ мм;} \\ 0,35...0,62 \text{ мм} & \text{» } 0,02 \text{ мм;} \\ 0,64...2,44 \text{ мм} & \text{» } 0,03 \text{ мм;} \end{cases}$$

G_{M1} — добавить 5%.

2. Максимальный диаметр для проводов ПЭВТЛ1 и ПЭВТЛ2 — 1,56 мм.

3. Провода ПСД и ПСДК выпускаются диаметром от 0,31 до 5,2 мм.

15. Площадь сечения прямоугольных

Большая сторона, мм	Меньшая					
	0,9	1	1,08	1,16	1,25	1,35
2,1	1,82 ¹	1,89	2,07	2,24 ¹	2,42 ¹	2,64
2,26	1,96	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84
2,44	2,13	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08 ¹
2,63	2,3	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34
2,83	2,48 ¹	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61
3,05	—	2,84	3,08	3,33 ¹	3,6	3,91
3,28	—	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22
3,53	—	3,32	3,6	3,89	4,2	4,56
3,8	3,2 ¹	3,59 ¹	3,89	4,2 ¹	4,54	4,92
4,1	—	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33
4,4	—	4,19	4,54	4,89	5,29 ¹	5,73
4,7	—	4,44	4,87	5,24	5,67	6,14
5,1	—	4,89	5,3 ¹	5,71	6,17	6,88
5,5	—	5,29	5,73	6,16	6,67	7,22
5,9	—	5,69	6,16	6,63	7,17 ¹	7,76
6,4	—	6,19	6,7	7,21	7,79	8,43
6,9	—	6,69	7,24	7,79	8,42	9,11
7,4	—	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78
8	—	7,79	8,43	9,07	9,79	10,6
8,6	—	8,39	9,08	9,77	10,6	11,4
9,3	—	—	—	—	—	12,4
10	—	—	—	—	—	—
10,8	—	—	—	—	—	—
11,6	—	—	—	—	—	—
12,5	—	—	—	—	—	—
13,5	—	—	—	—	—	—
	2,44	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53
2,1	—	—	—	—	—	—
2,26	—	5,46	—	—	—	—
2,44	5,37	—	—	—	—	—
2,63	5,94	6,44	—	—	—	—
2,83	6,43	—	7,53	—	—	—
3,05	6,41	6,96	7,54	8,15	8,72	—
3,28	7,52	8,15	8,8	—	10,3	—
3,53	8,13	8,8	9,51	10,3	11,1	12
3,80	8,79	9,51	10,3	11,1	12	—
4,1	9,52	10,3	11,1	12	13	14
4,4	10,2	11,1	12	12,9	13,9	15
4,7	11	11,9 ¹	12,8	13,8	14,9	16,1
5,1	11,9 ¹	12,9 ¹	13,9	15,1	16,2	17,5
5,5	12,9 ¹	14,6	15,1	16,3	17,5	18,9
5,9	13,9	15	16,2	17,5	18,9	20,3
6,4	15,1	16,3	17,6	19	20,5	22,1
6,9	16,3	17,7	19	20,6	22,1	23,9
7,4	17,6	19	20,4	22,1	23,6	25,6
8	19	20,5	22,1	23,9	25,7	27,7
8,6	20,5	22,1	23,8	25,7	27,7	29,9
9,3	22,3	24	25,8	27,9	30	32,3
10	23,9	25,8	27,8	30	32,3	34,8
10,8	25,9	27,9	30,1	32,4	34,9	37,6
11,6	27,8	30	32,3	34,9	37,5	40,5

