



Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра защиты информации

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Методические указания и контрольные задания
для студентов специальностей
«Радиотехника», «Сети телекоммуникаций»,
«Многоканальные системы телекоммуникаций»,
«Техническое обеспечение безопасности»
заочной формы обучения

Минск 2006

УДК 621.311.6 (075.8)
ББК 32.88 – 4 я 73
Э 45

С о с т а в и т е л ь
В. В. Климович

Э 45 **Электропитание** систем телекоммуникаций : метод. указ. и контр.
задания для студ. спец. «Радиотехника», «Сети телекоммуникаций»,
«Многоканальные системы телекоммуникаций», «Техническое обеспе-
чение безопасности» заоч. формы обуч. / Сост. В. В. Климович. – Мн. :
БГУИР, 2006. – 44 с.: ил.

В работе дана методика расчёта основных узлов источников вторичного элект-
ропитания. Приведены варианты заданий для выполнения контрольных работ и не-
обходимые справочные материалы.

УДК 621.311.6 (075.8)
ББК 32.88 – 4 я 73

© Климович В. В., составление, 2006
© БГУИР, 2006

Содержание

Введение.....	3
1. Основы расчета выпрямителей.....	4
1.1. Выбор схемы выпрямления.....	4
1.2. Расчет выпрямителя, работающего на активную и индуктивную нагрузки.....	7
2. Основы расчёта сглаживающих фильтров.....	10
2.1. Выбор схемы фильтра.....	10
2.2. Расчет фильтра.....	11
3. Основы расчёта стабилизаторов.....	17
3.1. Параметры стабилизаторов.....	17
3.2. Расчёт параметров стабилизаторов на КС.....	18
4. Расчет преобразователя постоянного напряжения.....	20
5. Контрольное задание.....	25
Литература.....	30
Приложение 1. Резисторы и конденсаторы.....	31
Приложение 2. Полупроводниковые диоды.....	33
Приложение 3. Унифицированные дроссели и транзисторы.....	36

Библиотека БГУИР

Введение

Изучение курса «*Электропитание систем телекоммуникаций*» ставит своей целью получение навыков выбора источника питания и его расчета на этапе разработки.

В настоящее время разработаны и выпускаются высококачественные источники питания (в том числе и в интегральном исполнении) для различных областей применения. Однако для обеспечения высокого качества работы, минимальной массы и объёма электронного устройства или системы зачастую целесообразно применять специально спроектированное электропитающее устройство (ЭПУ). Поэтому совершенно необходимо уметь рассчитать трансформатор или стабилизатор в тех случаях, когда нельзя удачно подобрать типовые элементы.

Имеющаяся учебная литература по проектированию вторичных источников питания (ВИП) перегружена излишне подробным анализом, что затрудняет усвоение студентами заочной формы обучения основных принципов расчета и функционирования ЭПУ.

Целью данного пособия является простое изложение принятых в настоящее время способов построения источников питания и методики их расчета. В работе приводится методика расчета выпрямителей, сглаживающих фильтров, параметрического стабилизатора напряжения, преобразователя напряжения, что позволяет обеспечить выполнение двух контрольных работ, выполняемых на завершающем этапе изучения курса.

В процессе самостоятельного изучения теоретического материала по учебникам и справочной литературе рекомендуется составлять краткий конспект. Этот конспект при вызове студента на лабораторно-экзаменационную сессию следует дополнить на лекционных и лабораторных занятиях и использовать его при подготовке к экзамену по курсу.

В результате изучения курса «*Электропитание систем телекоммуникаций*» студент должен уметь проектировать основные функциональные узлы вторичных источников питания, модернизировать системы электропитания радиоэлектронных средств и систем связи, технически грамотно осуществлять их эксплуатацию.

1. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

1.1. Выбор схемы выпрямления

В радиоэлектронных устройствах, как правило, используются выпрямители средней (до 100 ВА) и повышенной (100...1000 ВА) мощности. Выбор конкретной схемы выпрямления следует выполнять на основе анализа исходных данных к расчету: U_0 – постоянная составляющая напряжения на нагрузке, I_0 – постоянная составляющая тока нагрузки, K_n – коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке. К числу количественных и качественных показателей, влияющих на выбор схемы, можно также отнести: габариты, массу и стоимость выпрямителя и сглаживающего фильтра, коэффициент полезного действия, возможность использования серийных изделий и т.д.

Наиболее распространенные схемы выпрямителей, применяемых в радиоэлектронных устройствах, приведены на рис.1.1.

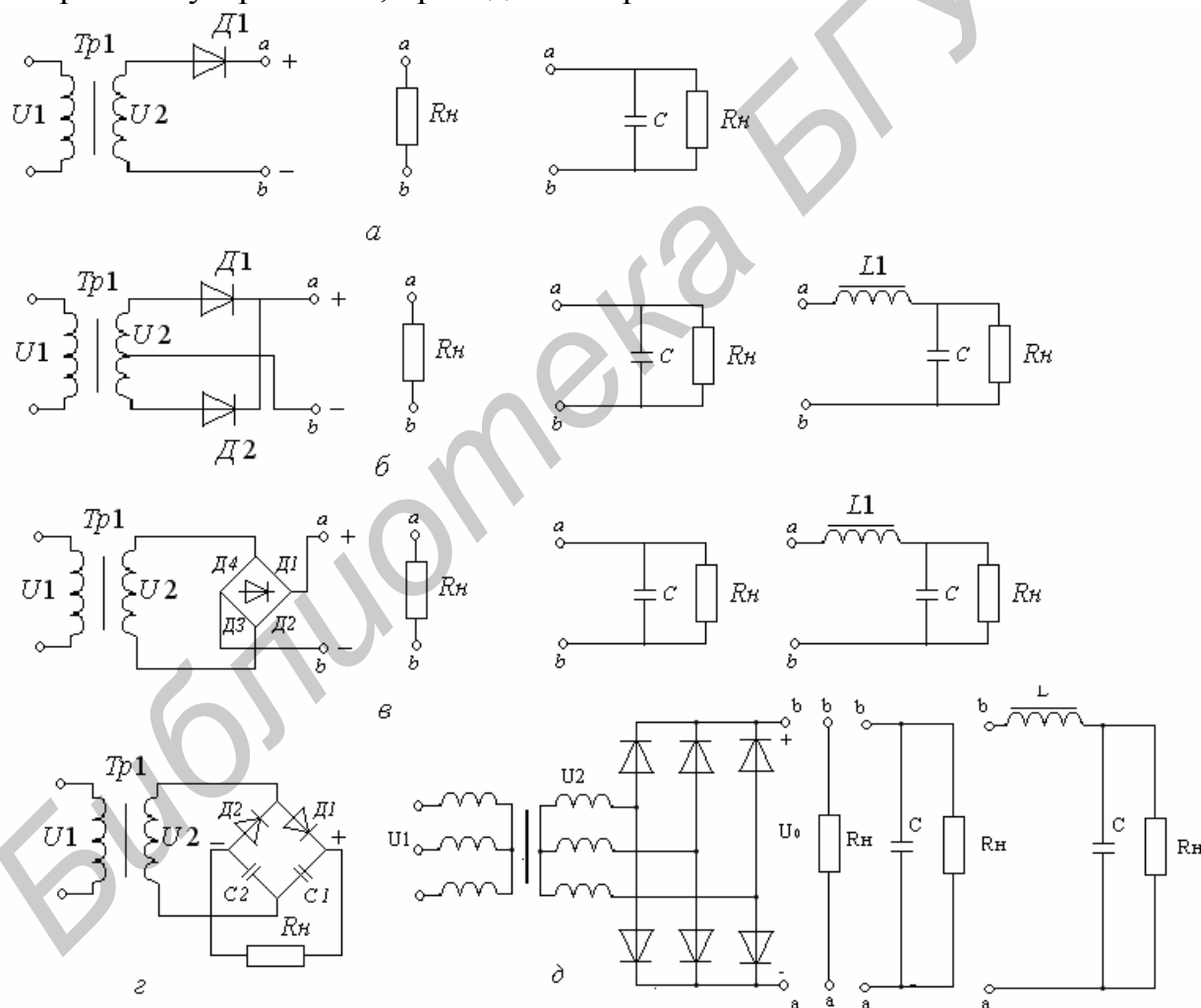


Рис.1.1

Однополупериодная схема (рис.1.1,а) применяется при малых токах нагрузки (от 1 до 100 мА) и низких требованиях к уровню пульсаций напряжения. Отличается простотой, надежностью, возможна работа без трансформатора, недостатком является высокое обратное напряжение на трансформаторе по мощности.

Схема со средней точкой, состоящая из трансформатора с $m_1=1$ и $m_2=2$ и двух диодов (рис. 1.1,б) применяется как при нагрузке с индуктивной, так и емкостной реакцией. После однополупериодной схемы она является наиболее простой. Частота первой гармоники выпрямленного напряжения $f_1 = 2 \cdot f_c$ и амплитуда её значительно меньше, чем в однополупериодной схеме, поэтому фильтр получается более экономичным.

К достоинствам схемы относятся:

- 1) минимальное число вентиля и, как следствие, более высокий КПД;
- 2) возможность использования вентиля с общим катодом или общим анодом.

Недостатки двухфазной схемы выпрямления:

- 1) необходимость в трансформаторе с двумя вторичными обмотками;
- 2) худшее использование трансформатора по мощности в сравнении с мостовой;
- 3) высокое обратное напряжение на вентилях;
- 4) высокая вероятность появления пульсаций с частотой сети из-за несимметричности плеч.

Мостовая схема (схема Греча) выполняется на однофазном трансформаторе (рис. 2.1,в) или без него при непосредственном подключении к сети (при отсутствии трансформатора нельзя заземлять ни один из выходных зажимов выпрямителя).

Основные достоинства:

- 1) коэффициент использования трансформатора по мощности достигает 0,9 при нагрузке с индуктивной реакцией и примерно 0,66 при емкостном характере нагрузки;
- 2) величина переменной составляющей напряжения и её частота такие же, как и у двухфазной схемы;
- 3) отсутствует вынужденное намагничивание сердечника трансформатора.

Её преимущества перед *схемой со средней точкой*:

- 1) обратное напряжение на вентиле в два раза меньше при том же выходном;
- 2) возможность работы без трансформатора.

Недостатки мостовой схемы выпрямления:

- 1) необходимость в четырех вентилях;
- 2) удвоенное прямое падение напряжения на диодах, что существенно снижает КПД при низких выходных напряжениях.

Следовательно, при проектировании низковольтных сильноточных выпрямителей ($U_0 \leq 5 \dots 15 \text{ В}$, $I_0 \geq 3 \dots 5 \text{ А}$) целесообразно использовать схему со средней точкой (рис.1.1,б).

Схема Латура (рис.1.1,г) умножает выпрямление напряжение при холостом ходе вдвое $U_0=2 \cdot E_2$. Схему применяют в высоковольтных выпрямителях при больших нагрузочных сопротивлениях ($U_0 \geq 1$ кВ, $I_0 \leq 100$ мА). С малогабаритными электролитическими конденсаторами выпрямитель имеет приемлемые размеры даже при напряжениях в несколько сотен вольт и токах до 100мА. Однако для получения одного и того же коэффициента пульсаций емкость каждого конденсатора в схеме Латура должна быть в два раза больше, чем в схеме Греца, хотя и при вдвое меньшем рабочем напряжении.

Основные достоинства схемы Латура по сравнению со схемой Греца:

- 1) небольшое количество диодов - 2 (в схеме Греца - 4);
- 2) число витков вторичной обмотки меньше почти в два раза.

Недостатки схемы:

- 1) большая стоимость и размеры конденсаторов чем в схеме Греца;
- 2) ограниченная снизу величина нагрузочного сопротивления R_n и крутая внешняя характеристика.

Трёхфазная мостовая схема выпрямления (рис.1.1,д) выполняется на трёхфазном трансформаторе (схема Ларионова). Для небольших мощностей (до 100 Вт) применяется при нагрузке с емкостной реакцией. При средних и больших мощностях схемы используется при работе на нагрузку с индуктивной реакцией. Схема применяется также и для питания чисто активной нагрузки. Чистота первой гармоники выпрямляемого напряжения $f_1 = 6 \cdot f_c$, а амплитуда значительно меньше по сравнению с постоянной составляющей, чем в однофазных схемах.

