

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Кафедра «Радиоэлектроника и телекоммуникации»

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Учебно-методическое пособие

к выполнению контрольной работы по дисциплине
для студентов заочной формы обучения направлений

11.03.01 «Радиотехника»,

11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

и специальности

11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»

Севастополь
СевГУ
2025

УДК 621.314.1(076)
ББК 32.88-4я73
Э455

Р е ц е н з е н т:

И. Л. Афонин - д-р техн. наук, профессор,
заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации»

Ответственный за выпуск:

И. Л. Афонин - д-р техн. наук, профессор,
заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации»

Составители: Ю. П. Михайлюк, Е. С. Серяк

Э455 Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств : учебно-методическое пособие к выполнению контрольной работы по дисциплине для студентов заочной формы обучения направлений: 11.03.01 «Радиотехника», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» / Севастопольский государственный университет ; сост.: Ю. П. Михайлюк, Е. С. Серяк. – Севастополь : СевГУ, 2025. – 40 с. – Текст : электронный.

Целью пособия является оказание помощи студентам заочной формы обучения в выполнении контрольной работы по дисциплине «Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств», а также в получении ими теоретических знаний принципов действия импульсных преобразователей напряжения и приобретении практических навыков по разработке и расчету параметров элементов схем.

УДК 621.314.1(076)
ББК 32.88-4я73

Рассмотрены и рекомендованы к изданию на заседании кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации», протокол № 1 от 30 августа 2024 года.

В авторской редакции

Изд. № 93/2025. Объем 2,5 п.л. Усл. печ. л. 2,32 Уч.-изд. л. 2,45.
Издательский центр ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

© Михайлюк Ю. П., Серяк Е. С., сост., 2025
© ФГАОУ ВО «Севастопольский
государственный университет», 2025

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1. Методические указания по выполнению контрольной работы.....	5
1.1. Структурная схема источника электропитания.....	5
1.2. Основные схемы преобразователей напряжения.....	6
1.3. Основные схемы сетевых выпрямителей.....	11
2. Исходные данные и порядок расчета.....	14
2.1. Исходные данные.....	14
2.2. Порядок расчета.....	15
2.2.1. Алгоритм выбора схемы преобразователя.....	15
2.2.2. Выбор и расчёт трансформатора.....	20
2.2.3. Порядок расчёта элементов силовой части преобразователя.....	23
2.2.4. Расчёт сетевого выпрямителя.....	26
Библиографический список.....	28
Приложения.....	29

ВВЕДЕНИЕ

Целью настоящей работы является закрепление студентами теоретических знаний, полученных при изучении основных разделов курса «Электропреобразовательные устройства РЭС».

При выполнении контрольной работы студент должен: обосновать выбор одной из наиболее широко применяемых на практике схем высокочастотных регулируемых транзисторных преобразователей и провести расчёт элементов силовой части выбранной схемы преобразователя.

Задание предусматривает сто вариантов. Номер варианта задачи, выполняемой студентом, должен соответствовать двум последним цифрам номера зачётной книжки.

Контрольная работа с заданием, выполненным не по своему варианту, не проверяется преподавателем.

Исходные данные к расчёту выбираются из таблицы 2.1 в соответствии с номером зачётной книжки.

Контрольная работа выполняется на листах бумаги формата А4. Все страницы нумеруются.

Контрольная работа должна содержать:

- титульный лист;
- исходные данные к расчёту;
- обоснование выбора схемы, которая будет рассчитываться, и краткое описание работы схемы;
- расчётные формулы должны быть приведены в общем виде и с подставленными в системе СИ численными значениями величин;
- принципиальные схемы и графики должны соответствовать требованиям ЕСКД;
- все рисунки, графики, чертежи и таблицы должны быть пронумерованы;
- в конце контрольной работы приведите перечень элементов схемы, выполненный в соответствии с требованиями ЕСКД;
- библиографический список.

1. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ

1.1 Структурная схема источника электропитания

Широкое внедрение микросхем в радиоэлектронной аппаратуре диктует необходимость улучшения массо-объемных показателей стабилизирующих источников вторичного электропитания, что достигается применением импульсных способов регулирования и отказом от низкочастотных трансформаторов. В литературе подобные источники получили название источников питания с бестрансформаторным входом ИПБВ [1, 2].

Наиболее часто ИПБВ выполняются по структурной схеме, показанной на рисунке 1.1.

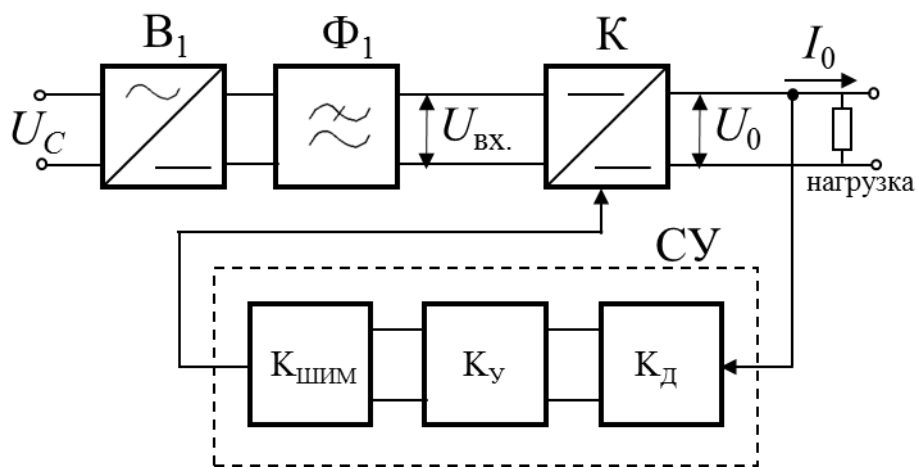


Рисунок 1.1 - Структурная схема ИПБВ

На рисунке 1.1 использованы следующие обозначения:

- B_1 — входной сетевой выпрямитель напряжения;
- Φ_1 — входной сглаживающий фильтр (ФНЧ);
- K — конвертор (DC/DC преобразователь) — преобразователь постоянного напряжения;
- СУ — система управления, которая содержит:
 - $K_{\text{шпим}}$ — широтно-импульсный модулятор;
 - K_y — усилитель сигнала ошибки (рассогласования);
 - K_d — следящий делитель.

$U_{\text{вх.}}$ — входное напряжение преобразователя;

U_0 — выходное напряжение преобразователя;

I_0 — ток нагрузки;

В таких устройствах первым элементом является так называемый сетевой выпрямитель, преобразующий электрическую энергию сети переменного тока в электрическую энергию постоянного тока. В качестве сетевого выпрямителя B_1

для однофазной и трёхфазной сетей используются выпрямители с ёмкостным сглаживающим фильтром. Расчёт схемы сетевого выпрямителя осуществляется после расчёта преобразователя. Преобразователь (конвертор) преобразует напряжение постоянного тока $U_{вх}$ в напряжение постоянного тока другого уровня U_0 . Конвертор реализуется, в основном, на основе регулируемых транзисторных преобразователей. Транзисторы в преобразователях работают в режиме переключения: большую часть периода преобразования они находятся в режиме отсечки или насыщения. Этим объясняются хорошие энергетические показатели источников с импульсным регулированием. Повышение частоты преобразования позволяет уменьшить объём и массу электромагнитных элементов и конденсаторов, и тем самым, улучшить удельные массо-объёмные показатели вторичного источника.

В стабилизирующих источниках, как правило, применяют широтно-импульсный (ШИМ) способ регулирования, при котором период коммутации постоянен, а время нахождения транзистора в области насыщения (отсечки) изменяется в зависимости от выходного напряжения (тока).

Система управления содержит следящий делитель с коэффициентом передачи K_d не более 1, усилитель сигнала ошибки с коэффициентом усиления K_y , много большим 1 и широтно-импульсный модулятор с коэффициентом разрядности $K_{ШИМ}$ более 1. Произведение $K_d K_y K_{ШИМ}$ называют петлевым коэффициентом усиления, который определяет нестабильность выходного напряжения U_0 (абсолютную — ΔU_0 , или относительную — $\delta = \Delta U_0 / U_0$):

$$\delta = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{1 + K_d K_y K_{ШИМ}}.$$

1.2. Основные схемы преобразователей напряжения

В системах электропитания радиоэлектронных средств, в основном, применяют одноктактные и двухтактные преобразователи напряжения с гальванической развязкой между источниками энергии и нагрузкой.

Из одноктактных преобразователей используются следующие типы:

- одноктактный преобразователь с прямым включением диода, в котором энергия источника передаётся в нагрузку на интервале включенного (открытого) состояния регулирующего транзистора (на прямом такте);
- одноктактный преобразователь с обратным включением диода, в котором энергия источника передаётся в нагрузку во время выключенного (закрытого) состояния регулирующего транзистора (на обратном такте);
- одноктактный преобразователь с разделительными конденсаторами (так называемый преобразователь Кука);

Из двухтактных преобразователей чаще всего используют двухтактный полумостовой преобразователь.

На рисунке 1.2,а изображена схема однотактного преобразователя с прямым включением выпрямительного диода; на рисунке 1.2,б — эюры, поясняющие работу схемы.

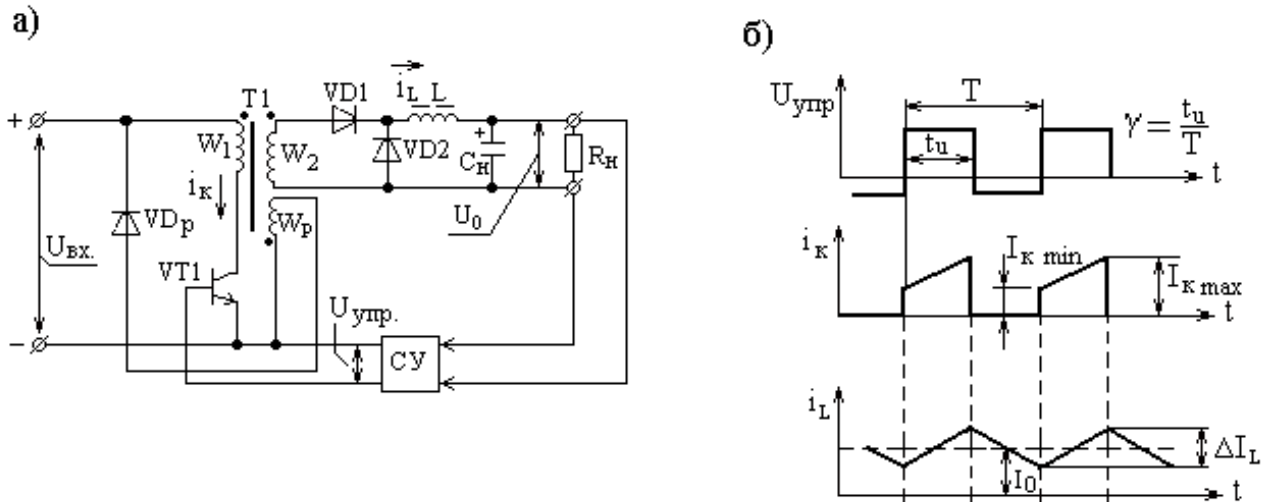


Рисунок 1.2 - Схема (а) и эюры, поясняющие работу (б) однотактного преобразователя с прямым включением выпрямительного диода

При открытом транзисторе VT1 напряжение U_{BX} оказывается приложенным к первичной обмотке W_1 трансформатора T1. Диод VD1 открыт, и энергия источника питания передаётся в нагрузку. На интервале закрытого состояния транзистора ток нагрузки поддерживается энергией, запасённой дросселем и конденсатором, а энергия, накопленная в магнитопроводе, с помощью размагничивающей обмотки W_p через диод VDp отдаётся в источник питания. Поскольку в установившемся режиме работы преобразователя энергия, запасённая трансформатором на интервале открытого состояния транзистора, должна быть полностью возвращена в источник питания, то максимальное значение относительной длительности открытого состояния транзистора

$$\gamma_{\max} = \frac{t_n}{T},$$

где T , t_n — период работы и длительность открытого состояния транзистора зависящие от соотношения чисел витков обмоток W_1 и W_p .