обмоточных проводов, мм²

сторона, мм						
1,45	1,56	1,68	1,81	1,95	2,1	2,26
2,85	3,08	3,33	3,6	—	3,92	—
3,07	3,32	3,59	3,83	—	4,35	4,63
3,33	3,6	3,89	4,21	4,55	4,64	—
3,6	3,8	4,21	4,55	4,92	5,04	—
3,89	4,2	4,54	4,91	5,31	5,46	5,92
4,21	4,55	4,91	5,31	5,74	5,93	5,93
4,55	4,91	5,3	5,73	6,19	6,41	6,93
4,91	5,3	5,72	6,18	6,68	6,93	7,50
5,3	5,72 ¹	6,17	6,67 ¹	7,2	7,5	8,11
5,74	6,19	6,68	7,21	7,79 ¹	8,13	8,79
6,17	6,65	7,18 ¹	7,75 ¹	8,37 ¹	8,76	9,46
6,61	7,12	7,79	8,3	8,96	9,39	10,1
7,19	7,75	8,37	9,02	9,74	10,2	11
7,77	8,37	9,03	9,75	10,5	11,1	11,9
8,35	8,99	9,7	10,5	11,3	11,9	12,8
9,07	9,77	10,6	11,4	12,3	12,9	14
9,79	10,6	11,4	12,3	13,3	14	15,1
10,5	11,3	12,6	13,3	14,2	15	16,2
11,4	12,3	13,2	14,4	15,4	16,3	17,6
12,3	13,2	14,2	15,5	16,6	17,6	18,9
13,3	14,3	15,4	16,6	17,9	19	20,5
—	15,4	16,6	17,9	19,3	20,5	22,1
—	—	—	19,3	20,9	22,2	23,9
—	—	—	—	—	23,9	25,7
—	—	—	—	—	25,8	27,8
—	—	—	—	—	—	—
3,8	4,1	4,4	4,7	5,1	5,5	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
—	—	—	—	—	—	
13,9	—	—	—	—	—	
15,1	15,9	—	—	—	—	
16,2	17,1	18,5	—	—	—	
17,4	18,4	—	—	—	—	
18,9	20	21,5	—	25,1	—	
20,4	21,7	23,3	25	27,2	—	
21,9	23,3	25,1	26,8	29,2	—	
23,8	25,3	27,3	29,2	31,7	34,3	
25,7	27,4	29,5	31,5	34,3	37,1	
27,6	29,4	31,7	33,9	36,8	39,8	
29,9	31,9	34,3	36,7	39,9	43,1	
32,2	34,4	36,9	39,4	43	46,4	
34,8	37,2	40	42,8	46,5	50,5	
37,5	40,1	43,1	46,1	50,1	54,1	
40,5	43,4	46,6	49,9	54,2	58,5	
43,6	46,7	50,1	53,6	58,3	62,9	

Большая сторона, мм	Меньшая					
	2,44	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53
12,5	30	32,4	34,9	37,6	40,5	43,6
13,5	32,4	35	37,7	40,7	43,8	47,2
14,5	34,9	37,6	40,5	43,7	47,1	50,6

¹ Размеры провода ПЭВП. ПЭВП изготавливают также размеров 0,5×2,83; 0,5×8,8; 0,6×4,7;

Примечания: 1. Сопротивление 1 км провода составляет 17,5/с, Ом.
2. Провода ПБО, ПБД и ПБОО изготавливают всех размеров, указанных в таблице.
3. Провода ПШД и ПШКД изготавливают с меньшей стороной до 1,95 мм, а также
4. Максимальная толщина изоляции, мм:

Меньшая сторона, мм	ПБО	ПБД
До 1,95	0,14	0,27
2,1—3,8	0,175	0,33
4,1—5,5	0,23	0,44

16. Сухие марганцево-цинковые (ГОСТ

Тип	Начальное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес	Режим непрерывного разряда		
			Продолжи- тельность работы при 20 и 60° С не менее, ч	Сопротивле- ние внешней цепи, Ом	Конечное напряжение, В
286	1,48	3	16	200	1
314	1,52	6	30	200	1
316	1,52	9	48	200	1
332	1,4	6	4,8	20	0,85
336	1,4	6	7	20	0,85
343	1,55	18	9	20	0,85
373	1,55	18	28	20	0,85
374	1,55	18	35	20	0,85
376	1,55	18	45,5	20	0,85
425	1,48	15	100	20	0,85
465	1,50	18	340	20	0,85

Примечание. Элементы 425 и 465 работоспособны при $T_{\text{окр}}$ от -20 до $+60^\circ \text{С}$.