Основные достоинства:

- 1) лучшее использование трансформатора;
- 2) небольшой коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя;
- 3) обратное напряжение на вентиле в два раза меньше чем в трёхфазной однополупериодной схеме.

Недостатки схемы:

- 1) большое количество вентиля затрудняющее установку последних на радиатор;
- 2) повышенное падение напряжение в вентиляльном комплекте.

При выборе типа вентиля необходимо учесть, что благодаря ряду известных преимуществ полупроводниковых диодов по сравнению с другими типами вентиля в отношении срока службы, механической прочности, отсутствия нити накала, малого внутреннего сопротивления в настоящее время в выпрямителях малой и средней мощности применяются полупроводниковые, преимущественно кремниевые, диоды. Из-за более низкой величины допустимой рабочей температуры германиевые вентили применяются только в тех случаях, когда важно уменьшить падение напряжения на диоде.

1.2. Расчет выпрямителя, работающего на активную и индуктивную нагрузки

При расчете выпрямителя исходными данными являются: минимальное выпрямительное напряжение U_0 ; максимальный и минимальный токи нагрузки I_0 , $I_{0\text{мин}}$; мощность $P_0=I_0*U_0$; номинальное напряжение сети U_1 ; относительные отклонения напряжения сети f_c . Расчет производится в следующей последовательности.

1. На основании рекомендаций п.1.1. выбираем схему выпрямителя и определяем m .

2. Из выражений приведенных в табл.П3.5 и П.3.6. определяем параметры вентилей $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$, $I_{\text{пр}}$, а также габаритную мощность трансформатора $S_{\text{тр}}$. Обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ определяется по максимальному значению выпрямленного напряжения $U_0 \text{ макс}=U_0(1+a_{\text{макс}})$. Производим выбор вентилей из табл. П2.2 и выписываем их параметры $U_{\text{обр. макс}}$, $I_{\text{пр.ср. макс}}$, $U_{\text{пр. ср}}$ или $U_{\text{пр}}$. При выборе вентилей необходимо чтобы величина обратного напряжения $U_{\text{обр}}$, приложенная к вентилю, была меньше максимального обратного напряжения для выбранного типа вентиля $U_{\text{обр. макс}}$. Ток $I_{\text{пр.ср}}$ должен быть меньше тока $I_{\text{пр.ср. макс}}$, а ток $I_{\text{пр}} < 1,57 I_{\text{пр.ср. макс}}$.

3. Определяем активное сопротивление $r_{\text{тр}}$ и индуктивность рассеяния L_s обмоток трансформатора:

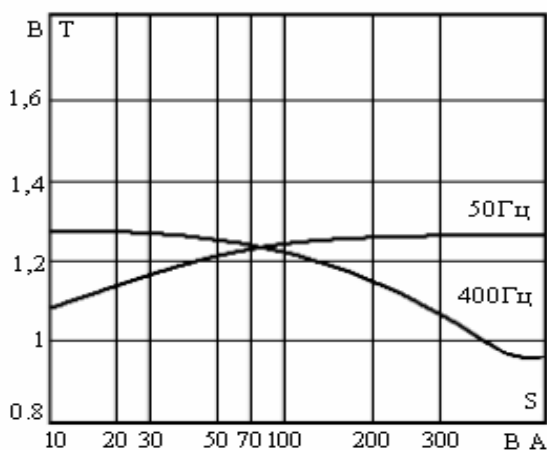
$$r_{\text{тр}} = (2 \div 2,35) \frac{U_0 j}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{тр}}}}; \quad (1.1)$$

$$L_s = (1,2 \div 2) \frac{U * 10^{-3}}{f_c B I_0} \sqrt[4]{\frac{S_{\text{тр}} j}{f_c B}}, \quad (1.2)$$

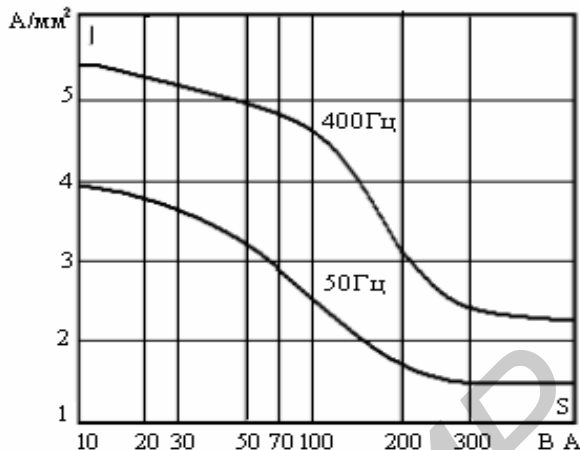
где j – плотность тока в обмотках трансформатора, $\text{А}/\text{мм}^2$;

B – амплитуда магнитной индукции, Тл.

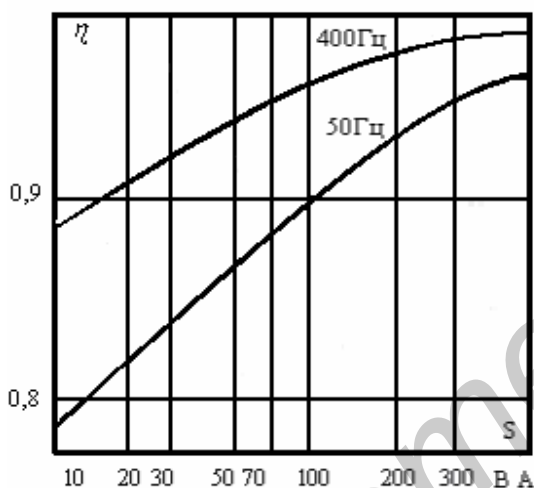
Плотность тока и амплитуда магнитной индукции определяются по величине габаритной мощности из графиков рис. 1.2.



а



б



в

Рис. 1.2 Ориентировочные зависимости от полной мощности трансформатора:
а – максимального значения магнитной индукции; б - плотности тока в обмотке; в – КПД

Определяем $x_{mp} = 2 \pi f_c L_s$.

4. Определяем напряжение холостого хода выпрямителя $U_{0x.x}$:

$$U_{0x.x} = U_0 + I_0 \left(r_{mp} + \frac{m_2 \omega L_s}{2\pi} \right) + U_{np} N,$$

где $U_{np} = 2U_{np.cр}$; N – число вентилях, включенных последовательно.

5. По величинам $U_{0x.x}$, I_0 , R_0 из табл. П.3.5. и П.3.6. определяем параметры трансформатора $U_2 = E_2$, I_2 , I_1 , S_2 , S_1 , S_{mp} .

Исходными данными для расчета трансформатора являются $U_1 = E_1$ - номинальное напряжение сети; $U_2 = E_2$ - напряжение вторичной обмотки трансформатора при холостом ходе; I_2 , I_1 - действующие значение токов вторичной и первичной обмоток и S_{mp} - габаритная мощность трансформатора.

6. Определяем напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети $U_{0x.x.макс}$:

$$U_{0x.x.макс} = U_{0x.x.} (1 + \alpha_{макс}).$$

По величине $U_{0x.x.макс}$ из табл. П.3.5, П.3.6. уточняем величину обратного напряжения и проверяем, правильно ли выбраны вентили по величине обратного напряжения.

7. Определяем напряжение на выходе выпрямителя при минимальном напряжении сети $U_0 макс=U_0(1+aмакс)$. Из табл. П.3.5, П.3.6. определяем частоту основной гармоники выпрямленного напряжения f_n и коэффициент пульсации K_{n1} .

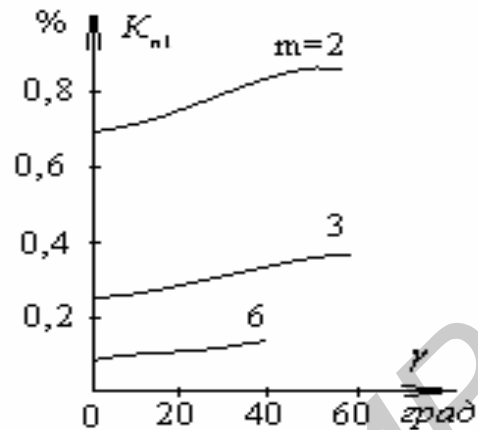


Рис 1.3. Зависимость коэффициента пульсаций от угла γ

Из выражения $1 - \cos \gamma = I_0 m x_{mp} / \pi U_{0x.x.}$, определяем угол перекрытия фаз, из рис.1.3 уточняем величину K_{n1} .

8. Определяем внутреннее сопротивление выпрямителя при изменении тока нагрузки от максимального значения I_0 до нуля:

$$r_0 = (U_{0x.x.} - U_0) / I_0.$$

9. Коэффициент полезного действия выпрямителя определяем по формуле:

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{mp} + P_D),$$

$$P_{mp} = S_{mp} (1 - \eta_{mp}),$$

где η_{mp} определяется из рис.2.2. по величине S_{mp} . Величина η_{mp} уточняется после расчета трансформатора:

$$P_D = I_{np.cp.} U_{np} N = I_{np.cp.} 2U_{np.cp} N,$$

где N – общее число вентиляей.

2. ОСНОВЫ РАСЧЁТА СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

2.1. Выбор схемы фильтра

Выпрямители с активной нагрузкой (без фильтра) используются сравнительно редко. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения между выпрямителем и нагрузкой включается сглаживающий фильтр. Основным параметром фильтра является коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = K_{n\text{ вв}}/K_{n\text{ вых}},$$

где $K_{n\text{ вв}}$ и $K_{n\text{ вых}}$ - коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно, определяемые отношением переменной составляющей выпрямленного напряжения к его постоянной составляющей. Теоретически любой заданный коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке может быть получен посредством любого фильтра, что затрудняет выбор оптимального варианта. При выборе типа фильтра существенное значение имеет величина и характер нагрузки, требования к выходному сопротивлению, КПД, масса и стоимость фильтра.

Наиболее широко применяются сглаживающие LC и RC фильтры (рис.2.1). Как правило, они выполняются однозвенными или двухзвенными.

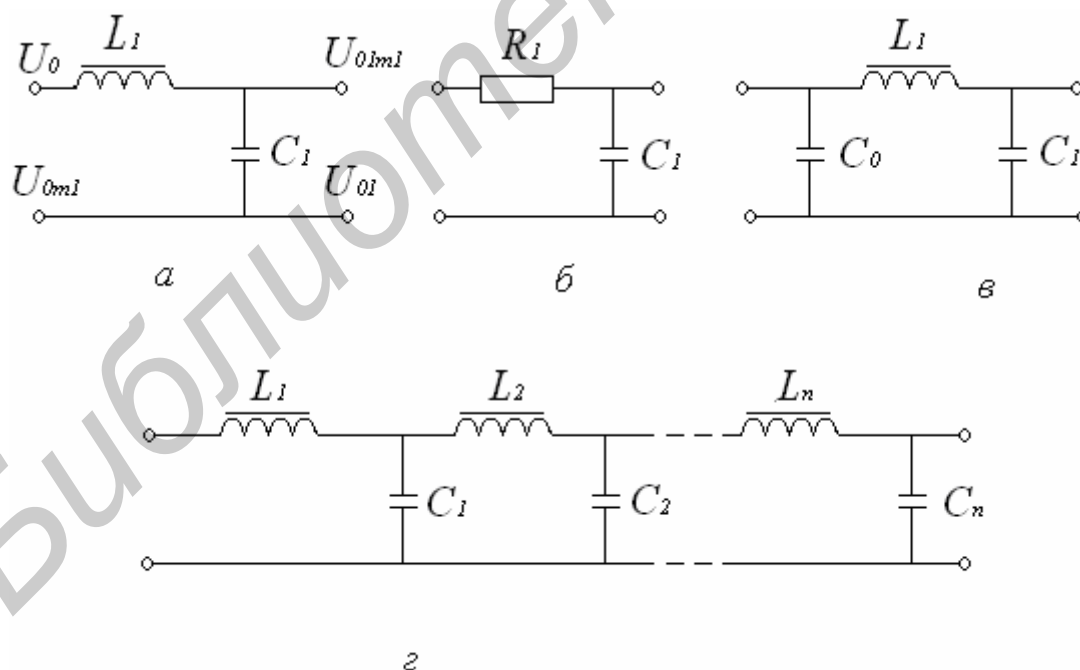


Рис. 2.1

Выпрямители, работающие на сглаживающий фильтр, начинающийся с емкости (рис.2.1.б,в), находят широкое применение для питания различных радиоэлектронных устройств малой мощности при выпрямленных напряжениях от единиц вольт до десятков киловольт, т.к. позволяют получить эффективное сглаживание пульсаций при простом и экономичном фильтре. Однако существенным недостатком выпрямителей с емкостным фильтром является высокая расчетная, или габаритная, мощность трансформатора $P_{\text{таб}} \approx 2P_o$, высокое выходное сопротивление $R_{\text{ив}}$. При выполнении контрольного задания такие фильтры рекомендуется использовать при токе нагрузки до 1 А.