Чем больше пределы регулирования, тем больше значение $\gamma_{\max}$ и тем меньше должно быть число витков размагничивающей обмотки W_p . Уменьшение числа витков размагничивающей обмотки приводит к увеличению напряжения на закрытом транзисторе преобразователя

$$U_{K \max} = U_{BX \max} (1 + W_1 / W_p).$$

Так, при $\gamma_{\max}$ равном 0,5 напряжение на закрытом транзисторе идеального преобразователя превышает входное напряжение в два раза, а при $\gamma_{\max}$ равном 0,9 — в десять раз. Регулировочная характеристика идеального преобразователя носит линейный характер

$$U_0 = \gamma n_{21} U_{\text{вх}}, \quad (1.1)$$

где $n_{21} = W_2 / W_1$ — коэффициент трансформации.

Выражение (1.1) справедливо при условии непрерывности тока дросселя, которое имеет место, если индуктивность дросселя фильтра L больше некоторой критической величины $L_{\text{кр}}$.

При заданной мощности в нагрузке $P_{\text{вых}}$ импульсные токи через транзистор VT1 и диоды преобразователя в режиме прерывистых токов больше, чем в режиме непрерывных токов. Поэтому в маломощных источниках (до 400 Вт) режим непрерывных токов предпочтительнее.

При высоких уровнях входного напряжения $U_{\text{вх}} \geq 250$ В может применяться полумостовая схема прямоходового одноконтурного преобразователя, представленная на рисунке 1.3.

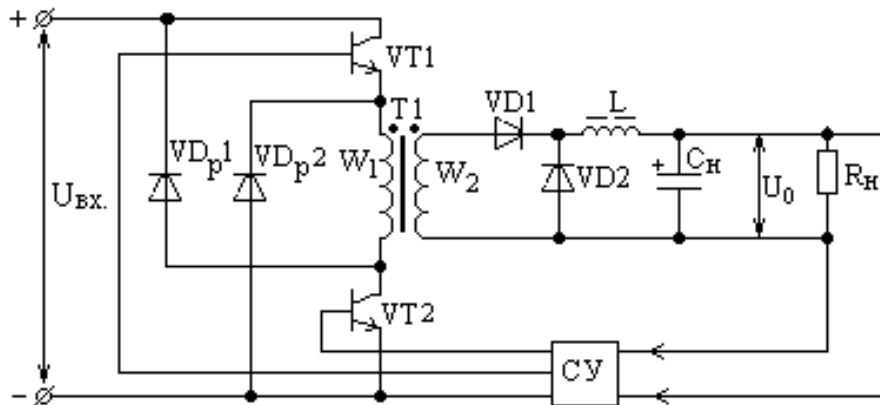


Рисунок 1.3 - Схема одноконтурного прямоходового преобразователя с пониженным напряжением на транзисторах

В этой схеме транзисторы VT1 и VT2 управляются синхронно. Диоды VDp1 и VDp2 обеспечивают рекуперацию энергии, запасённую трансформатором T1. Достоинством схемы рисунка 1.3 является меньшее напряжение на закрытых транзисторах VT1 и VT2, которое не превышает величины $U_{\text{вх}}$.

На рисунке 1.4, а приведена схема одноконтурного преобразователя с обратным включением выпрямительного диода; на рисунке 1.4, б — эюры, поясняющие её работу.

В схеме рисунка 1.4 при отпирании транзистора VT1 напряжение питания прикладывается к первичной обмотке W_1 трансформатора T1. Полярность напряжения на вторичной обмотке такова, что диод VD1 закрыт. На этом интервале происходит накопление энергии в трансформаторе. При запираании транзистора VT1 изменяется полярность напряжения на обмотках трансформатора, открывается диод VD1 и энергия, накопленная трансформатором, передаётся в нагрузку. Регулировочная характеристика идеального преобразователя нелинейна и имеет вид:

$$U_0 = \gamma n_{21} U_{\text{вх}} / (1 - \gamma), \quad (1.2)$$

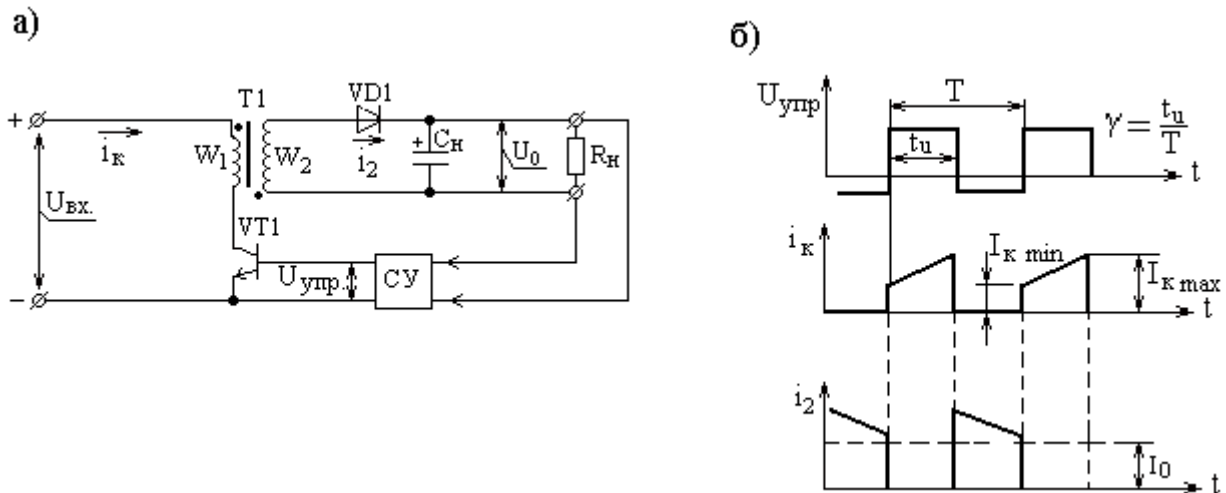


Рисунок 1.4 - Схема однотактного преобразователя с обратным включением выпрямительного диода

Основным достоинством схемы рисунка 1.4 является наличие одного мощного элемента (трансформатора T1), что является в ряде случаев определяющим при выборе малогабаритного, маломощного и экономичного источника электропитания.

При высоких уровнях входного напряжения может применяться полумостовая схема обратного однотактного преобразователя, представленная на рисунке 1.5. В этой схеме напряжение на закрытых транзисторах VT1 и VT2 не превышает $U_{\text{вх}}$.

С ростом выходной мощности габариты ёмкостного фильтра $C_{\text{н}}$ обратных преобразователей (рисунки 1.4, 1.5) резко возрастают, что вызывает необходимость применения LC-фильтра.

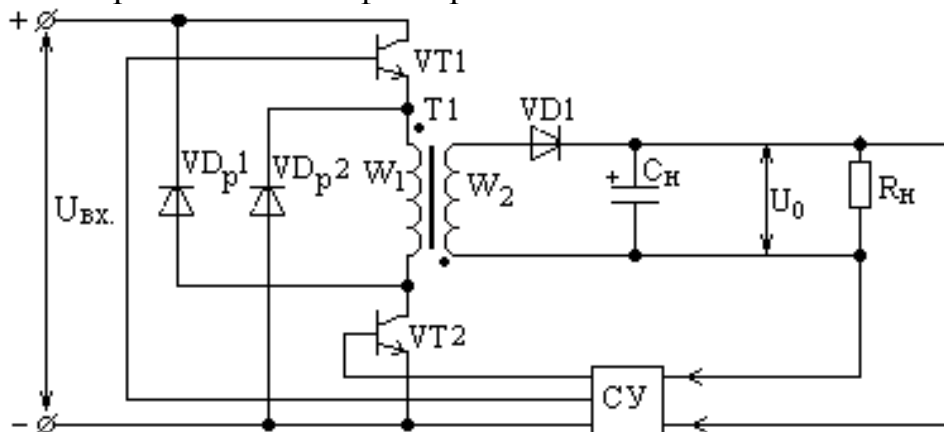


Рисунок 1.5 - Схема однотактного обратного преобразователя с пониженным напряжением на транзисторах

Достаточно широкое применение в последнее время находит схема преобразователя с разделительными конденсаторами (схема Кука), показанная на рисунке 1.6.

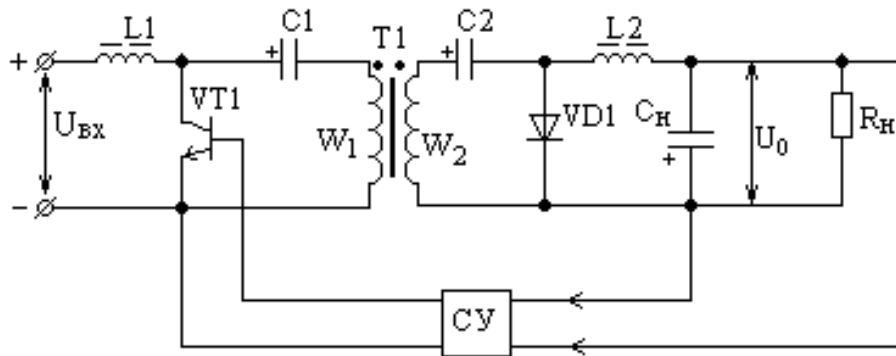


Рисунок 1.6 - Однотактный преобразователь с симметричным перематыванием сердечника трансформатора

В этой схеме при открытом транзисторе VT1 дроссель L1 подключен к источнику питания, а напряжение на первичной обмотке трансформатора W_1 равно напряжению на конденсаторе C1. Дiode VD1 закрыт и к обмотке дросселя L2 приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора. Дроссели L1 и L2 на этом интервале времени запасают энергию. При запираии транзистора VT1 энергия, накопленная дросселем L1, идет на заряд конденсаторов C1, C2 и перематывание трансформатора T1. Энергия, накопленная дросселем L2, передается через диод VD1 в нагрузку. Отличительной особенностью данной схемы является перематывание трансформатора по симметричному циклу петли гистерезиса. Это позволяет уменьшить габариты трансформатора по сравнению с другими рассмотренными типами однотактных преобразователей. Синфазность изменения ЭДС обмоток трансформатора и дросселей позволяет объединить эти элементы в один конструктивный узел.

В тех случаях, когда требуется построить источник при U_{BX} более 300 В, целесообразно применять двухтактный полумостовой преобразователь, выполненный по схеме рисунка 1.7. В этой схеме на базы транзисторов VT1 и VT2 от схемы управления (СУ) поступают управляющие импульсы определённой длительности $t_{и}$. Во время открытого состояния одного из транзисторов к первичной обмотке W_1 трансформатора T1 прикладывается напряжение, равное половине U_{BX} . При этом, к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное U_{BX} .

Достоинством полумостовой схемы преобразователя является отсутствие постоянного подмагничивания трансформатора.

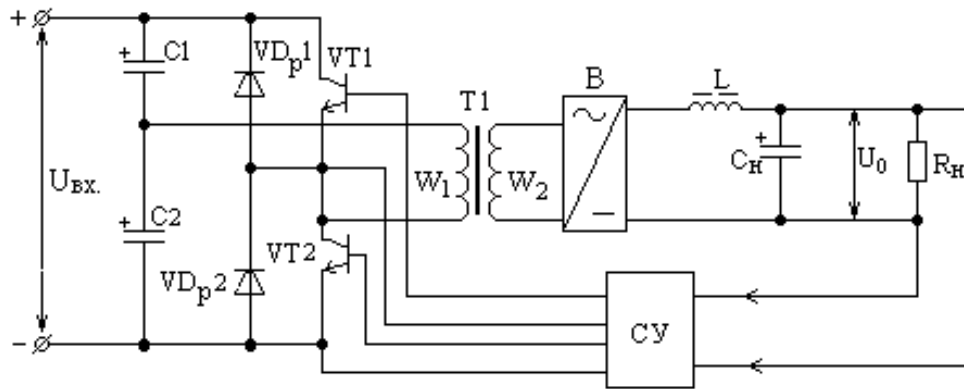


Рисунок 1.7 - Схема двухтактного полумостового преобразователя

На выходе трансформатора Т1 (см. рисунок 1.7) в большинстве случаев включают выпрямитель, выполненный либо по мостовой, либо по двухполупериодной схеме (со средней точкой). Поэтому на вход LC -фильтра с выхода выпрямителя за один период работы преобразователя поступают два прямоугольных однополярных импульса, что и определяет особенности его расчёта.