сторона, мм

3,8	4,1	4,4	4,7	5,1	5,5	
47	50,4	51,1	57,9	62,9	67,9	
50,8	54,5	58,2	62,6	68	73,1	
54,6	58,6	62,9	67,3	74	78,9	

0,8 × 4,4; 0,83 × 2,1; 0,83 × 3,53; 1,16 × 4,18; 1,3 × 4,96; 1,43 × 3,53; 1,5 × 2,85 мм.

а также 1,16 × 10 и 1,68 × 10,8 только марки ПБД.
0,8 × 3,53 и 0,9 × 3,8 при толщине изоляции 0,15 мм.

ПБОО	Меньшая сторона, мм	ПЭВР
0,88	До 1	0,13
0,88	1,08—1,35	0,14
0,88	1,43—1,81	0,15
	1,95—2,83	0,16

**элементы с солевым электролитом
12333—74)**

Режим прерывистого разряда			Периодичность проведения циклов разряда	Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см³
Продолжительность работы при 20...25° С не менее, ч	Сопротивление внешней цепи, Ом	Конечное напряжение, В					
48	300	0,9	12 ч в день ежедневно	10,5	44,5	10	3,85
60	300	0,9	То же	14,5	38	15	6,27
100	300	0,9	» »	14,5	50,5	20	8,33
1,33	5	0,75	5 мин в день	21,5	37,3	30	13,5
			5 дней в неделю				
2,83	5	0,75	10 мин в день	21,5	60	45	21,77
			5 дней в неделю				
3,33	5	0,75	То же	26,2	50	50	27
11,5	5	0,75	30 мин в день	34,2	61,5	115	56,5
			5 дней в неделю				
12	5	0,75	То же	34,2	75	130	68,9
18,6	5	0,75	» »	34,2	91	165	83,5
—	—	—	—	40	100	235	125,6
—	—	—	—	51	125	502	255,2

остальные элементы — при $T_{\text{окр}}$ от -40 до $+60^\circ \text{C}$.

**17. Сухие марганцево-цинковые и воздушно-цинковые
элементы и батареи со щелочным электролитом**

Тип	Напряжение ¹ , В	Гарантийный срок хранения, мес	Режим разряда		Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см ³
			Продолжительность работы, ч	Средний разрядный ток, мА				
Элемент								
A-314	—/0,9	—	25	40	14	38	15	5,8
A-316	—/0,9	—	45	50	14	50	25	7,7
A-332	—/0,9	—	6	150	20	37	30	11,6
A-336	—/0,75	—	12,5	200	20	58	45	18
A-343	—/0,75	—	15	200	26	49	65	26
A-373	—/0,75	—	45	300	34	61,5	115	56

Батарея							
«Крона-ВЦ»	9/5,6	9	60	10	26 × 16 × 49	40	20,4
«Рубин-1»	4,1	9	140	40	62 × 21 × 63	150	82
«Рубин-2»	4	9	20	270	62 × 21 × 63	150	82
«Свет»	—	—	12,5	270	62 × 21 × 63	175	82
«Синичка»	9	—	70	45	72 × 24 × 126	250	223
«Финиш»	9	—	100	10	26 × 21 × 62	60	34
КБС рамочной конструкции	4,5	—	16	300	63 × 22 × 65	200	90

¹ Числитель — начальное, знаменатель — конечное напряжение.