Выпрямители с индуктивным характером нагрузки (нужно понимать что фильтр начинается с индуктивности) применяются в широком диапазоне выпрямленных напряжений при мощностях от десятков ватт до нескольких киловатт. Причем выпрямители с LC-фильтром имеют меньшее, чем выпрямители с емкостным фильтром, внутреннее сопротивление и в них ограничена амплитуда тока через диод. Недостатком сглаживающих фильтров с индуктивной реакцией являются перенапряжения на его элементах и нагрузке в переходных режимах. При выполнении контрольного задания рекомендуется использовать фильтр, начинающийся с индуктивности при токе нагрузки более 1 А.

При выборе фильтра необходимо учитывать, что достижение минимума стоимости фильтра не всегда совпадает с минимумом стоимости всего ИВЭП.

Так, стоимость ИВЭП с LC-фильтром может оказаться ниже, чем с C-фильтром за счет лучшего использования трансформатора по мощности.

Применение RC-фильтров (рис.2.1,б) позволяет исключить из выпрямителя относительно громоздкий и дорогой элемент дроссель, обеспечив необходимый коэффициент сглаживания за счет снижения КПД. В контрольной работе следует использовать RC-фильтры при токе нагрузки до 0,25 А.

2.2. Расчет фильтра

Коэффициент пульсаций на входе сглаживающего фильтра $K_{\text{ПВХ}}$ на основной гармонике зависит от схемы выпрямления (числа фаз m) и определяется выражением

$$K_{\text{ПВХ}} = \frac{2}{(m^2 - 1)},$$

а $K_{\text{ПВЫХ}}$ задано в исходных данных для расчета.

При расчете LC-фильтра определяется значение произведения LC, обеспечивающее требуемый коэффициент сглаживания $q = \frac{K_{\text{нак}}}{K_{\text{пвых}}}$. Естественно, что величина произведения LC зависит от частоты питающей сети

$$LC = \frac{q + 1}{m^2 \omega^2}, \quad (2.1)$$

где $\omega = 2\pi f_c$.

В выражении (2.1) индуктивность дросселя L выражена в Генри (Гн), а емкость C - в Фарадах (Ф).

На выбор величин индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра влияют следующие факторы:

1. Для обеспечения индуктивного характера нагрузки выпрямителя (отсутствия перерывов тока в дросселе) индуктивность дросселя должна быть больше

$$L_{\min} = \frac{2 \cdot U_0}{(m^2 - 1)m\pi f_c I_{0\min}},$$

где U_0 и $I_{0\min}$ - значения постоянной составляющей напряжения и тока соответственно на выходе выпрямителя. Полагаем, что $U_0 = U_n$. Из приложения [П3.1] выбирается дроссель, индуктивность которого не менее расчётной.

2. Определяем величину ёмкости конденсатора при выбранном дросселе

$$C_1 > LC / L_1(\phi).$$

При выборе номинального значения ёмкости конденсатора C_1 из приложения [П1.3] необходимо учитывать

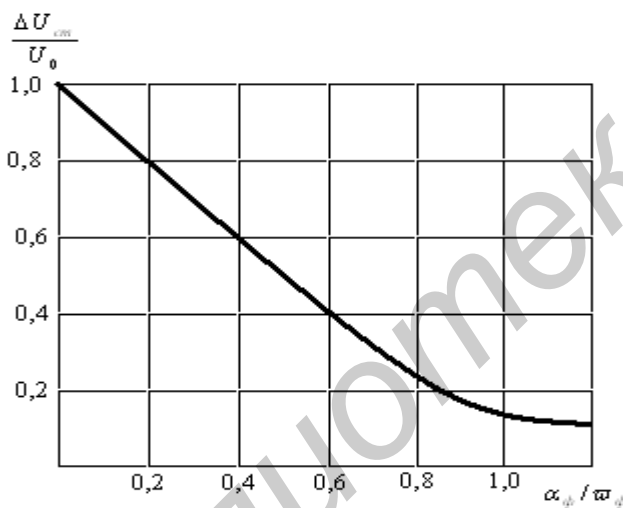


Рис. 2.2

значительное её отклонение от номинала (до 20%), ограничения по допустимому коэффициенту пульсаций, а также уменьшение эффективной ёмкости электролитических танталовых, оксиднополупроводниковых конденсаторов с ростом частоты пульсаций. С учётом этих факторов значение средней расчётной величины коэффициента запаса следует принять $K_3 = 1.5 \div 2$.

3. После выбора номинальных значений элементов LC-фильтра необходимо произвести оценку перенапряжений U_{cm}/U_0 при резком изменении тока нагрузки. Максимальное напряжение на конденсаторе LC-фильтра определяется выражением:

$$U_{CM} \approx U_0 (1 + \Delta U_{CM}/U_0), \quad (2.2)$$

где $\frac{\Delta U_{cm}}{U_0} = e^{-\frac{\alpha_\phi \pi}{\omega_\phi}}$, $\alpha_\phi = \frac{r_{iB}}{2L} + \frac{1}{2R_n C}$ - коэффициент затухания;

$$\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} - \text{резонансная частота фильтра.}$$

Наибольшее перенапряжение на элементах фильтра возникает при резком изменении тока нагрузки от номинального I_n до 0 вследствие индуктивной реакции фильтра. По величине отношений $\alpha_\phi / \varpi_\phi$ и графику (рис.2.2) определяем величину $\Delta U_{cm} / U_0$ и затем по (2.2) максимальное значение напряжения на конденсаторе фильтра при сбросе нагрузки. Сравнивая значения напряжения $U_{ст}$ и напряжения холостого хода выпрямителя ($U_{0x} = \sqrt{2}U_2$), определяем наибольшее из них и по нему с запасом 15-20% производим выбор конденсатора-фильтра по рабочему напряжению. Следовательно, окончательный выбор конденсатора можно выполнить только после расчёта выпрямителя, а расчёт фильтра следует проводить после выбора схемы выпрямителя.

Емкостной фильтр (рис.2.1,б) изменяет режим работы выпрямителя и поэтому расчёт их проводится совместно, как показано в разделе 2.1.

Расчёт емкостного фильтра производится графоаналитическим методом совместно с выпрямителем, поскольку параметры фильтра оказывают существенное влияние на режим работы выпрямителя.

Особенностью методики расчёта является осуществление прикидочных вычислений и затем уточнение параметров входящих в устройство элементов. При выполнении задания выпрямитель с емкостным фильтром следует применять при токах нагрузки до 1А.

На основании приведенных выше рекомендаций выбираем схему выпрямления, определяем m , активное сопротивление r_{mp} и индуктивность рассеяния L_s обмоток трансформатора из (1.1) и (1.2).

Габаритная мощность трансформатора определяется предварительно на основании ориентировочных коэффициентов B_L и D_L , взятых из табл. 2.1.

Таблица 2.1

Ориентировочные значения коэффициента B_L и D_L

m	B_L	D_L
$m=1$	0,95—1,1	2,05—2,1
$m=2$	0,95—1,1	2,1—2,2
$m=3$	0,81—0,85	2,2—2,36
$m=6$	0,78—0,81	2,36—2,7

$$S_{тр} = 0.85 B_L D_L P_0, \text{ где } P_0 = I_0 U_0, \text{ В А.}$$

Выбор вентиля осуществляется на основании параметров, рассчитанных с помощью приближенных значений коэффициентов, по формулам, приведенным в табл. ПЗ.4.

Обратное напряжение определяется по максимальному значению выпрямленного напряжения

$$U_{0max} = U_0 (1 + \alpha_{max}),$$

где α_{max} - относительное отклонение напряжения питающей сети в сторону повышения.

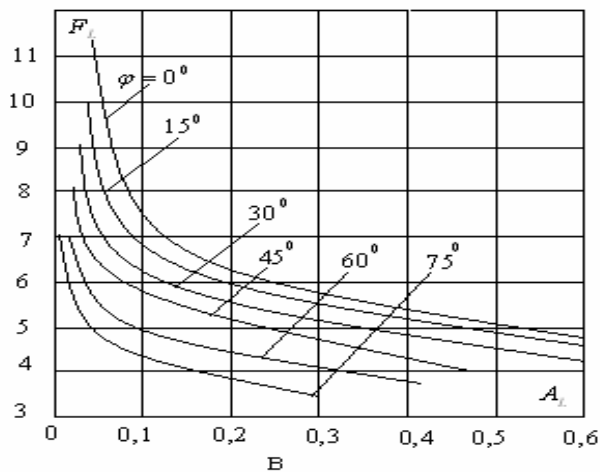
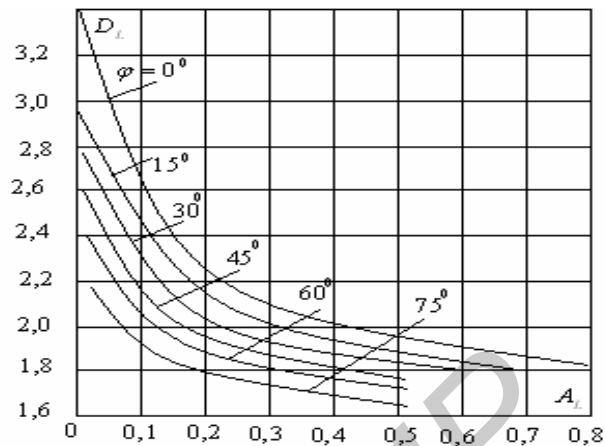
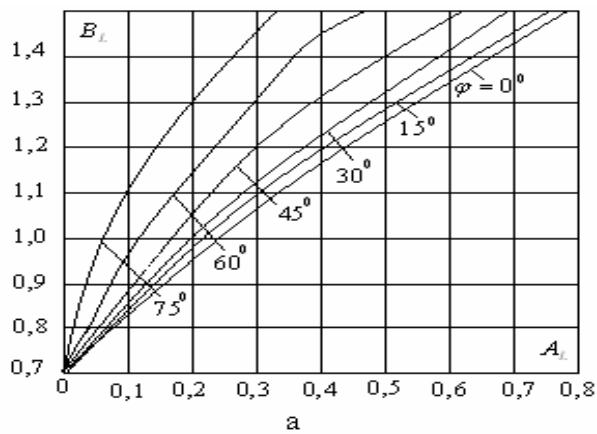


Рис 2.3. Зависимость параметров B_L , D_L , F_L от параметра A_L и угла φ :

- а - B_L - от A_L и угла φ ;
- б - D_L - от A_L и угла φ ;
- в - F_L - от A_L и угла φ

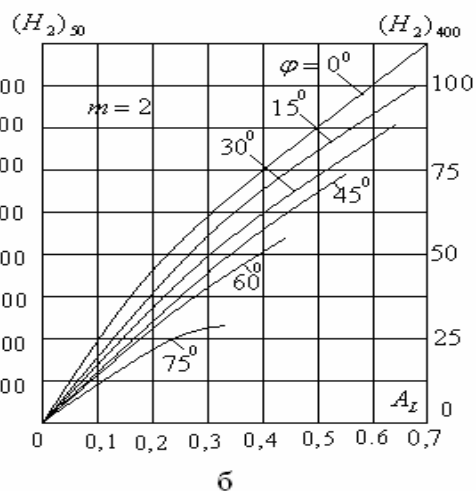
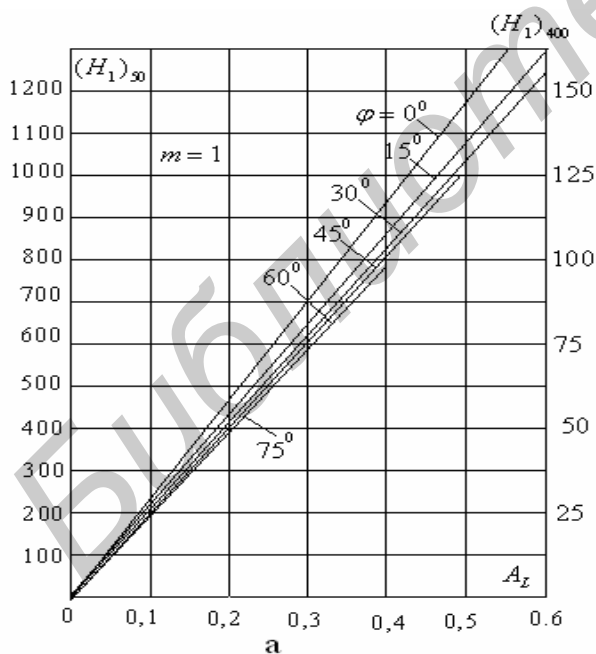