1.3. Основные схемы сетевых выпрямителей

Назначение сетевого выпрямителя для ИПБВ с ёмкостным сглаживающим фильтром, во-первых, преобразование рода тока — из переменного в постоянный и, во-вторых, сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения. В качестве сглаживающих фильтров обычно используют ёмкостные, низкочастотные фильтры. Наиболее часто сетевые выпрямители выполняют по схемам, приведенным на рисунке 1.8.

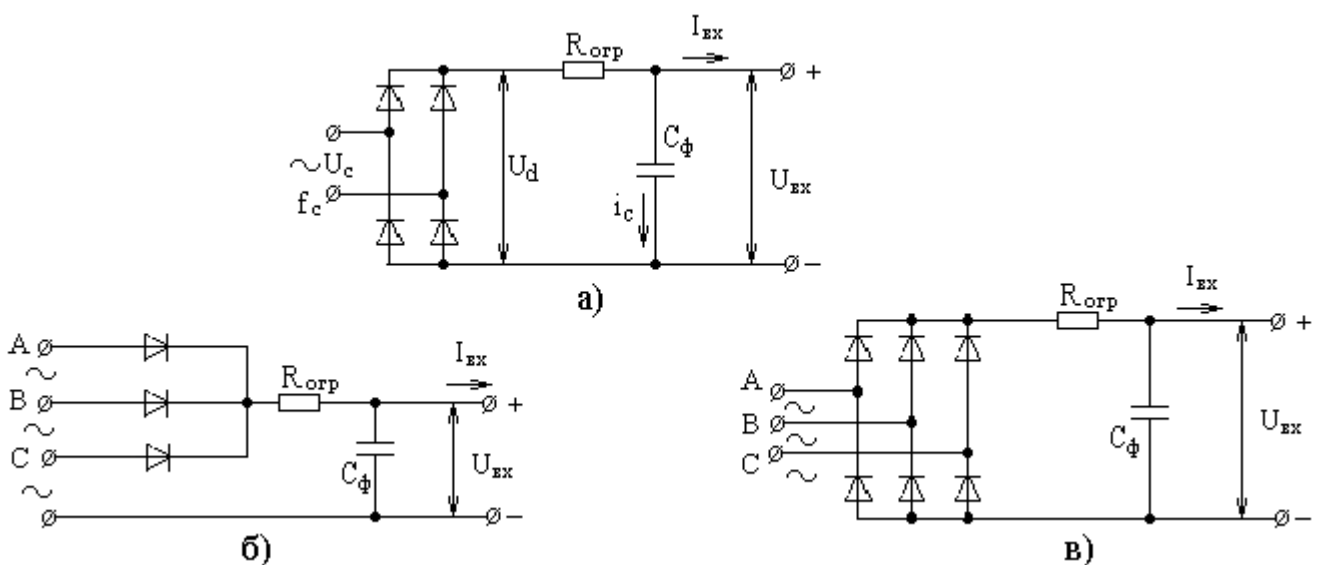


Рисунок 1.8 - Схемы выпрямителей с ёмкостными сглаживающими фильтрами

- а) Однофазная мостовая схема (двухполупериодный однофазный выпрямитель);
- б) Трёхфазный выпрямитель со средней точкой;
- в) Трёхфазная мостовая схема (схема Ларионова)

На рисунке 1.9 приведены временные диаграммы, поясняющие работу двухполупериодной однофазной схемы (рисунок 1.8,а) на ёмкостную нагрузку.

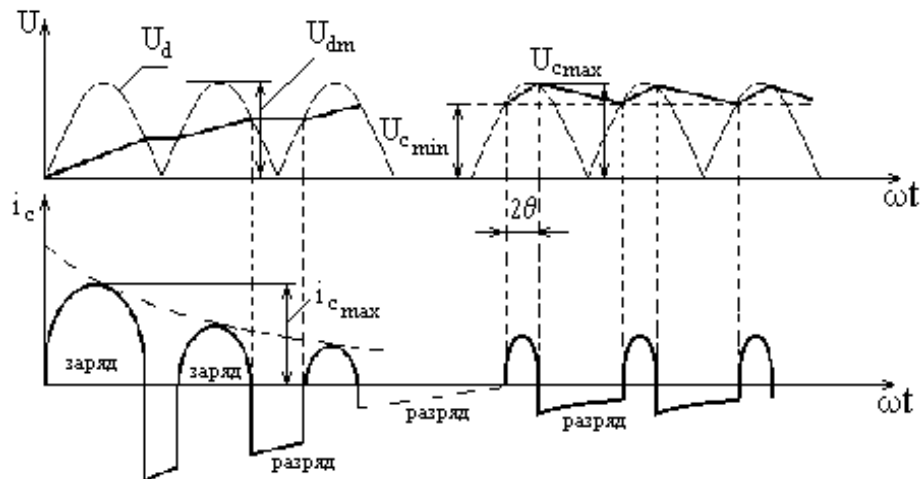


Рисунок 1.9 - Эпюры работы однофазного мостового выпрямителя на нагрузку ёмкостного характера

Здесь 2θ угол отсечки тока вентиля. Очевидно, что с уменьшением пульсации напряжения на конденсаторе

$$\Delta U_c = U_{c \max} - U_{c \min},$$

уменьшается и угол θ , а среднее значение напряжения

$$U_{\text{вх}} \cong (U_{c \max} + U_{c \min}) / 2$$

стремится к амплитуде напряжения

$$U_{\text{amp}} = \sqrt{2} \cdot U_c.$$

Величина ёмкости C_ϕ определяется исходя из уровня пульсаций по формуле

$$C_\phi = \frac{U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}} \left(\frac{2\pi}{p} - \arccos(1 - k_a) \right)}{\pi \cdot f_c \cdot U_{\text{amp}}^2 \cdot k_a (2 - k_a)},$$

где $I_{\text{вх}}$ — среднее значение тока, потребляемого от сетевого выпрямителя;

f_c — частота питающей сети;

p — число фаз выпрямления (пульсность);

$k_a = 1 - U_{c \min} / U_{c \max}$ — абсолютный коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторе.

Для расчётов задаются $k_a = 0,05 \dots 0,1$. Эти пульсации будут отработаны цепью обратной связи преобразователя и не должны быть большими, чтобы не уменьшать диапазон регулирования по другим дестабилизирующим воздействиям.

При малом внутреннем сопротивлении сети наличие конденсатора в схеме выпрямителя вызывает в момент включения резкий бросок тока заряда $i_{\text{смах}}$ (см. рисунок 1.9), который может в десятки раз превышать установившееся значение и привести к выходу из строя выпрямительных диодов. Для ограничения этого тока в схему вводят резистор $R_{\text{огр}}$.

Сопротивление резистора определяют для наихудшего случая, когда напряжение сети максимально и ограничивают $i_{\text{смах}}$ на уровне нескольких десятков ампер. Этот ток является ударным током для диодов, и его величина должна соответствовать перегрузочной способности диодов при работе на ёмкость.

Реально $R_{\text{огр}}$ составляет от 3 до 50 Ом для ИПБВ с выходной мощностью 20...200 Вт. При этом средняя мощность, рассеиваемая на резисторе, невелика и лежит в пределах долей-единиц ватт. Импульсная же мощность достигает десятков ватт. Поэтому во многих случаях используют проволочные резисторы или металлопленочные (ОМЛТ, С2-23, С2-33 и пр.), но со значительным запасом по мощности. При выходной мощности 300 Вт и более следует предусматривать автоматическое закорачивание $R_{\text{огр}}$ после включения контактами реле или тиристором [1].

2. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА

2.1. Исходные данные

По двум последним цифрам зачетной книжки выбирается вариант задания из таблицы 2.1

Таблица 2.1 — Варианты задания

Предпоследняя цифра номера зачетной книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Параметр										
Напряжение фазы питающей сети $U_{\text{ф}}$, В	220	127	110	36	220	127	110	36	220	127
Частота тока питающей сети $f_{\text{с}}$, Гц	50	60	50	60	60	50	60	50	50	60
Число фаз сети, m	3	1	3	1	3	1	1	3	1	3
Пульсность сетевого выпрямителя p	3	2	6	2	3	2	2	6	2	3
Относительное изменение напряжения питающей сети: в сторону увеличения $a_{\text{макс}}$ в сторону уменьшения $a_{\text{мин}}$	0,2 0,2	0,1 0,15	0,2 0,1	0,1 0,1	0,1 0,2	0,1 0,2	0,15 0,1	0,2 0,2	0,1 0,15	0,2 0,2
Частота преобразования $f_{\text{п}}$, кГц	20	40	50	60	25	40	20	40	25	60
Последняя цифра номера зачетной книжки	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Параметр										
U_0 , В	5,0	5,0	24,0	12	5,0	27,0	12,0	5,0	5,0	27,0
$I_{0 \text{ макс.}}$, А	6,0	10,0	6	5	8,0	6,0	10,0	6,0	8,0	4,0
$I_{0 \text{ мин.}}$, А	0,6	2,0	3,0	1,0	0,8	2,0	2,0	1,0	2,0	0,6
Нестабильность выходного напряжения при изменении питающей сети δ , %	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1
Амплитуда пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых. п.}}$, В	0,05	0,05	0,2	0,12	0,05	0,27	0,15	0,05	0,05	0,27

Исходными данными для выбора и расчёта схемы являются:

- номинальное значение сетевого напряжения $U_{\text{ф}}$, В;
- частота тока питающей сети $f_{\text{с}}$, Гц;
- число фаз сети, m ;
- пульсность сетевого выпрямителя p ;
- относительное отклонение напряжения питающей сети:
 - в сторону повышения $a_{\text{макс}}$,
 - в сторону понижения $a_{\text{мин}}$;
- частота преобразования $f_{\text{п}}$, кГц;
- номинальное значение выходного напряжения U_0 , В;
- максимальное и минимальное значения тока нагрузки $I_{0 \text{ макс.}}$, $I_{0 \text{ мин.}}$, А;
- амплитуда пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых. п.}}$, В;

2.2 Порядок расчета

2.2.1. Алгоритм выбора и расчета схемы преобразователя

1. Определяем максимальную выходную мощность преобразователя

$$P_0 = U_0 \cdot I_{0 \text{ макс.}}$$

2. Определяем номинальное $U_{\text{вх}}$, максимальное и минимальные значения входного напряжения преобразователя:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot (1 - k_a) / 2 ;$$

$$U_{\text{вх макс}} = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot (1 + a_{\text{макс}} + k_a) / 2 ;$$

$$U_{\text{вх мин}} = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot (1 - a_{\text{мин}} - k_a) / 2$$

где $k_a = (0,05 \dots 0,1)$ — абсолютный коэффициент пульсаций на выходе сетевого выпрямителя (см. рисунок 1.9),

$$U_c = U_{\phi} \quad (\text{при } p = 2, 3),$$

$$U_c = \sqrt{3} \cdot U_{\phi} \quad (\text{при } p = 6).$$

3. По полученным значениям P_0 и $U_{\text{вх}}$ с помощью графика рисунка 2.1 выбираем схему преобразователя с учётом рекомендаций, приведенных в п.п. 1.2.

Области, обозначенные ИЛИ соответствуют равноценному применению обоих типов преобразователей.

