

Документ подписан простой электронной подписью
Информация о владельце:
ФИО: Емец Валерий Сергеевич
Должность: Директор филиала
Дата подписания: 19.10.2023 15:20:06
Уникальный программный ключ:
f2b8a1573c931f1098cfe699d1debd94fcff35d7

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Рязанский институт (филиал)

федерального государственного бюджетного образовательного
учреждения высшего образования
«Московский политехнический университет»

Кафедра «Механико-технологические дисциплины»

Лопатин Е.И. Мельников А.Ю.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Методичное указание по выполнению курсового проекта

**Рязань
2020**

УДК 621.002(075.8)
ББК 34.5Я73

Е.И. Лопатин, А.Ю. Мельников

«Силовая электроника»: методические указания / Е.И. Лопатин.,
А.Ю. Мельников Рязань: Рязанский институт (филиал)
Московского политехнического университета, 2020. – 54 с.

Пособие предназначено для студентов всех форм обучения
специальностей 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Печатается по решению методического совета Рязанского института
(филиала) Московского политехнического университета.

УДК
621.002(075.8)
ББК 34.5Я73

© Рязанский институт (филиал)
Московского политехнического
университета, 2020

**Методические указания
к выполнению курсового проекта по дисциплине
«СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»**

Введение

На рис. 1 изображена общая функциональная схема системы стабилизации напряжения (тока). Основные узлы системы. Трансформатор (Т); выпрямитель (В); сглаживающий L_1C_1 -фильтр (Ф1); трансформатор, образуют блок питания (БП) силовой цепи транзисторного преобразователя (ТП). Схема управления состоит из: генератора пилообразного напряжения (ГПН), порогового элемента (ПЭ), буферного (согласующего) каскада (БК); схемы сравнения сигналов задания $U_{зад}$ и обратной связи $U_{ос}$, СС; селектора сигналов обратной связи (Сел.). Обратная связь в системе осуществляется с помощью элемента обратной связи (ОС). Функцию схемы управления может выполнять серийный интегральный ШИМ-контроллер.

Напряжение сети $U_{сет}$ подключается к первичной обмотке трансформатора Т выключателем S ; предохранитель F обеспечивает защиту силовой цепи от перегрузок по току или короткого замыкания (КЗ). Для питания схемы управления может потребоваться маломощный БП (БП Сх. Упр). Стандартный набор выходных напряжений этого БП: $\pm 15V$, $+5V$. При этом на вторичной стороне трансформатора следует предусмотреть дополнительные вторичные обмотки по числу выходов БП.

Кратко о назначении системы и ее узлов.

Система стабилизации предназначена для поддержания постоянным напряжения или тока в нагрузке независимо от колебаний напряжения сети $U_{сет}$ или сопротивления нагрузки.

Трансформатор Т, подключенный первичной обмоткой к сети, позволяет понизить (повысить) напряжение на вторичной обмотке до требуемого значения. Кроме того Т обеспечивает гальваническую развязку силовой цепи ТП от питающей сети.

Выпрямитель В преобразует переменное напряжение, которое снимается со вторичной обмотки трансформатора в постоянное (точнее выпрямленное) с большим уровнем пульсации.

Фильтр Ф1 предназначен для сглаживания выпрямленного напряжения U_1 на выходе БП, или снижения уровня пульсаций. U_1 – напряжение питания цепи коллектора или стока силового триода ТП.

ТП – это, по существу, мощный триод, работающий в режиме ключа, который совместно со сглаживающим фильтром L_0C_0 преобразует постоянное напряжение U_1 в управляемое постоянное U_0 .

ОС – схема обратной связи. Если обратная связь по напряжению, то это – резисторный делитель; если же обратная связь по току, то это чаще всего – стандартный шунт.

Селектор Сел. Это схема, которая реализует выбор из двух сигналов ОС, по напряжению $U_{oc.u}$ или току $U_{oc.i}$, наибольший в данных условиях работы системы и подает выбранный сигнал на схему сравнения СС. Система, содержащая селектор, может работать в режимах стабилизации по напряжению и току. При отсутствии селектора система может выполнять только одну задачу: стабилизировать либо напряжение, либо ток, в зависимости от типа ОС.

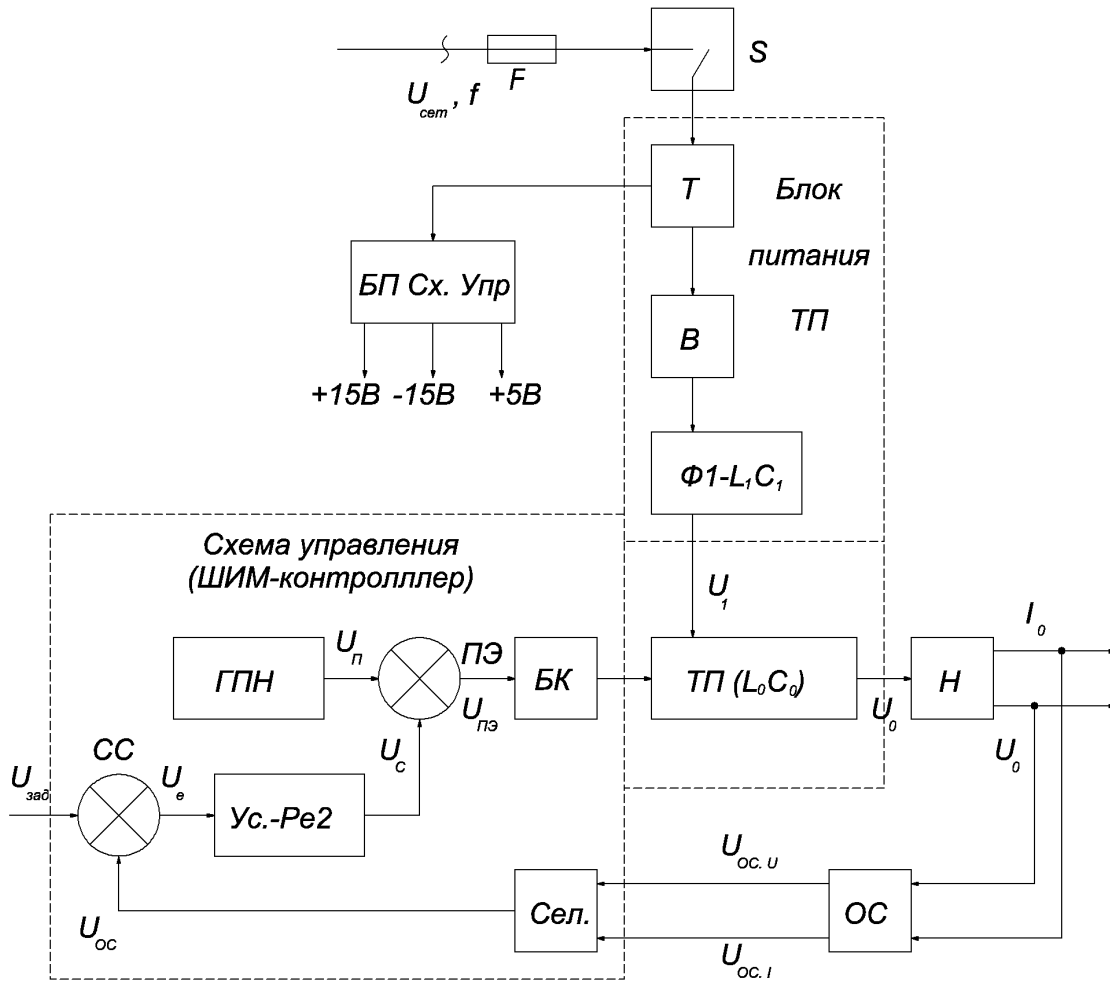


Рис. 1

Работа и назначение элементов схемы управления (ШИМ-контроллера) подробно описаны в методических указаниях и материалах методического сопровождения курсового проектирования [1, 2, 3, 4]. Отметим лишь, что БК – это элемент, согласующий выход схемы управления по напряжению, току, мощности с входной цепью мощного триода (или группы триодов) ТП.

Прежде чем приступить к расчету следует ознакомиться с некоторыми вариантами схем блоков питания силовой цепи ТП (рис. 2, 3). Могут быть предложены и другие варианты.

Типовые схемы БП преобразователей

Блок – схема силовой цепи питания транзисторного преобразователя представлена на рис. 2 . Она включает в себя : силовой трансформатор T , выпрямитель сглаживающий фильтр $\Phi 1$, импульсный транзисторный преобразователь ТП и нагрузку H . Питающая сеть и , соответственно , трансформатор могут быть однофазными и трехфазными . выпрямители – одно – полупериодными и двухполупериодными .

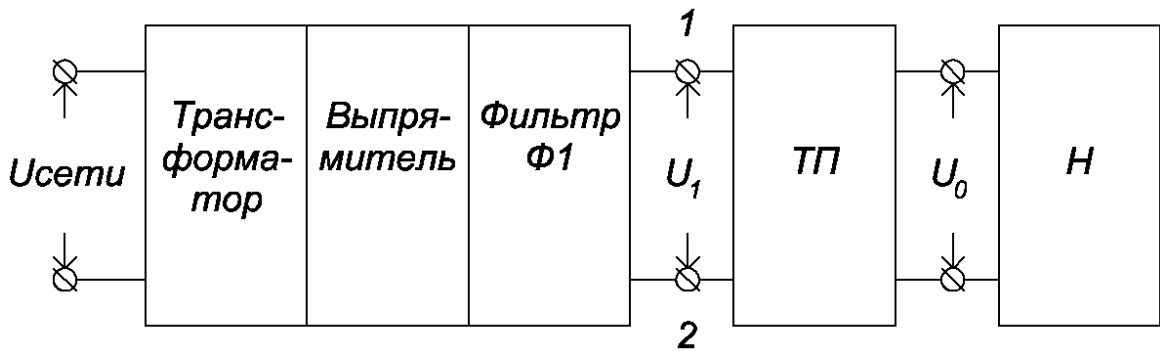


Рис. 2

На рис . 3, а, б, в, г приведены схемы трансформаторов и выпрямителей , рекомендуемые к применению в курсовом проекте . Для всех случаев принято , что выпрямленное напряжение U_B сглаживается Г– образным фильтром L_1C_1 . Первичные обмотки трансформаторов не показаны . Схемы соединения первичных обмоток трехфазных транс – форматоров выбираются самостоятельно .

Напряжение на выходе L_1C_1 –фильтра является питающим для ТП . Поэтому трансформатор , выпрямитель , фильтр называют также блоком питания (БП) . Для транзисторного преобразователя БП следует рассма –

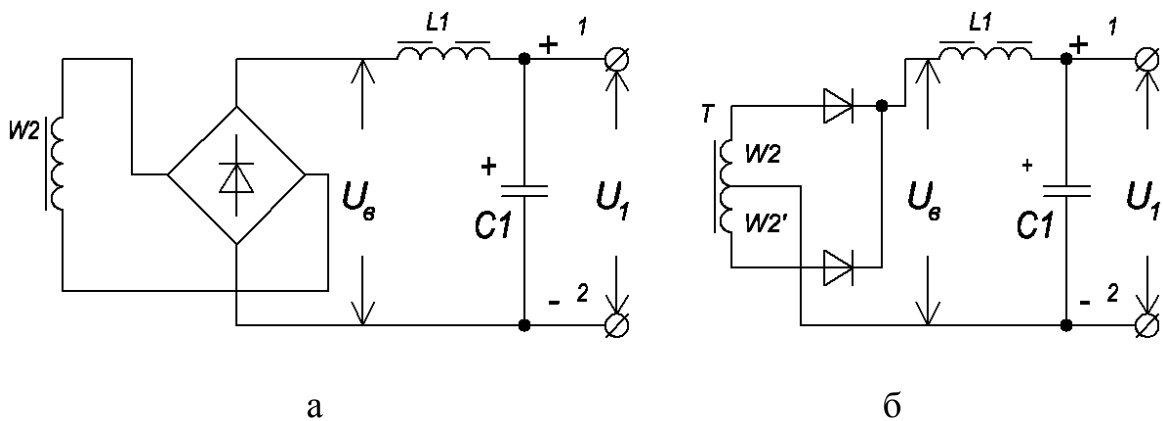


Рис. 3

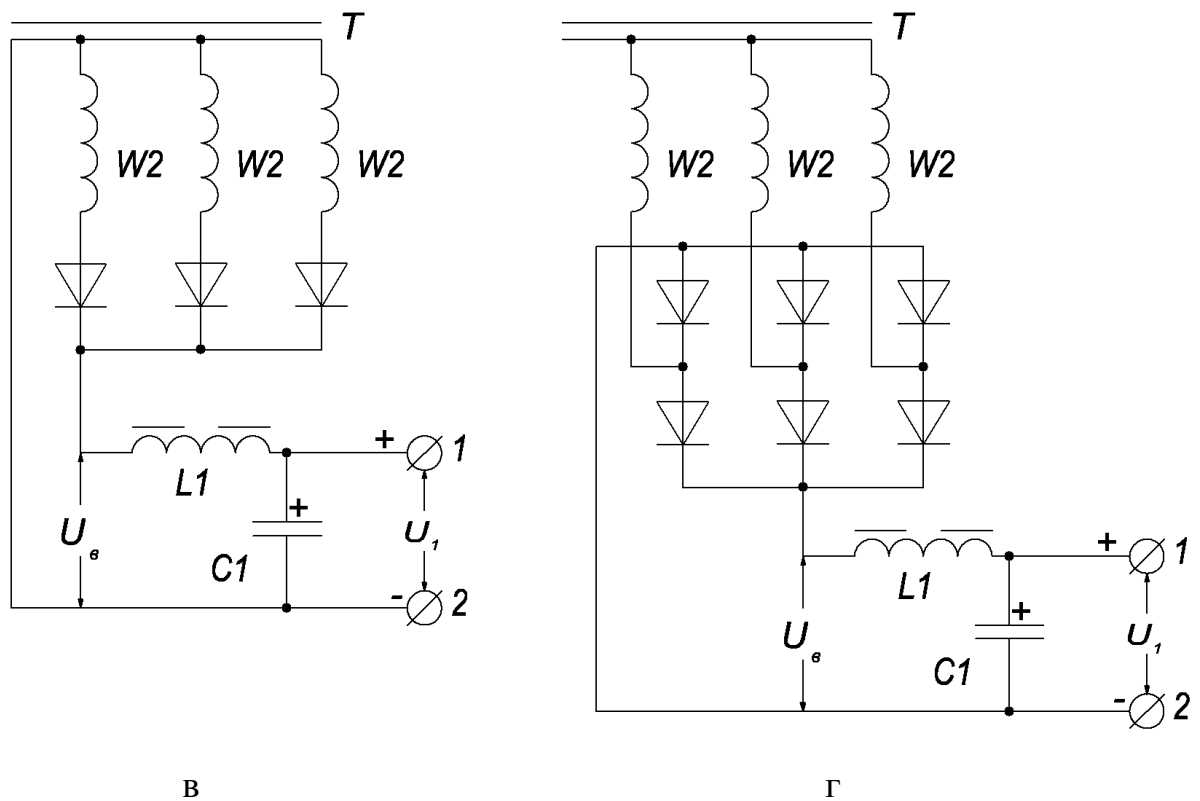
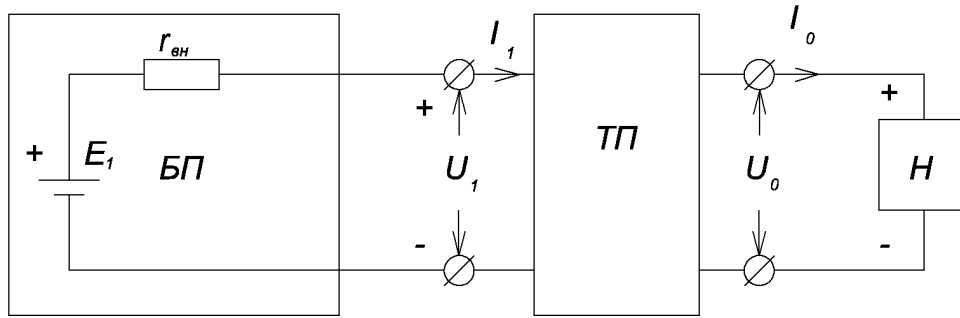


Рис. 3 (продолжение)

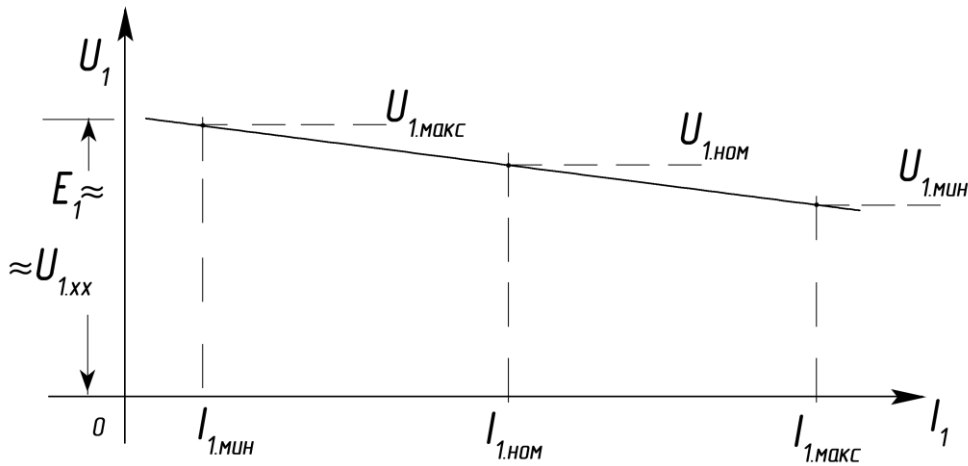
ривать как источник напряжения с э.д.с. E_1 и внутренним сопротивлением $r_{вн}$ (рис.4, а). В свою очередь ТП является регулируемым источником постоянного напряжения U_0 по отношению к некоторой конечной нагрузке H .

По существу E_1 – это напряжение на выходе L_1C_1 -фильтра в режиме близком к холостому ходу (х.х), т.е. $E_1 \approx U_{1хх}$. Внутреннее сопротивление определяется суммой $r_{вн} = R_A + R_B + R_{\phi 1}$. Здесь: R_A – выходное сопротивление трансформатора. R_B – сопротивление диодов выпрямителя; $R_B = R_v$ для однополупериодных схем выпрямления; $R_B = 2R_v$ для двухполупериодных схем. R_v – сопротивление одного из диодов прямому постоянному току. R_{ϕ} – активное сопротивление обмотки сглаживающего дросселя фильтра $\Phi 1$.

Если представить ТП вместе нагрузкой H в виде переменного сопротивления, нагружающего БП, то при известных E_1 и $r_{вн}$ не трудно рассчитать и построить нагрузочную характеристику БП как функцию $U_1 = f(I_1)$ согласно выражению $U_1 = E_1 - I_1 r_{вн}$. Типовая нагрузочная характеристика приведена на рис.4, б.



а



б

Рис.4

На рис. 5 даны два примера подключения выхода фильтра $\Phi 1$ к силовой цепи ТП. Они не исчерпывают всех возможных вариантов схем подключения. Собственно ТП состоит из мощного триода V или группы параллельно соединенных триодов, если мощности одного недостаточно, высокочастотного сглаживающего фильтра L_0C_0 и обратного диода V_0 . Триод (группа триодов) работает в режиме ключа (режим D), выполняет функцию регулирующего элемента (РЭ). Управление триодом осуществляется от серийного ШИМ-контроллера или специально разработанной схемы. Обратный диод служит для защиты триода от пробоя при коммутации последнего в процессе работы ТП

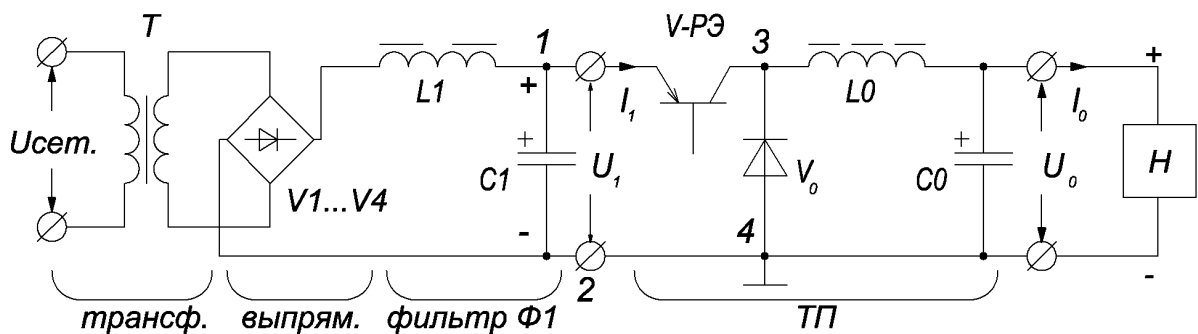


Рис.5, а

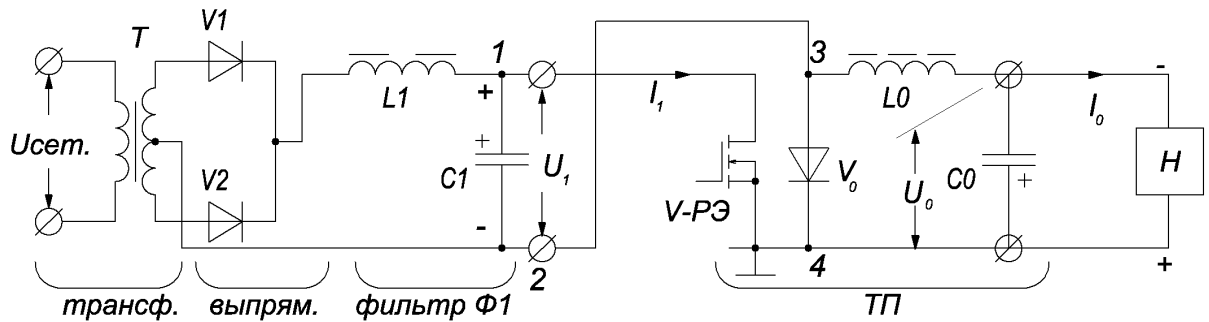


Рис.5, б (продолжение)

Рассмотрим работу ТП в качестве регулятора напряжения U_0 на нагрузке. Пояснения – на рис. 6. Триод V переключается с высокой и постоянной частотой f (периодом T) из состояния отсечки (выключен) в состояние насыщения (включен). Интервал периода, в течение которого триод включен называют интервалом импульса, или проводимости $T_{и}$, интервал выключенного состояния – паузы $T_{п}$.