Рис 2.4. Зависимость параметра H от параметра A_L и угла φ

для частоты сети 50 и 400 Гц :

- а - для $m = 1$; б - для $m = 2$; в - для $m = 3$; г - для $m = 6$
- (окончание см. на с. 15)

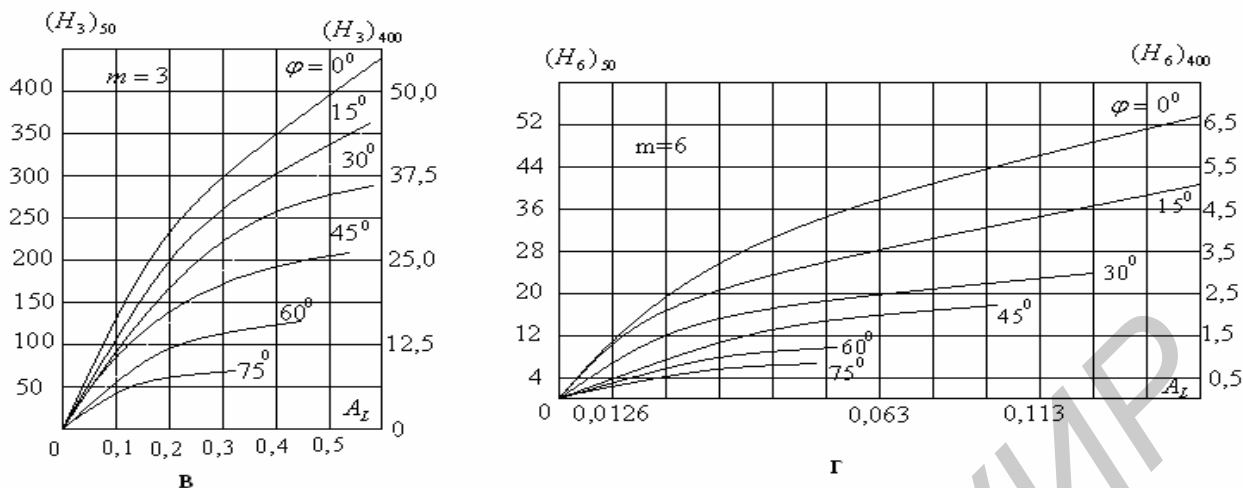


Рис 2.4. Окончание (начало см. на с.14)

Из П2.2 выбираем вентиль так, чтобы выполнялись соотношения:

$$U_{обр.макс} > U_{обр.}; \quad I_{пр.ср.} < I_{пр.ср.макс}; \quad I_{пр.} < 1.57 I_{пр.ср.макс}.$$

Определяем сопротивление вентиля в прямом направлении

$$r_{пр} = U_{пр.ср} / I_{пр.ср.макс}$$

Находим индуктивное сопротивление трансформатора

$$X_{ТР} = 2\pi f_c L_S.$$

Вычисляем активное сопротивление фазы

$$r = r_{тр} + Nr_{пр},$$

где N – число последовательно включённых диодов.

Находим расчетный параметр A и угол φ

$$A_L = I_0 \pi r / m U_0; \quad \varphi = \arctg \frac{X_{ТР}}{r}.$$

При определении A_L следует брать "m" равным 2 для схемы со средней точкой и мостовой, а для схемы Ларионова $m=6$.

Для схемы удвоения Латура $m=1$, а вместо U_0 подставляем $U_0/2$.

Из графиков, представленных на рис.3.3 и рис.3.4, найдём коэффициенты B, D, F, H

Из выражений, приведенных в табл. П3.4, определяем: $U_{обр.}$, $I_{пр.ср.}$, $I_{пр.}$, $I_{пр.м}$, U_2 , I_2 , $S_{тр}$. Уточняем, подходят ли вентили по параметрам? В случае необходимости выбираем другие вентили и делаем расчет на новое сопротивление фазы.

U_2 и I_2 – действующие значения напряжения и тока соответственно на вторичной обмотке входного трансформатора.

Внешнюю характеристику выпрямителя строим, используя обобщенную внешнюю характеристику выпрямителя (рис. 2.5), работающего на емкостную нагрузку, так-так известно, что

$$U_0 / U_{2m} = \cos \theta \text{ и } I_0 / m \frac{U_{2m}}{r} = A_L \cos \theta / \pi = \gamma ,$$

где θ - угол отсечки тока вентиля.

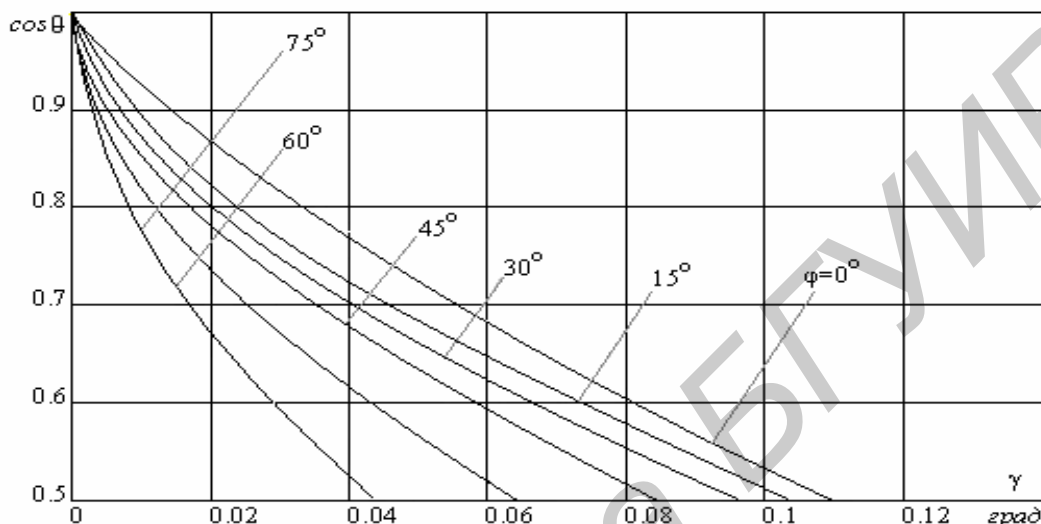


Рис. 2.5. Обобщенные внешние характеристики выпрямителя, работающего на емкость

Следовательно, зависимость $\cos \theta = f(\gamma_0)$ в определенном масштабе представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя $U_0 = f(I_0)$.

Для построения требуемой характеристики умножаем ординаты кривой, для полученного угла ϕ , на амплитуду напряжения вторичной обмотки трансформатора U_{2m} (для схемы удвоения Латура умножаем ординаты на $2U_{2m}$), а её абсциссы на mU_{2m}/r . Определяем напряжение холостого хода U_{0xx} и по выражению:

$$r_0 = \Delta U_0 / I_0 ,$$

где $\Delta U_0 = U_{0xx} - U_0$, находим внутреннее сопротивление выпрямителя.

Определяем максимальное выпрямленное напряжение:

$$U_{0xx \max} = U_{0xx} (1 + \alpha_{\max}).$$

Находим по известным величинам $K_{\pi 1}$ и H величину емкости C :

$$C = H / K_{\pi 1} r .$$

Вычисляем амплитуду первой гармоники выпрямленного напряжения :

$$U_{o m 1} = K_{\pi 1} U_0 .$$

Конденсатор выбирается по величинам: $U_{o xx \max}$, $U_{o m 1}$, C .

Если амплитуда переменной составляющей в схеме больше паспортного значения конденсатора, то берётся конденсатор на большее рабочее напряжение.

3. ОСНОВЫ РАСЧЁТА СТАБИЛИЗАТОРОВ

3.1. Параметры стабилизаторов

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

Примеры стабилизаторов:

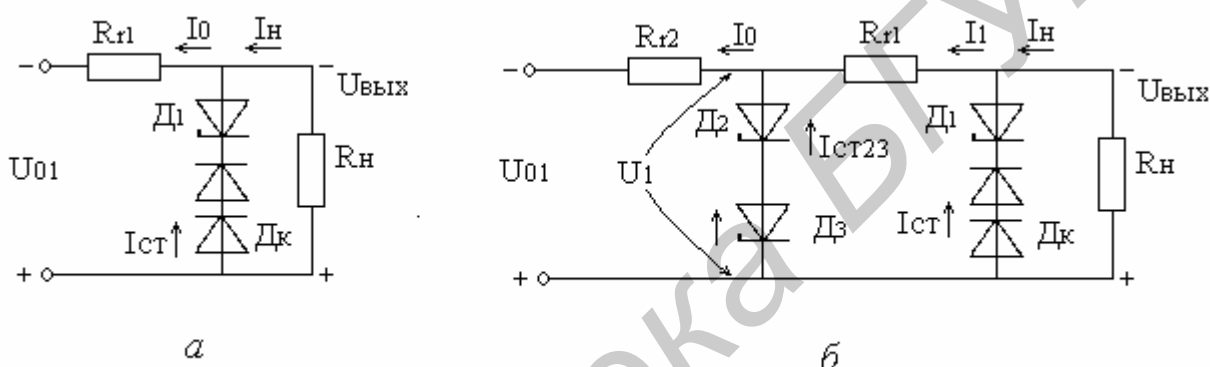


Рис.3.1. Схемы параметрических стабилизаторов:
а – однокаскадная; б – двухкаскадная

Стабилизатор уменьшает коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке, при этом коэффициент сглаживания пульсаций выше K_p в $r_d / r_{d\sim}$ раз, где $r_{d\sim}$ - дифференциальное сопротивление на переменном токе, когда изменения температурного режима КС практически не происходит.

$$r_d = r_{d\sim} + r_{dT},$$

где $r_{d\sim}$ - приводится в справочниках.

Для КС с $U_c > 7V$ r_{dT} может быть соизмерим с $r_{d\sim}$.

Повысить коэффициент сглаживания пульсаций и уменьшить выходное сопротивление стабилизатора для переменного тока можно, шунтируя выход конденсаторами достаточно большой ёмкости. При $m \omega C r_{g\sim} \gg 1$;

$q \approx K_u \cdot m \cdot \omega \cdot C \cdot r_{d\sim}$ Однако более эффективного сглаживания пульсаций можно достигнуть, используя часть сопротивления R_δ в качестве элемента RC-фильтра; в этом случае суммарный коэффициент сглаживания :

$$q \approx m \omega C \frac{R_\delta}{8} \left(1 + \frac{U_2}{U_1} \right) K_u .$$

3.2. Расчёт параметров стабилизаторов на КС

Исходные данные :

1. Величина выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при полном напряжении на входе, равном U_1 .
2. Частота сети f_c .
- 3 $\alpha_{\text{макс}}$; $\alpha_{\text{мин}}$.
4. Минимальный ток нагрузки $I_{\text{н мин}}$ и максимальный ток нагрузки $I_{\text{н макс}}$.
5. Коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$.
6. Входное дифференциальное сопротивление r_i .
7. Диапазон температур окружающей среды $\Theta_{\text{окр мин}}$, $\Theta_{\text{окр макс}}$.
8. Максимально допустимые температуры неустойчивости выходного напряжения γ диапазоне рабочих температур.
9. Допустимая амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых м1}}$.