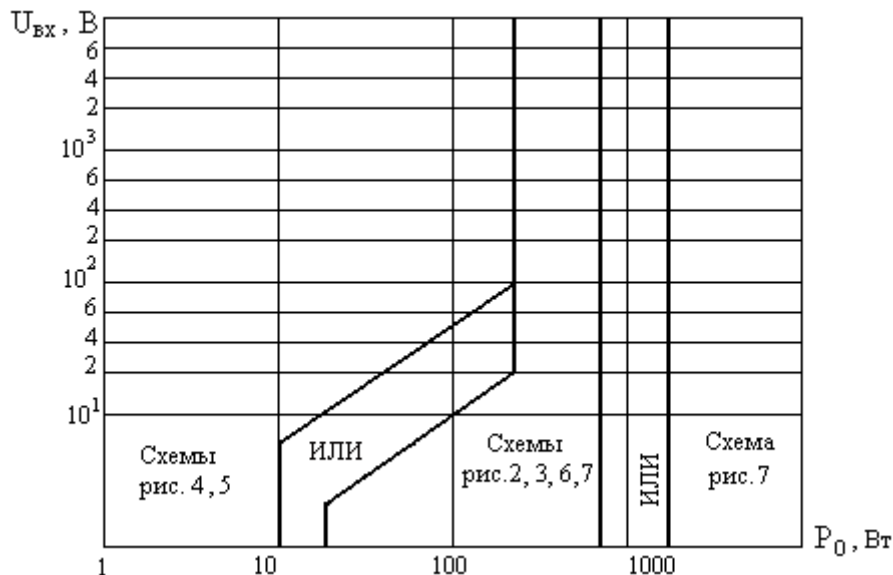


Рисунок 2.1 - График областей предпочтительного применения различных типов преобразователей

4. Для схем рисунков 1.4, 1.5, 1.6 задаемся максимальным значением коэффициента заполнения $\gamma_{\text{макс}} = 0,5$.

Таблица 2.3 — Расчетные формулы

№ № п/п	Пара метр	Выходной выпрями- тель	Схемы рис. 1.2, 1.3	Схемы рис. 1.4, 1.5	Схема рис. 1.6	Схема рис. 1.7
1	γ	-	$U_0 / (U_{\text{вх}} \cdot n_{21})$	$U_0 / (n_{21} \cdot U_{\text{вх}} + U_0)$		$2U_0 / (n_{21} \cdot U_{\text{вх}})$
2	$\gamma_{\text{мин}}$	-	$U_0 / (U_{\text{вх макс}} \cdot n_{21})$	$U_0 / (n_{21} \cdot U_{\text{вх макс}} + U_0)$		$2U_0 / (n_{21} \cdot U_{\text{вх макс}})$
3	I_1	Однополупе- риодный	$n_{21} \cdot I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}$	$n_{21} \cdot I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}} / (1 - \gamma_{\text{макс}})}$	$n_{21} \cdot I_{0 \text{ макс}} \cdot \sqrt{\gamma_{\text{макс}} + \gamma_{\text{макс}}^2 / (1 - \gamma_{\text{макс}})}$	-
		Мостовой и двухполупе- риодный	-	-	-	$n_{21} \cdot I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}$
4	I_2	Однополупе- риодный	$I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}$	$I_{0 \text{ макс}} \sqrt{1 - \gamma_{\text{мин}}}$	$I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}} + \gamma_{\text{макс}}^2 / (1 - \gamma_{\text{макс}})}$	-
		Мостовой	-	-	-	$I_{0 \text{ макс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}$
		Двухполупе- риодный	-	-	-	$0,5 \cdot I_{0 \text{ макс}} \sqrt{1 + \gamma_{\text{макс}}}$
5	$U_{1\text{м}}$	Однополупе- риодный	$U_{\text{вх мин}} - U_{\text{кэ нас}} - \Delta U_1$	$U_{\text{вх мин}} - U_{\text{кэ нас}} - \Delta U_1$	$U_{\text{вх мин}} - U_{\text{кэ нас}} - \Delta U_1 - \Delta U_{L1}$	
		Мостовой и двухполупе- риодный		-	-	$0,5 \cdot U_{\text{вх мин}} - \Delta U_{c1} - U_{\text{кэ нас}} - \Delta U_1$

Продолжение таблицы 2.3

№ № п/п	Пара- метр	Выходной выпрями- тель	Схемы рис. 1.2, 1.3	Схемы рис. 1.4, 1.5	Схема рис. 1.6	Схема рис. 1.7
6	U_{2m}	Однополу- периодный	$\frac{U_0 + U_{\text{прVD1}} + \Delta U_L + \Delta U_2}{\gamma_{\text{макс}}}$	$\frac{U_0 + U_{\text{прVD1}} + \Delta U_2}{\gamma_{\text{макс}}} \cdot 1 - \gamma_{\text{макс}}$	$\frac{U_0 + U_{\text{прVD1}} + \Delta U_2}{\gamma_{\text{макс}}} \cdot 1 - \gamma_{\text{макс}}$	-
		Мостовой	-	-	-	$\frac{U_0 + 2U_{\text{прVD}} + \Delta U_L + \Delta U_2}{\gamma_{\text{макс}}}$
		Двухполу- периодный	-	-	-	$\frac{U_0 + U_{\text{прVD}} + \Delta U_L + \Delta U_2}{\gamma_{\text{макс}}}$
7	$S_{\text{ст}} \cdot S_0$	Однополу- периодный	$\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot I_1}{f_n \cdot j \cdot K_{\text{ок}} \cdot \Delta B}$	$\frac{4U_0 \cdot L_{w1} \cdot I_1 \cdot I_{0\text{макс}}}{U_{\text{вх мин}} \cdot j \cdot \eta \cdot K_{\text{ок}} \cdot \Delta B}$	$\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot I_1}{f_n \cdot j \cdot K_{\text{ок}} \cdot \Delta B}$	-
		Мостовой	-	-	-	$\frac{2U_{1m} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot I_1}{f_n \cdot j \cdot K_{\text{ок}} \cdot \Delta B}$
		Двухполу- периодный	-	-	-	$\frac{U_{2m} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot I_2 \cdot (1 + 2\eta)}{f_n \cdot j \cdot K_{\text{ок}} \cdot \Delta B \cdot 2\eta}$
8	n_{21}	-	U_{2m} / U_{1m}			
9	W_1	-	$\gamma_{\text{макс}} \cdot U_{1m} / (S_{\text{ст}} \cdot \Delta B \cdot f_n)$			

Продолжение таблицы 2.3

№ № п/п	Пара- метр	Выходной выпрями- тель	Схемы рис. 2,3	Схемы рис. 4,5	Схема рис.6	Схема рис. 7
10	W_2	-	$W_1 \cdot n_{21}$			
11	q_1	-	I_1 / j			
12	q_2	-	I_2 / j			
13	$L_{кр}$	-	$\frac{U_0 \cdot (1 - \gamma_{мин})}{2 \cdot f_n \cdot I_{0 мин}}$	-	-	$U_0 (1 - \gamma_{мин}) / (2 f_n \cdot I_{0 мин})$
14	$L_{кр1}$	-	-	-	$U_{вх} (1 - \gamma_{мин}) / (2 \cdot n_{21} \cdot f_n \cdot I_{0 мин})$	-
15	$L_{кр2}$	-	-	-	$U_0 (1 - \gamma_{мин}) / (2 f_n \cdot I_{0 мин})$	-
16	$L_{W1кр}$		-	$U_{вх} \cdot \gamma_{макс}^2 / (2 f_n \cdot n_{21} \cdot I_{0 мин})$	-	-

2.2.2. Выбор и расчёт трансформатора

Трансформатор является одним из основных элементов преобразователя, во многом определяющим его энергетические и массо-объёмные показатели. Принципиально трансформаторы преобразователей могут быть выполнены на любом магнитопроводе. Однако следует иметь в виду, что магнитопровод трансформатора для преобразователя по схемам рисунков 1.4, 1.5 должен иметь немагнитный зазор или выполняться из материала не насыщающегося при относительно больших значениях напряженности магнитного поля (например, магнитодиэлектрика). Однако промышленность выпускает магнитодиэлектрики пока ещё, в ограниченном количестве. Поэтому трансформаторы таких преобразователей целесообразно выполнять на составных магнитопроводах. Для трансформаторов же других преобразователей могут с успехом использоваться как составные, так и замкнутые магнитопроводы. На частоте преобразования $f_n = (25 \dots 80)$ кГц сердечники трансформаторов выполняются из феррита. Из составных магнитопроводов наибольшее применение находят броневые сердечники. Основные характеристики некоторых типов магнитопроводов приведены в приложении А: таблица А1 — для броневого, таблица А.2 — для тороидальных магнитопроводов [1].

Расчёт трансформатора осуществляется по выражениям, приведенным в таблице 2.3.

Порядок расчёта трансформатора.

1. С помощью выражений таблицы 2.3 определяем действующее значение токов первичной I_1 и вторичной I_2 обмоток трансформатора.

Для преобразователя, выполненного по схеме рисунка 1.7, при двухполупериодной схеме выпрямления определяется действующее значение тока каждой из вторичных полуобмоток.

2. По выражению, приведенному в таблице 2.3 определяем произведение поперечного сечения стержня на поперечное сечение окна $S_{ст} \cdot S_{ок}$.

При этом задаёмся:

- коэффициентом заполнения окна магнитопровода обмоткой

$$K_{ок} = 0,25 \dots 0,35;$$

- приращением магнитной индукции ΔB на частоте преобразования.

Значение ΔB для схем рисунков 1.3, 1.4, 1.5, 1.6 приведены (для наиболее часто применяемых материалов М2000НМ-1, 2500НМС-1) в таблице 2.4;

- η — коэффициент полезного действия преобразователя в пределах 0,6...0,8 (меньшее значение КПД соответствует более низкому выходному напряжению $U_0 = 5$ В);

- плотностью тока j в обмотках трансформатора по таблице 2.5. При выходе за пределы таблицы плотность тока принимается равной граничным значениям.

Таблица 2.4 — Значения приращений магнитной индукции

Схема		рис.1.2, 1.3	рис.1.4, 1.5	рис. 1.6	рис. 1.7
Приращение магнитной индукции ΔB , Тл	При $f_n = 25$ кГц	0,15	0,15	0,3	0,3
	При $f_n = 50$ кГц	0,1	0,1	0,2	0,2

Таблица 2.5 — Значения плотности тока

Выходная мощность, Вт	1–7	8–15	16–40	41–100	101–200 и выше
Плотность тока, А/мм ²	7–12	6–8	5–6	4–5	4–4,5

3. По известному произведению $S_{\text{ст}} \cdot S_{\text{ок}}$ с помощью таблиц А.1, А.2 приложения А или по справочнику [1], выбираем тип магнитопровода и уточняем его параметры.

4. Определяем число витков первичной W_1 и вторичной W_2 обмоток трансформатора.

5. Определяем поперечное сечение провода первичной q_1 и вторичной q_2 обмоток трансформатора.

По таблице Б.1 приложения Б выбираем обмоточный медный провод, имеющий ближайшее большее значение поперечного сечения (по меди). Производим пересчёт поперечного сечения провода с учетом изоляции (q'_1 ; q'_2). При небольших токах (до 3...5 А) и напряжении обмоток до 500 В рекомендуется применять провод марки ПЭТВ, свыше 500 В — марки ПЭВ-2; при токах более 5 А следует выбирать провода с комбинированной или двойной хлопчатобумажной изоляцией типа ПЭЛШО или ПБД.

Обмоточные провода обозначаются следующим образом: сначала буквами указываются марка провода, определяющая тип изоляции (материал, толщину, термостойкость, пробивное напряжение), а далее цифрами указывается диаметр провода без изоляции в миллиметрах (чистый диаметр проводника), например, ПЭВ-2-0.12 или ПЭЛШО-0.08.

ПЭВ-2 — провод эмалированный с двухслойной изоляцией на основе синтетических лаков;

ПЭТВ — провод эмалированный термостойкий с лаковой изоляцией;

ПНЭТ-имид — рекомендуется для работы при температурах до 240 °С, имеет биметаллическую жилу (медь-никель) и изоляционную плёнку на основе полиамидного лака;

ПСК, ПСДК — провод со стекловолокнутой изоляцией и лаковой пропиткой;

ПЭЛШО — провод медный, изолированный эмалью и одним слоем из натурального шёлка.