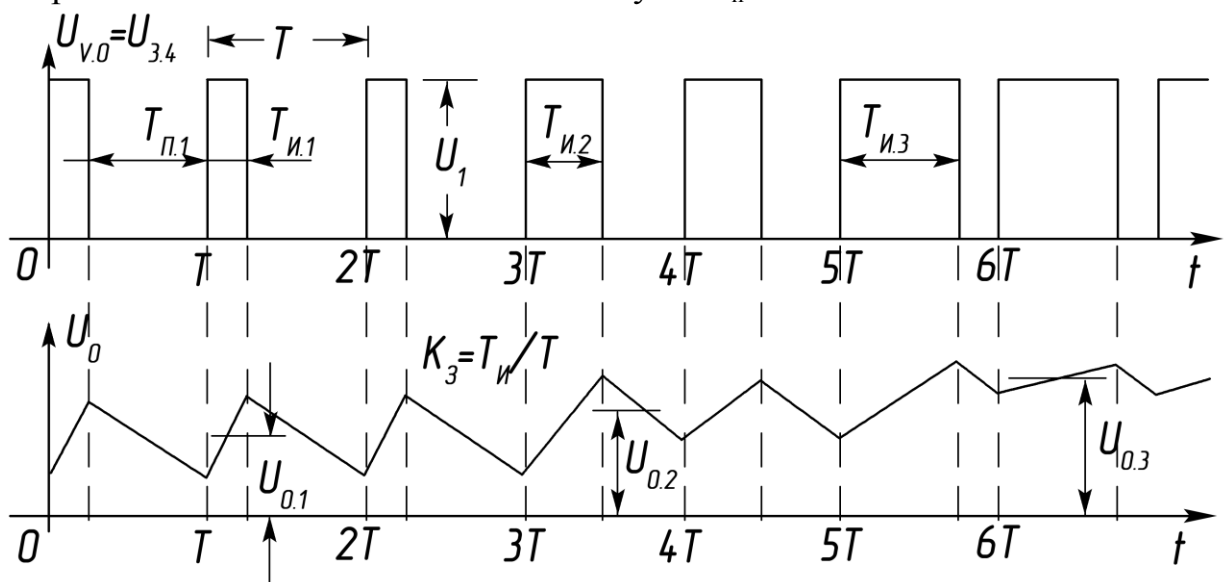


Рис. 6

В интервале импульса напряжение U_1 практически полностью при – кладывается к цепи нагрузки, которая состоит из сглаживающего филь – тра L_0C_0 и собственно нагрузки H . Между точками 3 и 4 подключен обратный диод V_0 . В интервале импульса V_0 смещен обратно и, сле – довательно, закрыт, а $U_{v0} = U_{34} \approx U_1$. При этом в элементах фильтра запасается энергия, а напряжение на нагрузке U_0 постепенно нарастает.

В интервале паузы $T_{п}$ триод выключен и цепь нагрузки отсечена от источника питания. теперь функцию источника питания выполняют элементы фильтра. За счет запасенной в L_0 и C_0 энергии диод V_0 сме – щается прямо, напряжение U_{v0} падает практически до нуля, а запасен – ная энергия поступает в нагрузку, поддерживая постепенно уменьша – ющееся напряжение U_0 . Если частота переключения триода достаточно

велика, а фильтр L_0C_0 рассчитан правильно, то уровень пульсации на – напряжения на нагрузке U_0 небольшой.

Напряжением U_0 , током I_0 и мощностью P_0 в нагрузке можно управлять, изменяя длительность импульсов $T_{и}$ (рис. 6). Например, чем больше $T_{и}$, или относительная длительность $T_{и}/T$, тем больше U_0, I_0, P_0 . Относительную длительность называют коэффициентом заполнения и обозначают $K_3 = T_{и}/T$. Среднее за период значение напряжения U_0 определяется как

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{и}} U_1 dt = \frac{T_{и}}{T} \cdot U_1 = K_3 \cdot U_1 .$$

Но напряжение и ток нагрузки зависят не только от K_3 , которым управляют с помощью ШИМ–контроллера. Если изменяется напряжение питающей сети $U_{сет} = 220В$, или $380В$, а следовательно, напряжение питания ТП U_1 , то при постоянном K_3 ($T_{и}$) средние значения U_0 и I_0 тоже нестабильны (рис. 7). Колебания напряжений питания ТП $U_1 \pm \Delta U_1$

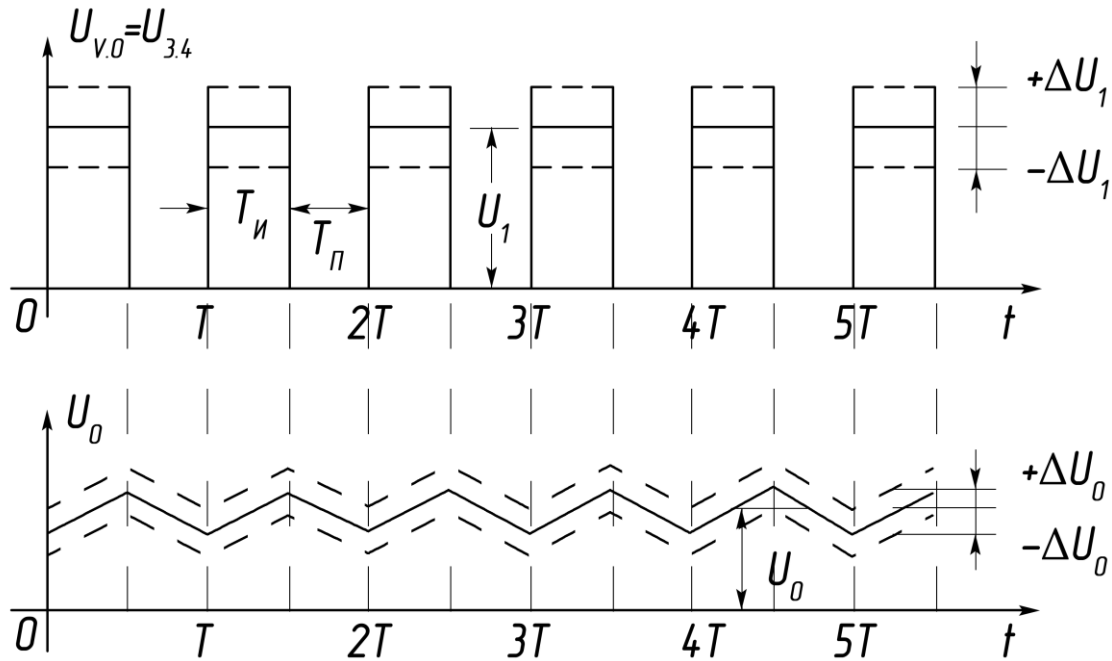


Рис. 7

и нагрузки $U_0 \pm \Delta U_0$ однозначно связаны между собой.

Рассмотрим работу ТП в системах стабилизации напряжения и тока; иначе их называют стабилизаторами. Основное назначение таких систем – поддерживать постоянным напряжение (ток) нагрузки при колебаниях напряжения сети или изменениях нагрузки R_n .

Стабилизация напряжения. На рис. 8, а приведены графики, изображающие реакцию стабилизатора напряжения на изменения напряжения питания $U_1 \pm \Delta U_1$ при $R_n = const$. Если напряжение питания ТП возрастает ΔU_1 , для сохранения напряжения U_0 неизменным схема управления должна уменьшить длительность $T_{и}$ (ширину) импульсов $U_{v0} = U_{34}$ так, чтобы их вольтсекундная площадь осталась прежней. Если же

напряжение питания уменьшается, то ширина импульсов $U_{v,0}$ должна соответственно возрасти (б). В обоих случаях среднее значение сгла-

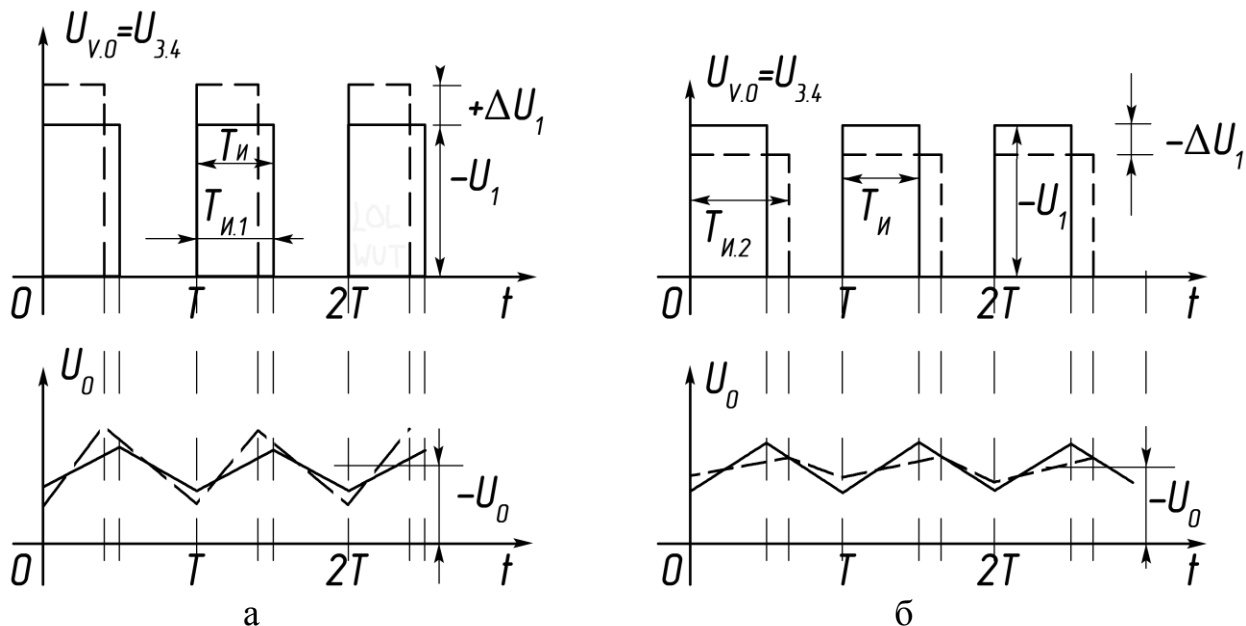


Рис. 8

женного, с помощью фильтра L_0C_0 , напряжения нагрузки U_0 практически не меняется.

Аналогично стабилизаторы реагируют на изменения R_H (точнее тока I_0 , потребляемого нагрузкой). Рост или уменьшение R_H приводит к изменению I_0 и I_1 . Поскольку $U_1 = E_1 - r_{вн}(I_1 \pm \Delta I)$, то неизбежно появляются приращения ΔU_1 . И в этом случае стабилизация U_0 обеспечивается постоянством вольтсекундной площади импульсов $U_{v,0}$.

Стабилизация тока (рис. 9). Положим сначала, что напряжение питания стабилизатора $U_1 = const$, а сопротивление нагрузки изменяется в

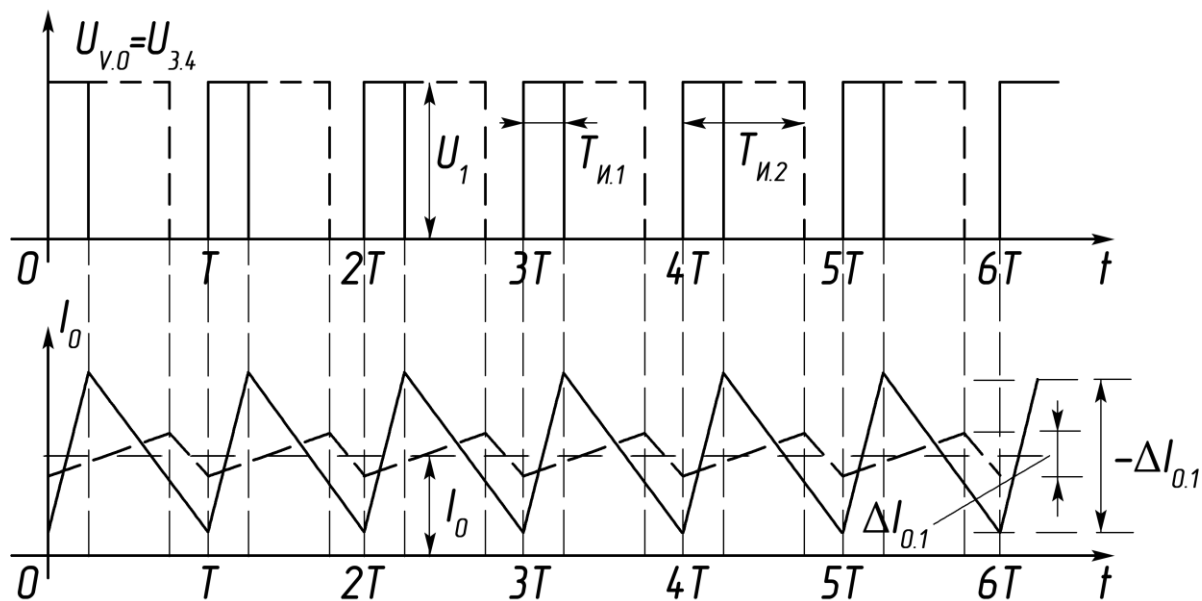


Рис. 9

широких пределах . По определению среднее значение тока нагрузки I_0 должно быть стабильным . Очевидно , при постоянстве тока I_0 , напряжение U_0 будет меняться в широких пределах вслед за сопротивлением R_H в соответствии с законом Ома

$$U_{0.\text{мин}} \dots U_{0.\text{макс}} = I_0 \cdot (R_{H.\text{мин}} \dots R_{H.\text{макс}}) .$$

Графики на рис. 9 поясняют работу стабилизатора тока . Сопротивлению $R_{H.\text{мин}}$ соответствует минимальная длительность импульсов $T_{и1}$ напряжения U_{v0} и график I_0 с размахом пульсаций ΔI_{01} . Сопротивлению $R_{H.\text{макс}}$ соответствует длительность $T_{и2}$ с размахом пульсаций ΔI_{02} , среднее же значение тока $I_0 \approx const$. Если сопротивление нагрузки R_H неизменно , то между стабилизаторами тока и напряжения нет разницы .

Итак . регулирование U_0 , I_0 , P_0 в нагрузке с помощью импульсных ТП осуществляется за счет управления длительностью интервала проводимости $T_{и}$ силового триода , или , что одно и то же , за счет широтно – импульсной модуляции (ШИМ) . При этом период $T = const$, а длительность импульса $T_{и}$ и K_3 изменяется в пределах

$$0 \leq T_{и} \leq T ; \quad 0 \leq K_3 \leq 1 .$$

Стабилизация U_0 или I_0 осуществляется лишь в том случае . если возможно изменение K_3 ($T_{и}$) , как реакция на нестабильность U_1 или I_0 в процессе работы стабилизатора .

Последовательность расчета узлов силовой цепи в ходе курсового проектирования

Стабилизаторы напряжения

Расчет мощности нагрузки БП . Построение нагрузочных характеристик

Из задания на КП известны следующие данные.

1) Напряжение питающей сети и отклонения напряжения от номинального значения . Например : $U_{\text{сет}} = 220\text{В} \pm 20\%$; $220\text{В} \pm 15\%$; $380\text{В} \pm 20\%$ и т.д.

2) Пределы изменения тока нагрузки $I_{0.\text{мин}} \leq I_{0.\text{ном}} \leq I_{0.\text{макс}}$.

3) Стабилизированное напряжение на нагрузке $U_{0.\text{ст}}$ при $I_{0.\text{макс}}$

4) Внутренним сопротивлением БП приходится задаваться . Для источников питания с мощностью от нескольких десятков до нескольких сотен Вт допустимо принять верхний предел $r_{\text{вн}} \approx 2 \dots 3 \text{ Ом}$.

Для расчета мощности , потребляемой от БП необходимо знать выходные ток I_1 и напряжение U_1 . Мощность рассчитывается при максимальном значении тока нагрузки I_0 , когда коэффициент заполнения $K_3 \approx 1$, поэтому полагаем $I_1 \approx I_{0.\text{макс}}$.

Исходя из каких условий выбирается выходное напряжение БП? Верхний и нижний пределы колебания напряжения питающей сети при отклонениях $\pm 20\%$; $\pm 15\%$; 10% соответственно

$$0,8U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,2U_{\text{сет}} ; 0,85U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,15U_{\text{сет}} ; 0,9U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,1U_{\text{сет}} .$$

Расчет БП завершается построением нагрузочной характеристики $U_1 = f(I_1)$, а т.к. напряжение сети нестабильно, то приходится строить три характеристики, соответствующие номинальному напряжению сети и двум предельным. Например, напряжение питающей сети $220\text{В} \pm 20\%$. В ходе расчета БП должны быть получены три значения напряжения U_1 в режиме близком к холостому ходу (х.х): E_1 – для номинального напряжения сети 220В ; $1,2E_1$ – для максимального $220\text{В} + 20\%$; $0,8E_1$ – для минимального $220\text{В} - 20\%$.

На рис. 10 показан пример построения нагрузочных характеристик в координатах U_1, I_1 . Характеристики рассчитывают по формулам

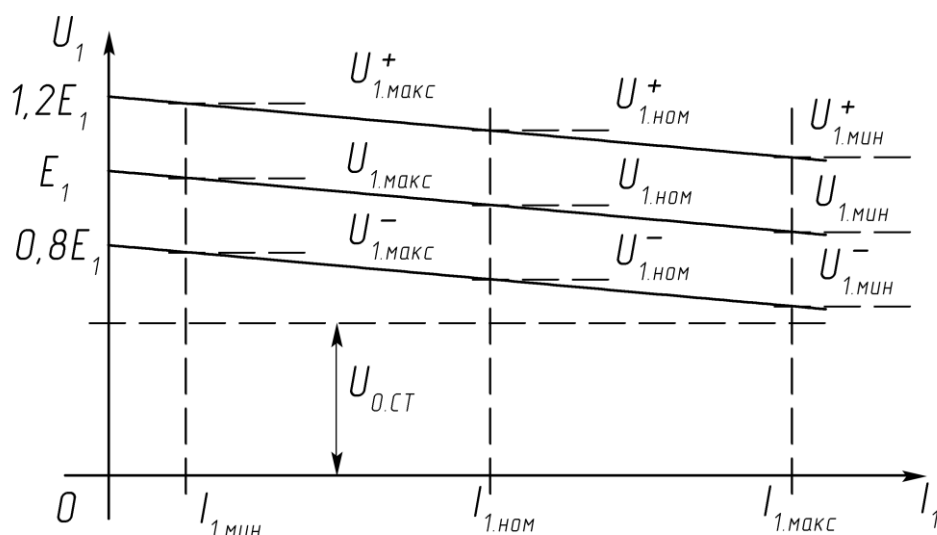


Рис. 10

$$U_1 = E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}} ; U_1^+ = 1,2E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}} , U_1^- = 0,8E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}} \quad (1)$$

Верхние характеристика и параметры отмечены знаком «+», нижние знаком «-».

Чтобы обеспечить стабилизированное напряжение на уровне $U_{0,\text{ст}}$ при максимальном токе $I_{0,\text{макс}} \approx I_{1,\text{макс}}$ и минимальном напряжении на выходе БП $U_1 = U_{1,\text{мин}}$ необходимо выполнение условия $U_{0,\text{ст}} < U_{1,\text{мин}}$ (см. рис.10). Это условие выполняется, если максимальный расчетный коэффициент заполнения $K_{3,\text{макс}} < 1$. Рекомендуемые значения $K_{3,\text{макс}} = 0,9 \dots 0,95$.

Таким образом получают расчетные соотношения

$$U_{0,\text{ст}} = U_{1,\text{мин}} \cdot K_{3,\text{макс}} = (0,8E_1 - r_{\text{вн}} \cdot I_{1,\text{макс}}) K_{3,\text{макс}} ,$$

отсюда напряжение

$$E_1 = \frac{U_{0,\text{ст}} + r_{\text{вн}} \cdot I_{1,\text{макс}} \cdot K_{3,\text{макс}}}{0,8K_{3,\text{макс}}} ; \quad (2)$$

мощность нагрузки БП

$$P_1 = E_1 \cdot I_{1.\text{макс}} \quad (3)$$

Рассчитанное по формуле (2,) значения E_1 и могут оказаться несколько завышенным, что позволит учесть потери на силовых элементах ТП, параметры которых пока неизвестны.