Методика расчёта:

1. По заданному $U_{\text{вых}}$ из П4.2 выбираем стабилизатор и уточняем его параметры: $r_{\text{ст1}}$; $\alpha_{\text{ст1}}$; $I_{\text{ст1}}$; $I_{\text{ст1 макс}}$; $U_{\text{ст1 мин}}$; $U_{\text{ст1 макс}}$.
2. Уточняем величину $U_{\text{вых}}$:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{ст1 мин}} + U_{\text{ст1 макс}}) / 2.$$

3. Задаем α .
4. Определяем $K_{\text{ст макс}}$:

$$K_{\text{ст макс}} = \frac{U_{\text{вых}} (1 - \alpha_{\text{мин}} - \alpha)}{(I_{\text{н макс}} + I_{\text{ст1 мин}}) r_{\text{ст1}}}.$$

Убеждаемся, что $K_{\text{ст макс}} > K_{\text{ст}}$

5. Определяем напряжение на входе:

$$U_{01} = \frac{U_{\text{ст1 макс}}}{(1 - \alpha_{\text{мин}} - \alpha)} \left/ \left(1 - \frac{K_{\text{ст}}}{K_{\text{ст макс}}} \right) \right.$$

Величину $K_{\text{ст}}$ можно взять несколько больше, чем задано, так как последовательно со стабилизатором включены компенсирующие диоды, уменьшающие $K_{\text{ст}}$:

$$U_{01 \text{ мин}} = U_{01} (1 - \alpha_{\text{мин}}),$$

$$U_{01 \text{ макс}} = U_{01} (1 - \alpha_{\text{макс}}).$$

6. Найдем величину $R_{\text{г1}}$:

$$R_{\text{г1}} = \frac{U_{01} (1 - \alpha_{\text{мин}} - \alpha) - U_{\text{ст1 макс}}}{I_{\text{н макс}} + I_{\text{ст1 мин}}}.$$

7. Определяем $I_{ст1 макс}$ и $I_{ст1 мин}$:

$$I_{ст1 макс} = \frac{U_{01 макс} - U_{ст1 мин}}{R_{г1}} - I_{н мин} ,$$

$$I_{ст1 мин} = \frac{U_{01 мин} - U_{ст1 макс}}{R_{г1}} - I_{н макс} .$$

8. $\gamma_{ст1 макс} = \alpha_{ст1} U_{ст1} 10$ $\gamma_{ст1 мин} = 2 + 1.25(U_{ст1 мин} - 6) - 0.5$

9. Найдем коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и внутреннее сопротивление r_i , определяем из рисунка 2.1 $r_{стк}$:

$$K_{ст} = \frac{R_{г1} U_{вых}}{(r_{ст1} + r_{стк} N_k) U_{01}} ,$$

$$N_k = (\gamma_{ст1 макс} / 1.7 + \gamma_{ст1 мин} / 1.82) / 2 ,$$

$$r_i = r_{ст1} + r_{стк} N_k .$$

10. Найдем $U_{вых м1}$:

$$U_{вых м1} = \alpha \sim U_{вых} / K \sim ,$$

$$K \sim = K_{ст} .$$

11. Найдем η и $\eta_{мин}$:

$$\eta = \frac{U_{вых} I_{н макс}}{U_{01} \left(\frac{U_{01} - U_{вых}}{R_{г1}} \right)} ,$$

$$\eta_{мин} = \frac{U_{вых} I_{н макс}}{U_{01 макс} \left(\frac{U_{01 макс} - U_{вых}}{R_{г1}} \right)} .$$

12. Определяем $I_{0 макс}$:

$$I_{0 макс} = (U_{01 макс} - U_{ст1 мин}) / R_{г1} .$$

4. РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) широко применяются в устройствах электропитания с целью получения необходимых питающих напряжений и перевода источника питания на высокую рабочую частоту. При выходных мощностях до нескольких десятков В·А целесообразно использовать простые по устройству двухтактные ППН.

Двухтактный ППН представляет собой релаксационный генератор переменного напряжения прямоугольной формы с трансформаторной обратной связью по напряжению. Транзисторы VT1 и VT2 включены по схеме с общим эмиттером, что обеспечивает большое значение коэффициента усиления по мощности транзисторов и позволяет снизить мощность цепи управления. Резисторы R_1 и R_2 представляют собой пусковой делитель, задающий начальные смещения на базах транзисторов.

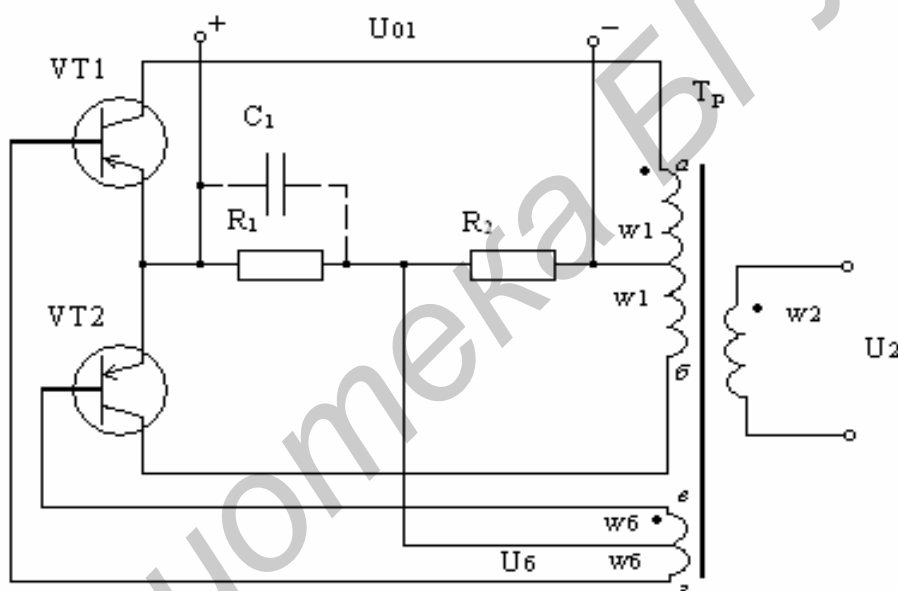


Рис 4.1. Преобразователь постоянного напряжения

Конденсатор C_1 шунтирует резистор R_1 для повышения крутизны фронтов нарастания полуволн коллекторных токов, что позволяет повысить коэффициент насыщения транзисторов. Трансформатор T_p должен иметь магнитопровод с прямоугольной петлей гистерезиса, малую индуктивность рассеяния и небольшую величину тока холостого хода (тока намагничивания).

При этом обеспечиваются форма переменного напряжения, близкая к прямоугольной, высокий КПД преобразователя и уменьшение зависимости частоты коммутации от тока нагрузки.

При расчёте ППН исходными данными являются:

U - амплитуда прямоугольного переменного напряжения на выходе;

I - амплитуда тока нагрузки;

$E_{пит}$ - напряжение источника постоянного тока.

Ориентировочные данные для выбора транзисторов и диодов:

Диод выпрямителя имеет допустимый прямой ток больше 10А, допустимый средний ток больше 5А, допустимое прямое напряжение больше $2 \cdot U$.

Транзистор имеет коллекторный ток в насыщенном состоянии больше I_2, I_1 , допустимое напряжение $U_{кэ}$ больше $2E_{п}$.

Расчет ЭДС одной из вторичных полуобмоток трансформатора:

$$E_{1м} = E_{п} + E_{пор} + rI_0.$$

Напряжение на первичной полуобмотке трансформатора:

$$E_{1м} = E_{п} - U_{кн}.$$

Коэффициент трансформации силового трансформатора равен:

$$n = \frac{U}{E_1}, m = \frac{E_1}{U}.$$

Уточненное значение тока коллектора:

$$I_{кн} = nI_0,$$

$$I_{бм} > k_1 I_{кн} / \beta,$$

$$k_{ф} = I_{бм} \beta_{мин} / I_{кн}.$$

Амплитуда коммутационного всплеска:

$$I_{кпк} = I_{кн}(k_{ф} + 2)/3.$$

Величина мощности потерь в каждом из диодов выпрямителя:

$$P_{д} = 0.5I_0U_{пр} + P_{дком}.$$

Для транзисторного инвертора с самовозбуждением с трансформаторной обратной связью (ОС) по напряжению устанавливаются предельно допустимые минимальное и максимальное значения источника постоянного тока:

$$2U_{к-энас} \leq U_{пс} \leq \frac{1}{(2,4 + 2,5)} U_{км},$$

где $U_{к-энас}$ - напряжение насыщения коллектор-эмиттер коммутирующего транзистора инвертора;

$U_{км}$ - его предельно допустимое напряжение коллектор-эмиттер.

Увеличение в 2 раза напряжения насыщения транзистора делается для обеспечения устойчивого запуска инвертора. Максимальное напряжение, приложенное к закрытому транзистору, равно сумме напряжения источника и ЭДС обмотки трансформатора, т.е. примерно двум напряжениям источника. Для учёта возможных коммутационных перенапряжений максимально допустимое значение напряжения источника должно быть в 2,4 раза меньше $U_{кmax}$. Мощность источника постоянного напряжения должна быть не меньше, чем отношение мощности, которая потребляется нагрузкой, к КПД инвертора - η . Частоту преобразования рекомендуется выбирать в пределах от 1 кГц до 50 кГц, учитывая, что с увеличением частоты уменьшается масса трансформатора, но возрастают динамические потери мощности.

Для выбора типа переключающих транзисторов рассчитываются максимальное напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору, и максимальный ток, протекающий через транзистор в состоянии насыщения.

Величина максимального напряжения определяется из условия выбора предельно допустимого напряжения коллектор-эмиттер:

$$U_{KM} = 2,4 \cdot U_{ПС} .$$

Максимальная величина тока коллектора транзистора зависит от его среднего значения:

$$I_{КСР} = \frac{P_{ПС}}{U_{ПС}} = \frac{P_H}{\eta \cdot U_{ПС}} .$$

Если учитывать ток намагничивания трансформатора, то среднее значение тока коллектора должно быть увеличено примерно в 1,4 раза. В момент насыщения сердечника трансформатора ЭДС, индуцируемые в его обмотках, становятся равными нулю и всё напряжение $U_{ПС}$ прикладывается к транзистору, в результате чего ток I_K возрастает в 3-4 раза, т.е.

$$I_{km} = 14,4 \cdot \frac{P_H}{r \cdot U_{ПС}} .$$

По условию $U_{K доп} \geq U_{км} ; I_{K доп} \geq I_{км}$
выбирается тип транзистора из табл. ПЗ.2 и ПЗ.3 .

Для выбранного типа транзистора из этих же таблиц определяется минимальная величина статического коэффициента передачи тока - h_{21} э.

При расчёте величины сопротивлений пускового делителя напряжения R_1 и R_2 необходимо получить компромиссное решение: обеспечить требуемую величину напряжения смещения базы относительно эмиттера транзистора при достаточно малых потерях мощности в делителе. Такое решение обеспечивается при условии:

$$R_2 = \frac{\sqrt{U_{ПС} \cdot U_{СМ}}}{I_6} ,$$

где I_6 - ток базы транзистора, который связан с током коллектора;

$U_{СМ}$ - напряжение смещения базы относительно эмиттера.

Максимальная величина тока базы равна

$$I_{бм} = \frac{I_{кнас}}{h_{21, \min}} .$$

Соответственно, величина сопротивления резистора R_1 равна:

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{U_{ПС}}{U_{СМ}} .$$

Величина ёмкости конденсатора, шунтирующего резистор R_1 в момент включения инвертора, выбирается из условия, чтобы постоянная времени цепи заряда этого конденсатора была меньше половины времени коммутации:

$$R_2 C \leq \frac{1}{2 \cdot f_k}.$$

Для расчёта характеристик элементов цепи обратной связи строится принципиальная электрическая схема одного её плеча, включающая делитель напряжения R_1 и R_2 , одну половину обмотки ОС трансформатора W'_3 и транзистор T_1 . Через резистор R_2 протекают два тока: источник питания - $I_{пс}$ и обратной связи - $I_{ос}$.

Для расчёта величины напряжения через одну половину обмотки W'_3 составляются уравнения по 2-му закону Кирхгофа для цепи ОС и для цепи источника питания инвертора. Резистор R_2 связывает указанные цепи: падение напряжения $I_{пс} \cdot R_2$ рассматривается как ЭДС, вносимая из цепи источника в цепь ОС, а падение напряжения $I_{ос} \cdot R_2$ - как ЭДС, вносимая из цепи ОС в цепь источника постоянного напряжения.

Для цепи ОС

$$U_{ос} + I_{пс} R_2 = U_{см} + I_{ос} R_2,$$

для цепи источника

$$U_{пс} + I_{ос} R_2 = I_{пс} (R_1 + R_2),$$

где $U_{см}$ - напряжение смещения базы относительно эмиттера транзистора.