6. По известным значениям q'_1 ; q'_2 ; W_1 ; W_2 ; $S_{\text{ок}}$ необходимо проверить условие размещения обмотки в окне магнитопровода

$$(q'_1 W_1 + q'_2 W_2) / S_{\text{ок}} \leq K_{\text{ок}}.$$

Если данное условие не выполняется, то следует взять больший типоразмер магнитопровода трансформатора и произвести повторный расчёт.

7. Для схем рисунков 1.4, 1.5 находим суммарную величину немагнитного зазора Δl_3 :

$$\Delta l_3 = W_1^2 \cdot \mu_0 \cdot S_{\text{ст}} / L_{w1},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м. — магнитная постоянная.

Основные расчётные соотношения элементов силовой части преобразователей приведены в таблице 2.6.

Таблица 2.6 — Расчётные соотношения элементов силовой части преобразователей

№ п/п	Параметр	Схемы рис. 2, 3	Схемы рис. 4, 5	Схема рис. 6	Схема рис. 7
1	ΔI_L	$U_0(1-\gamma_{\min})/(L \cdot f_n)$	$U_0(1-\gamma_{\min})/(f_n \cdot n_{21}^2 \cdot L_{w1})$	—	$U_0(1-\gamma_{\min}) / (L \cdot f_n)$
2	ΔI_{L1}	—	—	$\gamma_{\min} U_{\text{вх. макс}} / (f_n \cdot L_1)$	—
3	ΔI_{L2}	—	—	$U_0(1-\gamma_{\min})/(f_n \cdot L_2)$	—
4	C_H	$U_0(1-\gamma_{\min})/(16f_n^2 \cdot L \cdot U_{\text{вых.м}})$	$\gamma_{\text{макс}} \cdot I_{0 \text{ макс}} / (2U_{\text{вых.м}} \cdot f_n)$	$U_0(1-\gamma_{\min})/(16f_n^2 \cdot L_2 \cdot U_{\text{вых.м}})$	$U_0(1-\gamma_{\min})/(16f_n^2 \cdot L \cdot U_{\text{вых.м}})$
5	C_1	—	—	$U_{\text{вх.}} \cdot I_{0 \text{ макс}} \cdot \gamma_{\text{макс}} \cdot n_{21} / (f_n \cdot U_{\text{вх.мин}} \cdot \Delta U_{c1})$	$C_1 = C_2 = 0,2 I_{\text{к1 макс}} / (f_n \cdot U_c)$
6	C_2	—	—	$I_{0 \text{ макс}} \cdot \gamma_{\text{макс}} / (f_n \cdot \Delta U_{c2})$	
7	$I_{\text{к1 макс}}$	$n_{21} (I_{0 \text{ макс}} + \Delta I_L / 2) / \eta$	$n_{21} [I_{0 \text{ макс}} / (1-\gamma_{\text{макс}}) + \Delta I_{L1} / 2] / \eta$	$U_0 \cdot I_{0 \text{ макс}} / (\eta \cdot U_{\text{вх.мин}}) + \Delta I_{L1} / 2 + (I_{0 \text{ макс}} + \Delta I_{L2} / 2) \cdot n_{21}$	$(I_{0 \text{ макс}} + \Delta I_L / 2) \cdot n_{21} / \eta$ Здесь: $I_{\text{к1 макс}} = I_{\text{к2 макс}}$
8	$U_{\text{кэ1 макс}}$	$U_{\text{вх.макс}}(1+W_1/W_p)$, где: $W_1/W_p = \gamma_{\text{макс}} / (1-\gamma_{\text{макс}})$	$U_{\text{вх.макс}} + U_0 / n_{21}$	$U_{\text{вх.макс}} / (1-\gamma_{\min})$	$U_{\text{вх. макс}}$
9	$I_{\text{VD1 макс}}$	$I_{0 \text{ макс}} + \Delta I_L / 2$	$I_{0 \text{ макс}} / (1-\gamma_{\text{макс}}) + \Delta I_L / 2$	$(U_0 \cdot I_{0 \text{ макс}} / (\eta \cdot U_{\text{вх.мин}}) + \Delta I_{L1} / 2) / n_{21} + I_{0 \text{ макс}} + \Delta I_{L2} / 2$	—
10	$U_{\text{VD1 макс}}$	$U_{\text{вх. макс}} \cdot n_{21}$	$U_0 / \gamma_{\min}$	$U_{\text{вх. макс}} \cdot n_{21} / (1-\gamma_{\min})$	—
11	P_{VD1}	$U_{\text{пр}} \cdot I_{0 \text{ макс}} / (1-\gamma_{\min}) + f_n \cdot U_{\text{VD1 макс}} \cdot I_{\text{VD1 макс}} \cdot 0,01 / f_{\text{пред}}$		$I_{\text{VD1}} \cdot U_{\text{пр}}(1-\gamma_{\min}) + f_n \cdot U_{\text{VD1 макс}} \cdot I_{\text{VD1 макс}} \cdot 0,01 / f_{\text{пред}}$	—

2.2.3. Порядок расчёта элементов силовой части преобразователя

1. Исходя из заданного значения амплитуды пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых.м}}$, определяем требуемое значение ёмкости конденсатора C_n . Выбираем тип и номинал конденсатора по таблицам В.1...В.4 приложения В. При этом, выбирать конденсатор следует так, чтобы ёмкость была больше или равна расчётному значению, номинальное напряжение $U_{\text{раб.}}$ больше или равно $1,5U_0$, а допустимая величина пульсации на частоте преобразования (для схемы рисунка 1.7 на двойной частоте преобразования) больше $U_{\text{вых.м}}$. В противном случае следует выбирать C_n на большее рабочее напряжение, либо переходить к другому типу конденсатора.

Для конденсаторов ECR (см. таблица В.1.) указан допустимый пульсирующий ток частоты 120 Гц, который можно пересчитать в пульсирующий ток заданной частоты преобразования I_f и температуры (рисунок В.1)

$$I_f = I_{f120} * K * n,$$

где K и n коэффициенты определяемые по рисунку В.1 приложения В, и найти допустимое напряжение пульсаций U_f для данного конденсатора:

$$U_f = I_f / (2\pi \cdot f_n \cdot C_n).$$

Очевидно, что для выбранного типа конденсатора U_f должно быть больше или равно $U_{\text{вых.м}}$. Конденсаторы можно включать параллельно, поскольку конденсаторы меньшей ёмкости допускают большие пульсации напряжения.

Для конденсаторов K50-53 (таблица В.2) указан допустимый пульсирующий ток частоты 100 Гц, который можно пересчитать в пульсирующий ток заданной частоты преобразования (рисунок В.2)

$$I_f = I_{f100} * K,$$

где K коэффициент определяемый по рисунку В.2 приложения В, и найти допустимое напряжение пульсаций для данного конденсатора:

$$U_f = I_f / (2\pi \cdot f_n \cdot C_n).$$

Очевидно, что для выбранного типа конденсатора U_f должно быть больше или равно $U_{\text{вых.м}}$. Конденсаторы можно включать параллельно, поскольку конденсаторы меньшей ёмкости допускают большие пульсации напряжения.

Для конденсаторов K50-68 (таблица В.3) указывается амплитуда переменной составляющей напряжения пульсаций, но её зависимость от частоты (рисунок В.3) и температуры (рисунок В.4) отличается от рассмотренных ранее и находится по формуле

$$U_f = U_{f50} * K * n,$$

где K и n коэффициенты определяемые по рисунку В.3 приложения В.

Очевидно, что для выбранного типа конденсатора U_f должно быть больше или равно $U_{\text{вых.м}}$. Конденсаторы можно включать параллельно, поскольку конденсаторы меньшей ёмкости допускают большие пульсации напряжения.

Конденсаторы К73-50 могут работать на переменном токе, не критичны к пульсациям, но имеют существенную массу и объём, что следует учитывать при выборе типа конденсатора.

Для схемы рисунка 1.6 при определении значения ёмкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ следует задаться значениями ΔU_{C1} и ΔU_{C2} ($\Delta U_{C1} \leq 0,1 U_{ВХ}$; $\Delta U_{C2} \leq 0,1 U_0$). Затем по таблицам В.1...В.4 или по справочнику [1,3,4] выбираем с учётом вышеизложенных рекомендаций конденсаторы, при этом следует иметь в виду, что $U_{C1\text{раб}} \geq 1,5 U_{ВХ \text{ макс}}$; $U_{C2 \text{ раб}} \geq 1,5 U_0$.

2. Определяем приращение тока дросселя (для схемы рисунка 1.6 ΔI_{L1} , ΔI_{L2}).

3. По ранее выбранному значению КПД преобразователя определяем значение максимального тока коллектора (стока) $I_{K1 \text{ макс}}$ транзистора VT1 (транзисторов VT1, VT2, для схемы рисунка 1.7).

4. По выражениям таблицы 2.6 определяем максимальное значение напряжения на закрытом транзисторе $U_{KЭ1 \text{ макс}}$. Для схемы рисунка 1.2 величина W_1 / W_p находится из соотношения

$$W_1 / W_p = \gamma_{\text{макс}} / (1 - \gamma_{\text{макс}}).$$

5. По вычисленным значениям $I_{K1 \text{ макс}}$, $U_{KЭ1 \text{ макс}}$ и заданной частоте преобразования f_n из таблицы Г.1 выбираем полевой транзистор [1, 7].

При выборе транзистора необходимо, чтобы

$$U_{СИ} \geq 1,2 U_{KЭ1 \text{ макс}}; \quad I_{C \text{ макс}} > I_{K1 \text{ макс}}.$$

Для выбранного типа транзистора определяем сопротивление сток-исток в открытом состоянии ($R_{СИ \text{ откр}}$).

6. Убеждаемся в возможности использования выбранного транзистора по мощности, которая определяется выражением

$$P_{СТ \text{ макс}} = I_{C \text{ макс}}^2 R_{СИ \text{ отр}}.$$

Используя данные таблицы Г.1 ($P_{\text{макс}}$) проверяем возможность использования по мощности выбранного типа транзистора из условия $P_{\text{макс}} > P_{СТ \text{ макс}}$.

7. На основании выражений таблиц 2.6 и 2.7 определяем параметры диодов VD1, VD2: среднее и максимальное значения тока диодов $I_{VD1 \text{ макс}}$, $I_{VD2 \text{ макс}}$, максимальное обратное напряжение на диодах $U_{VD1 \text{ макс}}$, $U_{VD2 \text{ макс}}$. Из таблицы Д.1, или справочника [1,7] выбираем тип диодов VD1, VD2. Находим мощность, рассеиваемую на диодах — P_{VD1} , P_{VD2} .

8. Исходя из заданного значения нестабильности выходного напряжения δ , определяем требуемый коэффициент передачи в контуре регулирования:

$$K_{\text{ос}} = K_d \cdot K_y \cdot K_{\text{шим}} = \frac{U_{ВХ \text{ макс}} - U_{ВХ \text{ мин}}}{U_{ВХ} \cdot \delta} - 1.$$

Таблица 2.7 — Параметры элементов элементов силовой части преобразователей

№ п/п	Параметр	Выходной Выпрямитель	Схемы рис. 2, 3	Схемы рис. 4, 5	Схема рис. 6	Схема рис. 7
1	$I_{VD2\text{ макс}} = I_{VDB\text{ макс}}$	Однополупериод- ный	$I_{0\text{ макс}} + \Delta I_L / 2$	—	—	—
		Мостовой и двух- полупериодный	—	—	—	$I_{0\text{ макс}} + \Delta I_L / 2$
2	$U_{VD2\text{ макс}} = U_{VDB\text{ макс}}$	Однополупериод- ный	$U_{\text{вх. макс}} \cdot W_2 / W_p$	—	—	—
		Мостовой	—	—	—	$U_0 / \gamma_{\text{мин}}$
		Двухполуперио- дный	—	—	—	$2U_0 / \gamma_{\text{мин}}$
3	$I_{\text{пр. ср}} = I_{\text{пр. VDB}}$	Однополупериод- ный	$I_{0\text{ макс}} / 2$	$I_{0\text{ макс}} / 2$	—	—
		Мостовой и двух- полупериодный	—	—	—	$I_{0\text{ макс}} / 2$
4	$P_{VD2} = P_{VDB}$	Однополупериод- ный	$U_{\text{пр}} \cdot I_{0\text{ макс}} \cdot \gamma_{\text{макс}} + f_n \cdot U_{VD2\text{ макс}} \cdot I_{VD2\text{ макс}} \cdot 0,01 / f_{\text{пред}}$		—	—
		Мостовой и двухполупериод- ный	—	—	—	$U_{\text{пр}} \cdot I_{\text{пр. ср.}} + f_n \cdot U_{VD2\text{ макс}} \cdot I_{VD2\text{ макс}} \cdot 0,01 / f_{\text{пред}}$

2.2.4. Расчёт сетевого выпрямителя

1. На основании своего варианта задания выбираем схему сетевого выпрямителя (см. рисунок 1.8).