Если нестабильность питающей сети не $\pm 20\%$, а $\pm 15\%$ или $\pm 10\%$, то минимальное напряжение на выходе БП: $0,85E_1 - r_{\text{вн}} \cdot I_{1.\text{макс}}$ или $0,9E_1 - r_{\text{вн}} \cdot I_{1.\text{макс}}$ и соответственно

$$E_1 = \frac{U_{0.\text{ст}} + r_{\text{вн}} \cdot I_{1.\text{макс}} \cdot K_{3.\text{макс}}}{0,85K_{3.\text{макс}}} \quad ; \quad E_1 = \frac{U_{0.\text{ст}} + r_{\text{вн}} \cdot I_{1.\text{макс}} \cdot K_{3.\text{макс}}}{0,9K_{3.\text{макс}}} \quad (4, \text{ а, б})$$

Итак E_1 – напряжение на выходе фильтра L_1C_1 в режиме х.х или близком к нему $E_1 = U_{\text{хх}} \approx U_{1.\text{макс}}$. P_1 – расчетная мощность БП, которая складывается из мощности потерь на элементах БП и мощности, потребляемой преобразователем. Мощность P_1 меньше габаритной, или установленной мощности $P_{\text{габ}}$ трансформатора блока питания. $P_{\text{габ}}$ учитывает еще и несовершенство схемы выпрямления. Общее правило: при использовании двухполупериодных схем выпрямления $P_{\text{габ}}$ меньше, чем при использовании однополупериодных, что является достоинством первых.

П Р И М Е Р 1

Условия .

1. Напряжение питающей сети $U_{\text{сет}} = 220\text{В} \pm 20\%$, $f = 50\text{Гц}$.
2. Номинальное значение тока нагрузки БП $I_{1.\text{ном}} = 1,4\text{А}$; пределы изменения $0,2\text{А} \leq I_1 \leq 2,8\text{А}$; внутреннее сопротивление БП $r_{\text{вн}} \approx 3\text{Ом}$.
3. Стабилизированное напряжение на нагрузке ТП при $I_{1.\text{макс}} \approx I_{0.\text{макс}} = 2,8\text{А}$ $U_{0.\text{ст}} = 12\text{В}$; $K_{3.\text{макс}} = 0,95$.

Задание .

Рассчитать E_1 , P_1 ; рассчитать и построить нагрузочные характеристики по образцу рис. 10 .

Расчет .

1. Рассчитать напряжение E_1 (2)

$$E_1 = \frac{U_{0.\text{ст}} + r_{\text{вн}} \cdot I_{1.\text{макс}} \cdot K_{3.\text{макс}}}{0,8K_{3.\text{макс}}} = \frac{12 + 3 \cdot 2,8 \cdot 0,95}{0,8 \cdot 0,95} = 26,29\text{В} \approx 26,3\text{В} .$$

2. Мощность БП (3)

$$P_1 = E_1 \cdot I_{1.\text{макс}} = 26,3 \cdot 2,8 = 73,64\text{Вт} .$$

3. Рассчитать и построить нагрузочные характеристики в пределах изменения тока $I_1 : 0,2\text{А} \dots 2,8\text{А}$ (1) .

$$U_1^+ = 1,2E_1 - r_{\text{вн}} \cdot I_1 = 31,6 - 3 \cdot I_1 ; \quad U_1 = 26,3 - 3 \cdot I_1 ; \quad U_1^- = 21,04 - 3 \cdot I_1 .$$

Результаты расчета помещены в таблицу 1

Таблица 1

I_1, A	0	0,2	..0,6	1,0	1,2	1,4	1,6	2,0	2,8
U_1, B	26,3	25,7		23,3				20,3	17,9
U_1^-, B	21,04	20,4		18,4				15,04	12,64
U_1^+, B	31,6	31		28,6				25,6	23,3

Расчеты показывают : а) значения напряжений $U_{1\text{макс}}^+, U_{1\text{макс}}$ и $U_{1\text{макс}}^-$ несущественно отличаются от $1,2E_1, E_1$ и $0,8E_1$ соответственно; б) $U_{1\text{мин}}^- = 12,63 \text{ В}$ больше напряжения стабилизации $U_{0,\text{ст}} = 12 \text{ В}$, что соответствует условию задания . На рис. 11 представлены графики построенных харак – теристик

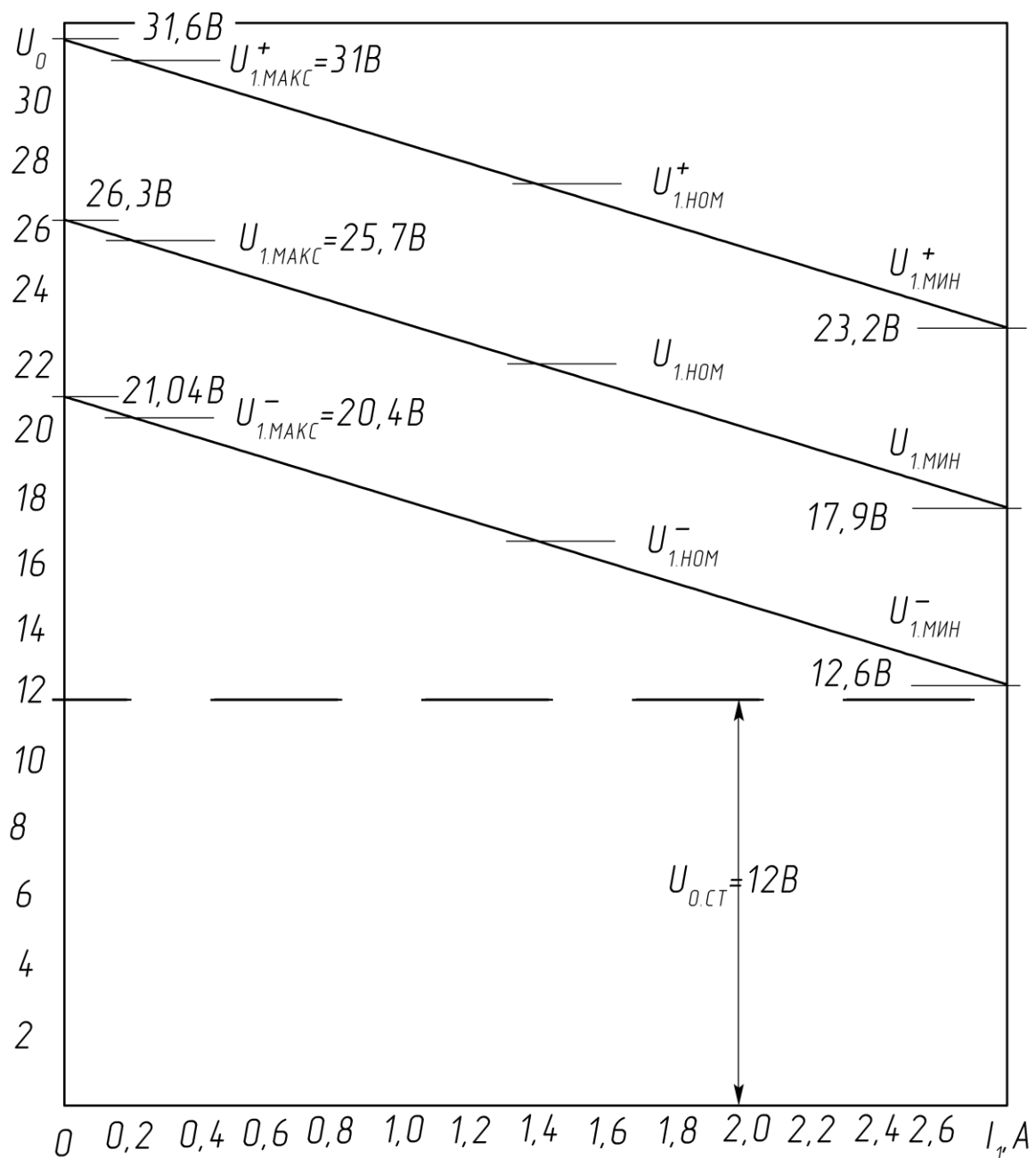


Рис. 11

Расчет блока питания (БП)

Ниже приводится методика расчета, изложенная в [4], и пример. При расчете схем выпрямителей БП необходимо учитывать активное сопротивление и реактивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора. Ориентировочное значение активного сопротивления, приведенного к фазе вторичной обмотки рассчитывается по формуле

$$r_{TP} \approx k_r \frac{E_0}{I_0 f \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{s \cdot f \cdot B_m}{E_0 I_0}}$$

ориентировочное значение индуктивности рассеяния трансформатора, приведенной к фазе вторичной обмотки – по формуле

$$L_s \approx k_L s \frac{E_0}{I_0 f \cdot B_m} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{s \cdot f \cdot B_m}{E_0 I_0}}},$$

где k_r, k_L – коэффициенты, зависящие от схемы и характера нагрузки выпрямителя;

E_0 – выпрямленное напряжение, В;

I_0 – выпрямленный ток, А;

f – частота сети, Гц;

B_m – максимальная магнитная индукция в магнитопроводе (сердечнике) трансформатора, Тл;

s – число стержней трансформатора, на которых расположены обмотки.

Размеры сердечника трансформатора (конструктивный параметр $Q_{ст}Q_0$) определяют по формуле

$$Q_{ст}Q_0 = \frac{P_{габ} 10^2}{2,22 f \cdot B_m \delta \cdot \eta_{мп} s \cdot k_c k_m},$$

где $P_{габ}$ – габаритная мощность трансформатора, ВА;

$Q_{ст}$ – полная площадь сечения стержня сердечника, на котором расположены обмотки, см²;

Q_0 – площадь окна сердечника, приходящаяся на обмотки одного стержня, см²;

δ – плотность тока в обмотка, А/мм²;

η – коэффициент полезного действия трансформатора;

k_c – коэффициент заполнения сечения сердечника сталью;

k_m – коэффициент заполнения окна медью обмотки.

В соответствии с рис. 12 (изображены типы магнитопроводов)

$$Q_{ст} = ab, \quad Q_0 = ch.$$

Значения $B_m, \delta, \eta_{тр}$ зависят от $P_{габ}, f$ и марки стали (см. табл. 2). Значение $k_c = Q_c/Q_{ст}$ (Q_c – чистое сечение стали) зависит от толщины листов или ленты сердечника; $k_m = Q_m/Q_0$ (Q_m – чистое сечение меди обмотки).

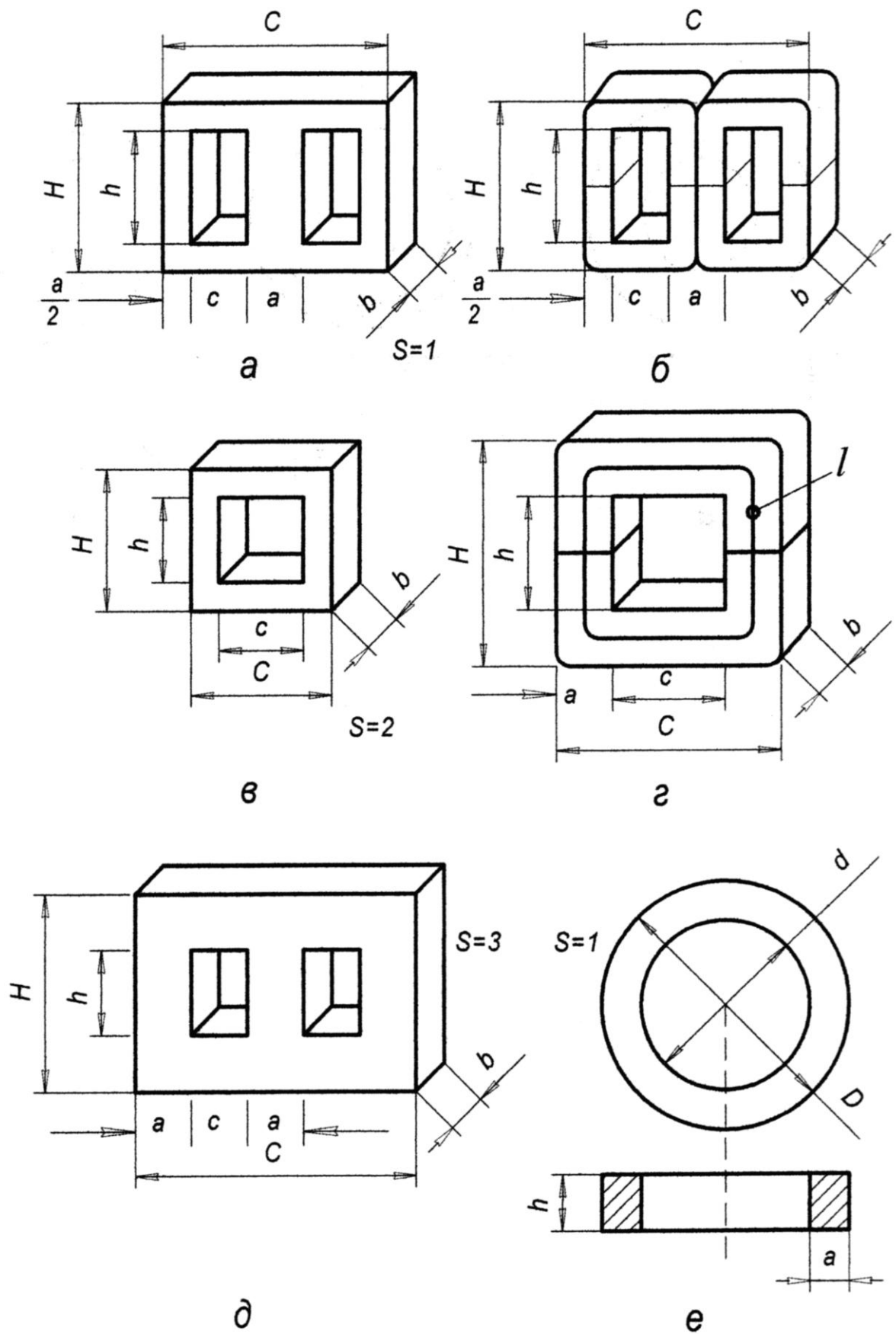


Рис. 12
ток в окне сердечника) зависит от марки проводов и от $P_{\text{габ}}$.

Ориентировочное значение ширины стержня сердечника определяется по формуле

$$a \approx 0,74 \sqrt[4]{Q_{cm} Q_0} \quad [\text{см}]$$

Далее выбирают стандартную пластину для наборного сердечника или стандартный витой (ленточный) разрезной сердечник, имеющие размер a , близкий к полученному значению. Определяют толщину набора (пакета) для сердечника из пластин или ширину ленты для витого сердечника:

$$b = \frac{Q_{cm} Q_0}{a \cdot c \cdot h} \quad [\text{см}].$$

Рекомендуется, чтобы выполнялись условия: $a < b < 2a$.

Э.д.с. одного витка обмотки

$$e = 4,44 \cdot f \cdot B_m Q_{ст} k_c \cdot 10^{-4}.$$

Расчет числа витков и диаметра проводов обмоток проводится обычным порядком (см. пример расчета).

Силовой блок питания рассчитывается в предположении, что выпрямитель для мощной нагрузки работает на сглаживающий фильтр, начинающийся с индуктивности.

Индуктивность на входе фильтра

Величина индуктивности на входе фильтра выпрямителя, работающего на индуктивность, должна быть такой, чтобы при наличии выходной емкости фильтра обеспечить индуктивный характер нагрузки выпрямителя. Это условие будет выполнено, если ток через дроссель не будет иметь разрывов, характерных для выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку. Разрывы будут отсутствовать, если индуктивность дросселя будет не меньше, чем

$$L_{1.мин} = \frac{2E_0}{(m^2 - 1)m\pi f \cdot I_0},$$

где m – число фаз выпрямления.

Очевидно, что выпрямитель, работающий в широком диапазоне токов I_0 , должен иметь дроссель, рассчитанный на минимальное значение тока.

Если отсутствует подходящий стандартный дроссель, то для ориентировочного подсчета падения напряжения на дросселе до его конструктивного расчета можно воспользоваться табл. 3. После конструктивного расчета дросселя нужно внести в расчет выпрямителя поправку на величину падения напряжения на дросселе.

Значение индуктивности L_1 , с которой начинается фильтр, существенно влияет на величину перенапряжения на элементах фильтра при включении выпрямителя; в этом случае напряжение на конденсаторах фильтра имеет колебательный характер и достигает величины

Таблица 2

Рекомендуемые значения $B_m, \delta, \eta, k_c, k_M$

	марка стали	k_c	марка стали	k_c	марка стали	k_c	марка стали	k_c	δ		$\eta_{тр}$		k_M для проводов марок ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТ
	3411 3412 3413 3414	0,95– 0,97	3421 3422 3423 3424	0,75– 0,78	3411 3412 3413 3414	0,93– 0,95	3421 3422 3423 3424	0,75– 0,88	А/мм ²				
	1511 1512 1514	0,89– 0,93			1521 1561 1562	0,82– 0,89			$f=$ 50 Гц	$f=$ 400Гц	$f=$ 50Гц	$f=$ 400Гц	
Толщина листа, лент.	0,35 – 0,5 мм		0,05 – 0,1 мм		0,2 – 0,35 мм		0,05 – 0,1 мм						
$P_{габ.}, \text{ВА}$	Индукция $B_m, \text{Тл}$												
	$f = 50 \text{ Гц}$				$f = 400 \text{ Гц}$								
20	1,26		1,4		1,08		1,33		3,9	6	0,89	0,83	0,26
40	1,37		1,55		1,13		1,47		3,2	5	0,92	0,86	0,28
70	1,39		1,6		1,14		1,51		2,8	4,2	0,94	0,88	0,3
100	1,35		1,6		1,12		1,5		2,5	3,8	0,95	0,9	0,31
200	1,25		1,51		1,02		1,4		2,1	3,1	0,96	0,92	0,32
400	1,13		1,43		0,92		1,3		1,6	2,5	0,97	0,94	0,33
700	1,05		1,35		0,83		1,2		1,3	2,1	0,97	0,95	0,34
1000	1,0		1,3		0,78		1,15		1,2	1,8	0,97	0,95	0,35
2000	0,9		1,2		0,68		1,05		1,1	1,5	0,97	0,95	0,36

$$E_{Cm}^1 = E_0 \left(1 + \frac{\Delta E_{Cm}^1}{E_0} \right).$$

Значение $\Delta E_{Cm}^1 / E_0$ зависит от отношения $\alpha_\phi / \omega_\phi$ и определяется по кривой 1 на рис. . Коэффициент затухания контура фильтра

$$\alpha_\phi = \frac{1}{2L_1} \left(R_B + \frac{L_1 I_0}{C_1 E_0} \right),$$

здесь R_B – выходное сопротивление выпрямителя, определяется из его нагрузочной характеристики.

ω_ϕ – собственная частота фильтра

$$\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

Обычно, чем больше величина L_1 , тем больше будут перенапряжения.

Таблица 3

Ориентировочные значения падения напряжения на дросселе фильтра

$P_0 = E_0 I_0$, Вт	ΔE_L при $f = 50$ Гц	ΔE_L при $f = 400$ Гц
10 – 30	(0,2 ... 0,14) E_0	(0,07 ... 0,05) E_0
30 – 100	(0,14 ... 0,1) E_0	(0,05 ... 0,035) E_0
100 – 300	(0,1 ... 0,07) E_0	(0,035 ... 0,025) E_0
300 – 1000	(0,07 ... 0,05) E_0	(0,025 ... 0,018) E_0
1000 – 3000	(0,05 ... 0,035) E_0	(0,018 ... 0,012) E_0

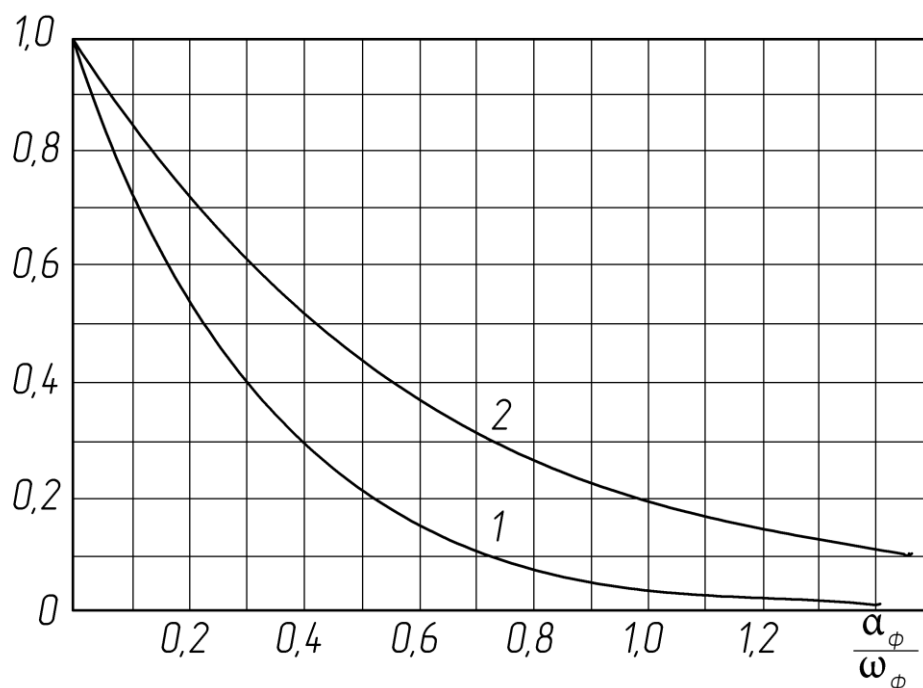


Рис. 13

Если E_{Cm}^1 превышает допустимое для выбранных конденсаторов рабочее напряжение, а для L_1 уменьшить нельзя, то последовательно с

дросселем фильтра включают пусковое сопротивление. Это сопротивление, суммируясь с выходным сопротивлением R_b , увеличивает значение α_ϕ и тем самым уменьшает перенапряжения при включении. После включения выпрямителя (БП) пусковое сопротивление должно быть выключено.