18. Сухие ртутно-цинковые элементы (ГОСТ 12537—67)¹

Тип	Начальное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес	Режим непрерывного разряда ¹			Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см ³
			при $T_{\text{окр}} = 20...50^{\circ}\text{C}$		Емкость при $T_{\text{окр}} = 20^{\circ}\text{C}$ А · ч				
			Продолжительность работы, ч	Сопротивление внешней цепи, Ом					
РЦ53	1,25	12	24	120	0,25	15,6	6,3	4,6	1,2
РЦ55	1,22	30	50	120	0,5	15,6	12,5	9,5	2,4
РЦ63	1,25	18	27	60	0,55	21	7,4	10,5	2,6
РЦ65	1,22	30	53	60	1	21	13	18,1	4,5

Тип	Начальное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес	Режим непрерывного разряда ¹			Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см ³
			при $T_{окр} = 20...50^{\circ}C$		Емкость при $T_{окр} = 20^{\circ}C$, А · ч				
			Продолжительность работы, ч	Сопротивление внешней цепи, Ом					
РЦ73	1,25	18	32	40	1	25,5	8,4	17,2	4,3
РЦ75	1,22	30	55	40	1,5	25,5	13,5	27	6,9
РЦ82Т ²	1,25	18	—	—	1,5	30,1	9,4	30	6,7
РЦ83	1,25	18	35	25	1,5	30,1	9,4	28,2	6,7
РЦ83Х ³	1,22	12	—	—	1,5	30,1	9,4	28,2	6,7
РЦ84 ⁴	1,25	30	—	—	2,5	30,1	14	45	9,9
РЦ85	1,22	30	55	25	2,5	30,1	14	39,5	9,9
РЦ85У ⁵	1,22	18	55	25	2,5	30,1	14	39,5	9,9
РЦ93	1,25	27	—	—	13	31	60	170	45

¹ В этом режиме конечное напряжение 1 В.

² В режиме непрерывного разряда при сопротивлении внешней цепи 25 Ом и $T_{окр} = 20...70^{\circ}C$ работает в течение 35 ч и при $T_{окр} = 0^{\circ}C$ — в течение 12 ч; в этих режимах конечное напряжение соответственно 1 и 0,9 В.

³ Работает при $T_{окр} = -30...+50^{\circ}C$.

⁴ Работает при $T_{окр} = 10...70^{\circ}C$.

⁵ В режиме прерывистого разряда 8 ч работы и 16 ч отдыха в сутки при $T_{окр} = -30^{\circ}C$, сопротивлении внешней цепи 100 Ом и конечном напряжении 0,9 В работает в течение 20 ч.

19. Герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, А · ч	Максимальные размеры, мм			Масса, г	Объем, см ³	Примечание
			длина	ширина (диаметр)	высота			
Д-0,03	1,25	0,03	—	11,5	5	2	0,5	Дисковый
Д-0,06	1,25	0,06	—	15,7	6,6	4	1,3	»
Д-0,1	1,25	0,1	—	20,1	7,1	16	2,3	»
7Д-0,1	8,75	0,1	—	24,1	62,2	60	28,6	»
Д-0,125	1,25	0,125	—	20	6,6	7	2,1	»
Д-0,25	1,25	0,25	—	27,2	10,3	14	6,1	»
КНГ-0,35Д	1,25	0,35	15	10	41	21	6,1	Прямоугольный
Д-0,5	1,25	0,5	—	34	9,5	30	8,6	Дисковый
КНГ-0,7Д	1,25	0,7	25	12	41	40	12,3	Прямоугольный

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, А · ч	Максимальные размеры, мм			Масса, г	Объем, см ³	Примечание
			длина	ширина (диаметр)	высота			
КНГ-1Д	1,25	1	35	14	41	61	20	Прямоугольный Цилиндрический
КНГЦ-1Д	1,25	1	—	20	60	55	18,7	
КНГЦ-3Д	1,25	3	—	34	61,5	174	56	
10КНГ-3,5Д	12	3,5	99	78	175	2500	1350	Прямоугольный
КНГ-10Д	1,25	10	45,5	29,5	161,5	580	216	»
КНГК-10Д	1,25	10	49,3	33,3	120	440	196	»

Примечания: 1. Аккумуляторы работоспособны при $T_{окр}$ от -30 до $+50^{\circ}\text{C}$.
2. Срок службы 400—600 циклов.