2. Находим среднее значение тока, потребляемого от сетевого выпрямителя

$$I_{\text{вх}} = n_{21} \cdot I_{0 \text{ макс}} \cdot \gamma_{\text{макс}}.$$

3. По формулам таблицы 2.8 определяем требуемые параметры вентиля

$$I_{\text{в ср}}, U_{\text{обр и}}, f_{\text{д}}.$$

Таблица 2.8 — Основные формулы для расчета выпрямителей с емкостным характером нагрузки

Схема выпрямления	Средний выпрямленный ток диода $I_{\text{в ср}}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{\text{обр и}}$	Рабочая частота диода $f_{\text{д}}$
Рис. 8, а	$I_{\text{вх}} / 2$	$U_{\text{вх макс}}$	$2f_c$
Рис. 8, б	$I_{\text{вх}} / 3$	$2U_{\text{вх макс}}$	$3f_c$
Рис. 8, в	$I_{\text{вх}} / 3$	$U_{\text{вх макс}}$	$6f_c$

Из справочника или по таблице Д.1 выбираем диоды для сетевого выпрямителя по условиям:

$$I_{\text{пр ср}} \geq I_{\text{в ср}}$$

$$U_{\text{обр макс}} \geq U_{\text{обр и}}$$

$$f_{\text{пред}} \geq f_{\text{д}}.$$

4. Для выбранного типа диода выписываем максимальное значение тока при работе на ёмкость ($I_{\text{пр. уд.}}$) и рассчитываем величину резистора $R_{\text{огр}}$:

$$R_{\text{огр}} \geq \frac{U_{\text{вх макс}}}{I_{\text{пр уд}}}.$$

По таблице 2.9 или справочной литературе [1,8] выбираем тип и номинал резистора для $R_{\text{огр}}$. При этом во избежание резкого снижения КПД устройства должно выполняться условие

$$R_{\text{огр}} \ll \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}.$$

В случае его невыполнения необходимо выбрать диод с большим ударным током.

Рабочее напряжение резистора зависит от мощности, так для резисторов типа С2-33 мощностью 0,25 Вт максимальное рабочее напряжение – 250В; 0,5 Вт – 350 В; 1 Вт – 500В; 2 Вт – 750 В. Это следует учитывать при выборе резистора.

Таблица 2.9 — Ряд номиналов сопротивлений резисторов (E24)

$\Delta R, \%$	$R_{\text{ном}}, \text{Ом (кОм; МОм; ГОм); } \times 10; \times 100$
± 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

Пример записи резистора мощностью один ватт:

Резистор С2-33-1-8,2 Ом $\pm 5\%$.

5. По формуле из раздела 1.3, приняв $k_a = 0,1 \dots 0,05$ находим величину ёмкости сглаживающего фильтра $C_{\text{ф}}$.

6. По справочнику [3, 4] или таблицам В.1...В.4 выбираем тип и номинал конденсатора, удовлетворяющий требованиям:

$$C_{\text{ном}} \geq C_{\text{ф}}$$

$$U_{\text{ном}} \geq k_3 \cdot U_{\text{вх макс}},$$

где $k_3 = 1,2 \dots 1,3$ – коэффициент запаса по напряжению.

При выборе конденсатора следует учитывать диапазон рабочих температур, а также тот факт, что конденсатор $C_{\text{ф}}$ будет разряжаться короткими импульсами тока с частотой f_n . Собственная внутренняя индуктивность конденсатора должна быть минимальной, поэтому параллельно электролитическому конденсатору $C_{\text{ф}}$ подключают конденсатор малой ёмкости (0,01...0,5) мкф керамический, пленочный или бумажный.

Выбранный конденсатор следует проверить на допустимый уровень пульсаций ($U_{\sim} = k_a \cdot U_{\text{амп}} / 2$) на частоте $p \cdot f_c$ и при необходимости либо взять конденсатор с более высоким рабочим напряжением, либо соединить параллельно несколько конденсаторов меньшей ёмкости, которые допускают более высокий уровень пульсаций.

Список литературы

1. Березин, О. К. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / О. К. Березин, В. Г. Костиков, В. А. Шахнов. - Москва : Три Л : Горячая линия - Телеком, 2000. - 398 с. — ISBN 5-86709-072-8. — Текст : непосредственный.
2. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций : учебное пособие для вузов / В. М. Бушуев и др. — М. : Горячая линия-телеком, 2009. — 384 с. — Текст : непосредственный.
3. Костыгова, Т. В. Основы конденсаторной техники : учебное пособие / Т. В. Костыгова. — Пермь : ПНИПУ, 2010. — 207 с. — URL: <https://e.lanbook.com/book/160465> (дата обращения: 18.03.2025). — Режим доступа: для авториз. пользователей. — ISBN 978-5-398-00464-9. — Текст : электронный.
4. Никифоров, Н. К. Электронная аппаратура. Пассивные компоненты схем: резисторы, предохранители, конденсаторы. Термoeлектрические устройства : учебное пособие / Н. К. Никифоров. — Москва, Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. — 400 с. — URL: <https://www.iprbookshop.ru/132899.html> (дата обращения: 18.03.2025). — Режим доступа: для авторизир. пользователей. — ISBN 978-5-9729-1206-3. — Текст : электронный.
5. Прянишников В. А. Электроника : курс лекций / В. А. Прянишников. — СПб. : Корона принт, 2004. — 416 с. — Текст : непосредственный.
6. Костиков, В. Г. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование : учебник для вузов / В. Г. Костиков, Е. М. Парфёнов, Шахнов В. А. — М., 2001. — 344 с. — Текст : непосредственный.
7. Перельман, Б. Л. Полупроводниковые приборы : справочник / Перельман Б.Л. — М. : НТЦ "Микротех", 2000. — 176 с. ил.; 24. — ISBN 5-85823-007-5. — Текст : непосредственный.
8. Гейтенко Е. Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет : учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 200900 - Сети связи и системы коммутации, 201000 - Многоканальные телекоммуникационные системы / Е. Н. Гейтенко. — Москва : Солон-Пресс, 2008. — 445 с. ил.; 24. — (Серия "Библиотека инженера"); ISBN 978-5-91359-025-1. — Текст : непосредственный.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Магнитопроводы

Таблица А.1 - Параметры броневых ферритовых магнитопроводов для силовых трансформаторов ВБВ

Тип магнитопровода	Размеры, мм						$S_{ст} S_{ок},$ см ⁴	Марка феррита	$S_{ст,2}$ см ²	$L_{ср},$ мм	Масса магнитопровода, $M_{\phi},$ г
	L	l_0	l	B	H	h					
Ш 5x5	20	5	13	5	10	6,5	0,13	2000НМ1	0,3	43	3,7x2
Ш 6x6	24	6	16	6	12	8	0,29	2000НМ1	0,42	53	6,22x2
Ш 7x7	30	7	19	7	15	9,5	0,56	3000НМС	0,62	63	11,75x2
Ш 8x8	32	8	23	8	16	11,5	1,2	2500НМС1	0,69	75	13,6x2
Ш 10x10	36	10	26	10	18	13	2,08	2000НМ1	1,0	84	22,2x2
Ш 12x15	42	12	30	15	21	15	4,86	3000НМС	1,8	97	46x2
Ш 16x20	54	16	38	20	27	19	13,37	3000НМС 2500НМС2	3,2	123	104x2
Ш 20x28	65	20	44	28	32	22	29,6	2000НМ1	5,7	144	223x2

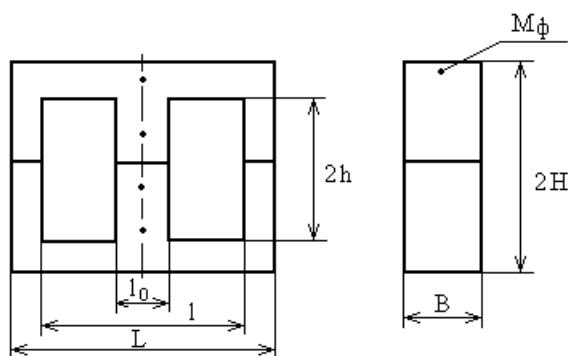


Рисунок А.1 - Броневой ферритовый магнитопровод

Таблица А.2 - Параметры тороидальных ферритовых магнитопроводов

Типоразмер магнитопро- вода	Размеры , мм				Средняя длина магнит- ной си- ловой линии, l_c , см	$S_0 S_c$, см ⁴	Масса магнито- провода G, г	Площадь окна магнито- провода S_0 , см ²
	a	b	d	D				
K 5x2x1,5	1,5	1,5	2	5	1,1	0,0007	0,14	0,031
K 5x3x1,5	1	1,5	3	5	1,26	0,001	0,12	0,07
K7x4x1,5	1,5	1,5	4	7	1,73	0,0028	0,24	0,125
K7x4x2	1,5	2	4	7	1,73	0,0038	0,32	0,125
K 20x6x2	2	2	6	10	2,51	0,012	0,59	0,282
K10x6x3	2	3	6	10	2,51	0,017	1,86	0,282
K10x6x4,5	2	4,5	6	10	2,51	0,025	1,3	0,282
K12x5x5,5	3,5	5,5	5	12	2,67	0,038	2,83	0,196
K12x8x3	2	3	8	12	3,14	0,03	1,12	0,502
K16x8x6	4	6	8	16	3,77	0,12	4,9	0,501
K16x10x4,5	3	4,5	10	16	4,08	0,105	3,1	0,785
K20x10x5	5	5	10	20	4,71	0,196	6,4	0,785
K20x10x6	5	6	10	20	5,03	0,271	6,7	1,13
K28x16x9	6	9	16	28	6,91	1,085	20	2,01
K32x16x8	8	8	16	32	7,54	1,286	26	2,01
K32x20x9	6	9	20	32	8,17	1,696	25	3,14
K40x25x7,5	7,5	7,5	25	40	10,2	2,759	32	4,91
K40x25x11	7,5	11	25	40	10,2	4,05	46	4,91
K45x28x8	8,5	8	28	45	11,47	4,182	43	6,15
K45x28x12	8,5	12	28	45	11,47	6,273	62	6,15