При резком сбросе нагрузки (изменении сопротивления нагрузки) напряжение на конденсаторе фильтра также имеет колебательный характер и достигает величины

$$E''_{Cm} = E_0 \left(1 + \frac{\Delta E''_{Cm}}{E_0} \right)$$

Значение $\frac{\Delta E''_{Cm}}{E_0}$ также зависит от отношения α_ϕ/ω_ϕ и определяется с помощью кривой 2 на рис. 13. Кривая 2 дает значение произведения

$$\frac{\Delta E''_{Cm}}{E_0} \left(\frac{E_0}{I_{01} - I_{02}} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right),$$

где I_{01} и I_{02} – токи выпрямителя соответственно до и после переключения нагрузки.

Зная величину в скобках, можно определить относительную величину перенапряжения $\frac{E''_{Cm}}{E_0}$ при изменении тока нагрузки. При расчете α_ϕ в формулу следует подставлять значение I_{02} .

Для конструктивного расчета дросселя фильтра должны быть известны индуктивность дросселя L_1 и постоянный ток через дроссель I_0 . Можно предложить сравнительно простой способ конструктивного расчета дросселей фильтров, дающий в большинстве случаев удовлетворительное совпадение с экспериментом. Марки стали и проводов для дросселей рекомендуется выбирать из таблицы 2.

После определения ориентировочного значения ширины стержня a сердечника дросселя по формуле:

$$a \approx 2,6 \sqrt[4]{L_1 I_0^2}$$

находят сечение стержня:

$$Q_{ст} = 1,5 a^2.$$

Затем выбирают стандартный сердечник, у которого a не меньше полуторного, и определяют толщину набора (пакета) пластин или ширину ленты витого разрезного сердечника

$$b = \frac{Q_{cm}}{a}.$$

Зная среднюю длину магнитной силовой линии l_c для выбранного сердечника, находят вспомогательный коэффициент

$$M = \frac{L_1 I_0^2}{a b l_c},$$

с помощью которого по графику на рис. 14 определяют оптимальную длину воздушного зазора в сердечнике $l_{z\%}$ в процентах от l_c и величину магнитной проницаемости μ_z с учетом воздушного зазора.

Эти данные позволяют толщину изоляционной прокладки, образующей немагнитный зазор в сердечнике броневого (Ш-образного) типа ($s = 1$ на рис. 12).

$$\frac{l_z}{2} = 0,05 l_{z\%} l_c \quad [\text{мм}]$$

и число витков обмотки дросселя

$$w_L = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{1,26 \mu_z a c}} .$$

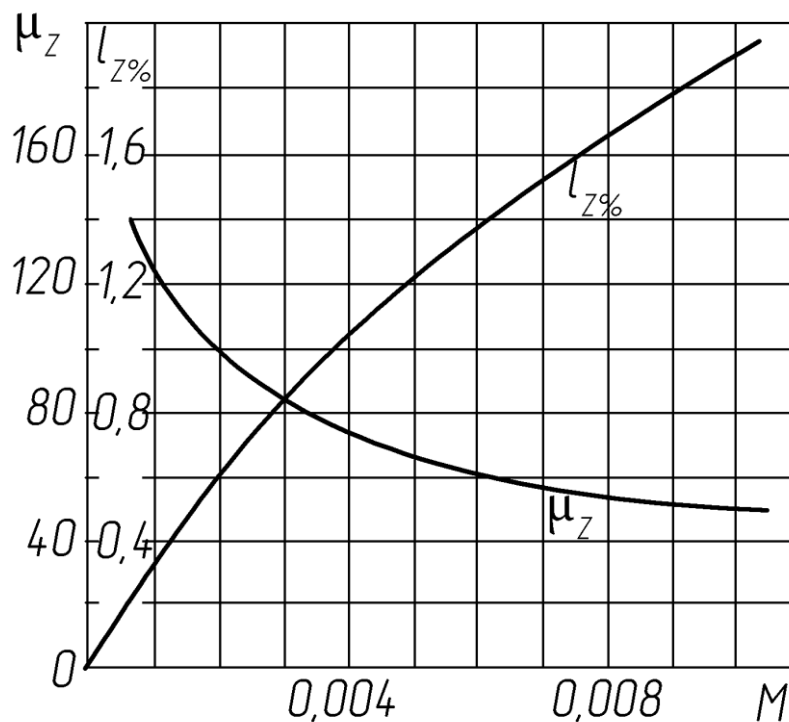


Рис. 14

Диаметр провода обмотки дросселя определяют по формуле

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I_0}{\delta}} \quad [\text{мм}] ,$$

где плотность тока $\delta = 3 \dots 4 \text{ А/мм}^2$, после чего проверяют коэффициент заполнения окна сердечника медью обмотки

$$k_M = 8 \cdot 10^{-3} \frac{w_L d^2}{ch}$$

(c и h смотри на рис. 12).

Если полученная величина k_M превышает 0,35, то следует выбрать сердечник с большей площадью окна.

Сопротивление обмотки дросселя можно найти из выражения

$$r_L = \frac{2,25 w_L}{d^2 \cdot 10^4} \left[2(a+b) + \pi \frac{c}{2} \right] .$$

В ходе расчета, который приводится ниже, определяют параметры и выбирают элементы БП: трансформатор, выпрямитель, фильтр, тип, марку магнитопроводов и обмоточных проводов, конденсаторов, L_1C_1 -фильтра; уточняется величина $r_{вн}$ БП.

Расчет выпрямителя, работающего на индуктивность. Пример

П Р И М Е Р

Исходные данные.

1. Напряжение и частота питающей сети: $U_{сет} = 380В \pm 20\%$. $f = 50Гц$.
2. Схема выпрямителя: трехфазный двухполупериодный (схема Ла-рионова), соединение обмоток трансформатора – звезда – звезда.
3. Температура окружающей среды: $0^0 \dots +40^0С$.
4. Напряжение $E_1 \approx U_{xx} = 26,3В$; напряжение на выходе фильтра при максимальном токе нагрузки $U_{1мин} \approx 17,9В$; $I_{1мин} = 0,2А$, $I_{1макс} = 2,8А$. Мощность БП близкая к габаритной $E_1 I_{1макс} = 73,64 \approx 74Вт$.

Расчетные формулы для данной и других схем выпрямления приведены в табл. 2.

Примечание. В примере ток I_0 обозначен как I_1 , E_0 как E_1 .

1. Выбор диодов выпрямителя

Среднее значение тока диодов

$$I_{v0} = I_1/3 = 2,8/3 = 0,933А.$$

Обратное напряжение на диодах при номинальном напряжении сети

$$U_{обр} \approx 1,05E_1 = 27,6В.$$

Предварительный выбор диодов по току и напряжению. Рекомендуется выбирать диоды с запасом, как минимум в 1,5...2 раза, относительно максимальных значений по заданию: $1,2E_1 = 31,6В$, $I_{1мин} = 2,8А$

$$U_{обр.макс} = 1,05 \cdot 1,2 \cdot E_1 = 31,13В.$$

Предлагается использовать диоды серии Д202В с параметрами:

Средневыпрямленный прямой ток $I_{v0} = 5А$; максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр.макс} = 100В$;

частота без снижения режимов $f = 1,2Гц$;

среднее прямое напряжение $U_{пр} = 1В$;

допустимая температура окружающей среды: $-60^0С \dots +130^0С$.

2. Сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки

$$r_{TP} = k_r \frac{E_1}{I_{1макс} \cdot B_m f} \sqrt[4]{\frac{s \cdot f \cdot B_m}{E_1 I_{1макс}}} = 2,5 \frac{26,3}{2,8 \cdot 1,35 \cdot 50} \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,35}{26,3 \cdot 2,8}} = 0,45 \text{ Ом}.$$

Коэффициент $k_r = 2,5$ и амплитуду индукции $B_m = 1,35$ находим из табл. по примерному значению габаритной мощности $P_{габ}$ и $s = 3$

Габаритная мощность

$$P_{габ} \approx 1,05E_1 \cdot I_{1макс} = 1,05 \cdot 26,3 \cdot 2,8 = 77,32Вт$$

3. Индуктивность рассеяния обмоток , приведенная к фазе вторичной обмотки

$$L_s = k_s \frac{s \cdot E_1}{I_{1\max} \cdot f \cdot B_m} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{s \cdot f \cdot B_m}{E_1 I_{1\max}}}} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 26,3}{2,8 \cdot 50 \cdot 1,35} \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1,35}{26,3 \cdot 2,8}} = 0,323 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} .$$

4. Падение напряжения на активном сопротивлении трансформатора
 $\Delta E_r = 2r_{\text{тр}} I_{1\max} = 2 \cdot 2,8 \cdot 0,45 = 2,52 \text{ В} .$

5. Падение напряжения на реактивном сопротивлении трансформатора

$$\Delta E_x = 6I_{1\max} \cdot f \cdot L_x = 6 \cdot 2,8 \cdot 50 \cdot 0,323 \cdot 10^{-3} = 0,271 \text{ В} .$$

6. Падение напряжения на диодах схемы выпрямления

$$\Delta E_v = 2U_{\text{пр}} = 2 \cdot 1 = 2 \text{ В} .$$

7. Ориентировочное значение падения напряжения на активном сопротивлении дросселя в зависимости от мощности $P_{\text{габ}} = 77,32 \text{ Вт}$ выбирается по табл. 3

$$\Delta E_L \approx 0,1 \cdot U_{1\min} = 0,1 \cdot 17,9 \approx 1,8 \text{ В} .$$

8. Находим E_1 с учетом проведенных расчетов напряжений потерь
 $E_1 = U_{1\min} + \Delta E_r + \Delta E_x + \Delta E_v + \Delta E_L = 17,9 + 2,52 + 0,271 + 2 + 1,8 = 24,5 \text{ В} .$

9. Уточняем значение обратного напряжения на диодах

$$U_{\text{обр}} = 1,05E_1 = 1,05 \cdot 24,5 = 25,72 \text{ В} .$$

Новое значение $U_{\text{обр}}$ меньше , ранее вычисленного 27,6В . поэтому кор – рективровка выбора диодов не требуется .

10. Находим э.д.с. фазы вторичной обмотки в режиме хх

$$U_{2\text{хх}} = 0,43E_1 = 0,43 \cdot 24,5 = 10,53 \text{ В} .$$

11. Действующее значение тока в фазе вторичной обмотки

$$I_2 = 0,82I_{1\max} = 0,82 \cdot 2,8 = 2,3 \text{ А} .$$

12. Мощность , рассеиваемая на диоде

$$P_v = \Delta E_v \cdot I_{0v} = 1 \cdot 0,933 = 0,933 \text{ Вт} .$$

13. Находим коэффициент трансформации . Напряжение фазы первичной обмотки $U_\phi = U_{\text{л}} / \sqrt{3} = 380 / 1,73 = 220 \text{ В} .$

$$n = U_{2\text{хх}} / U_1 = 10,53 / 220 \approx 0,048 .$$

14. Действующее значение тока в фазе первичной обмотки (без учета тока холостого хода)

$$I_1 = 0,82 \cdot n \cdot I_{1\max} = 0,82 \cdot 0,048 \cdot 2,8 = 0,11 \text{ А} .$$

15. Вычисляем уточненное значение габаритной мощности

$$P_{\text{габ}} = 1,05E_1 \cdot I_{1\max} = 1,05 \cdot 24,5 \cdot 2,8 = 72 \text{ Вт} .$$

16. Определяем размеры сердечника

$$Q_{\text{см}} Q_0 = \frac{P_{\text{габ}} \cdot 10^2}{2,22 f \cdot B_m \delta \eta_{\text{мп}} \cdot s \cdot k_c k_m} = \frac{72 \cdot 10^2}{2,22 \cdot 50 \cdot 1,35 \cdot 2,5 \cdot 0,95 \cdot 3 \cdot 0,93 \cdot 0,31} = 22,48 \text{ см}^4 .$$

Выбираем типоразмер сердечника (магнитопровода) ТЛ 16х25х37 , имеющий сечение стержня 16х25 мм и размеры окна 37х32 мм , у которого конструктивный параметр (нормаль НПО.666.003 [Бальян])

$$Q_{\text{см}} Q_0 = 1,6 \cdot 2,5 \frac{3,2}{2} 3,7 = 23,68 \approx 23,7 \text{ см}^4 .$$

Коэффициент $1/2$ в формуле расчета конструктивного параметра пока – зывает, что в окне размещаются две обмотки, расположенные на двух стержнях.

17. Находим минимально допустимую индуктивность дросселя фильтра

$$L_{L1..мин} = \frac{2E_1}{(m^2 - 1)m \cdot \pi f \cdot I_{1..мин}} = \frac{2 \cdot 24,5}{(6^2 - 1)6 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,2} = 7,43 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} .$$

18. Нагрузочные характеристики можно построить по двум точкам с координатами $I_{1..мин}$, $U_{1..макс}$ и $I_{1..макс} = 2,8\text{А}$, $U_{1..мин} = 17,9\text{В}$. Так как по условию $I_{1..мин} = 0,2\text{А}$, то $U_{1..макс} \approx E_1 = 24,5\text{В}$ при номинальном напряжении питающей сети. По аналогии строят нагрузочные характеристики для напряжений $1,2E_1$ и $0,8E_1$.

19. Внутреннее сопротивление БП как источника питания ТП рассчитывают по нагрузочной характеристике

$$r_{вн} = \frac{E_1 - U_{1..мин}}{I_{1..макс} - I_{1..мин}} \approx \frac{24,5 - 17,9}{2,8 - 0,2} \approx 2,54 \text{ Ом} .$$

Если БП имеет сглаживающий фильтр, состоящий из дросселя и выходной емкости, то реальные нагрузочные характеристики несколько отличаются от изображенных на рис. 11, а именно они будут нелинейными и в интервале токов $I_{1..макс} \dots I_{1..крит}$, иметь меньший наклон. Критическое значение тока I_1 рассчитывается по формуле

$$I_{1..крит} = \frac{E_1}{(m^2 - 1)m\pi f \cdot L_{1..мин}} = \frac{24,5}{35 \cdot 6 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 7,43 \cdot 10^{-3}} \approx 0,1 \text{ А} .$$

При $I_1 < I_{1..крит}$ наклон характеристики возрастает, достигая в режиме хх значения $U_{2..хх} \cdot \sqrt{6} = 10,53 \cdot 2,45 = 25,8\text{В}$, что немного выше значения $E_1 = 24,5\text{В}$, с учетом которого строилась нагрузочная характеристика.

20. Находим коэффициент сглаживания пульсаций L_1C_1 -фильтра и емкость конденсатора C_1 .

Коэффициент пульсаций на входе фильтра $S_0 = 5,7\%$ (табл 4); задаем – ся коэффициентом пульсаций на выходе $S'_0 = 0,3\%$, тогда коэффициент сглаживания

$$q = \frac{S_0}{S'_0} = \frac{5,7\%}{0,3\%} = 19 .$$

Рассчитываем емкость конденсатора C_1

$$C_1 = \frac{q \cdot 10^6}{m^2 \cdot 4\pi^2 f^2 L_1} = \frac{19 \cdot 10^6}{36 \cdot 4 \cdot 9,86 \cdot 2500 \cdot 7,43 \cdot 10^{-3}} = 719,7 \approx 720 \text{ мкФ} .$$

Рабочее напряжение на конденсаторе $U_{раб}$ (без учета перенапряжений) должно быть рассчитано на холостой ход выпрямителя при повышенном напряжении питающей сети. Если $U_{2..хх} = 10,53\text{В}$, то $1,2U_{2..хх} = 12,636\text{В}$ отсюда $U_{раб} > 1,2U_{2..хх} \cdot \sqrt{6} = 12,636 \cdot \sqrt{6} = 30,95\text{В} \approx 31\text{В}$.

Замечание. Допускается изменение индуктивности L_1 и емкости C_1 при соблюдении условия $L_1C_1 = const$. Например, если индуктивность L_1 увеличена в 10 раз, то во столько же раз следует уменьшить емкость C_1 .

Таблица 4

Схема выпрямителя	m	I_{v0}	$U_{обр}$	I_m	k_r	k_L	ΔE_r	ΔE_x	ΔE_v
Двухфазная со средней точк.	2	$I_{1\max}/2$	$3,14E_1 = 2U_{2xx}\sqrt{2}$	$I_{1\max}$	7	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$I_{1\max} \cdot r_{тр}$	$2fL_s I_{1\max}$	$U_{пр}$
Одгофазная мостовая	2	$I_{1\max}/2$	$1,57E_1 = U_{2xx}\sqrt{2}$	$I_{1\max}$	5,2	$6,4 \cdot 10^{-3}$	$I_{1\max} \cdot r_{тр}$	$2fL_s I_{1\max}$	$2U_{пр}$
Трехфазная Звезда-треуг.- звезда	3	$I_{1\max}/3$	$2,1E_1 = U_{2xx}\sqrt{6}$	$I_{1\max}$	6,6	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$I_{1\max} \cdot r_{тр}$	$3fL_s I_{1\max}$	$U_{пр}$
Ларионова Звезда-треуг.- звезда	6	$I_{1\max}/3$	$1,05E_1 = U_{2xx}\sqrt{6}$	$I_{1\max}$	2,5	$1 \cdot 10^{-3}$	$I_{1\max} \cdot r_{тр}$	$6fL_s I_{1\max}$	$2U_{пр}$
Ларионова Звезда-треуг.-треуг.	6	$I_{1\max}/3$	$1,05E_1 = U_{2xx}\sqrt{2}$	$I_{1\max}$	7,6	$3 \cdot 10^{-3}$	$I_{1\max} \cdot r_{тр}$	$4fL_s I_{1\max}$	$2U_{пр}$

Продолжение таблицы 4

Схема выпрямителя	U_{2xx}	$I_{2эфф}$	I_v	$I_{1эфф}$	$P_{габ}$	$U_{2xx} \cdot I_{2эфф}$	S_0	форма тока в фазе W_2
Двухфазная со средней точкой	$1,11E_1$	$0,71I_1$	$0,71I_1$	nI_1	$1,34E_1 \cdot I_1$	$1,57E_1 \cdot I_1$	0,67	прямоугольная
Однофазная мостовая	$1,11E_1$	I_1	$0,71I_1$	nI_1	$1,11E_1 \cdot I_1$	$1,11E_1 \cdot I_1$	0,67	прямоугольная
Трехфазная Звезда-треуг.- звезда	$0,855E_1$	$0,58I_1$	$0,58I_1$	$0,47nI_1$	$1,35E_1 \cdot I_1$	$1,5E_1 \cdot I_1$	0,25	прямоугольная
Ларионова Звезда-треуг.- звезда	$0,43E_1$	$0,82I_1$	$0,58I_1$	$0,82nI_1$	$1,05E_1 \cdot I_1$	$1,05E_1 \cdot I_1$	0,057	прямоугольная
Ларионова Звезда-треуг.-треуг.	$0,74E_1$	$0,47I_1$	$0,58I_1$	$0,47nI_1$	$1,05E_1 \cdot I_1$	$1,05E_1 \cdot I_1$	0,057	

21. Определяем перенапряжения на конденсаторе $C1$ фильтра при включении выпрямителя для наиболее неблагоприятных условий работы БП, когда напряжение сети повышенное и равно $1,2U_{сет}$. Этому случаю

соответствует напряжению на выходе БП $1,2U_{1\text{мин}} = 1,2 \cdot 17,9 \approx 21,5\text{В}$ при токе $I_{1\text{макс}} = 2,8\text{А}$.

Находим коэффициент затухания

$$\alpha_{\phi} = \frac{1}{2L_1} \left(r_{\text{ВН}} + \frac{L_1 I_{1\text{макс}}}{C_1 U_{1\text{мин}}} \right) = \frac{1}{2 \cdot 7,43 \cdot 10^{-3}} \left(2,54 + \frac{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 2,8}{720 \cdot 10^{-6} \cdot 21,5} \right) = 261$$

и собственную частоту фильтра

$$\omega_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 720 \cdot 10^{-6}}} = 432.$$

По отношению

$$\frac{\alpha_{\phi}}{\omega_{\phi}} = \frac{261}{432} = 0,605$$

и по кривой 1 на рис. 13 находим величину $\frac{E'_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} = 0,15$ откуда

$$E'_{\text{ст}} = U_{1\text{мин}} \left(1 + \frac{\Delta E_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} \right) = 21,5(1 + 0,15) = 24,72 \text{ В}$$

22. Определяем перенапряжения на конденсаторе фильтра при резком изменении тока нагрузки от $I_{1\text{макс}} = 2,8\text{А}$ до $I_{1\text{мин}} = 0,2\text{А}$

$$\alpha_{\phi} = \frac{1}{2L_1} \left(r_{\text{ВН}} + \frac{L_1 I_{1\text{мин}}}{C_1 U_{1\text{мин}}} \right) = \frac{1}{2 \cdot 7,43 \cdot 10^{-3}} \left(2,54 + \frac{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2}{720 \cdot 10^{-6} \cdot 21,5} \right) = 174,4$$

по отношению

$$\frac{\alpha_{\phi}}{\omega_{\phi}} = \frac{178,7}{432} = 0,410$$

и по кривой 2 на рис. находим величину

$$\frac{\Delta E'_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} \left(\frac{U_{1\text{мин}}}{I_{1\text{макс}} - I_{1\text{мин}}} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right) = 0,5 \quad \text{откуда} \quad \frac{\Delta E'_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} = \frac{0,5(I_{1\text{макс}} - I_{1\text{мин}})}{U_{1\text{мин}}} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

$$\frac{\Delta E'_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} = \frac{0,5(2,8 - 0,2)}{21,5} \sqrt{\frac{7,43 \cdot 10^{-3}}{720 \cdot 10^{-6}}} = 0,194,$$

тогда

$$E''_{\text{ст}} = U_{1\text{мин}} \left(1 + \frac{\Delta E'_{\text{ст}}}{U_{1\text{мин}}} \right) = 21,5(1 + 0,194) = 25,67 \text{ В}.$$

Таким образом, перенапряжения невелики и при выборе конденсатора следует ориентироваться на $U_{\text{раб}}$, рассчитанное в п.20. Желательно $U_{\text{раб}}$ выбрать с запасом в 1,5...2 раза по отношению к наибольшему: $U_{\text{раб}} = (1,5 \dots 2) \cdot 31 \text{ В}$ [].