20. Серебряно-цинковые аккумуляторы (ГОСТ 12616—67*)

Тип	Емкость, А · ч ¹	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм	Масса с электролитом, г
-----	-----------------------------	-----------	------------	------------	-------------------------

СЦД — длительный режим разряда при малых токах
(разряд ≥ 10 ч)

СЦД3	6	44	19	77,5	115
СЦД5	12	47	34	81	200
СЦД12 ²	13	50	23	116	230
СЦД15	18	50	29	116	280
СЦД18	25	50	35	116	360
СЦД25	40	50	50	137,5	545

СЦС — средний режим разряда при средних токах
(разряд от 1 до 10 ч)

СЦС3	4,2	44	19	77,5	110
СЦС5	7	47	34	81	185
СЦС12 ²	9	50	23	116	225
СЦС15	14	50	29	116	275
СЦС18	18,5	50	35	116	335
СЦС25	26	50	50	137,5	545

СЦК — короткий режим разряда при больших токах
(разряд от 15 мин до 1 ч)

СЦК3	3	44	19	77,5	105
СЦК18	14	50	35	116	345
СЦК25	20	50	50	137,5	555

Тип	Емкость, А · ч ¹	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм	Масса с электроли- том, г
-----	--------------------------------	--------------	---------------	---------------	---------------------------------

СЦМ — средний режим разряда с большим количеством циклов (100)

СЦМ3	3	44	19	77,5	115
СЦМ5	5	47	34	81	185
СЦМ12	7	50	23	116	200
СЦМ15	10,5	50	29	116	280
СЦМ18	13	50	35	116	330
СЦМ25	23	50	50	137,5	540

СЦБ — длительный режим разряда с большим количеством циклов, допускающий импульсные нагрузки (буферный)

СЦБ5	2	47	34	81	205
СЦБ25	6	50	50	137,5	530

¹ Для наиболее характерных режимов разряда: СЦД и СЦБ — 20 ч, СЦС — 1 ч, СЦК — 0,5 ч, СЦМ — 3 ч.

² В новых разработках не применять.

21. Неоновые лампы

Тип	Род тока	Напряжение зажигания не более, В	Рабочий ток $I_{\text{раб}}$ не более, мА	Срок службы, ч
ТН-0,15	Постоянный	150	0,15	100
ТН-0,2-1	»	85	0,25	1000
ТН-0,2-2	»	85	0,25	200
ТН-0,25	—	120	0,25	2000
ТН-0,3	Постоянный	150	0,3	200
ТН-0,31	Переменный	170	0,3	2000
ТН-0,5	Постоянный	90	0,5	300
ТН-0,8	»	110	0,8	1000
ТН-0,9	Постоянный	200	0,9	300
ТН-0,95	Переменный	80	1	2000
ТН-1	»	140	1	100
ТН-20	»	150	20	1000
ТН-30	»	82	30	1000
ТН-30-2М	»	105	30	2500
ТН-30-3	»	82	30	1000
ВМН-1	»	160	2	—
ВМН-2	Постоянный	126	—	—
МН-3	»	65	1	300
МН-4	»	80	2	500
МН-6	»	90	0,8	100
МН-7	»	87	2	200
МН-11	»	85	5	100
МН-15	»	235	0,45	50
ТМН-2	»	200	15	150
ТНУВ	Переменный	550	—	100

Примечание. При использовании неоновых ламп необходимо последовательно с ними включать балластный резистор сопротивлением $R_6 = (U - U_{\text{раб}}) / I_{\text{раб}}$, где U — напряжение цепи; $U_{\text{раб}}$ — рабочее напряжение лампы. В лампах ТН-20 и ТН-30 на 127 В резистор R_6 смонтирован в цоколь.