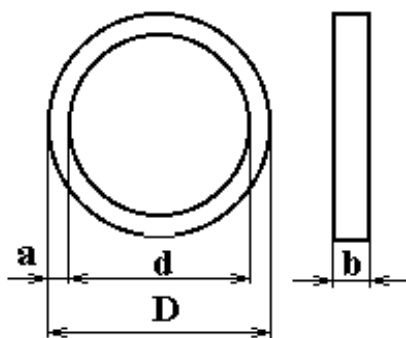


Рисунок А.2 — Тороидальный ферритовый магнитопровод

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Обмоточные провода

Таблица Б.1 - Номинальные данные обмоточных проводов круглого сечения

Диаметр по меди, [мм]	Площадь сечения меди, [мм ²]	Диаметр с изоляцией, [мм]				Погонное сопротивление, (Ом/м)
		ПЭВ-2 ПЭТВ	ПНЭТ – имид	ПСК, ПСДК	ПЭЛ- ШО	
0.05	0.00196	0.08	-	-	0.14	9.169
0.06	0.00283	0.09	-	-	0.15	6.367
0.07	0.00385	0.10	-	-	0.16	4.677
0.08	0.00503	0.11	-	-	0.17	3.580
0.09	0.00636	0.12	-	-	0.18	2.829
0.10	0.00785	0.13	0.125	-	0.19	2.291
0.11	0.00950	0.14	0.135	-	0.20	1.895
0.12	0.01131	0.15	0.145	-	0.21	1.591
0.13	0.01327	0.16	0.155	-	0.22	1.356
0.14	0.01539	0.17	0.165	-	0.23	1.169
0.15	0.01767	0.19	0.180	-	0.24	1.018
0.16	0.02011	0.20	0.190	-	0.25	0.895
0.17	0.02270	0.21	0.20	-	0.26	0.793
0.18	0.02545	0.22	0.21	-	0.27	0.707
0.19	0.02835	0.23	0.22	-	0.28	0.635
0.20	0.03142	0.24	0.23	-	0.30	0.572
0.21	0.03464	0.25	0.24	-	0.31	0.520
0.23	0.04155	0.28	0.27	-	0.33	0.433
0.25	0.04909	0.30	0.29	-	0.35	0.366
0.27	0.05726	0.32	0.31	-	0.39	0.315
0.29	0.06605	0.34	0.33	-	0.41	0.296
0.31	0.07548	0.36	0.35	0.55	0.43	0.239
0.33	0.08553	0.38	0.37	0.57	0.45	0.210
0.35	0.09621	0.41	0.39	0.59	0.47	0.187
0.38	0.1134	0.44	0.42	0.62	0.50	0.152
0.41	0.1320	0.47	0.45	0.65	0.53	0.130
0.44	0.1521	0.50	0.48	0.68	0.57	0.113
0.47	0.1735	0.53	0.51	0.71	0.60	0.0993
0.49	0.1886	0.55	0.53	0.73	0.62	0.0914
0.51	0.2043	0.58	0.56	0.77	0.64	0.0840
0.53	0.2206	0.60	0.58	0.79	0.66	0.0781
0.55	0.2376	0.62	0.60	0.81	0.68	0.0725
0.57	0.2552	0.64	0.62	0.83	0.70	0.0675
0.59	0.2734	0.66	0.64	0.85	0.72	0.0630
0.62	0.3019	0.69	0.67	0.88	0.75	0.0571

Диаметр по меди, [мм]	Площадь сечения меди, [мм ²]	Диаметр с изоляцией, [мм]				Погонное сопротивление, (Ом/м)
		ПЭВ-2 ПЭТВ	ПНЭТ – имид	ПСК, ПСДК	ПЭЛШО	
0.64	0.3217	0.72	0.69	0.90	0.77	0.0538
0.67	0.3526	0.75	0.72	0.93	0.80	0.0488
0.69	0.3739	0.77	0.74	0.95	0.82	0.0461
0.72	0.4072	0.80	0.77	0.99	0.87	0.0423
0.74	0.4301	0.83	0.80	1.01	0.89	0.0400
0.77	0.4657	0.86	0.83	1.04	0.92	0.0370
0.80	0.5027	0.89	0.86	1.07	0.95	0.0342
0.83	0.5411	0.92	0.89	1.10	0.98	0.0318
0.86	0.5809	0.95	0.92	1.13	1.01	0.0297
0.90	0.6362	0.99	0.96	1.17	1.05	0.0270
0.93	0.6793	1.02	0.99	1.20	1.08	0.0253
0.96	0.7238	1.05	1.02	1.23	1.11	0.0238
1.00	0.7854	1.11	1.06	1.29	1.16	0.0219
1.04	0.8495	1.15	1.12	1.33	1.20	0.0202
1.08	0.9161	1.19	1.16	1.37	1.24	0.0188
1.12	0.9852	1.23	1.20	1.41	1.28	0.0175
1.16	1.0568	1.27	1.24	1.45	1.32	0.0163
1.20	1.1310	1.31	1.28	1.49	1.36	0.0152
1.25	1.2272	1.36	1.33	1.54	1.41	0.0140
1.30	1.3270	1.41	1.38	1.59	1.46	0.0132
1.35	1.4314	1.46	-	1.64	1.5	0.0123
1.40	1.5394	1.51	-	1.69	1.56	0.0113
1.45	1.6513	1.56	-	1.74	1.61	0.0106
1.50	1.7672	1.61	-	1.79	1.68	0.00993
1.56	1.9113	1.67	-	1.85	1.74	0.00917
1.62	2.0612	1.73	-	1.91	-	0.00850
1.68	2.217	1.79	-	1.98	-	0.00791
1.74	2.378	1.85	-	2.04	-	0.00737
1.81	2.573	1.93	-	2.11	-	0.00681
1.88	2.776	2.00	-	2.18	-	0.00631
1.95	2.987	2.07	-	2.25	-	0.00587
2.02	3.205	2.14	-	2.32	-	0.00547
2.10	3.464	2.23	-	2.40	-	0.00506
2.26	4.012	2.39	-	2.62	-	0.00437
2.44	4.676	2.57	-	2.80	-	0.00375

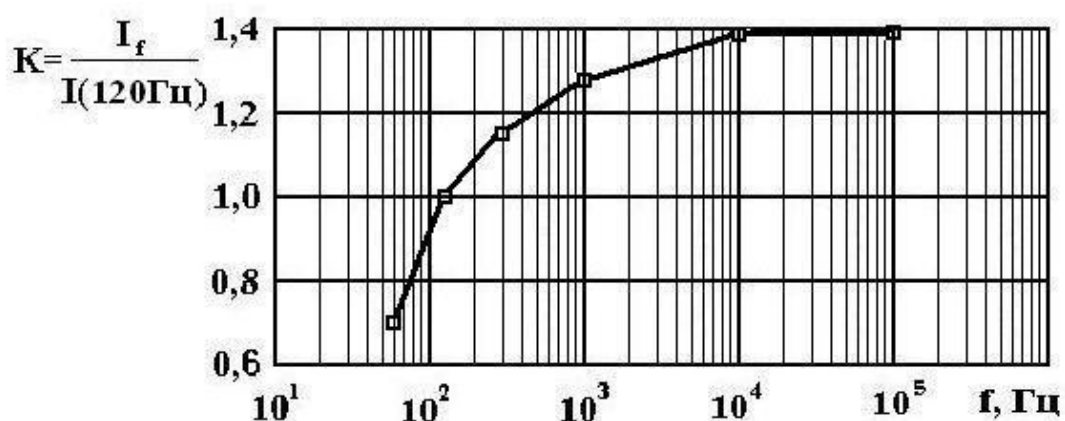
ПРИЛОЖЕНИЕ В

Конденсаторы

Таблица В.1 - Максимальные токи пульсаций конденсаторов электролитических серии ECR при 85°C, 120 Гц

Ном. ём- кость, мкф	I _{f120} , мА для номинального напряжения, В											
	6,3	16	25	50	63	100	160	200	250	350	400	450
2,2				25	28	33	33	33	36	39	39	39
3,3				35	35	40	36	36	43	53	53	55
4,7				42	45	48	48	51	51	63	69	75
10		60	60	65	70	80	83	83	90	115	115	120
22		75	90	100	115	135	135	135	160	180	200	205
33		85	95	125	140	170	170	170	180	190	210	210
47		130	130	150	190	230	230	230	240	250	250	300
100	130	185	190	250	300	400	300	330	310	360		
220	240	320	320	440	490	710	720	750				
330	300	360	420	520	680	860	800					
470	380	470	520	740	880	1000	900					
1000	580	710	830	1350	1550	1680						
2200	900	1150	1300	1700	2200							
3300	1050	1400	1650	2200	2360							
4700	1350	1700	2050	2500	2800							
6800	1600	2150	2550	2600								
10000	2000	2700	2800	2800								

При другой температуре окружающей среды и на другой частоте в качестве максимально допустимого тока пульсаций применяется ток, умноженный на коэффициенты согласно выражению $I_f = I_{f120} * K * n$.



Температура, °C	40	60	70	85	105
n	1,9	1,5	1,3	1,0	0,6

Рисунок В.1 - Зависимости коэффициентов K и n

Конденсаторы Тайваньской компании “Hitano” серии ECR предназначены для замены конденсаторов К50-35.

Допустимые отклонения ёмкости $\pm 20\%$

Диапазон рабочих температур $-40\dots+105^\circ\text{C}$

Обозначение: Конденсатор ECR – 250 В – 220мкф

Таблица В.2 - Конденсаторы алюминиевые оксидно-электролитические К 50-53

Ном. ёмкость, мкф	I_{f100} , мА для номинального напряжения, В						
	6,3	16	25	40	63	100	160
2,2						8	14
3,3						13	
4,7						17	25
10					24	31	48
22			29	38	45	62	85
33		35					
47	18	45	53	63	84	104	151
100	35	80	91	112	143	182	274
220	71	147	162	190	253	326	
470	144	246	286	335	448	592	
1000	269	433	500	596	805	1120	
2200	475	767	921	1134	1400		
4700	563	1323	1680	1826			
10000	1274	1820					
15000	1680						

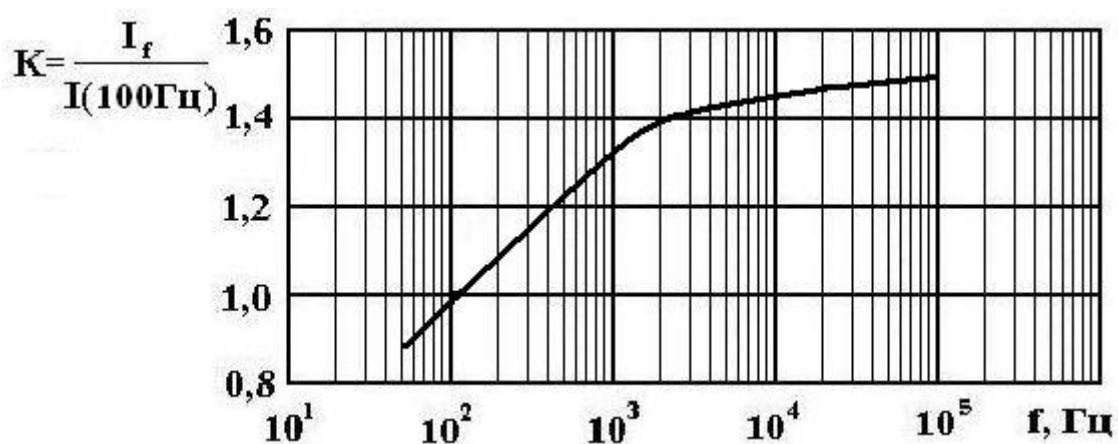


Рисунок В.2 - Зависимость эффективного тока от частоты

Таблица В.3 — Допускаемая амплитуда переменной синусоидальной составляющей пульсирующего напряжения частоты 50 Гц для конденсаторов К50-68

Ном. ёмкость, мкф	U_{50} , В для номинального напряжения, В												
	6,3	16	25	40	50	63	100	160	250	315	350	400	450
2,2					1,0		3,5	4,0					
3,3							3,5						
4,7		1,2			1,0		3,5	4,0					
10		1,2			1,0	1,8	2,8	4,0	5,0	5,8		7,8	8,5
22		1,2	1,0	1,0	1,2	1,6	2,8		5,0	5,8	5,0	7,8	9,0
33		1,2										8,0	
47	0,6	1,2	1,3	1,4		1,2	2,5	3,2	4,8	6,0	7,0	8,0	9,0
100	0,6	1,0	1,0	1,4		1,2	2,5	2,8	4,8	6,0	7,2	8,2	9,0
150												8,0	
220	0,6	0,8	1,0	1,4		1,2	2,0		4,8	6,2	7,2	8,0	9,5
330			0,8	1,0					5,0			8,0	9,5
470	0,4	0,6	0,8	1,0		1,2	2,0	2,4	5,0	6,2			
1000	0,4	0,6	0,8	1,0		1,0	1,8	3,5					
2200	0,3	0,4	0,6	1,2		1,0							
4700	0,3	0,4	0,6	0,7									
10000	0,2	0,4											
15000	0,2												

Конденсаторы оксидно-электролитические, алюминиевые К50-68 предназначены для работы в цепях постоянного, пульсирующего тока и в импульсном режиме.