Конструктивный расчет дросселя фильтра

23. Определяем ширину стержня сердечника броневое типа (Ш и ШЛ)

$$a \approx 2,6 \sqrt[4]{L_1 \cdot I_{1\text{макс}}^2} = 2,6 \sqrt[4]{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 2,8^2} = 1,277 \text{ см}$$

и сечение сердечника

$$Q_{\text{ст}} = 1,5 \cdot a^2 = 1,5 \cdot 1,631 = 2,45 \text{ см}^2.$$

24. По нормали НО.666.002 [5] выбираем броневой ленточный сердечник с шириной стержня $a = 1,6$ см и шириной ленты

$$b \approx \frac{Q_{cm}}{a} = \frac{2,45}{1,6} = 1,53 \text{ см}; \quad c = 1,6 \text{ см}.$$

Таким образом, типоразмер сердечника ШЛ 1,6 x 1,6 см; высота окна $h = 4$ см; средняя длина силовой линии $c = 14$ см.

25. Определяем вспомогательный коэффициент

$$M = \frac{L_1 \cdot I_{1\max}^2}{a \cdot b \cdot l_c} = \frac{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 2,8^2}{1,6 \cdot 1,6 \cdot 14} = 1,625 \cdot 10^{-3}.$$

С помощью коэффициента M по графику на рис. 14 находим оптимальную длину воздушного зазора $l_{z\%} = 0,5\%$ и магнитную проницаемость $\mu_z = 105$. Отсюда находим толщину изоляционной прокладки, образующей зазор в сердечнике

$$\frac{l_z}{2} = 0,05 \cdot l_{z\%} \cdot l_c = 0,05 \cdot 0,5 \cdot 14 = 0,35 \text{ мм}.$$

26. Определяем число витков обмотки дросселя

$$w_L = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_c}{1,26 \cdot \mu_z \cdot a \cdot b}} = 10^4 \sqrt{\frac{7,43 \cdot 10^{-3} \cdot 14}{1,26 \cdot 105 \cdot 1,6 \cdot 1,6}} = 10^4 \cdot 1,754 \cdot 10^{-2} = 175 \text{ втк}.$$

27. Принимая плотность тока в обмотке дросселя $\delta = 3 \text{ А/мм}^2$, находим диаметр провода без изоляции и проверяем коэффициент заполнения окна

$$d = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{1\max}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{2,8}{3}} = 1,09 \text{ мм}.$$

Выбираем ближайший стандартный диаметр $d = 1,08$ мм (провод марки ПЭВ-1 [6])

$$k_M = 8 \cdot 10^{-3} \frac{w_L \cdot d^2}{b \cdot h} = 8 \cdot 10^{-3} \frac{175 \cdot 1,08^2}{1,6 \cdot 4} = 0,264.$$

Сердечник выбран правильно, так как $k_M < 0,31$ (см. табл. 2).

28. Определяем сопротивление обмотки дросселя

$$r_L = \frac{2,25 \cdot w_L}{d^2 \cdot 10^4} 2(a+c) + \pi b = \frac{2,25 \cdot 175}{1,08^2 \cdot 10^4} 2(1,6+1,6) + 3,14 \cdot 1,6 = 0,372 \text{ Ом}$$
 и

точное значение падения напряжения на активном сопротивлении дросселя

$$\Delta E_L = I_{1\max} \cdot r_L = 2,8 \cdot 0,372 = 1,04 \text{ В}$$

Приближенное значение падения напряжения на дросселе ΔE_L в п.7 принято равным 1,8 В. Рассчитанное значение ΔE_L на 0,74 В меньше, следовательно э.д.с. фазы вторичной обмотки может быть уменьшено на $0,43 \cdot 0,74 = 0,318 \text{ В}$; $U_{2\text{хх}} = 10,53 - 0,318 = 10,21 \text{ В}$.

Расчет параметров обмоток трансформатора

29. Э.д.с. одного витка обмотки

$$e = 4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot Q_{ст} \cdot k_c \cdot 10^{-4} = 4,44 \cdot 50 \cdot 1,35 \cdot 4 \cdot 0,93 \cdot 10^{-4} = 0,1115 \text{ В}.$$

Число витков первичной обмотки

$$W_1 \approx U_1/e = 220/0,1115 = 1973 \text{ витка} .$$

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = U_2/e = 10,21/ 0,1115 = 92 \text{ витка} .$$

30. Определяем диаметры проводов обмоток (без изоляции) , плотность тока принимается равной $\delta = 2,8 \text{ А/мм}^2$:

Диаметр провода вторичной обмотки . Действующее значение тока в фазе вторичной обмотки $I_{2\text{эфф}} = 0,82I_{1\text{макс}}$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{0,82I_{1\text{макс}}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,82 \cdot 2,8}{2,5}} = 1,083 \text{ мм} .$$

Диаметр провода первичной обмотки . Действующее значение тока в фазе первичной обмотки $I_{1\text{эфф}} = 0,82nI_{1\text{макс}} = 0,82n2,8 = 0,82 \cdot 0,048 \cdot 2,8 = 0,11 \text{ А}$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{1\text{эфф}}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,11}{2,5}} = 0,237 \text{ мм} .$$

Ближайшие стандартные диаметры проводов : $d_2 = 1,08 \text{ мм}$; $d_1 = 0,25 \text{ мм}$; провод марки ПЭВ-1 [] .

31. Длина провода первичной обмотки

$$l_{1\text{обм}} = W_1[2(a + b) + \pi c/2] \cdot 10^{-2} = 1973 \cdot [2(1,6 + 2,5) + 3,14 \cdot 1,6] \cdot 10^{-2} = 261 \text{ м} .$$

32. Находим падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки $\Delta U_{\text{сет}}$

$$\Delta U_{\text{сет}} = 2,25 \cdot 10^{-2} \cdot I_{1\text{эфф}} \frac{l_{1\text{обм}}}{d_1^2} = 2,25 \cdot 10^{-2} \cdot 0,11 \frac{261}{0,0625} = 10,33 \text{ В} .$$

33. Находим точное число витков первичной

$$W_1 = \frac{U_{\text{сет}} - \Delta U_{\text{сет}}}{e} = \frac{220 - 10,33}{0,1115} = 1880 \text{ витк} .$$

34. Проверяем коэффициент заполнения окна сердечника трансформатора

$$k_M = k_{M1} + k_{M2} = 8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{W_1 \cdot d_1^2 + W_2 \cdot d_2^2}{0,5c \cdot h} = 8 \cdot 10^{-3} \frac{1880 \cdot 0,25^2 + 92 \cdot 1,08^2}{0,5 \cdot 3,2 \cdot 3,7} = 0,304 .$$

Сердечник выбран правильно , так как $k_M < 0,31$.

35. Уточняем значение внутреннего сопротивления $r_{\text{вн}}$ блока питания . Падение напряжения на активном сопротивлении дросселя $\Delta E_L = I_{1\text{макс}} \cdot r_L = 2,8 \cdot 0,372 = 1,04 \text{ В}$. Напряжение $E_1 = 23,74 \text{ В}$, т.е. на $0,76 \text{ В}$ меньше рассчитанного в п.8 .

$$r_{\text{вн}} = \frac{E_1 - U_{1\text{мин}}}{I_{1\text{макс}} - I_{1\text{мин}}} = \frac{23,7 - 17,9}{2,8 - 0,2} = 2,24 \text{ Ом} .$$

Выбор и расчет элементов ТП

Характеристики $U_1 = f(I_1)$ (рис. 10, 11) построены без учета параметров транзисторного преобразователя, а именно: сопротивлений силового триода V , обратного диода V_0 , активного сопротивления обмотки дросселя сглаживающего фильтра L_0C_0 .

При выборе триода и диода рекомендуется обеспечить запас по напряжению и току как минимум в 1,5...2 раза относительно максимальных их значений по условию задания. Ориентиром при выборе по напряжению является значение $U_1 \approx 1,2E_1$, т.к. выходное напряжение БП в режиме, близком к х.х (когда $I_1 \leq I_{1,\text{мин}}$) может быть существенно больше, чем при номинальном и, тем более, максимальном токе нагрузки. В свою очередь импульсное значение тока I_1 может быть много больше среднего значения тока нагрузки I_0 особенно при малых величинах коэффициента заполнения K_3 .

Итак.

$$\begin{aligned} U_{\text{кэ,доп}} &\geq (1,5 \dots 2) \cdot 1,2E_1 & I_{\text{к,доп}} &\geq (1,5 \dots 2) \cdot I_{0,\text{макс}}; \\ U_{\text{си,доп}} &\geq (1,5 \dots 2) \cdot 1,2E_1 & I_{\text{с,доп}} &\geq (1,5 \dots 2) \cdot I_{0,\text{макс}}. \end{aligned}$$

После предварительного выбора триода и диода определяют потери в этих элементах и проводят тепловой расчет по методике, изложенной в [6, 7]. Итогом теплового расчета является окончательный выбор триода и обратного диода, а также размеры радиатора (охлаждителя).

По методике [8, 9] рассчитывают параметры фильтра L_0C_0 : индуктивность дросселя L_0 , емкость конденсатора C_0 , сердечник дросселя, число витков, диаметр провода и активное сопротивление обмотки. На основании данных расчета выбирают тип, марку обмоточного провода, конденсатора, сердечника. Методика и примеры расчета дросселей L_0C_0 -фильтров высокочастотных импульсных ТП приведены ниже.

Сглаживающие дроссели высокочастотных ТП

Основы расчета

Основной показатель сглаживающего дросселя, как фильтра, - индуктивность его обмотки L . Предполагается, что величина требуемой индуктивности рассчитана, например, из условия допустимого уровня пульсации напряжения на нагрузке транзисторного преобразователя. Индуктивность обмотки определяется формулой

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot Q_c}{l_c} W^2 = A_L \cdot W^2$$

Здесь $A_L = \mu_0 \mu_r Q_c / l_c$ - начальный коэффициент индуктивности; в последнее время приводится в справочных данных по магнитопроводам. Коэффициент A_L по существу определяет индуктивность обмотки в один виток.

Поскольку индуктивность обмоток и конструктивные размеры дросселей высокочастотных транзисторных преобразователей невелики, приняты следующие размерности физических величин: L – мкГн; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м = $1,257 \cdot 10^{-3}$ мкГн/мм; Q_c – мм²; l_c – мм.

Ток нагрузки, протекающий через обмотку дросселя, содержит большую постоянную составляющую I_0 , следовательно, сердечник (магнитопровод) может быть сильно подмагничен, а подмагничивание ведет к снижению относительной магнитной проницаемости μ_r . На рис. , а изображен график кривой намагничивания, из которого видно, что с ростом I_0 (H_0) рабочая точка, отражающая состояние материала сердечника, смещается в область насыщения, где $\mu_r \rightarrow 0$. Если попытаться увеличить индуктивность L за счет числа витков обмотки W , то удовлетворительного результата добиться не удастся, поскольку одновременно увеличится подмагничивающее поле $H_0 = I_0 W / l_c$ и, как итог, смещение рабочей точки в область насыщения.

На практике используется прием, который позволяет получать приемлемые параметры дросселя. В магнитопровод вводится немагнитный зазор δ , поэтому магнитная проницаемость магнитной цепи в целом резко падает, но становится более стабильной, а насыщение наступает при значительно больших значениях I_0 (H_0).

На рис. , б изображен дроссель, выполненный на ферромагнитном тороидальном сердечнике с немагнитным зазором. Средняя длина магнитной силовой линии сердечника l_c , ширина немагнитного зазора – δ , средняя длина силовой линии магнитопровода $l_c = l_1 + \delta$. Термин «магнитопровод» более точно отражает название магнитной цепи. Обычно сердечником называют часть магнитопровода, на которой размещается обмотка. Если магнитная цепь неразветвленная, как на рис. 15, б, то оба термина равноценны.

Найдем формулы, для расчета дросселя. М.д.с., создаваемая обмоткой W с током I_0 , уравнивается падениями напряжения на магнитных сопротивлениях сердечника и зазора

$$IW = \Phi \frac{l_1}{\mu_0 \mu_{r1} Q_c} + \Phi \frac{\delta}{\mu_0 Q_c} = B \left(\frac{l_1}{\mu_0 \mu_{r1}} + \frac{\delta}{\mu_0} \right) = \frac{B \cdot l_1}{\mu_0} \left(\frac{1}{\mu_{r1}} + \frac{\delta}{l_1} \right).$$

Из формулы видно, что магнитное сопротивление зазора во много раз больше магнитного сопротивления сердечника. Если $\mu_r > 1000$, а отношение ширины зазора к средней длине магнитной силовой линии l_c не менее $1/200 = 0,005$, то в последней формуле можно пренебречь слагаемым $1/\mu_{r1}$, тогда

$$IW \approx \frac{B \cdot l_1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{l_1}, \text{ отсюда } \frac{IW}{l_c} = H \approx \frac{B \cdot \delta}{\mu_0 l_c}.$$

Обозначим $(l_c/\delta) = \mu_{r,\text{эфф}}$ – эффективное значение относительной магнитной проницаемости магнитопровода с зазором, тогда можно записать

$$H = \frac{B}{\mu_0 \mu_{r,\text{эфф}}}, \text{ следовательно } B = \mu_0 \mu_{r,\text{эфф}} \cdot H,$$

т. е. процесс намагничивания приближенно описывается почти линейной функцией (на рис. 15, а, график 2). Практические значения ширины зазора – десятые доли мм...единицы мм. Чем больше δ , тем меньше $\mu_{г.з}$.

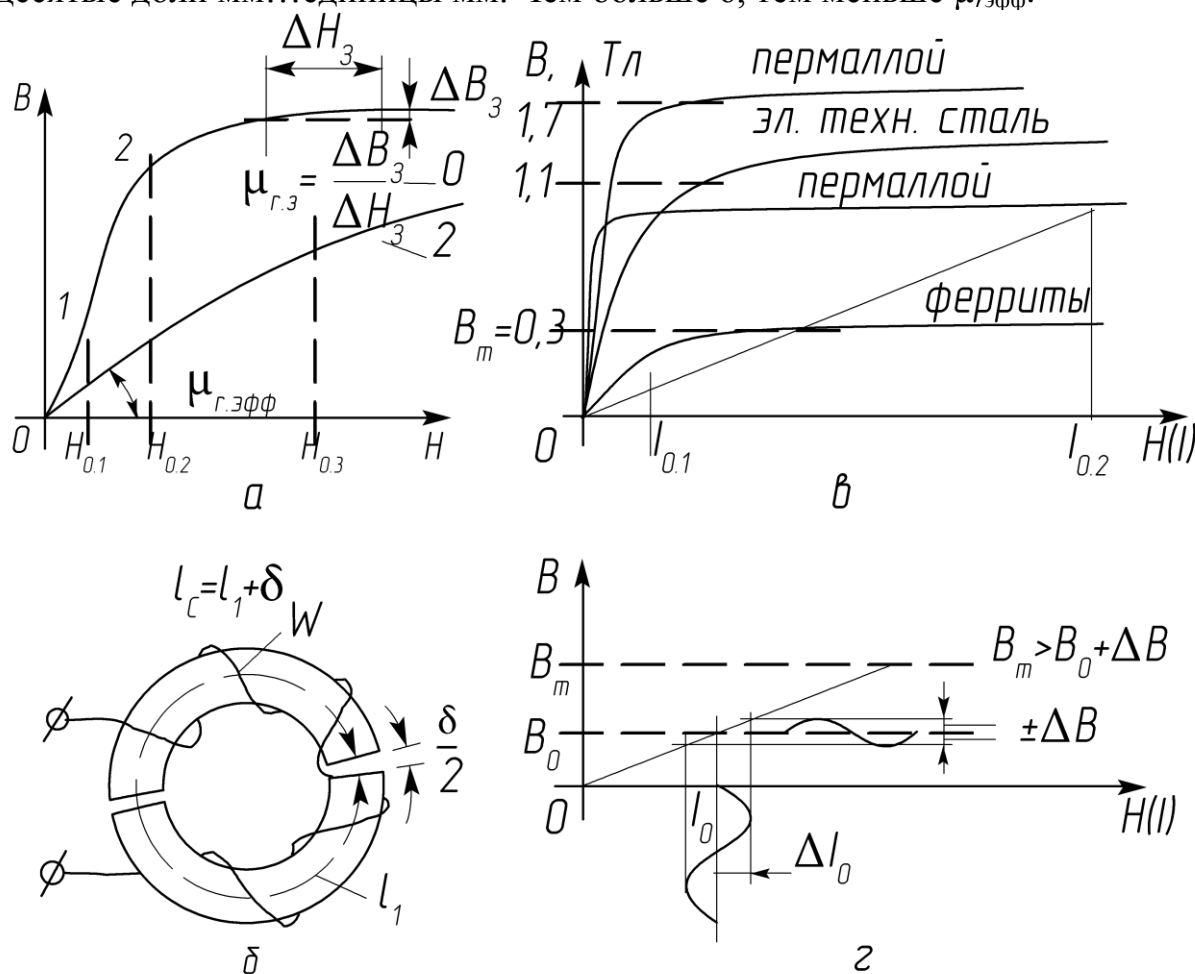


Рис15

При расчете электрических и конструктивных параметров дросселей необходимо учитывать ограничения, которые накладывают предельные величины тока нагрузки I_0 и индукции B_m . На рис 15, в для сравнения даны усредненные кривые намагничивания некоторых типов ферромагнитных материалов, которые применяются в электромагнитных устройствах: пермаллоев, электротехнических сталей и ферритов. У пермаллоев и электротехнических сталей значения B_m намного выше, чем у ферритов и при введении зазора допустимая величина подмагничивающего тока I_0 могла бы быть значительно больше (рис. в, $I_{0.1}$, $I_{0.2}$).

Электротехнические стали используются для промышленного изготовления дросселей насыщения на их основе. Недостаток – предельная рабочая частота пульсаций сглаживаемого тока не более нескольких сотен герц. На высоких частотах из-за потерь на гистерезис и разогрева сердечника применение электротехнических сталей нецелесообразно.

Пермаллои, как известно, отличаются чувствительностью к деформациям, поэтому изготовленный сердечник помещают в защитный каркас, а нередко технология предусматривает выходную операцию, отжиг, вместе с фарфоровым или пластмассовым каркасом. Деформация может

привести к существенному изменению магнитных свойств сердечника. Изделия из пермаллоя отличаются очень высокой стоимостью.

В индуктивных элементах силовой электроники находят применение магнитодиэлектрики (пресспермы, альсиферы). Но перечень изделий, выполненных на основе магнитодиэлектриков пока невелик, а стоимость выше, чем изделий из ферритов.

У ферритов величина B_m обычно не превышает 0,3...0,35 Тл – это недостаток, но они могут работать на высоких частотах (до сотен кГц и единиц МГц), допускают введение искусственного немагнитного зазора, имеют низкую стоимость, чем объясняется предпочтительное использование ферритовых изделий в высокочастотной силовой электронике.

Максимальные значения подмагничивающего тока I_0 (H_0) и индукции B_0 должны находиться в пределах линейного участка кривой намагничивания сердечника с зазором (рис. 15, г). Связь между B_0 и максимальным значением тока нагрузки I_0 (подмагничивающего) устанавливается соотношением

$$B_0 = \frac{\mu_0 \mu_{r.эфф} \cdot I_0 \cdot W}{l_c}, \text{ отсюда } I_0 = \frac{B_0 \cdot l_c}{\mu_0 \mu_{r.эфф} \cdot W}.$$

Если подставить в последнюю формулу W , найденное из выражения, определяющего индуктивность, получим

$$I_0 = B_0 \sqrt{\frac{V}{L_0 \mu_0 \mu_{r.эфф}}},$$

где $V = Q_c l_c \delta$ – эффективный объем магнитопровода.

Из последней формулы следует, что с ростом $\mu_{r.эфф}$, которая регулируется с помощью ширины немагнитного зазора, допустимое значение I_0 , при сохранении геометрических размеров и индуктивности, уменьшается.

Обмотка дросселя размещается в окне магнитопровода. Необходимая площадь окна Q_0 рассчитывается по формуле

$$Q_0 = \frac{W \cdot q}{k_m} = \frac{W \cdot I_0}{j \cdot k_m},$$

где g – сечение провода обмотки; k_m – коэффициент заполнения окна медью обмотки; j – допустимая плотность тока в проводе обмотки.

Ориентиром для выбора типоразмера магнитопровода может быть эффективный объем

$$V = \frac{L_0 \mu_0 \cdot \mu_{r.эфф} \cdot I_0}{B_m^2}.$$

В число исходных данных входит индуктивность L_0 , которая получена из расчета качественных показателей транзисторного преобразователя (ТП) при $K_3 = 0,5$. Кроме того, известна индуктивность $L_{0.кр}$. Из двух значений L_0 выбирается наибольшее. По определению дроссель предназначен для сглаживания переменной составляющей тока нагрузки. Очевидно, чтобы не происходило насыщения сердечника, следует выбирать I_0 (H_0) и значит B_0 с учетом размаха допустимых колебаний тока ΔI_0 и индукции ΔB , т. е. B_0 должно быть меньше B_m . Приведенное рассуждение пояснено на рис. 15, г: $B_0 + \Delta B \leq B_m < B_s$.