22. Миниатюрные и сверхминиатюрные индикаторные лампы накаливания и светодиоды

Тип	Напряжение, В	Ток, мА	Световой поток, лм	Продолжи- тельность го- рения, ч
-----	------------------	---------	-----------------------	--

Миниатюрные

MН1-0,068	1	68	—	1000
MН2, 3-1,25	2,5	1250	21	75
MН2, 5-0,068	2,5	68	—	1000
MН2, 5-0,15	2,5	150	2,3	45
MН2, 5-0,29	2,5	290	4	300
MН2, 5-0,4	2,5	400	9	15
MН2, 5-0,5	2,5	500	8	150
MН2, 5-0,54	2,5	540	7	550
MН2, 5-0,72	2,5	720	12	120
MН3-0,14	3	140	3,7	6
MН3, 5-0,14	3,5	140	3,7	45
MН3, 5-0,26	3,5	260	7,5	30
MН6, 3-0,22	6,3	220	8,5	1000
MН6, 5-0,34	6,5	340	17,6	150
MН18-0,1	18	100	12	200
MН32	6	—	21,5	300
MН31	6	—	60	300

Сверхминиатюрные

HСМ1, 2-25	1,2	25	0,05	30
HСМ1, 5-50	1,5	50	0,15	20
HСМ6-90-1	6	90	1	2000
HСМ6-90-2	6	90	1	2000
HСМ6, 3-20-1	6,3	20	0,2	500
HСМ6, 3-20-2	6,3	20	0,2	500
HСМ8-60	8	60	2,6	500
HСМ9-60	9	55	1,4	300
HСМ9-60-2	9	55	1,4	300
HСМ10-55	10	50	1	1000
HСМ10-55-2	10	50	1	1000
HСМ12-5	12	5	0,002	500

Светодиоды

Тип	Напряжение, В	Ток, мА	Яркость, кд/м ²	Цвет свечения
КЛ101А	5,5	10	10	Желтый
КЛ101Б	5,5	20	15	»
КЛ101В	5,5	40	20	»
2Л101А	5	10	10	»
2Л101Б	5	20	15	»
АЛ102А	3,2	5	5	Красный
АЛ102Б	4,5	20	40	»
АЛ102В	4,5	20	20	Зеленый
АЛ102Г	3	10	10	Красный
ЗЛ102А	3,2	5	5	»
ЗЛ102Б	3,8	10	30	»
ЗЛ102Г	3	10	10	»
АЛ103А	3	10	10	»
АЛ103Б	3,8	10	20	»
КЛ104А	6	10	15	Желтый