Допустимые отклонения ёмкости – 10... +50% (маркировка Т);
± 20% (маркировка М)

Диапазон рабочих температур – 40...+85 °С

Обозначение: Конденсатор К50-68 – 250 В – 220мкф-М

Допускаемая амплитуда переменной синусоидальной составляющей пульсирующего напряжения определяется по формуле $U_f = U_{50} * K * n$.

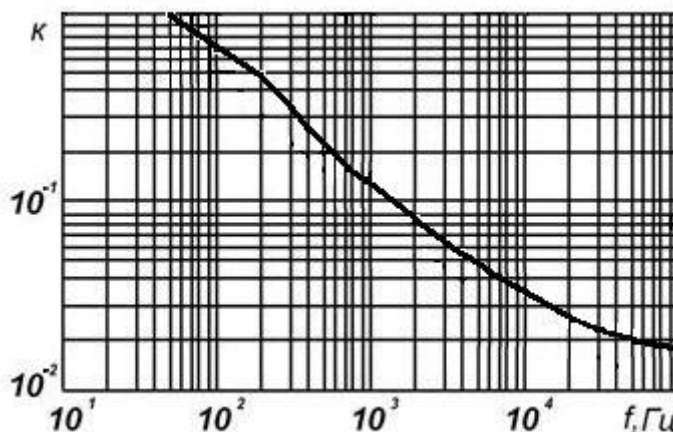


Рисунок В.3 - Зависимость коэффициента снижения амплитуды переменной составляющей пульсирующего напряжения от частоты

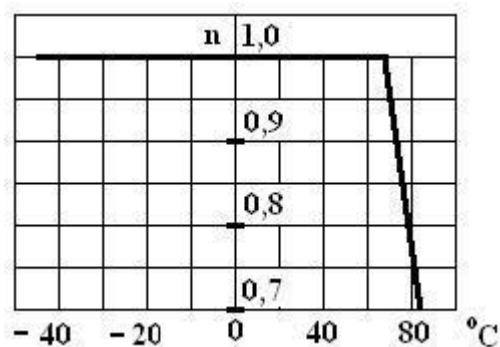


Рисунок В.4 - Зависимость коэффициента снижения амплитуды переменной составляющей пульсирующего напряжения от температуры

Таблица В.4 - Конденсаторы К 73-50

Ном. ёмкость, мкФ	Масса конденсатора, г при ном. напряжении, В			
	250	400	500	630
3,3		28	42	60
4,7		42	60	100
6,8		60	100	130
10	42	100	130	180
15	74	130	180	250
22	115	180	250	340
33	175	250	340	500
47	200	340	500	
68	270	500		
75	290			

Конденсаторы К73-50 металлоплёночные, полиэтилентерефталатные предназначены для работы в цепях постоянного, **переменного**, пульсирующего и импульсного тока.

Допускаемые отклонения ёмкости $\pm 5; \pm 10; \pm 20 \%$

Тангенс угла потерь на частоте 1 кГц $\leq 0,012$

Диапазон рабочих температур $-60...+85^\circ\text{C}$

Обозначение: Конденсатор К73-50 – 250 В – 22 мкф $\pm 10 \%$

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Транзисторы

Принятые обозначения:

$U_{\text{ск макс}}$ – максимально допустимое постоянное напряжение сток-исток;

$I_{\text{с макс}}$ – ток стока;

$R_{\text{си откр}}$ – сопротивление сток-исток в открытом состоянии;

$P_{\text{макс}}$ – максимально допустимая мощность рассеивания.

Таблица Г.1 — Параметры полевых переключательных транзисторов

Тип прибора	Структура	$U_{\text{си макс}},$ В	$I_{\text{с макс}},$ А	$R_{\text{си откр}},$ Ом	$P_{\text{макс}},$ Вт
1	2	3	4	5	6
КП813А	N-канал	200	22	0,12	60
КП946Б	СИТ	200	15	0,15	40
КП955Б	СИТ	200	25	0,04	50
КП956Б	СИТ	200	2	0,4	10
IRFI620G	N-канал	200	4,1	0,8	30
IRFI630G	N-канал	200	5,9	0,4	35
IRF610	N-канал	200	3,3	1,5	36
IRFI640G	N-канал	200	9,8	0,18	40
IRFI644G	N-канал	250	7,9	0,28	40
2SK1917	N-канал	250	10	0,4	50
КП961А	N-канал	250	5	0,16	10
КП948Г	СИТ	250	5	0,15	20
КП957Б	СИТ	250	1	0,6	10
КП946А	СИТ	300	15	0,15	40
КП948Б	СИТ	300	5	0,15	20
КП953Б	СИТ	300	15	0,06	50
КП948В	СИТ	350	5	0,15	20
КП956А	СИТ	350	2	0,4	10
2П815А	N-канал	400	20	0,3	40
2П926Б	СИТ	400	16,5	0,1	40
КП948А	СИТ	400	5	0,15	20
КП955А	СИТ	400	25	0,05	50
КП957А	СИТ	400	1	0,6	10
BUK445	N-канал	400	3,8	1	30
BUZ76	N-канал	400	3	1,8	40
IRF740AS	N-канал	400	10	0,55	125
IRFI740G	N-канал	400	5,4	0,55	40
STP5NB40FP	N-канал	400	5	1,8	35
2SK1626	N-канал	450	5	1,4	35
2П926А	СИТ	450	16,5	0,1	40

Продолжение таблицы Г.1

1	2	3	4	5	6
2П934А	СИТ	450	10	0,07	25
КП953А	СИТ	450	15	0,06	50
2П706А	N-канал	500	15	0,8	21
2П802А	СИТ	500	2,5	3	8
КП805В	N-канал	500	8	2	60
КП809Б	N-канал	500	20	0,6	100
2П815Б	N-канал	500	16	0,8	40
2П815Г	N-канал	500	12	1	40
2SK2640	N-канал	500	10	0,9	50
IRF820	N-канал	500	2,5	3	50
2SK2543	N-канал	500	4	0,85	40
2SK553	N-канал	500	5	1,4	50
2SK1102	N-канал	500	10	0,9	50
КП707Б	N-канал	600	10	2	50
КП709А	N-канал	600	4	2	35
КП809В	N-канал	600	15	1,2	50
IRFIBC40G	N-канал	600	3,5	1,2	40
2SK2141	N-канал	600	6	1,1	35
2SK2848 FM20	N-канал	600	2	3,8	30
2SK2624	N-канал	600	3	2,6	25
2SK2996	N-канал	600	10	1	45
КП810А	СИТ	650	7	0,2	50
КП707Г	N-канал	700	8	2,5	50
КП809Г	N-канал	700	15	1,5	50
КП810В	СИТ	700	7	0,2	50
2SK1198	N-канал	700	2	3,2	35
2SK2333	N-канал	700	6	2	50
КП809Е	N-канал	750	8	2,5	50
КП809Д	N-канал	800	10	1,8	50
КП705Б	N-канал	800	5,4	3,3	40
КП707В	N-канал	800	7	3	50
2П803Б	N-канал	800	3	4,5	60
КП809Д	N-канал	800	10	1,8	50
2П816А	N-канал	800	20	1	40
2SK2128	N-канал	800	2	7	40
2SK2101	N-канал	800	6	2,1	50
IRFBE20	N-канал	800	1,8	6,5	54
BUK444-800В	N-канал	800	1,2	8	25
2SK2632	N-канал	800	2,5	4,8	25
STP6NA80FI	N-канал	800	3,4	1,9	45
2SK1356	N-канал	900	3	4,3	40

Продолжение таблицы Г.1

1	2	3	4	5	6
2SK2717	N-канал	900	5	2,3	45
STP3NB90FP	N-канал	900	2,2	3,6	35
2SK1535	N-канал	900	1	5	10
2SK2666	N-канал	900	3	4,7	30
2SK2651	N-канал	900	6	2,5	50
2SK2275	N-канал	900	3,5	2,8	35
KП705А	N-канал	1000	5,4	4,3	40
2П803А	N-канал	1000	2,6	5	60
2П816В	N-канал	1000	18	1,2	40
STHV102FI	N-канал	1000	3	3,5	65
2SK2225	N-канал	1500	2	12	50
STFW4N150	N-канал	1500	4	7	63

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Диоды

Принятые обозначения:

$U_{\text{обр макс}}$ – максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение;

$I_{\text{пр, ср макс}}$ – максимально допустимый средний прямой ток;

$I_{\text{пр, уд}}$ – прямой ток при работе на ёмкость (ударный ток);

$f_{\text{пред}}$ – предельная частота.

Таблица Д.1 - Диоды выпрямительные

Тип диода	$U_{\text{обр макс}}$, (имп.) В	$I_{\text{пр, ср макс}}$, А	$I_{\text{пр, уд}}$, А	$f_{\text{пред}}$, кГц
1	2	3	4	5
2Д204А	400(400)	0,4	10	50
2Д204Б	200(200)	0,6		
2Д204В	50(50)	1		
2Д206А	400	5	100	1
2Д206Б	500			
2Д206В	600			
2Д210А	800	10	50	1
2Д210В	1000			
2Д212А	200(200)	1	50	100
2Д212Б	100(100)	10	100	100
2Д213А	200(200)			
2Д213В	100(100)			
2Д219Б	20(20)	10	250	200
2Д220А	400(400)	3	60	20
2Д220Б	600(600)			
2Д220Д	800(800)			
2Д220Г	1000(1000)			
2Д222АС	20(20)	3	150	200
2Д222БС	30(30)			
2Д222ВС	40(40)			
2Д230А	400(400)	3	60	50
2Д230Б	600(600)			
2Д230В	800(800)			
2Д230Г	1000(1000)			
2Д230Д	400(400)	3	60	20
2Д230Е	600(600)			
2Д230Ж	800(800)			
2Д230И	1000(1000)			
2Д230К	100(100)			
2Д230Л	200(200)			50
2Д231А	150	10	-	200
2Д231Б	200			
2Д234А	100(100)	3	30	50

Продолжение таблицы Д1

2Д234Б	200(200)	1	30	100
2Д234В	400(400)			
2Д236А	600(600)			
2Д236Б	800(800)	1	3	300
2Д237А	100(100)			
2Д237Б	200(200)			
2Д238АС	25(25)	7,5	15	200
2Д238БС	35(35)			
2Д238ВС	45(45)			
2Д245А	400(400)	10	100	200
2Д245Б	200(200)			
2Д251А	50	10	-	200
2Д251Б	70			
2Д251В	100			
2Д253А	800(800)	3	10	100
2Д253Б	800(800)	1	3	100
2Д253В	600(600)	3	10	100
2Д253Г	600(600)	1	3	
2Д253Д	400(400)	3	10	
2Д253Е	400(400)	1	3	
2Д254А	1000(1000)	1	3	150
2Д254Б	800(800)			
2Д254В	600(600)			
2Д254Г	400(400)			
2Д255А-5	60(60)	3	6	1000
2Д255Б-5	80(80)			
2Д255В-5	100(100)			
2Д239А	100(100)	15	20(80)	500
2Д239Б	150(150)			
2Д239В	200(200)			
2Д2990А	600(600)	20	20(100)	200
2Д2990Б	400(400)			
2Д2990В	200(200)			
2Д2997А	200(250)	30	30(100)	100
2Д2997Б	100(200)			
2Д2997В	50(100)			
2Д252А	80(80)	30	60	200
2Д252Б	100(100)	30	60	
2Д252В	120(120)	20	40	
2Д2995В	100(100)	25	-	200
2Д2995Г	150(150)			
2Д2995Д	200(200)			
2Д2998А	15	30	600	200
2Д2998Б	25			
2Д2998В	35			