При $R_2 \ll R_1$

$$I_{пс} = \frac{U_{пс} + I_{ос} R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{U_{пс}}{R_1}$$

и соответственно

$$U_{ос} = U_{см} + I_{ос} R_2 - \frac{R_2}{R_1} U_{пс}.$$

Величина напряжения $U_{ос}$ так относится к напряжению $U_{пс}$ (ЭДС на первичной обмотке трансформатора), как примерно W'_3 / W'_1 . Для расчёта используется соотношение:

$$\frac{W'_3}{W'_1} = 1,1 \frac{U_{ос}}{U_{пс} - U_{к-энас}}.$$

Для определения числа витков первичной полуобмотки трансформатора используется выражение, связывающее частоту переключения транзисторов инвертора с числом витков:

$$f_k = \frac{(U_{пс} - U_{к-энас}) 10000}{4 B_m W'_1 S_{ca}} \quad [Гц].$$

Соответственно

$$W'_1 = W''_1 \approx \frac{U_{пс}}{4 B_m f_k S_{ca}}.$$

где B_m - максимальное значение магнитной индукции в сердечнике трансформатора, т.е. индукция его насыщения, Тл;

S_{ca} - площадь активного сечения стержня, на котором размещаются обмотки.

Численные значения B_m и S_{ca} определяются при расчёте характеристик трансформатора.

Выбор типоразмера магнитопровода трансформатора производится по значению его габаритной (типовой) мощности с учётом частоты переключения транзисторов f_k . Габаритная мощность трансформатора определяется как полусумма мощностей всех его обмоток.

Для случая, когда известна величина мощности, потребляемая нагрузкой P_n и КПД инвертора η :

$$P_r = \frac{P_n}{\eta} \left(\frac{1 + r}{r} \right).$$

Рекомендуется для трансформаторов-инверторов с обратной связью по напряжению применять О-образные (тороидальные) магнитопроводы из феррита или пермаллоя. Типоразмеры магнитопроводов типа ОЛ из материала 40 НМК с толщиной ленты 0,02 мм приведены в таблицах ПЗ.7.

С помощью той же таблицы выбирается величина B_m (Тл), одно из дискретных значений частоты f_k (10 кГц, 20 кГц и 50 кГц), а также площадь S_{ca} .

После определения числа витков полуобмоток W'_1 и W''_1 первичной обмотки трансформатора находится число витков его вторичной обмотки:

$$\frac{W'_1}{W_2} = \frac{U_2}{U_1},$$

при прямоугольной форме напряжения $U_1(t)$ действующее значение

$$U_1 = U_{пс}.$$

Расчёт сечения (диаметра) проводов обмоток трансформатора инвертора проводится с помощью соотношения:

$$S_i = \frac{1}{4} \pi d_i^2 d_i ;$$

и
$$S_i = \frac{I_i}{j},$$

где j - допустимая плотность тока, величина которой приведена в таблице ПЗ.7;

I_i - действующее значение тока в i -той обмотке трансформатора.

В связи с тем, что ток через полуобмотки $W'_1 = W''_1$ и $W'_3 = W''_3$ протекает в течение одного из полупериодов, действующее значение тока связано с максимальным значением соотношением:

$$I_{iэф} = \frac{I_{кнас}}{\sqrt{2}}$$

и

$$I_{лсэф} = \frac{I_{bm}}{\sqrt{2}}.$$

Ток во вторичной обмотке трансформатора:

$$I_{2эф} = I_H.$$

Для контроля правильности выбора конструктивных элементов инвертора вычисляется его КПД и полученное значение сравнивается с выбранным ранее КПД:

$$\eta_{рас} = \frac{P_H}{P_H + P_{дел} + P_{тр} + (P_{ст} + P_M)},$$

где $P_{дел}$ - потери мощности в делителе;

$P_{тр}$ - потери мощности в транзисторах;

$P_{ст}$ и P_M - потери мощности в стали и в меди трансформатора.

Если получается $\eta_{рас} < \eta$, то необходимо выбрать новые конструктивные элементы инвертора.

5. КОНТРОЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

Структура расчёта ВИП:

1. Расчет выпрямителя.
2. Расчет сглаживающего фильтра
3. Расчет стабилизатора
4. Расчет инвертора.

Номер варианта для выполнения контрольной работы соответствует порядковому номеру фамилии студента в журнале. Значения в скобках приведены для вариантов 21...40, а остальные такие же, как в вариантах 1...20.

В соответствии с вариантом студенты производят расчет:

- 1-10 варианты рассчитывают выпрямитель и стабилизатор;
- 11-20 варианты рассчитывают фильтр и стабилизатор;
- 21-30 варианты рассчитывают фильтр и инвертор;
- 31-40 варианты рассчитывают выпрямитель и инвертор.

Исходные данные указаны в табл. 5.1. - 5.4.

Таблица 5.1

Исходные данные для выпрямителя

Вариант	U_0 , В	I_0 , А	$I_{0\text{мин}}$, А	$P_0=U_0I_0$, Вт	U_1 , В	f_c , Гц	$\alpha_{\text{мин}}$	$\alpha_{\text{макс}}$	m	Тип сети
1(21)	3	0,3	0,1	0,9	220	50(400)	0,1	0,1	2	О(Т) д(р) н(ё) о(х) ф(ф) а(а) з(з) н(н) а(а) я(я)
2(22)	5	0,5	0,1	2,5	220	50(400)	0,1	0,1	2	
3(23)	9	0,8	0,1	7,2	220	50(400)	0,1	0,1	2	
4(24)	12	6,1	1	73,2	220	50(400)	0,1	0,1	2	
5(25)	18	1	0,1	18	220	50(400)	0,1	0,1	2	
6(26)	20	1,3	0,1	26	220	50(400)	0,1	0,1	2	
7(27)	21	1,5	0,1	31,5	220	50(400)	0,1	0,1	2	
8(28)	25	1,8	0,1	45	220	50(400)	0,1	0,1	2	
9(29)	30	2	0,5	60	220	50(400)	0,1	0,1	2	
10(30)	35	2,3	0,5	80,5	220	50(400)	0,1	0,1	2	
11(31)	40	2,5	0,5	100	220	50(400)	0,1	0,1	2	
12(32)	45	2,8	0,5	126	220	50(400)	0,1	0,1	2	
13(33)	50	3	1	150	220	50(400)	0,1	0,1	2	
14(34)	55	3,5	1	192,5	220	50(400)	0,1	0,1	2	
15(35)	60	3,8	1	228	220	50(400)	0,1	0,1	2	
16(36)	65	4	1	260	220	50(400)	0,1	0,1	2	
17(37)	70	4,8	1	336	220	50(400)	0,1	0,1	2	
18(38)	75	5	1	375	220	50(400)	0,1	0,1	2	
19(39)	80	5,3	1	424	220	50(400)	0,1	0,1	2	
20(40)	85	6	1	510	220	50(400)	0,1	0,1	2	

Таблица 5.2

Исходные данные для сглаживающего фильтра

Вариант	$K_{п\text{ вых}}$	$K_{п\text{ вх}}$	$U_{01,}$ В	Тип фильтра
1(21)	0,01	0,5	10(210)	Выбирается самостоятельно
2(22)	0,02	0,55	20(220)	
3(23)	0,03	0,6	30(230)	
4(24)	0,001	0,65	40(240)	
5(25)	0,002	0,7	50(250)	
6(26)	0,003	0,7	60(260)	
7(27)	0,001	0,5	70(270)	
8(28)	0,002	0,55	80(280)	
9(29)	0,003	0,6	90(290)	
10(30)	0,01	0,65	100(300)	
11(31)	0,02	0,7	110(310)	
12(32)	0,03	0,5	120(320)	
13(33)	0,001	0,55	130(330)	
14(34)	0,002	0,6	140(340)	
15(35)	0,003	0,65	150(350)	
16(36)	0,01	0,7	160(360)	
17(37)	0,02	0,6	170(370)	
18(38)	0,03	0,55	180(380)	
19(39)	0,001	0,6	190(390)	
20(40)	0,002	0,65	200(400)	

Таблица 5.3

Исходные данные для стабилизатора

Вариант	$U_{\text{вых м1}},$ В	$\Theta_{0\text{кр}},$ мин °С	$\Theta_{0\text{кр}},$ макс °С	$\gamma,$ мВ/°с	$K_{\text{ст}}$
1(21)	5	5	50	±4	>70
2(22)	10	5	50	±4	>70
3(23)	15	5	50	±4	>70
4(24)	20	5	50	±4	>70
5(25)	25	5	50	±4	>70
6(26)	30	5	50	±4	>70
7(27)	5	5	50	±4	>70
8(28)	10	5	50	±4	>70
9(29)	1	5	50	±4	>70
10(30)	20	5	50	±4	>70
11(31)	25	5	50	±4	>70
12(32)	30	5	50	±4	>70
13(33)	5	5	50	±4	>70
14(34)	10	5	50	±4	>70
15(35)	15	5	50	±4	>70
16(36)	20	5	50	±4	>70
17(37)	25	5	50	±4	>70
18(38)	30	5	50	±4	>70
19(39)	5	5	50	±4	>70
20(40)	10	5	50	±4	>70

Таблица 5.4

Исходные данные для инвертора

Вариант	I_2 , А	U_2 , В	F, Гц	η
1(21)	1	50(40)	50	0,9
2(22)	2	80(60)	100	
3(23)	3	100(130)	80	
4(24)	4	120(150)	90	
5(25)	1	30(20)	50	0,8
6(26)	2	50(40)	60	
7(27)	3	80(60)	70	
8(28)	4	100(130)	80	
9(29)	1	120(150)	90	0,8
10(30)	2	30(20)	100	
11(31)	3	50(40)	110	
12(32)	4	80(60)	120	
13(33)	1	100(130)	130	0,8
14(34)	2	120(150)	140	
15(35)	3	30(20)	150	
16(36)	4	50(40)	160	
17(37)	1	80(60)	170	0,9
18(38)	2	100(130)	180	
19(39)	3	120(150)	190	
20(40)	4	30(20)	200	

Литература

- 1.Алексеев О.В., Китаев В.Е., Шихин А.Я. Электротехнические устройства / Под ред. А.Я. Шихина : Учебник для вузов. - М.: Энергоиздат, 1981. - 336 с.
- 2.Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. шк.,1991. - 272 с.
- 3.Электропитание устройств связи: Учебник для вузов /А.А. Бокуняев, Б.В. Горбачев, В.Е. Китаев и др.; Под ред. В.Е. Китаева. - М.: Радио и связь, 1988. - 280 с.
- 4.Китаев В.Е., Бокуняев А.А. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие. - М.: Связь, 1979. - 214 с.
- 5.Источники электропитания РЭА: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др. - М.: Радио и связь, 1985. -576 с.
- 6.Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, А.М. Новожилов, В.И. Чистяков; Под ред. В.Г. Костикова. - М.: Радио и связь, 1990. - 192 с.
- 7.Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. - М.: Радио и связь,1992. - 224 с.
- 8.Кожарский Г.В., Орехов В.И. Методы автоматизированного проектирования источников вторичного электропитания. - М.: Радио и связь, 1985. - 184 с.