На основании полученных формул составляется методика расчета дросселя насыщения понижающего ТП, но предварительно следует задаться некоторыми исходными данными, которые базируются на известной практике. Типовое значение коэффициента заполнения окна $k_m = 0,3$; плотность тока в проводе обмотки $j = 2,5 \dots 6 \text{ А/мм}^2$; при выборе B_m руководствуются справочными данными, но обычно выбирают B_m не более $0,3 \dots 0,35 \text{ Тл}$; для ферритовых сердечников с немагнитным зазором оптимальными считаются значения $\mu_{r.эфф} = 50 \dots 80$.

Методика расчета параметров дросселей понижающих ТП

Исходные данные : ток нагрузки $I_{0\text{мин}} < I_0 < I_{0\text{макс}}$; индуктивность обмотки дросселя L_0 ; материал и тип магнитопровода ; амплитуда переменной составляющей индукции $\Delta B < B_0$

1. Рассчитать эффективный объем магнитопровода V

$$V = \frac{I_{0\text{макс}}^2 \cdot L_0 \cdot \mu_0 \mu_{r.эфф}}{B_0^2} .$$

Здесь размерности величин : $L_0 - \text{мкГн}$; $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-3} \text{ мкГн/мм}$; $V - \text{мм}^3$; $B_0 - \text{Тл}$; $I_{0\text{макс}} - \text{А}$.

2. Выбрать типоразмер магнитопровода (сердечника) . Вычисленное значение V является ориентиром для выбора сердечника . По ходу расчета его размеры могут быть скорректированы , например в большую сторону , если площадь окна будет недостаточной для размещения обмотки дросселя .

3. Рассчитать число витков обмотки

$$W = \sqrt{\frac{L_0 l_c}{\mu_0 \mu_{r.эфф} Q_c}} ,$$

4. Рассчитать диаметр провода обмотки

$$d = 0,7 \sqrt{I_{0\text{макс}}} \text{ при } j = 2,5 \text{ А/мм}^2 ; d = 0,65 \sqrt{I_{0\text{макс}}} \text{ при } j = 3 \text{ А/мм}^2 .$$

5. Рассчитать требуемую площадь окна магнитопровода

$$Q_0 = \frac{W \cdot I_{0\text{макс}}}{j \cdot k_m} .$$

Если рассчитанное значение Q_0 больше площади окна выбранного магнитопровода , то следует перейти к другому типоразмеру и провести перерасчет числа витков .

6. Рассчитать ширину немагнитного зазора

$$\delta = l_c / \mu_{r.эфф} .$$

7. Если материалом сердечника является пресспермаллой или альсифер , то B_0 и μ_r , выбирают по данным табл. и графикам рис. . При использовании сердечников из магнетодиэлектриков необходимость введения немагнитного зазора отпадает .

Примеры расчета дросселя фильтра понижающего ТП

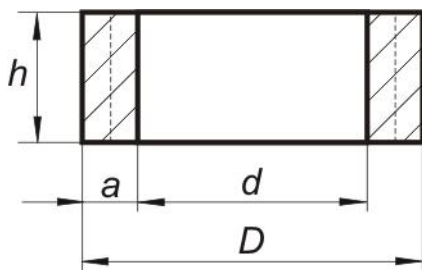
П Р И М Е Р 1

Исходные данные: ток нагрузки $0,2 \text{ A} < I_0 < 1,5 \text{ A}$; индуктивность обмотки $L_0 = 100 \text{ мкГн}$; материал и тип провода – феррит марки 2000НМЗ, кольцо; эффективная относительная магнитная проницаемость $\mu_{r,\text{эфф}} = 50$; $k_m = 0,3$; $j = 3 \text{ А/мм}^2$; $B_m = 0,3 \text{ Тл}$; $B_0 = 0,17 \text{ Тл}$.

1. Рассчитать эффективный объем сердечника

$$V = \frac{1,5^2 \cdot 100 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{0,17} \approx 490 \text{ мм}^3.$$

2. Выбрать типоразмер сердечника [2, 4, 6]



По одному из справочников или по таблице 16 приложения выбираем сердечник с размерами $K16 \times 10 \times 4,5$. Здесь $D = 16 \text{ мм}$; $d = 10 \text{ мм}$; $h = 4,5 \text{ мм}$. Средний диаметр кольца $d_{\text{cp}} = d + a = 13 \text{ мм}$. Площадь сечения сердечника $Q_c = a \cdot h = 3 \cdot 4,5 = 13,5 \text{ мм}^2$. Средняя длина магнитной силовой линии $\ell_c = \pi d_{\text{cp}} = 40,82 \text{ мм}$. Эффективный объем сердечника $V = Q_c \cdot \ell_c = 13,5 \cdot 40,82 = 551 \text{ см}^3$. Рассчитанное значение V близко к объему выбранного сердечника.

3. Рассчитать число витков обмотки

$$W = \sqrt{\frac{100 \cdot 40,82}{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 13,5}} \approx 70 \text{ витк.}$$

4. Рассчитать диаметр провода обмотки при $j = 3 \text{ А/мм}^2$

$$d = 0,65 \sqrt{1,5} = 0,8 \text{ мм}.$$

5. Рассчитать требуемую площадь окна магнитопровода

$$Q_0 = \frac{70 \cdot 1,5}{3 \cdot 0,3} = 116,7 \text{ мм}^2.$$

Площадь окна выбранного магнитопровода

$$Q_0 = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{3,14 \cdot 100}{4} = 78,5 \text{ мм}^2$$

Площадь окна выбранного сердечника меньше требуемого, поэтому следует произвести перерасчет с другим сердечником. Предлагается сложить два кольца нового типоразмера $K20 \times 10 \times 5$; $D = 20 \text{ мм}$, $d = 10 \text{ мм}$, $h = 5 \text{ мм}$; площадь окна сердечника $Q_0 = 78,5 \text{ мм}^2$; средний диаметр кольца $d_{\text{cp}} = 15 \text{ мм}$; средняя длина магнитной силовой линии $\ell_c = \pi \cdot d_{\text{cp}} = 47,1 \text{ мм}$; общая площадь сечения двух сердечников $Q_c = 50 \text{ мм}^2$.

Число витков обмотки

$$W = \sqrt{\frac{100 \cdot 47,1}{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 50}} = 39 \text{ витк.}$$

Требуемая площадь окна магнитопровода

$$Q_0 = \frac{39 \cdot 1,5}{3 \cdot 0,3} = 64,5 \text{ мм}^2$$

Новое значение площади окна меньше Q_0 выбранного сердечника – $78,5 \text{ мм}^2$.

6. Рассчитать ширину немагнитного зазора

$$\delta = 47,1/50 = 0,94 \text{ мм.}$$

П Р И М Е Р 2

Исходные данные: сердечник выполнен из пресспермаллоя марки МП140; тип магнитопровода – кольцо; конструктивные параметры указаны на рис. , а; значение начальной относительной магнитной проницаемости (см. данные таблицы 11 и рис.21 , б) $\mu_{r,нач} = 140$. Типоразмеры сердечников из магнитоэлектриков даны в таблице 17 приложения 5.

Ограничим допустимое амплитудное значение индукции B_m практически линейным участком кривой намагничивания $B_m = 0,4$ Тл, $H_m = 2,8 \cdot 10^3$ А/м, зададим $B_0 \approx 0,2$ Тл.

Индуктивность обмотки дросселя $L_0 = 100$ мкГн; $I_{0,макс} = 1,5$ А; $j = 3$ А/мм².

1. Рассчитать число витков обмотки

$$W = \sqrt{\frac{100 \cdot 40,82}{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \cdot 15}} = 39 \text{ витк.}$$

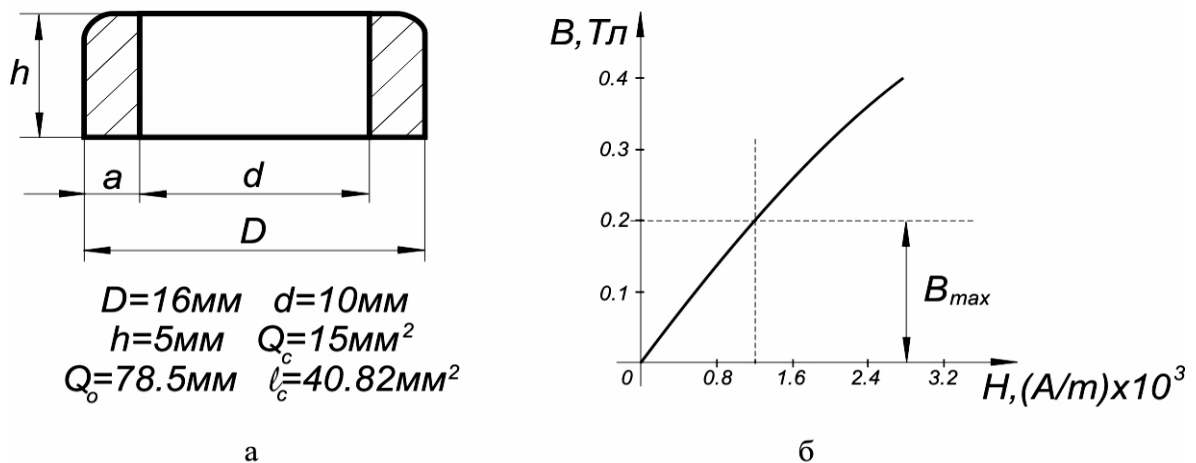


Рис. 14

Далее, согласно п. 5 методики, рассчитывается требуемая площадь окна магнитопровода и при необходимости выбирают другой типоразмер магнитопровода .

По формуле , указанной в основах расчета нетрудно провести проверку величины индукции B_0

$$B_0 = \frac{\mu_0 \mu_{r,ЭФФ} \cdot I_{0,макс} \cdot W}{l_c} = \frac{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \cdot 1,5 \cdot 39}{40,82} = 0,252 \text{ Тл ,}$$

что мало отличается от выбранного значения.

Расчет регулировочных характеристик ТП

После выбора силовых элементов ТП становятся известными соп – ротивления $R_{кэ,н}$, $R_{i нас}$, R_{v0} . Активное сопротивление обмотки дросселя R_ϕ

фильтра L_0C_0 обычно невелико. Объясняется это тем, что ТП работает на высокой частоте, поэтому число витков обмотки, а соответственно линейная длина провода и его сопротивление, оказываются пренебрежимо малыми.

Далее следует рассчитать регулировочные характеристики ТП $U_0 = f(K_3)$ по формулам, приведенным в [8, 11], которые позволят определить диапазоны изменения K_3 на крайних режимах работы ТП в системе стабилизации. Для этого находят сопротивления нагрузки:

$$\text{при токе } I_0 = I_{0.\text{макс}} \approx I_{1.\text{макс}} \quad R_{н.\text{мин}} = U_0 / I_{0.\text{макс}},$$

$$\text{при токе } I_0 = I_{0.\text{мин}} \approx I_{1.\text{мин}} \quad R_{н.\text{макс}} = U_0 / I_{0.\text{мин}}.$$

Всего рассчитывают и строят в одной координатной системе четыре регулировочные характеристики $U_0 = f(K_3)$:

$$\text{при } R_n = R_{н.\text{мин}}, U_{1.xx} = 0,8E_1; \text{ при } R_n = R_{н.\text{макс}}, U_{1.xx} = 1,2E_1;$$

$$\text{при } R_n = R_{н.\text{мин}}, U_{1.xx} = 0,8E_1; \text{ при } R_n = R_{н.\text{макс}}, U_{1.xx} = 1,2E_1.$$

На уровне напряжения стабилизации $U_{0.ст}$ проводят горизонталь. Точки пересечения горизонталей и характеристик позволяют определить диапазон изменения K_3 , который в любых условиях работы (по заданию) не должен выходить за пределы допустимых значений, например: 0,05...0,95.

П Р И М Е Р 3

Условия.

1. Напряжение питающей сети $U_{сет} = 220\text{В} \pm 20\%$, $f = 50\text{Гц}$.

2. Пределы изменения тока 0,2А...2,8А.

3. Стабилизированное напряжение нагрузки на выходе ТП $U_{0.ст} = 12\text{В}$.

4. Сопротивление триода V (БПТ) в состоянии насыщения $R_{кэ.н} = 0,3\text{ Ом}$; сопротивление обратного диода V_0 , смещенного в прямом направлении $R_{v_0} = 0,3\text{ Ома}$; положим, что активное сопротивление R_ϕ обмотки дросселя фильтра L_0C_0 пренебрежимо мало и не учитывается.

Задание.

1. Рассчитать сопротивления нагрузки стабилизатора, соответствующие предельным значениям тока нагрузки: 0,2А и 2,8А.

2. Рассчитать регулировочные характеристики ТП для четырех предельных режимов работы.

3. Построить нагрузочные характеристики БП и регулировочные ТП в соседних координатных системах, совместив их по ординатам (по осям напряжений U_1 и U_0).

4. Внутреннее сопротивление БП $r_{вн} = 2\text{ Ом}$, т.е. меньше, чем в примере 1.

Расчет.

1. Рассчитать предельные значения сопротивлений нагрузки стабилизатора

$$R_{н.\text{макс}} = \frac{U_{0.ст}}{I_{0.\text{мин}}} = \frac{12}{0,2} = 60\text{ Ом}, \quad R_{н.\text{мин}} = \frac{U_{0.ст}}{I_{0.\text{макс}}} = \frac{12}{2,8} = 4,285\text{ Ом}.$$

2. Рассчитать четыре регулировочные характеристики по формуле, известной из [8]

$$U_0 = \frac{K_3 \cdot U_{1.xx}}{1 + \frac{K_3^2 \cdot r_{BH} + R_{K3.H} \cdot K_3 + R_{V0}(1 - K_3)}{R_H}} \quad (5)$$

Характеристики рассчитываются для двух значений $U_{1.xx}$: $0,8E_1$ и $1,2E_1$; $E_1 = 26,3$ В и двух значений R_H из п.1.

Рассчитать нагрузочные характеристики по (1) при $r_{BH} = 2$ Ом .
Результаты расчетов сведены в таблицы 2 , 3 .

Таблица 5

K_3	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	1,0
$R_{H.мин} = 4,285$ Ом						$U_{1.xx} = 21,04$ В					
$U_0, В$	1,96	3,87	5,7	7,37	8,88	10,2	11,4	12,3	13,1	13,4	13,7
$R_{H.мин} = 4,285$ Ом						$U_{1.xx} = 31,6$ В					
$U_0, В$	2,93	5,8	8,52	11,0	13,3	15,2	17,1	18,5	19,6	20	20,4
$R_{H.макс} = 60$ Ом						$U_{1.xx} = 21,04$ В					
$U_0, В$	2,1	4,2	6,27	8,35	10,4	12,4	14,5	16,4	18,4	19,3	20,3
$R_{H.макс} = 60$ Ом						$U_{1.xx} = 31,6$ В					
$U_0, В$	3,14	6,27	9,39	12,5	15,6	18,6	21,7	24,6	27,5	29	30,5

Таблица 6

$I_1, А$	0	0,2			1,4					2,8
$U_1, В$	26,3	25,9			23,5					20,7
$U_1^-, В$	21,04	20,64			17,83					15,43
$U_1^+, В$	31,6	31,15			28,75					25,95

На рис. 16 построены графики нагрузочных и регулировочных характеристик в соседних координатных системах . Нагрузочные построены для БП с внутренним сопротивлением $r_{BH} = 2$ Ом и 3 Ом ; регулировочные : 1, 2, 3, 4 – для БП с $r_{BH} = 2$ Ом; характеристика 5 – с $r_{BH} = 3$ Ом .

Через обе координатные системы проведена горизонталь на уровне напряжения стабилизации $U_{0.ст}$. Точки пересечения горизонтали с характеристиками 1, 2, 3, 4 позволяют судить о диапазоне изменения K_3 во всех возможных, по условию задания, режимах работы стабилизатора : $K_{3.мин} = 0,39$; $K_{3.макс} = 0,76$.

Характеристика 5 не пересекает уровень $U_{0.ст}$, из чего следует, что запас, который дает выбранное значение $K_{3.макс} = 0,95$ при расчете E_1 с $r_{BH} = 3$ Ом, недостаточен . Если $K_{3.макс}$ принять равным 0,9, то расчетное значение E_1 возрастет до $\approx 27,3$ В, а регулировочная характеристика пересечет уровень стабилизации $U_{0.ст}$.

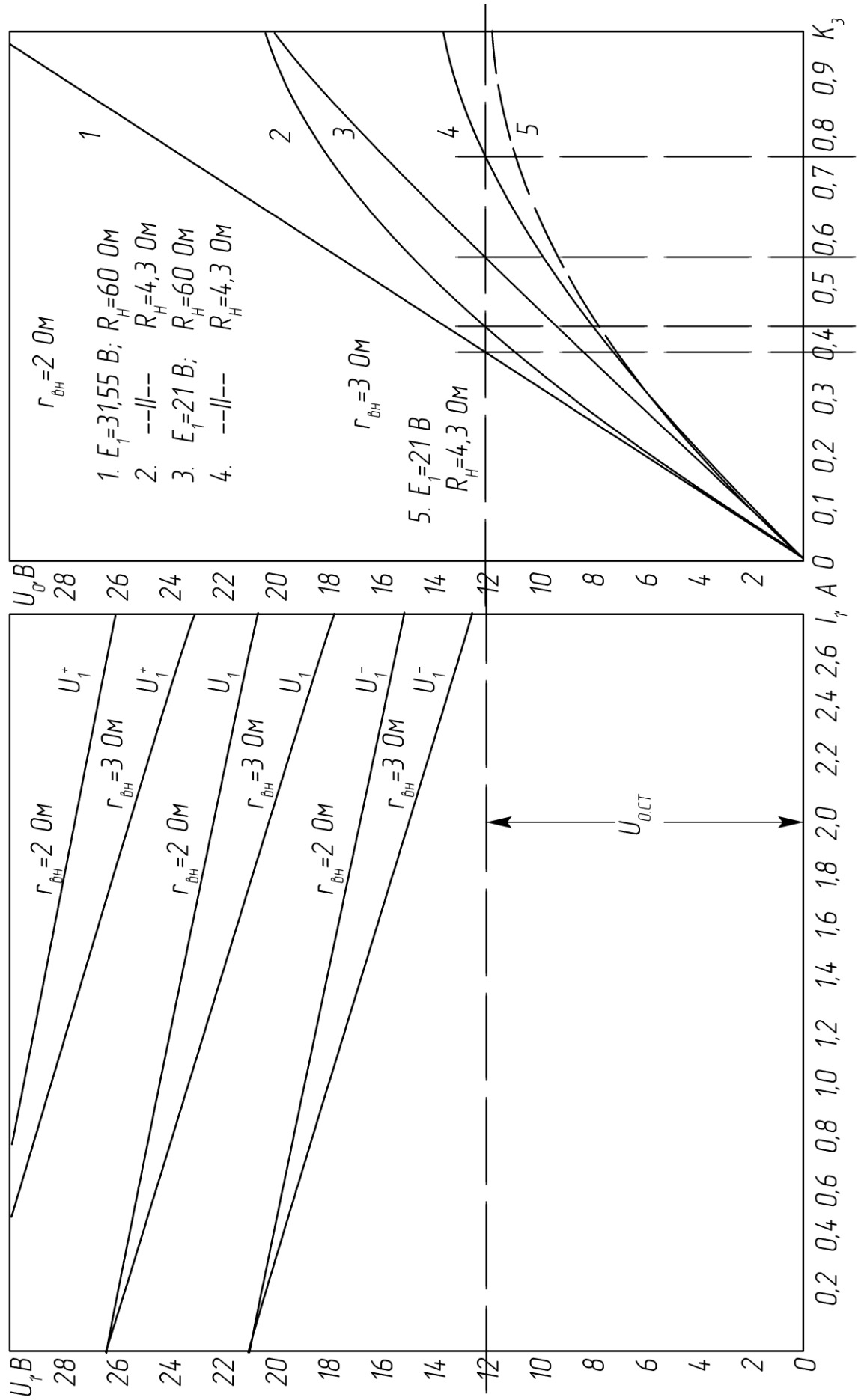


Рис. 16

Коррекция $K_{3,\text{макс}}$ и E_1 не потребует полного перерасчета БП. Достаточно несколько увеличить число витков вторичной обмотки трансформатора.

Стабилизаторы тока

Расчет мощности нагрузки БП. Построение нагрузочных характеристик

Из задания на КП известны следующие данные.

1. Напряжение питающей сети и отклонения напряжения от номинального значения. Например: $U_{\text{сет}} = 115\text{В} \pm 20\%$, или $36\text{В} \pm 15\%$, или $380\text{В} \pm 10\%$ и т.д.

2. Пределы изменения сопротивления нагрузки $R_{\text{н.мин}} \leq R_{\text{н}} \leq R_{\text{н.макс}}$.

3. Стабилизированный ток нагрузки $I_{0,\text{ст}}$.

4. Как и при расчете стабилизатора напряжения внутренним сопротивлением БП $r_{\text{вн}}$ задаются. Для БП мощностью от нескольких десятков до нескольких сотен ватт верхний предел $r_{\text{вн}}$ в первом приближении можно принять равным 2...3 Ом.

Для расчета мощности, потребляемой от БП необходимо знать выходные ток I_1 и напряжение U_1 . Мощность рассчитывается при максимальном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н.макс}}$, когда коэффициент заполнения $K_3 \approx 1$, поэтому $I_1 \approx I_{0,\text{ст}}$.

Теперь рассмотрим из каких условий рассчитывают выходное напряжение U_1 ?

Приходится учитывать, что сеть нестабильна. Верхний и нижний пределы напряжения сети при отклонениях $\pm 20\%$, $\pm 15\%$, $\pm 10\%$ соответственно

$0,8U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,2U_{\text{сет}}$; $0,85U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,15U_{\text{сет}}$; $0,9U_{\text{сет}} \leq U_{\text{сет}} \leq 1,1U_{\text{сет}}$.
В ходе расчета БП должны быть получены значения напряжения U_1 в режиме близком к х.х при номинальном напряжении сети и двух предельных: $U_{1,\text{хх}} \approx E_1$, $0,8E_1$, $1,2E_1$ (или $0,85E_1$, E_1 , $1,15E_1$ и т.д.).