Примечание. Последовательно со светодиодом включают балластный резистор, сопротивление которого определяется так же, как и для неоновой лампы (приложение 21).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агапов М. В., Пихута А. В. Электрическая защита полупроводниковых источников питания. М., «Сов. радио», 1966. 168 с. с ил.
2. Аксенов В. Н. Выпрямители и трансформаторные подстанции. М., Связь-издат, 1961. 440 с. с ил.
3. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Сов. радио», 1971. 720 с. с рис.
4. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели фильтров радиоаппаратуры. М., «Сов. радио», 1962. 192 с. с ил.
5. Белопольский И. И. Источники питания радиоустройств. М., «Энергия», 1971. 312 с. с ил.
6. Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М., «Энергия», 1973. 400 с. с ил.
7. Векслер Г. С. Розрахунок електроживильних пристроїв. К., «Техніка», 1970. 340 с. с ил.
8. Векслер Г. С. Электропитание спецаппаратуры. Киев, «Вища школа», 1975. 376 с. с ил.
9. Векслер Г. С., Штильман В. И. Транзисторные сглаживающие фильтры. Киев, «Техніка», 1972. 208 с. с ил.
10. Вологдин В. П. Выпрямители. М.—Л., Объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, 1936. 447 с. с ил.
11. Головацкий В. А. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. М., «Сов. радио», 1974. 160 с. с рис.
12. Гольдштейн Е. И., Майер А. К. Пассивные сглаживающие фильтры. Томск, Изд-во Томского университета, 1976. 288 с. с рис.
13. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М., «Сов. радио», 1969. 448 с. с рис.
14. Каретникова Е. И., Рыцина Т. А., Ермакова А. И. Трансформаторы. питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1973. 180 с. с ил.
15. Китаев В. Е., Бокуняев А. А. Проектирование источников электропитания устройств связи. М., «Связь», 1972. 202 с. с ил.
16. Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф. Электропитание устройств связи. М., «Связь», 1975. 328 с. с ил.
17. Краткий справочник конструктора РЭА. Под. ред. Р. Т. Варламова. М., «Сов. радио», 1972. 856 с. с ил.
18. Мазель К. Б. Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость с учетом индуктивности рассеяния трансформатора. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 40 с. с ил.
19. Незнайко А. П., Геликман Б. Ю. Конденсаторы и резисторы. М., «Энергия», 1974. 112 с. с ил.
20. Преображенский В. И., Зимин Е. Н. Силовые кремниевые вентили. М., «Энергия», 1971. 80 с. с ил.

21. *Проектирование источников электропитания радиоаппаратуры*. М., «Энергия», 1967. 304 с. с ил.
22. *Романов В. В.* Серебряно-цинковые аккумуляторы. М., Воениздат, 1969. 104 с. с ил.
23. *Романов В. В., Хашев Ю. М.* Химические источники тока. М., «Сов. радио», 1968. 384 с. с рис.
24. *Скрипников Ю. Ф.* Радиаторы для полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 48 с. с рис.
25. *Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам*. Под. ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1976. 744 с. с ил.
26. *Справочник по радиоэлектронике*. Т. 2. Под. ред. А. А. Куликовского. М., «Энергия», 1968. 536 с. с ил.
27. *Теньковцев В. В., Леви М. Ш.—Н.* Герметичные кадмий-никелевые аккумуляторы общего назначения. М., Информстандартэлектро, 1968. 60 с. с ил.
28. *Утевский А. М.* Теория и метод расчета m -фазных выпрямителей с емкостным фильтром. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949. 47 с. с рис.
29. *Федосеев П. Г.* Выпрямители и стабилизаторы. М., «Искусство», 1960. 518 с. с ил.
30. *Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И.* Основы преобразовательной техники. М., «Высш. школа», 1974. 430 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Глава 1. Общие вопросы расчета электропитающих устройств	5
1. Классификация выпрямительных схем и их свойства	5
2. Выбор вентиля и схемы выпрямления	11
3. Техническое задание, выдаваемое на разработку электропитающего устройства, и порядок проведения его расчета	15
Глава 2. Расчет выпрямителей	19
1. Общие положения	19
2. Расчет выпрямителя, работающего на нагрузку с индуктивной реакцией	21
3. Расчет выпрямителя, работающего на активную нагрузку	28
4. Расчет выпрямителя с заданной внешней характеристикой	29
5. Расчет выпрямителя, работающего на нагрузку с емкостной реакцией	30
6. Расчет выпрямителя для зарядки аккумуляторов	35
7. Методика выбора предохранителя	39
8. Примеры расчетов	43
Глава 3. Расчет сглаживающих <i>LCR</i> -фильтров	48
1. Общие положения	48
2. Технические требования, предъявляемые к фильтрам, и порядок их расчета	53
3. Расчет сглаживающих фильтров	60
4. Расчет <i>RC</i> - и <i>CRC</i> -фильтров	64
5. Расчет резонансных фильтров	65
6. Примеры расчетов	69
Глава 4. Расчет транзисторных сглаживающих фильтров	72
1. Общие положения	72
2. Технические требования, предъявляемые к транзисторным фильтрам, и порядок их расчета	75
3. Расчет фильтров ФК	82
4. Расчет фильтров ФЭ	86
5. Расчет фильтров ФШ	88
6. Примеры расчетов	91
Глава 5. Расчет трансформаторов	96
1. Общие положения	96
2. Режим работы трансформатора	97
3. Магнитопроводы	99
4. Катушки и обмотки. Провода	103
5. Магнитная индукция и плотность тока	106
6. Тепловой режим работы	107
7. Расчет однофазных броневых и стержневых трансформаторов	109
8. Расчет трехфазных трансформаторов	118
9. Расчет автотрансформаторов	119
10. Примеры расчетов	121
Глава 6. Расчет сглаживающих дросселей	127