РЕЗИСТОРЫ И КОНДЕНСАТОРЫ

Таблица П1.1

Шкала номинальных величин резисторов

R, %	Величины резисторов, Ом, кОм, МОм
+ - 5	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1
+ - 10	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
+ - 20	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8

Примечание. Проволочные резисторы имеют номинальные значения сопротивлений от 0,1 до 10 МОм

Таблица П1.2

Резисторы постоянные непроволочные

Тип	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Пределы сопротивлений	Наибольшее рабочее напряжение, В	Температурный коэффициент, Ом/°С
ОВС-10	10	47 Ом - 10 МОм 11 кОм - 10 МОм	3000 3000	-5E-4 -10E-4
МЛТ-0,125	0,125	100 Ом - 1,1 МОм	250	+E-3
ОМЛТ-0,25	0,25	100 Ом - 2,0 МОм	250	+E-3
ОМЛТ-0,5	0,5	100 Ом - 5,1 МОм	350	+E-3
ОМЛТ-1	1,0	100 Ом - 10 МОм	500	+E-3
ОМЛТ-2	2,0	100 Ом - 10 МОм	750	+E-3

Таблица П1.3

Шкала номинальных емкостей конденсаторов

Номинальные емкости конденсаторов, мкФ, при допуске, %								
+5	+10	+20	+5	+10	+20	+5	+10	+20
0,010	0,010	0,010	0,068	0,068	0,068	2,2	2,2	2,2
0,012	0,012	-	0,082	0,082	-	3,3	3,3	3,3
0,015	0,015	0,015	0,10	0,10	0,10	4,7	4,7	4,7
0,018	0,017	-	0,15	0,15	0,15	6,8	6,8	6,8
0,022	0,022	0,022	0,22	0,22	0,22	10	10	10
0,027	0,07	-	0,33	0,33	0,33	15	15	15
0,033	0,033	0,033	0,47	0,47	0,47	22	22	22
0,039	0,039	-	0,68	0,68	0,68	33	33	33
0,047	0,047	0,047	1,0	1,0	1,0	47	47	47
0,056	0,056	-	1,5	1,5	1,5	68	68	68

Примечание. Электролитические конденсаторы выпускаются с номинальными емкостями в 1, 2, 5, 10, 20, 50 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000 мкФ.

Таблица П1.4

Конденсаторы электрические типа К50-3Б

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Допустимое амплитудное значение переменной составляющей, %, от номинального напряжения на частотах, Гц				
		50	100	400	1000	2400
6	50, 100, 200, 500, 1000	10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
12	20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
25	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000	15	10,5	5,3	3,3	0,3
		10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
50	10, 20, 50, 100, 200	15	10,5	5,3	3,3	0,3
		10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
100	10, 20, 50, 100, 200	10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
160	2, 5, 10, 20, 50, 200	10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
250	20, 50	6	4,2	2,1	1,3	0,12
300	5, 10, 20, 50	10	7,7	3,5	2,2	0,2
		6	4,2	2,1	1,3	0,12
350	2, 5, 10, 20	10	7,7	3,5	2,2	0,2
450	2, 5, 10, 20	10	7,7	3,5	2,2	0,2

В данной таблице сумма амплитудных значений переменной и постоянной составляющих напряжения не должна превышать номинального напряжения.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Таблица П2.1

Параметры кремниевых стабилитронов

Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации, В	Ток стабилизации, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент, %/°С	Максимальная мощность, кВт
1	2	3	4	5	6
КС133А	3-3,7	3-81	65	-0,11	300
КС139А	3,5-4,3	3-70	60	-0,1	300
КС147А	4,1-5,2	3-58	56	-0,9:+0,01	300
КС156А	5,6+-10%	3-55	46	-0,05:+0,05	300
КС168А	6,8+-10%	3-45	28	-0,06:+0,06	300
2С175А	7,5+-5%	3-18	16	+0,04	150
2С182А	8,2+-5%	3-17	14	+0,04	150
2С191А	9,1+-5%	3-15	18	+0,06	150
КС191М	9,1+-5%	5,15	18	+0,005	150
КС196А	9,6+-5%	3-20	18	+0,005	200
КС196Б	9,6+-5%	3-20	18	+0,0025	200
КС196В	9,6+-5%	3-20	18	+0,001	200
КС196Г	9,3-10,7	3-14	22	+0,07	150
КС210Б	10+-15%	5-33	15	+0,02	280
КС213Б	12,1-13,9	3-10	25	+0,08	150
2С15Ж	14,2+15,8	0,5-8,3	70	+0,1	125
2С216Ж	15,1-16,9	0,5-7,8	70	+0,1	125
2С218Ж	17-19	0,5-6,9	70	+0,1	125
2С220Ж	19-21	0,5-6,2	70	+0,1	125
2С107А	0,7+-10%	1-100	7	(+2)	-
2С113А	1,3+-10%	1-100	12	(-3)	-
2С119А	1,9+-10%	1-100	15	(-4)	-
Д814А	7-8,5	3-40	6	+0,07	340
Д814Б	8-9,5	3-36	10	+0,08	340
Д814В	9-10,5	3-35			
Д814Г	10-12	3-29	15	+0,95	340
Д814Д	11,5-14	3-24	18	+0,95	340
Д818А	9-11,25	3-33	25	+0,023	300
Д818Б	6,75-9	3-33	25	-0,023	300
Д818В	7,2-10,8	3-33	25	+0,006	300
Д818Д	9+-15%	3-33	25	+0,002	300

Окончание табл. П2.1

1	2	3	4	5	6
Д818Е	9+-15%	3-33	25	+0,001	300
КС520В	20+-5%	3-22	120	+0,01	500
КС531В	31+-5%	3-15	50	+0,005	500
КС533А	31+-10%	3-17	40	+0,1	640
КС547В	47+-5%	3-10	280	+0,01	500
КС568В	68+-5%	3-10	400	+0,01	720
КС596В	96+-5%	3-7	560	+0,01	720
2С600А	95-105	1-8,1	450	+0,12	1000
Д815А	5,05-6,15	50-1300	39	+6	8000
Д815Б	6,1-7,5	50-1150	27	+6	8000
Д815В	7,38-9,03	50-950	15	+9	8000
Д815Г	9-11	25-800	27	+10	8000
Д815Д	10,8-13,2	25-650	39	+11	8000
Д815Е	13,5-16,5	25-500	47	+13	8000
Д815Ж	16,2-19,8	25-400	56	+14	8000
Д815И	4,7+-15%	50-1400	39	+6	8000
Д816А	22+-15%	10-230	10	+0,15	-
Д816Б	27+-15%	10-180	12	+0,15	-
Д816В	33+-15%	20-150	15	+0,15	-
Д816Г	39+-15%	10-130	18	+0,15	-
Д816Д	47+-15%	10-110	22	+0,15	-
Д817А	56+-15%	5-90	47	+0,18	5000
Д817Б	68+-15%	5-75	56	+0,18	5000
Д817В	82+-15%	5-60	68	+0,18	5000
Д817Г	100+-15%	5-50	82	+0,18	5000
СК-50 5,6/4000	5,6	4000	0,6	+0,0004	50Е3
СК-50 10/3000	10	3000	1,8	+0,0008	50Е3
СК-50 22/2000	22	2000	5,0	+0,0012	50Е3
СК-50 51/800	51	800	14	+0,0014	50Е3
СК-50 110/400	110	400	45	+0,0015	50Е3
СК-50 220/200	220	200	80	+0,0015	50Е3
СК-50 400/200	400	150	120	+0,0015	50Е3

Таблица П2.2

Параметры германиевых и кремниевых диодов

Тип диода	$I_{пр.ср.маx}$ А	$U_{об.маx.}$ В	$U_{об.ср.}$ В	$I_{обр.}$ мА	Тип диода	$I_{пр.ср.маx}$ А	$U_{об.маx.}$ В	$U_{об.ср.}$ В	$I_{обр.}$ мА
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Д226Б	0,3	400	1	0,1	КД102А	0,1	250	1	0,1Е-3
Д226В	0,3	300	1	0,1	КД102Б	0,1	300	1	0,1Е-3
Д226Г	0,3	200	1	0,1	КД103А	0,1	50	1	1Е-3
Д226Д	0,3	100	1	0,1	КД103Б	0,1	50	1,2	3Е-3
МД217	0,1	800	1	0,075	КД104А	0,01	300	1	0,1
МД218	0,1	1000	1	0,075	КД105Б	0,3	400	1	0,1
МД218А	0,1	1200	1	0,05	КД105В	0,3	600	1	0,1
КД105Г	0,3	800	1	0,15	КД202Р	5	420	0,9	0,8
2Д208А	0,1	800	0,5	0,15	КД202С	3,5	420	0,9	0,8
2Д108Б	0,1	1000	1,5	0,1	КД203А	10	420	1	1,5
КД109А	0,3	100	1	0,1	КД203Б	10	500	1	1,5
КД109Б	0,3	300	1	0,1	КД203В	10	500	1	1,5
КД109В	0,3	600	1	0,1	КД203Г	10	700	1	1,5
Д229А	0,4	200	1	0,05	КД205А	0,5	500	1	0,1
Д229Б	0,4	400	1	0,05	КД205Б	0,5	400	1	0,1
Д229В	0,4	100	1	0,2	КД205В	0,5	300	1	0,1
Д229Г	0,4	200	1	0,2	КД205Г	0,5	200	1	0,1
Д229Д	0,4	300	1	0,2	КД205Д	0,5	100	1	0,1
Д229Е	0,4	400	1	0,2	КД205Е	0,3	500	1	0,1
Д229Ж	0,7	100	1	0,2	КД205Ж	0,5	600	1	0,1
Д229И	0,7	200	1	0,2	КД205И	0,5	700	1	0,1
Д229К	0,7	300	1	0,2	КД205К	0,7	100	1	0,1
Д229Л	0,7	400	1	0,2	КД205Л	0,7	200	1	0,1
Д242	10	100	1,2	3	КД206А	10	400	1,2	0,7
Д242А	10	100	1	3	КД206Б	10	500	1,2	0,7
Д242Б	5	100	1,5	3	КД206В	10	600	1,2	0,7
Д243	10	200	1,2	3	2Д210А	10	800	1	1,5
Д243А	10	200	1	3	2Д201Б	10	800	1	1,5
Д243Б	5	300	1,2	3	2Д210Г	10	1000	1	1,5
Д245А	10	300	1	3	Д1004	0,1	2000	5	0,1
Д245Б	5	300	1,5	3	Д1005Б	0,1	4000	10	0,1
Д246	10	400	1,2	3	Д1006А	0,1	6000	11	0,1
Д246А	10	400	1	3	Д1006А	0,5	6000	11	0,1
Д246Б	5	400	1,5	3	Д1007А	0,5	8000	11	0,1
Д247	10	500	1,2	3	Д1008А	0,5	10000	11	0,1
Д247Б	5	500	1,5	3	КЦ105А	0,1	2000	3,5	0,1
Д248Б	5	600	1,5	3	КЦ105Б	0,1	4000	3,5	0,1

Окончание табл. П2.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2Д201А	5	100	1	3	КЦ105В	0,1	6000	7	0,1
2Д201Б	10	100	1	3	КЦ105Г	0,075	7000	7	0,1
2Д201В	5	200	1	3	КЦ105Д	0,05	8500	7	0,1
2Д201Г	10	200	1	3	КЦ106А	0,01	4000	25	0,01
КД202В	5	70	0,9	0,8	КЦ106Б	0,01	6000	25	0,01
КД202Г	3,5	70	0,9	0,8	КЦ106В	0,01	8000	25	0,01
КД202Ж	5	210	0,9	0,8	КЦ106Г	0,01	10000	25	0,01
КД202И	3,5	210	0,9	0,8	КЦ106Д	0,01	2000	25	0,01

Приложение 3

УНИФИЦИРОВАННЫЕ ДРОССЕЛИ И ТРАНЗИСТОРЫ

Таблица П3.1

Унифицированные дроссели фильтров

Номер дросселя	Индуктивность дросселя, Г	Ток подмагничивания, А	Сопротивление дросселя, Ом
1	2	3	4
Д1	0,08	0,4	19
Д2	0,16	0,28	35
Д3	0,3	0,2	55,5
Д4	0,6	0,14	120
Д5	1,2	0,10	300
Д6	2,5	0,07	455
Д7	5,0	0,05	1023
Д8	0,08	0,56	8,6
Д9	0,16	0,4	17,3
Д10	0,3	0,28	24,0
Д11	0,6	0,2	73
Д12	1,2	0,14	132
Д13	2,5	0,1	175
Д14	5,0	0,07	535
Д15	1,0	0,05	1100
Д16	0,08	0,8	4,55
Д17	0,16	0,56	10,6
Д18	0,3	0,4	19
Д19	0,6	0,28	36
Д20	1,2	0,2	63
Д21	2,5	0,14	152
Д22	5	0,1	290