Расчет завершается построением трех нагрузочных характеристик в координатах U_1, I_1 по формулам

$$U_1 = E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}}; \quad U_1^+ = 1,2E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}}, \quad U_1^- = 0,8E_1 - I_1 \cdot r_{\text{вн}}.$$

На рис. 17 представлен пример построения характеристик; верхняя отмечена знаком «+», нижняя — знаком «-», кроме того проведена вертикаль стабильного тока $I_{0,\text{ст}}$.

Чтобы обеспечить стабилизированный ток $I_{0,\text{ст}}$ при максимальном сопротивлении $R_{\text{н.макс}}$ и напряжении на выходе БП $U_1 = U_{1,\text{мин}}$, необходимо выполнение условия $I_{0,\text{ст}} R_{\text{н.макс}} < U_{1,\text{мин}}$, т.е. должен быть запас по выходному напряжению БП при минимальном напряжении питающей сети. Условие выполняется, если максимальное значение коэффициента заполнения $K_{3,\text{макс}} < 1$. Рекомендуемые значения $K_{3,\text{макс}} = 0,9 \dots 0,95$.

На основании этих рассуждений получают соотношения для расчета E_1 и P_1

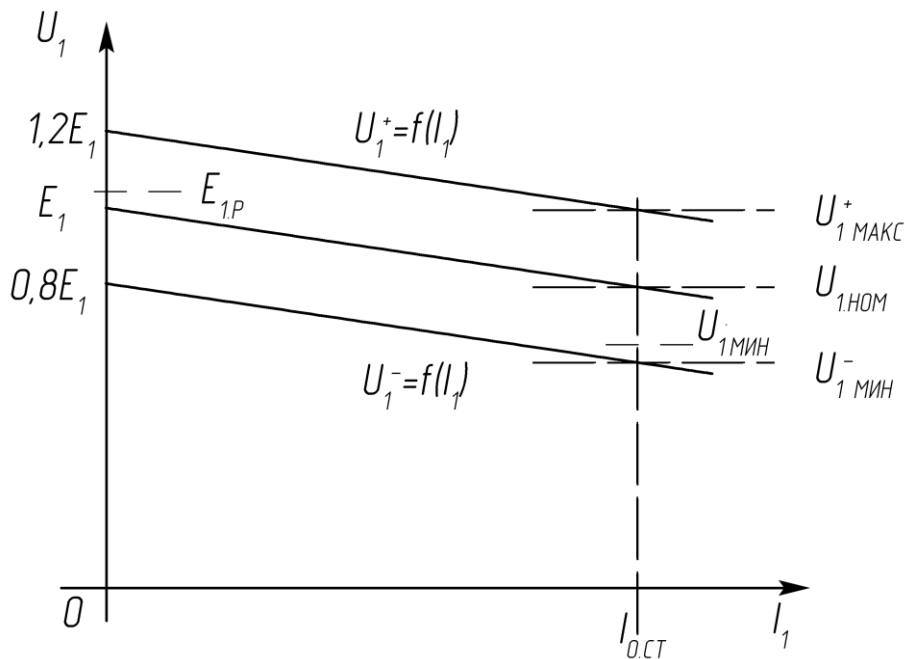


Рис. 17

$$I_{0.ст} \cdot R_{н.макс} = U_{1.мин} \cdot K_{з.макс} = (0,8E_1 - I_{0.ст} \cdot r_{вн}) \cdot K_{з.макс} ,$$

отсюда

$$E_1 = I_{0.ст} \frac{R_{н.макс} + r_{вн} \cdot K_{з.макс}}{0,8 \cdot K_{з.макс}} , \quad (6)$$

мощность нагрузки БП

$$P_1 = E_1 \cdot I_{0.ст} \quad (7)$$

Рассчитанные по (6 и 7) значения E_1 и P_1 будут несколько завышены, что позволит учесть потери на силовых элементах ТП, которые пока не выбраны.

Если нестабильность напряжения питающей сети не $\pm 20\%$, а $\pm 15\%$, или $\pm 10\%$, то напряжения на выходе БП рассчитываются по формулам соответственно

$$E_1 = I_{0.ст} \frac{R_{н.макс} + r_{вн} \cdot K_{з.макс}}{0,85 \cdot K_{з.макс}} , \quad E_1 = I_{0.ст} \frac{R_{н.макс} + r_{вн} \cdot K_{з.макс}}{0,9 \cdot K_{з.макс}} . \quad (8, а, б)$$

Замечание. P_1 – расчетная мощность БП, которая равна сумме потерь на внутреннем сопротивлении $r_{вн}$, силовых элементах ТП и мощности, рассеиваемой в нагрузке. P_1 меньше габаритной мощности $P_{габ}$ трансформатора блока питания. Последняя учитывает несовершенство схемы выпрямления. Общим правилом является следующее: при использовании двухполупериодных выпрямителей $P_{габ}$ меньше, чем при использовании однополупериодных, что является достоинством первых.

П Р И М Е Р 1

Условия .

1. Напряжение питающей сети $U_{сет} = 115\text{В} \pm 20\%$, $f = 400$ Гц .
2. Пределы изменения сопротивления нагрузки $3 \text{ Ом} < R_H < 40 \text{ Ом}$.
3. Стабилизированный ток нагрузки $I_{0.ст} = 1,5\text{А}$, внутреннее сопротивление БП $r_{вн} = 2 \text{ Ом}$; $K_{3.макс} = 0,95$.

Задание .

Рассчитать E_1 , P_1 , нагрузочные характеристики ; определить диапазон изменения K_3 .

Расчет .

1. Рассчитать напряжение E_1 (6) , исходя из условия $I_{1.макс} \approx I_{0.ст}$.

$$E_1 = I_{0.ст} \cdot \frac{R_{H.макс} + r_{вн} \cdot K_{3.макс}}{0,8 \cdot K_{3.макс}} = 1,5 \cdot \frac{40 + 2 \cdot 0,95}{0,8 \cdot 0,95} = 82,7 \text{ В}$$

2. Рассчитать мощность , потребляемую от БП (7)

$$P_1 = E_1 \cdot I_1 \approx E_1 \cdot I_{0.ст} = 82,7 \cdot 1,5 = 124 \text{ Вт} .$$

3. Рассчитать нагрузочные характеристики БП в пределах изменения тока I_1 : $0 < I_1 < 1,2 \cdot I_{0.ст}$ для трех значений выходного напряжения БП : номинального E_1 и двух предельных $1,2E_1$ и $0,8E_1$

$$U_1^+ = 1,2E_1 - r_{вн} \cdot I_1 = 99,24 - 2 \cdot I_1 ; U_1 = E_1 - r_{вн} \cdot I_1 = 82,7 - 2 \cdot I_1 ;$$

$$U_1^- = 0,8E_1 - r_{вн} \cdot I_1 = 66,16 - 2 \cdot I_1 .$$

Результаты расчетов занесены в таблицу 5 (см. п.4) .

При токе $I_1 = I_{0.ст} = 1,5\text{А}$ напряжение $U_{1.мин} = 63,16 \text{ В}$; запас по напряжению , без учета потерь на силовых элементах ТП , составляет $3,16 \text{ В}$.

Расчет блока питания (БП)

Расчет БП проводят по методике , изложенной в [4] . Зная E_1 , $I_1 \approx I_{0.ст}$, P_1 рассчитывают параметры и выбирают элементы БП : трансформатор , выпрямитель , фильтр L_1C_1 ; тип , марку магнитопроводов , обмоточных проводов , конденсаторов фильтра . После расчета БП и уточнения величины $r_{вн}$ в таблицу 8 вносятся изменения .

Выбор и расчет элементов ТП

Характеристики $U_1 = f(I_1)$ (рис. 13) не учитывают параметры трансформатора : сопротивлений силового триода , обратного диода , активного сопротивления обмотки дросселя фильтра L_0C_0 . Следующим шагом проектирования является выбор силового триода (группы триодов , обратного диода , расчет фильтра L_0C_0 .

При выборе триода и диода рекомендуется обеспечить запасы по напряжению и току не менее чем в $1,5 \dots 2$ раза относительно максимальных их значений по условию или расчету . Ориентиром при выборе по напряжению является значение $U_1 \approx 1,2E_1$.

В особенность работы ТП, включенного в систему стабилизации тока? Положим, что кратность изменения сопротивления нагрузки R_n велика, например: 2 Ом ... 30 Ом при токе $I_{0,ст} = 2A$. Очевидно, среднее значение напряжения на нагрузке U_0 , согласно закона Ома, должно меняться в пределах 4 В...60 В. Триод и обратный диод приходится подбирать по верхнему пределу U_0 и с запасом.

Импульсное значение тока $I_1 = I_v$ может быть много больше среднего значения тока нагрузки I_0 , особенно при малых величинах коэффициента заполнения K_3 . Итак,

$$U_{си,доп} \geq (1,5...2) \cdot 1,2E_1 ; I_{с,доп} \geq (1,5...2) \cdot I_{0,ст} ,$$

$$U_{кэ,доп} \geq (1,5...2) \cdot 1,2E_1 ; I_{к,доп} \geq (1,5...2) \cdot I_{0,ст} .$$

После предварительного выбора триода и диода определяют потери в этих элементах ТП и проводят тепловой расчет по методике, изложенной в [6, 7]. Итогом теплового расчета являются окончательный выбор силовых элементов ТП, а также размеры радиатора (охлаждителя).

По методике [7, 8] рассчитывают параметры фильтра L_0C_0 : индуктивность и активное сопротивление обмотки дросселя L_0 , емкость конденсатора C_0 , сердечник дросселя, число витков и диаметр провода обмотки. На основании данных расчета выбирают тип, марку провода, конденсатора, сердечника.

Расчет регулировочных характеристик ТП

Из задания и расчетов известны ток стабилизации $I_{0,ст}$, диапазон изменения U_0 , выходное сопротивление БП $r_{вн}$, сопротивления силовых элементов; рассчитаны и скорректированы нагрузочные характеристики.

Далее следует рассчитать три регулировочные характеристики ТП $U_0 = f(K_3)$, которые позволят определить диапазон изменения K_3 в предельных режимах работы преобразователя. Рекомендуемые границы диапазона 0,05...0,95. Расчет проводят по формуле (7, б) из [8,]

$$U_0 = R_3 \cdot E_1 - I_0 \cdot [K_3^2 \cdot r_{вн} + K_3 \cdot R_{кэ,нас} + (1 - K_3) R_{v0}] . \quad (9)$$

Так как $I_0 = const$, то на графике характеристик выходное напряжение ТП U_0 легко пересчитывается в сопротивление нагрузки R_n . При построении характеристик $U_1 = f(I_1)$ и $U_0 = f(K_3)$ их координатные системы совмещают по ординатам.

П Р И М Е Р 2

Условия .

1. Напряжение питающей сети $U_{сет} = 115В \pm 20\%$, $f = 400Гц$.
2. Пределы изменения сопротивления нагрузки $3 Ом \leq R_n \leq 40 Ом$.
3. Стабилизированный ток нагрузки $I_{0ст} = 1,5А$; $r_{вн} = 2 Ом$; сопротивление силовых элементов ТП $R_{1,нас} = 0,3 Ом$; $R_{v0} = 0,3 Ом$; $K_{3,макс} = 0,95$.

Задание .

Рассчитать и построить регулировочные и нагрузочные характеристики, определить диапазон изменения K_3 . Применить результаты расчета, полученные в примере 3: $1,2 \cdot E_1 = 99,24 \text{ В}$, $E_1 = 82,7 \text{ В}$, $0,8E_1 = 66,16 \text{ В}$.

Расчет.

1. Рассчитать три регулировочные характеристики по формуле (9); с учетом нестабильности выходного напряжения БП

$$U_0 = K_3 \cdot 99,24 - 1,5 \cdot [K_3^2 \cdot 2 + K_3 \cdot 0,3 + (1 - K_3) \cdot 0,3],$$

$$U_0 = K_3 \cdot 82,7 - 1,5 \cdot [K_3^2 \cdot 2 + K_3 \cdot 0,3 + (1 - K_3) \cdot 0,3],$$

$$U_0 = K_3 \cdot 66,16 - 1,5 \cdot [K_3^2 \cdot 2 + K_3 \cdot 0,3 + (1 - K_3) \cdot 0,3].$$

Результаты расчетов сведены в таблицы 4 и 5

Регулировочные характеристики

Таблица 7

K_3	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	1,0
$U_{1.xx} = 0,8E_1 = 66,16 \text{ В}$												
$U_0, \text{В}$	2,85	5,68	12,7	19,1	23,7	31,9	38,2	44,4	50,6	56,6	59,7	62,7
$U_{1.xx} = E_1 = 82,7 \text{ В}$												
$U_0, \text{В}$	3,68	7,8	16	24,1	32,2	40,2	48,1	56	63,8	71,6	75,4	79,3
$U_{1.xx} = 1,2E_1 = 99,24 \text{ В}$												
$U_0, \text{В}$	4,5	9,47	19,3	29,1	38,8	48,4	58	67,6	77	86,4	91,1	95,8

Нагрузочные характеристики

Таблица 8

$I_1, \text{А}$	0	0,2		0,8	1,0			1,5	2,0
$U_1^-, \text{В}$	66,16	65,76		52,93	64,16			63,16	62,16
$U_1, \text{В}$	82,7	82,3		81,1	80,7			79,7	78,7
$U_1^+, \text{В}$	99,24	98,44		97,64	97,24			96,24	95,24

На рис. 18 построены графики нагрузочных и регулировочных характеристик в соседних координатных системах. По осям ординат откладываются напряжения U_1 и U_0 в одинаковых масштабах. На правой стороне графика $U_0 = f(K_3)$ отложены также величины сопротивления нагрузки R_H .

Из расчетов и построений следует, что минимальному напряжению на выходе БП $U_{1.мин} = 63,16 \text{ В}$ при токе $I_{0.ст} = 1,5 \text{ А}$ соответствует напряжение на нагрузке $U_0 = 59,7 \text{ В}$ ($K_3 = 0,95$), а требуемое значение 60 В . Таким образом, на нижнем пределе напряжения питающей сети стабилизированный ток, $I_{0.ст} = 1,5 \text{ А}$, в нагрузке с сопротивлением $R_{H.макс} = 40 \text{ Ом}$ не обеспечивается. Для выполнения условия задания можно предложить следующие меры: а) увеличить выходное напряжение БП; при расчете E_1 принять $K_{3.макс} < 0,95$, например $K_{3.макс} = 0,9$; б) выбрать другие силовые элементы ТП, с меньшими сопротивлениями $R_{i.нас}$, $R_{кэ.н}$, R_{v0} .

Если стабилизация тока не обеспечивается при $R_{H.мин}$ на верхнем пределе напряжения сети, то следует предусмотреть отвод на вторичной обмотке трансформатора БП, с меньшим напряжением.

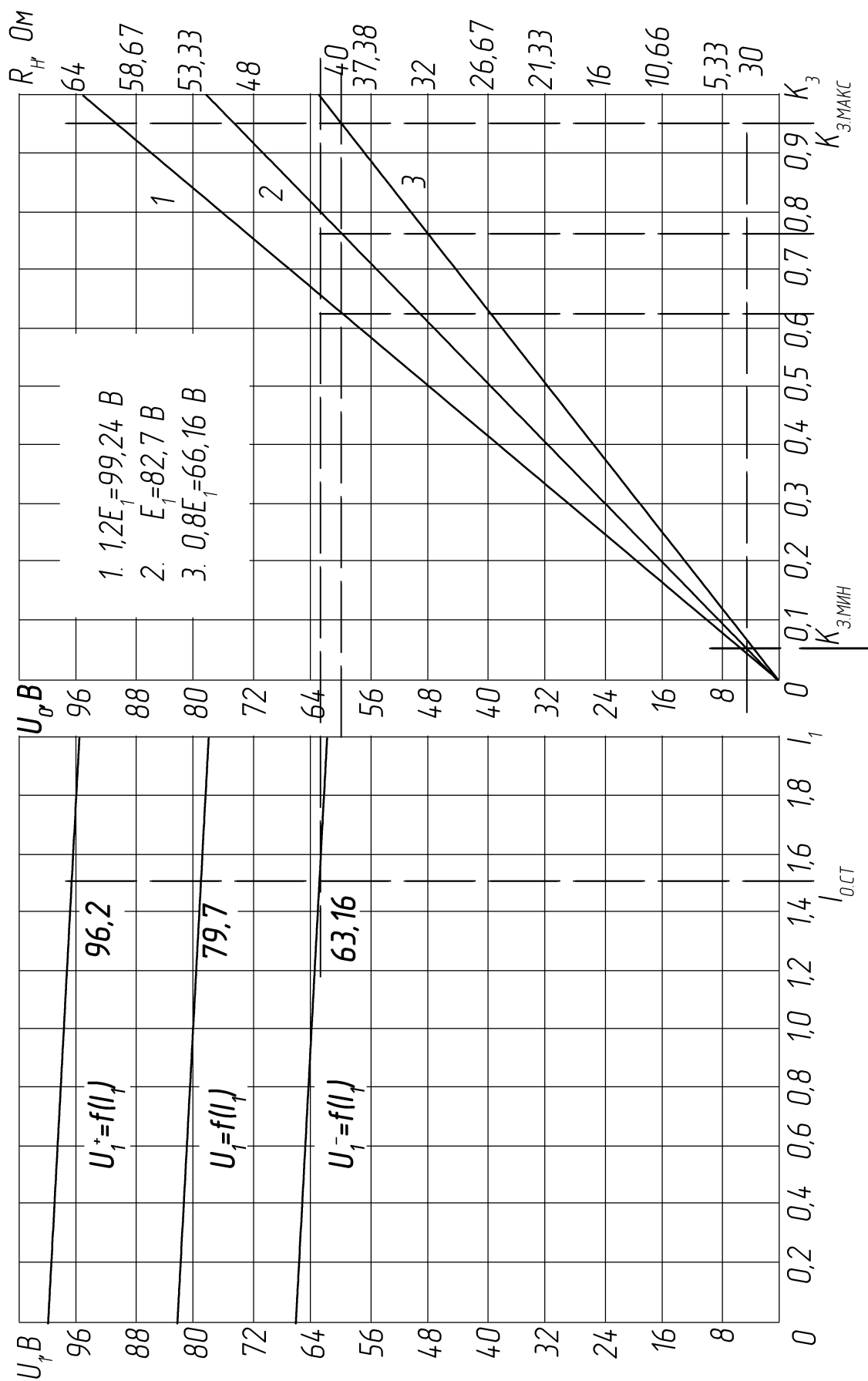


Рис. 18

Общее представление о схеме управления (рис.1)

Схема управления состоит из широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и канала усиления разницы U_ε между напряжениями задания $U_{\text{зад}}$ и обратной связи $U_{\text{ос}}$; его называют каналом рассогласования.

В состав ШИМ входят генератор пилообразного напряжения (ГПН) (генератор «пилы») и пороговый элемент (ПЭ). Диаграмма, поясняющая работу ШИМ представлена на рис. 19. У ПЭ два входа; на один из них подается линейно нарастающее, в пределах периода T , напряжение $U_{\text{п}}$, на другой – аналоговое напряжение $U_{\text{с}}$ с выхода канала рассогласования.

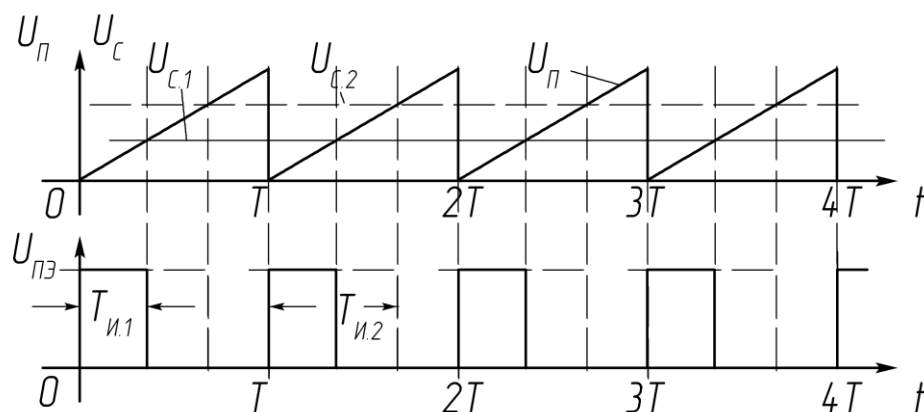


Рис. 19

Пока $U_{\text{с}}$ больше $U_{\text{п}}$, напряжение $U_{\text{пэ}}$ имеет высокий уровень; в момент равенства $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{с}}$ напряжение $U_{\text{пэ}}$ скачком падает и остается равным нулю до конца периода «пилы». В начале следующего периода $U_{\text{пэ}}$ вновь скачком возрастает до некоторого постоянного уровня. Таким образом на выходе ПЭ формируется последовательность прямоугольных импульсов. Если величина $U_{\text{с}}$ возрастает, то момент равенства $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{с}}$ сдвигается вправо от начала периода «пилы», соответственно длительность импульсов $T_{\text{и}}$ становится больше. Изменение $U_{\text{с}}$ приводит к модуляции (ширины) импульсов $U_{\text{пэ}}$.

Буферный каскад является связующим звеном между выходом ШИМ и входом силового триода. Если ТП построен на мощном биполярном триоде, БПТ, то желательно, чтобы выходной сигнал БК был знакопеременным. Например, в интервале импульса $U_{\text{упр}} > 0$, в интервале паузы $U_{\text{упр}} < 0$ (или наоборот, зависимости от типа проводимости БПТ).