1. Общие положения	127
2. Режим работы дросселя	128
3. Магнитопроводы, катушки и обмотки	132
4. Расчет дросселя на заданный перегрев	135
5. Расчет дросселя на заданное падение напряжения	138
6. Примеры расчетов	140
Глава 7. Расчет режима питания переносной аппаратуры от химических источников тока (ХИТ)	145
1. Общие положения	145
2. Режим работы ХИТ и их характеристики	145
3. Расчет источников питания на ХИТ	154
4. Примеры расчетов	161
Приложения	
1. Основные данные кремниевых и германиевых диодов малой и средней мощности	163
2. Основные данные силовых кремниевых и германиевых диодов	164
3. Основные параметры плавких предохранителей	165
4. Основные расчетные соотношения для выпрямительных схем	166
5. Дроссели фильтров выпрямителей	172
6. Конденсаторы фильтров в зависимости от емкости, рабочего напряжения и коэффициента пульсаций	174
7. Расшифровка цифр, употребленных в приложении 6	174
8. Номинальные емкости и рабочие напряжения для конденсаторов К50-15	175
9. Параметры транзисторов, применяемых в сглаживающих фильтрах	176
10. Параметры кремниевых стабилитронов при обратном включении, применяемых в сглаживающих фильтрах	179
11. Броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛ	180
12. Стержневые ленточные магнитопроводы типа ПЛ	184
13. Ленточные магнитопроводы типа ТЛ (ЕЛ)	188
14. Основные данные медных эмалированных проводов ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭВТЛ1, ПЭВТЛ2 и ПЭТВ	192
15. Площадь сечения прямоугольных обмоточных проводов	194
16. Сухие марганцево-цинковые элементы с соевым электролитом	196
17. Сухие марганцево-цинковые и воздушно-цинковые элементы и батареи со щелочным электролитом	198
18. Сухие ртутно-цинковые элементы	198
19. Герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы	199
20. Серебряно-цинковые аккумуляторы	200
21. Неоновые лампы	201
22. Миниатюрные и сверхминиатюрные индикаторные лампы накаливания и светодиоды	202
Список литературы	204

Григорий Соломонович Векслер,
канд. техн. наук

Расчет электропитающих устройств

Редактор *Л. О. Полянская*
Оформление художника *В. С. Мохнатова*
Художественные редакторы *В. С. Шапошников, Е. А. Ильницкий*
Технический редактор *Е. М. Гороховская*
Корректор *Т. П. Кравец*

ИБ № 439

Подписано в печать 28.X. 1977 г. БФ 06286. Формат 60х90/16. Бумага типогр.
№ 1. Литер. гарнит. Высокая печать. Усл. печ. л. 13. Уч.-изд. л. 14,4 Тираж
15000 экз. Зак. 8-128. Цена 95 коп.

Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28.

Книжная фабрика «Коммунист» РПО «Полиграфкнига» Госкомиздата УССР.
310012, Харьков-12, ул. Энгельса, 11.

95 коп.