Продолжение табл. ПЗ.1

1	2	3	4
Д23	10	0,07	628
Д24	20	0,05	1050
Д25	0,08	1,1	3,5
Д26	0,16	0,8	7
Д27	0,3	0,56	11,3
Д28	0,6	0,4	29
Д29	1,2	0,28	66,5
Д30	2,5	0,2	125
Д31	5	0,14	200
Д32	10	0,1	380
Д33	20	0,07	840
Д34	0,08	1,6	2,6
Д35	0,16	1,1	5,3
Д36	0,3	0,8	10,54
Д37	0,6	0,56	22
Д38	1,2	0,4	39
Д39	2,5	0,28	87
Д40	5	0,2	185
Д41	10	0,14	352,7
Д42	20	0,1	675
Д43	0,08	2,2	1,85
Д44	0,16	1,6	3,8
Д45	0,3	1,1	6,5
Д46	0,6	0,8	15
Д47	1,2	0,56	30,7
Д48	2,5	0,4	46
Д49	5	0,28	106
Д50	10	0,2	174
Д51	20	0,14	379
Д52	0,01	12,5	0,09
Д53	0,02	4,4	0,35
Д54	0,02	1,1	1,54
Д55	0,02	0,56	2,4
Д56	0,0005	18	0,017
Д57	1,2	0,8	20
Д58	40	0,035	2920
Д59	0,0043	2,9	0,3
Д60	0,0005	10	0,015
Д61	0,02	3	0,72
Д62	0,05	2,5	0,5

1	2	3	4
Д63	0,00125	0,56	0,12
Д64	0,08	0,1	12
Д65	0,0025	0,56	0,36
Д66	0,05	0,02	0,95
Д67	0,002	2	0,25
Д68	0,008	1,1	0,7
Д69	0,005	5,6	0,17

Таблица ПЗ.2

Параметры транзисторов средней мощности (p-n-p)

Тип транзистора	$U_{кэмах},$ В	$I_{кмах}$ ($I_{кимах}$), А	$P_{кмах},$ Вт	$h_{21э}$	$I_{кбо},$ мА	$R_T,$ С/Вт	$O_{пермах},$ С
ГТ402Д	25	0,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ402Е	25	0,5	0,6	60-150	0,025	100	85
ГТ402Ж	40	0,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ403И	40	0,5	0,6	60-150	0,025	100	85
ГТ403А	30	1,25	-	20-60	0,05	100	85
ГТ403Б	30	1,25	-	50-150	0,05	100	85
ГТ403В	45	1,25	-	20-60	0,05	100	85
ГТ403Ж	60	1,25	-	20-60	0,07	100	85
ГТ405А	25	0,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ405Б	25	0,5	0,6	60-150	0,025	100	85
ГТ405В	40	0,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ405Г	40	0,5	0,6	60-150	0,025	100	85
П601И	25	(1,5)	0,5	20	0,2	50	85
П601АИ	25	(1,5)	0,5	40-100	0,1	50	85
П601БИ	30	(1,5)	0,5	80-200	0,13	50	85
П602И	30	(1,5)	0,5	40-100	0,1	50	85
П602АИ	30	(1,5)	0,5	80-200	0,13	50	85
П605	40	(1,5)	0,5	20-60	0,3	-	85
П605А	40	(1,5)	0,5	40-120	0,3	-	85
П606	25	(1,5)	0,3	20-60	0,3	-	85
П607	25	0,3 (0,6)	1,5	20-80	0,3	-	85
П607А	25	0,3 (0,6)	1,5	60-200	0,3	-	85
П608	25	0,3 (0,6)	1,5	40-120	0,3	-	85
П608А	25	0,3 (0,6)	1,5	80-240	0,3	-	85
П608Б	25	0,3 (0,6)	1,5	40-120	0,3	-	85

Параметры транзисторов средней мощности (n-p-n)

Тип тран- зистора	$U_{кэмах},$ В	$I_{кмах}$ ($I_{кимах}$), А	$P_{кмах},$ Вт	h21э	$I_{кбо},$ мА	$R_{т},$ С/Вт	$O_{пермах},$ С
1	2	3	4	5	6	7	8
ГТ404А	25	0,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ404Б	25	0,5	0,6	60-150	0,025	85	
ГТ404В	40	,5	0,6	30-80	0,025	100	85
ГТ404Г	40	0,5	0,6	60-150	0,025	100	85
КТ601А	100	0,03	0,25	16	0,5	-	150
КТ602А	100	0,075 (0,5)	0,85	20-80	0,07	150	120
КТ602Б	100	0,075 (0,5)	0,85	50	0,07	150	120
КТ602В	70	0,075 (0,5)	0,85	15-80	0,07	150	120
КТ602Г	70	0,075 (0,5)	0,85	50	0,07	150	120
КТ603А	30	0,3 (0,6)	0,5	100-80	0,01	200	120
КТ603Б	30	0,3 (0,6)	0,5	60	0,01	200	120
КТ603В	15	0,3 (0,6)	0,5	10-80	0,005	200	120
КТ603Г	15	0,3 (0,6)	0,5	60	0,005	200	120
КТ603Д	10	0,3 (0,6)	0,5	20-80	0,001	200	120
КТ603Е	10	0,3 (0,6)	0,5	60-200	0,001	200	120
КТ604А	250	0,2	0,8	10-40	0,05	150	150
КТ604Б	250	0,2	0,8	30-120	0,05	150	150
КТ605А	250	(0,2)	0,4	10-40	0,1	300	150
КТ605Б	250	(0,2)	0,4	30-120	0,1	300	150
КТ606А	60	0,4 (0,8)	2,5	-	1,5	-	120
КТ606Б	60	0,4 (0,8)	2,5	-	1,5	-	120
КТ608А	60	0,4 (0,8)	0,5	20-80	0,01	200	120
КТ608Б	60	0,4 (0,8)	0,5	40-160	0,01	200	120
КТ61А	180	0,1	0,8	10-40	0,2	150	150
КТ611Б	180	0,1	0,8	30-120	0,2	150	150
КТ611В	150	0,1	0,8	10-40	0,2	150	150
КТ611Г	150	0,1	0,8	30-120	0,2	150	150
КТ618А	250	0,1	0,5	30	0,05	200	150

Основные параметры схем рис.2.1, работающих на емкостную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_0}$	$\frac{I_{np.ср}}{I_0}$	$\frac{I_{np.м}}{I_0}$	$\frac{I_{np}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1}{I_0} \frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{mp}}{P_0}$	K_{n1}	$\frac{f_n}{f_c}$	R
Однополупериодная	B	2,82B	1	F	D	D	$\sqrt{D^2 - 1}$	BD	$B\sqrt{D^2 - 1}$	$0,5BD + \sqrt{D^2 - 1}$	$\frac{H}{rC}$	1	$r_{npД} + r_{mp}$
Двухполупериодная	B	2,82B	0,5	0,5F	0,5D	0,5D	0,707D	BD	0,707BD	0,85BD	$\frac{H}{rC}$	2	$r_{npД} + r_{mp}$
Однофазная мостовая	B	1,41B	0,5	0,5F	D	$0,707D$	0,707D	0,707BD	0,707BD	0,707BD	$\frac{H}{rC}$	2	$2r_{npД} + r_{mp}$
Удвоения напряжения (схема Латура)	0,5B	1,41B	1	F	D	1,41D	1,41D	0,7BD	0,7BD	0,7BD	$\frac{H}{rC}$	2	$r_{npД} + r_{mp}$
Трехфазная (звезда- звезда, треугольник- звезда)	B	2,44B	0,33	$0,33F$	0,33D	0,33D	0,273D	BD	0,82BD	0,9BD	$\frac{H}{rC}$	3	$r_{npД} + r_{mp}$
Трехфазная мостовая (звезда- звезда, треугольник - звезда)	$0,576B$	1,41B	0,33	$0,33F$	0,236D	0,33D	0,33D	0,576BD	0,576BD	0,576BD	$\frac{H}{rC}$	6	$2r_{npД} + r_{mp}$
Трехфазная мостовая (звезда – треугольник, треугольник – треугольник)	B	1,41B	0,33	$0,33F$	0,236D	0,19D	0,19D	0,576BD	0,576BD	0,576BD	$\frac{H}{rC}$	6	$2r_{npД} + r_{mp}$

Библиотека БГУИР

Таблица П3.5

Основные параметры схем рис. 2.1, работающих на индуктивную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_0}$	$\frac{I_{np.ср}}{I_0}$	$\frac{I_{np.м}}{I_0}$	$\frac{I_{np}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1}{I_0} \frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{np}}{P_0}$	$K_{н1}$	$\frac{f_n}{f_c}$
Двухполупериодная	1,11	3,14	0,5	1	0,707	0,707	1	1,57	1,11	1,34	0,67	2
Однофазная мостовая	1,11	1,57	0,5	1	0,707	1	1	1,11	1,11	1,11	0,67	2
Трехфазная (звезда – звезда, треугольник – звезда)	0,855	2,1	0,33	1	0,58	0,47	0,47	1,48	1,2	1,34	0,25	3
Трехфазная мостовая (звезда – звезда, треугольник – звезда)	0,43	1,05	0,33	1	0,58	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	0,057	6
Трехфазная мостовая (звезда – треугольник, треугольник – треугольник)	0,74	1,05	0,33	1	0,58	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	0,057	6

Основные параметры схем рис. 2.1, работающих на активную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_0}$	$\frac{I_{np.сп}}{I_0}$	$\frac{I_{np.м}}{I_0}$	$\frac{I_{np}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1}{I_0} \frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{mp}}{P_0}$	K_{n1}	$\frac{f_{n1}}{f_c}$
Однополупериодная	2,22	3,14	1,0	3,14	1,57	1,57	1,21	3,49	2,69	3,49	1,51	1
Двухполупериодная	1,11	3,14	0,5	1,57	0,785	0,785	1,11	1,74	1,23	1,48	0,67	2
Однофазная мостовая	1,11	1,57	0,5	1,57	0,785	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	0,67	2
Трёхфазная (звезда – звезда, треугольник – звезда)	0,85 5	2,1	0,33	1,21	0,59	0,59	0,48	1,51	1,23	1,38	1,23	3
Трёхфазная мостовая (звезда – звезда, треугольник – звезда)	0,43	1,05	0,33	1,05	0,58	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	0,057	6
Трёхфазная мостовая (звезда – треугольник, треугольник – треугольник)	0,74	1,05	0,33	1,05	0,58	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	0,057	6

Таблица ПЗ.7

Расчетные данные ряда ТСП с независимым возбуждением на О-образных ленточных магнитопроводах из материала 40 НКМ, толщина ленты 0,02 мм

Типоразмер магнитопровода	$f_{II} = 10$ кГц; $B_m = 0,6$ Т			$f_{II} = 20$ кГц; $B_m = 0,6$ Т			$G_{тр.,г}$
	j , А/мм	u_k , %	$P_{г}$, В·А	j , А/мм	u_k , %	$P_{г}$, В·А	
ОЛ12/14-3	15	4,0	3	15	2	5,5	5
ОЛ14/17-3	15	3,0	9	15	1,5	16	8
ОЛ16/20-3	13	2,3	15	12,5	1,2	28	11
ОЛ18/23-4	10,5	1,2	33	10	0,7	60	20
ОЛ20/25-5	9,5	1,0	49	9	0,5	85	27
ОЛ20/25-6,5	9,0	0,7	60	8,5	0,35	110	31
ОЛ20/28-5	8,3	0,6	70	8,0	0,25	120	35
ОЛ22/30-5	8,7	0,7	80	8,2	0,3	140	43
ОЛ22/30-6,5	8,0	0,5	100	7,3	0,25	170	50
ОЛ25/35-5	7,7	0,6	140	7,0	0,25	240	65
ОЛ25/35-6,5	6,9	0,4	170	6,1	0,2	290	75
ОЛ25/40-5	6,8	0,4	200	6,0	0,15	320	86
ОЛ25/40-6,5	6,7	0,3	260	5,4	0,1	550	97
ОЛ28/40-8	6,5	0,3	295	5,0	0,1	385	110
ОЛ28/40-10	6,0	0,2	330	5,0	0,1	410	125
ОЛ32/45-10	5,5	0,2	510	4,5	0,1	600	140
ОЛ32/50-8	5,3	0,2	525	4,3	0,1	630	150

Учебное издание

Электропитание систем телекоммуникаций

Методические указания и контрольные задания
для студентов специальностей
«Радиотехника», «Сети телекоммуникаций»,
«Многоканальные системы телекоммуникаций»,
«Техническое обеспечение безопасности»
заочной формы обучения

Составитель
Климович Владимир Викторович

Ответственный за выпуск В. В. Климович

Подписано в печать 28.09.2006.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Печать ризографическая.	Усл. печ. л. 2,79.
Уч.-изд. л. 1,9.	Тираж 100 экз.	Заказ 42.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6