При знакопеременном сигнале на входе БПТ обеспечивается принудительное, ускоренное его выключение, снижаются динамические потери. Без принудительного выключения БПТ на высокой частоте неработоспособны. Если ТП построен на основе группы параллельно сое-

диненных триодов, то требуемая мощность сигнала $U_{упр}$ может оказаться заметной. Это следует учесть при разработке схемы БК.

Для управления ПТ *MOSFET* достаточно однополярного импульсного сигнала $U_{упр}$. Но и в этом случае приходится выбирать триоды БК по величине допустимого импульсного тока из-за емкостного характера входной цепи ПТ. Буферный каскад может потребоваться и при использовании интегрального ШИМ-контроллера в качестве схемы управления силовым триодом.

Канал рассогласования состоит из схемы сравнения $U_{зад}$ и $U_{ос}$ и усилителя разницы $U_{\epsilon} = U_{зад} - U_{ос}$. Чем больше коэффициент усиления K_u усилителя, тем выше его чувствительность, тем выше точность с которой поддерживается заданный уровень напряжения или тока в нагрузке. Качество работы системы стабилизации системы стабилизации зависит не только от K_u , но и от закона, который реализуется в процессе работы системы, т.е. от закона регулирования.

Подробное описание принципов построения схем управления преобразователями, методики расчетов и выбора элементов даны в приведенном ниже библиографическом списке.

Схема управления разрабатывается самостоятельно.

Итогом курсового проектирования являются: 1. Расчетно-пояснительная записка (РПЗ). 2. Чертеж принципиальной схемы системы.

Проект защищается сообщением (докладом).

Приложение

Ферриты [10,11,12]

По определению ферриты – это соединения оксидов различных металлов, обладающих свойствами ферромагнетиков. В общем виде соединения оксидов металлов, используемых для изготовления ферритов, можно представить так: $Me_2O + Fe_2O_3$, где Me_2O – окисел основного металла в соединении (марганца, магния, никеля, меди, кадмия и т. д.).

По такому параметру, как удельное электрическое сопротивление ρ , ферриты относятся к полупроводникам. Электрическое сопротивление ферритов в 50 и более раз выше, чем у электротехнических сталей и пермаллоев. Это свойство позволяет использовать их в индуктивных элементах, работающих на высоких частотах при малых потерях на вихревые токи.

В изделиях радиоэлектронной аппаратуры применяют в основном магнитомягкие ферриты, в том числе в силовой электронике: марганец-цинковые ферриты марок НМ и никель-цинковые – марок НН. Достоинства марганец-цинковых ферритов: а) высокие в целом рабочие температуры; б) малые потери на перемагничивание, примерно на порядок меньше, чем у никель-цинковых ферритов; в) устойчивость к воздействию механических перегрузок. Ферриты марок НН отличаются более высокими значениями удельного электрического сопротивления по сравнению с ферритами марок

НМ, поэтому пригодны для работы на более высоких частотах. Верхней границей рабочей области частот для них является – 5..7 МГц.

Магнитомягкие ферриты условно подразделяют на группы. Основные признаки классификации: термостабильность параметров; значение относительной начальной магнитной проницаемости; удельное электрическое сопротивление и связанная с ним рабочая частота; способность перемагничиваться в слабых и импульсных полях; тангенс угла потерь. Подробное описание параметров ферритов и условий, по которым осуществляется деление на группы дано в известной справочной литературе, например [10, 11, 12].

Далее приводятся сведения о марках магнитомягких ферритов, которые часто используются в силовых транзисторных преобразователях. На рис. в качестве примера изображены графики кривых намагничивания двух марок ферритов 1500 НМЗ и 2500 НМС1. Из графиков следует, что общий недостаток ферритов, как магнитных материалов – невысокое значение индукции насыщения B_s , а следовательно, рабочего значения B_m .

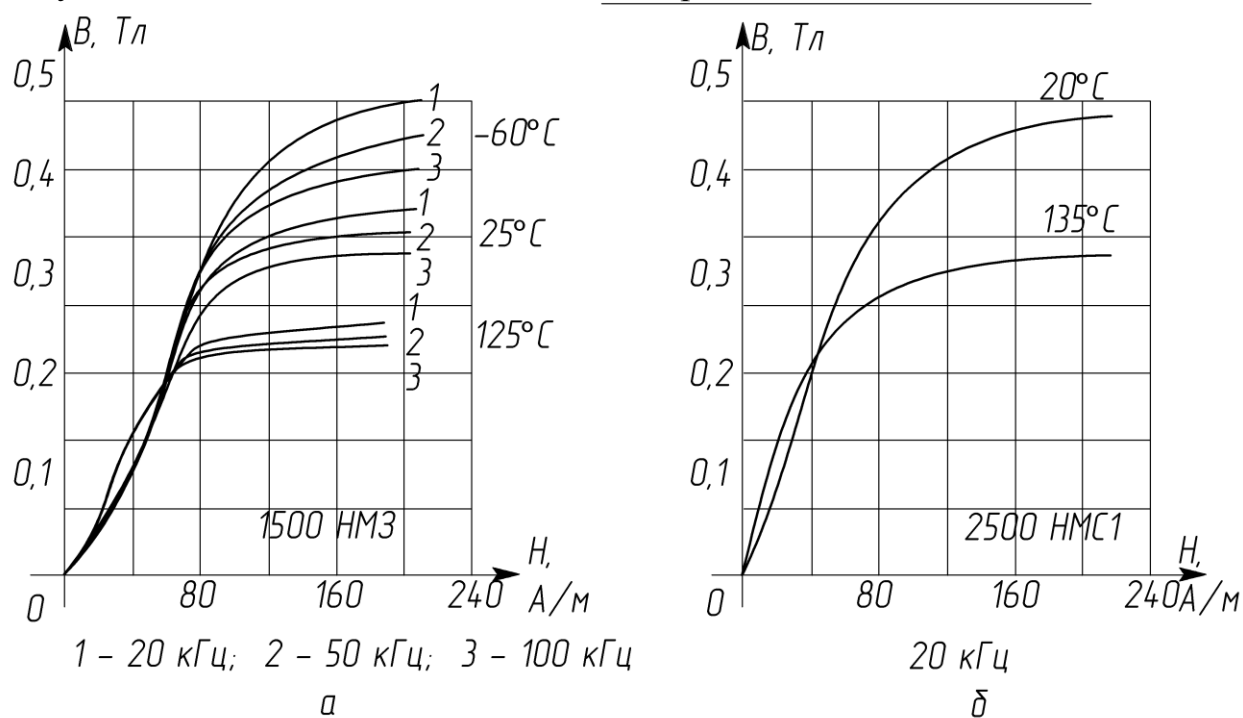


Рис. 20

Марганец-цинковые термостабильные ферриты (табл. 1) марок 2000 НМЗ, 2000 НМ1, 1500 НМЗ, 1500 НМ1, 1000 НМЗ, 700 НМ рекомендуется применять когда предъявляются жесткие требования к термостабильности изделия. Кроме того, термостабильные ферриты характеризуются малыми потерями на вихревые токи и большим диапазоном рабочих частот (до 0,3..1,5 МГц).

Марганец-цинковые нетермостабильные ферриты с высокой относительной начальной проницаемостью 6000 НМ, 4000 НМ, 3000 НМ, 2000 НМ, 1500 НМ, 1000 НМ используются в частотном диапазоне от нескольких кГц до нескольких сот кГц, в интервале температур -60°C .. $+100^\circ\text{C}$, когда термостабильность не является определяющим параметром. Для

импульсных вторичных источников питания термостабильность параметров индуктивных элементов тоже важна, но главной роли не играет.

В средних и особенно сильных полях ($B > 0,1$ Тл) хорошо зарекомендовали себя ферриты марок 4000 НМС, 3000 НМС, 2500 НМС1 и 2500 НМС2 ([4], см. табл.). Применение ферритов этих марок позволяет уменьшить габариты трансформаторов соответственно на 8 и 15 %, а при сохранении прежних типоразмеров увеличить мощность на 20 % [5]. Из ферритов никель-цинковых марок чаще других используются 2000 НН, 1000 НН, 200 НН. Верхняя граница рабочей частоты для них – 5..7 МГц.

Промышленность выпускает магнитопроводы из ферритов разных типоразмеров: кольцевые (тороидальные), броневого, стержневые круглого и прямоугольного сечения, броневого цилиндрические; по конфигурации их также делят на: О-, Ш-, П-, Н-, Г-образные, Ч-образные (чашеобразные) [10, 11, 12]. Самую большую группу магнитопроводов различных марок составляют сердечники тороидальной (О-образной) формы.

Маркировка. Все тороидальные сердечники обозначаются буквой «К». Полное условное обозначение представляет собой буквенно-цифровой код, состоящий из 4-х и более элементов.

Первый элемент – буква. Ферриту, как материалу присвоена буква «М».

Второй элемент – номинальное значение относительной магнитной проницаемости.

Третий элемент – марка (материал, группа).

Четвертый элемент – отличие ферритов с обозначенной магнитной проницаемостью от других марок ферритов с такой же магнитной проницаемостью, модификация.

Пятый элемент – порядковый номер разработки

Примеры маркировок тороидальных ферритовых сердечников с указанием некоторых дополнительных параметров.

Условные обозначения: М4000НМ-15 К7×4×2ТУ; М6000НМ-7 К×10×6×3 ТУ; М6000НМ1-2 К×16×10×4,5 ТУ; М10000НМ-1 К32×20×9 ТУ; М20000НМ-1 К16×8×6 ТУ.

Таблица 9

марка	$\mu_{г.н}$	$\mu_{макс}$	B_m , Тл	f , МГц	T , °С	B_r , Тл	H_c , А/м
2000НМ3	1700-2500	3500	0,35-0,4	0,5	200	0,12	–
2000НМ1	1700-2500	3500	0,38-0,4	0,5	200	0,12	25
1500НМ3	1200-1800	3000	0,35-0,4	1,5	200	0,08	16
1500НМ1	1200-1800	3000	0,35-0,4	0,7	200	–	16
2000НМ	2000	3500	0,38-0,4	0,45	200	0,12	24
2500НМС1	2500	4500	0,29		200	0,1	16
2500НМС2	2500	4500	0,33		200	0,09	16
600НН	500-800	1600	0,31	1,5	110	0,14	32
1000НН	800-1200	3000	0,27	0,4	110	0,15	20

Здесь: М – феррит; 4000, 6000, 10000, 20000 – номинальные значения начальной относительной магнитной проницаемости; НМ – низкочастотный марганец-цинковый феррит для слабых полей; 1 – отличие феррита с

магнитной проницаемостью $\mu_{г.н.} = 6000$ от других марок ферритов с такими же значениями $\mu_{г.н.}$; 15,7, 2, 1 - порядковые номера разработок; К – кольцевой сердечник с размерами, например, 16 мм – внешний диаметр, 8мм – внутренний диаметр, 6мм высота. Критическая частота для сердечников из феррита марки 4000 НМ и марок 6000 НМ, 6000 НМ1 – 0,1 МГц; марки 10000 НМ – 50 кГц; марки 20000 НМ – 5 кГц.

Температурный диапазон для ферритов 4000 НМ, 6000 НМ, 6000 НМ1: $-60^{\circ}..+90^{\circ}C$.

Условные обозначения: М2500НМС1-10 К12×8×3 ТУ; М2500 НМС-10 К17×9×8ТУ; М3000 НМС – 6К26×14×4,5ТУ; М2500НМС-10 К10×6×3ТУ. Здесь: М – феррит; 2500, 3000, 3500 – номинальное значение начальной относительной магнитной проницаемости; НМС – марганец-цинковый феррит для сильных полей (0,1..0,2 Тл); низкочастотный; 1 – модификация; 10, 6, 1 – порядковые номера разработок.

Магнитодиэлектрики [10,11]

В преобразовательной технике находят применение два вида диэлектриков: альсиферы и пресспермы. Параметры отечественных альсиферов и пресспермов приведены в таблицах, кривые намагничивания – на рис.

Альсифер – это сплав алюминия, кремния и железа (Al-Si-Fe). Сердечники изготавливаются на основе размолотого альсифера и связывающего, а также изолирующих компонентов (полистирол, стекло, стеклоэмали). Частицы диэлектрических компонентов, равномерно распределенные по длине магнитопровода, выполняют роль «распределенного зазора». Поэтому, благодаря большому размагничивающему эффекту, параметры магнитодиэлектриков, альсиферов в том числе, мало зависят от внешних полей.

Таблица 10

марка	$\mu_{г.н.}$	$\delta_n \cdot 10^3$	f, МГц	Цвет
ТЧ-90	79-91	3,0	0,02	синий
ТЧ-60	56-63	2,0	0,07	черный
ТЧК-55	48-58	2,0	0,07	красный
ВЧ-32	23-33	1,2	0,2	белый
ВЧ-22	19-24	2,0	0,7	зеленый
ВЧК-22	19-24	2,0	0,7	желтый

Таблица 11

марка	$\mu_{г.н.}$	$\delta_n \cdot 10^3$	f, кГц	$^{\circ}C$
МП-60	65	1,5	100	-60- +85
МП-100	100	2,0	100	
МП-140	140	2,0	100	
МП-250	250	3,0	100	
МПК-60	60	1,5	–	
МПК-100	100	2,0	–	

Промышленность выпускает сердечники тороидальной формы на основе альсифера марок ТЧ, ТЧК, ВЧ, ВЧК с относительной магнитной проницаемостью от 22 до 90, предназначенных для работы в интервале температур $-60^{\circ}...+120^{\circ}$. Буквы в названии марок означают: ТЧ – тональная частота; ТЧК – тональная частота с компенсированным температурным коэффициентом начальной относительной магнитной проницаемости ($TK\mu_{г.н.}$); ВЧ – высокая частота; ВЧК – высокая частота с компенсированным

ТК_{г.н.} Параметры перечисленных марок альсиферов приведены в таблице 2. На рис. 21 изображены кривые намагничивания альсиферов марок ТЧ-60, ТЧ-32, ВЧ-22. и некоторых марок преспермаллоев .

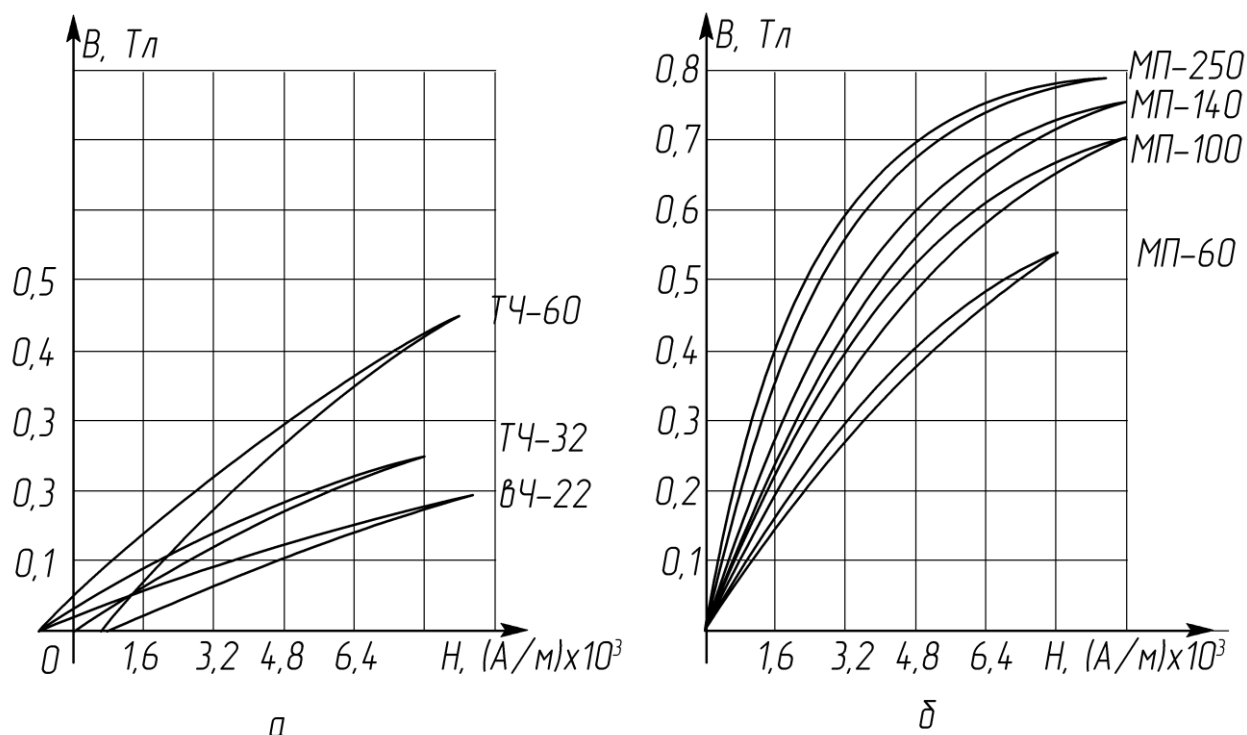


Рис. 21

Альсиферовые сердечники применяются в сигнальных маломощных трансформаторах, работающих на высокой частоте, в трансформаторах и дросселях высокочастотных импульсных преобразователей и стабилизаторов.

Преспермы – это магнитодиэлектрики на основе молибденового пермаллоя (M_0 – пермаллой, сплав марки 80Н2М). Сердечники изготавливаются из высокодисперсного порошка, смешанного с изолирующим наполнителем в процессе прессования и термообработки. Преспермы имеют более высокую начальную относительную магнитную проницаемость, более высокую стабильность и меньшие потери на гистерезис и вихревые токи, чем альсиферы.

В настоящее время разработаны 10 марок преспермов. 5 – нетермокомпенсированных и 5 – термокомпенсированных. Маркировка преспермов. МП – молибдено-пермаллой; цифры – номинальное значение начальной относительной магнитной проницаемости; «К» – термокомпенсированный пресперм..

Библиографический список

1. Грибакин А.С. Схемы управления полупроводниковыми преобразователями систем автоматики : Учеб. пособие / Владим. гос. ун – т. Владимир, 1989 . 82с.

2. Грибакин А.С., Медведев Ю.А., Грибакин В.С. Схемы управления полупроводниковыми преобразователями : Учеб. пособие /Владим. гос. ун – т. Владимир, 2001 . 64с.
3. Грибакин А.С., Грибакин В.С., Кочуров О.М. Методические указания к учебно–исследовательским работам по дисциплине «ЭЛЕКТРО – НИКА» . ШИМ–контроллеры в импульсных транзисторных преобразователях .Электронные стабилизаторы . Владим. гос. ун – т. Владимир, 2009. 123 с.
4. Источники питания на полупроводниковых приборах . Проектирование и расчет . Под редакцией С.Д. Додика и Е.И. Гальперина .– М.: «Сов. Радио», 1969 .441с .
5. Р.Х. Бальян Трансформаторы для радиоэлектроники .– М.: «Сов. Радио», 1971 .720с.
6. Грибакин А.С., Грибакин В.С., Кочуров О.М. Силовые биполярные триоды (БПТ) ч.1 Учебный материал для курсового проектирования . Владим. гос. ун – т. Владимир, 2010. 70с.
7. Грибакин А.С., Грибакин В.С., Кочуров О.М. Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «ЭЛЕКТРОНИКА» Импульсные высокочастотные транзисторные преобразователи . Владим. гос. ун – т. Владимир, 2007. 55с.
8. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : Справочник / Г.С. Найвельт , К.Б. Мазель и др.; Под ред. Г.С. Найвельта.– М.: Радио и Связь , 1985. – 576с.
9. Грибакин А.С., Грибакин В.С., Кочуров О.М. Дроссели и трансформаторы транзисторных преобразователей . Раздел «Источники питания электронных устройств» : Учеб. пособие Владим. гос. ун – т. Владимир, 2006. 80с.
10. Злобин В.А., Муромкина Г.С. ,Поспелов П.В. Справочник. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков. Под общей ред. Горбунова Н.Д. и Матвеева Г.А. – Советское радио , 1994. 320с.
11. Куневич А.В., Сидоров И.Н. Справочник. Индуктивные элементы на ферритах.– СПб.: Лениздат , 1997. 408с.
12. Сидоров И. Н., Биннатов М. Ф., Шведова Л. Г. Справочник. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры .– М.: Радио и связь , 1992 . 288с.

Оглавление

Введение	3
Типовые схемы БП преобразователей	5
Последовательность расчета узлов силовой цепи	11
Стабилизаторы напряжения	11
<i>Расчет мощности нагрузки БП. Построение нагрузочных характеристик</i>	11

<i>Расчет блока питания</i>	15
<i>Индуктивность на входе фильтра</i>	17
<i>Конструктивный расчет дросселя фильтра</i>	26
<i>Расчет обмоток трансформатора</i>	27
<i>Выбор и расчет элементов ТП</i>	30
<i>Сглаживающие дроссели высокочастотных ТП.</i>	
<i>Основы расчета</i>	30
<i>Методика расчета параметров дросселей понижающих ТП</i>	34
<i>Примеры расчета дросселей фильтра понижающих ТП</i>	34
<i>Расчет регулировочных характеристик ТП</i>	36
Стабилизаторы тока	40
<i>Расчет мощности нагрузки БП. Построение нагрузочных характеристик</i>	40
<i>Расчет блока питания (БП)</i>	42
<i>Выбор и расчет элементов ТП</i>	42
<i>Расчет регулировочных характеристик ТП</i>	43
Общее представление о схеме управления	46
<i>Приложение</i>	47
<i>Ферриты (10, 11, 12)</i>	47
<i>Магнитодиэлектрики (10, 11)</i>	50
Библиографический список	51
Оглавление	52

