

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра конструирования и технологии радиоэлектронных средств

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ
ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ»

Составитель
Е.А. КАЛИНИН

Владимир 2009

УДК 621.311.6
ББК 32.88 – 421
М54

Рецензент

Кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования
и технологии радиоэлектронных средств
Владимирского государственного университета

В.Б. Дмитриев

Печатается по решению редакционного совета
Владимирского государственного университета

Методические указания к лабораторным работам по дисциплине “Проектирование источников электропитания” / Владим. гос. ун-т ; сост. Е. А. Калинин. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2009. – 32 с.

Составлены в соответствии с программой курса “Проектирование источников электропитания”. Содержат описание трех лабораторных работ, предусматривающих проектные расчеты, компьютерное моделирование и разработку конструкторских документов.

Предназначены для студентов 5-го курса, обучающихся по специальности 210201 – проектирование и технология радиоэлектронных средств дневной и заочной форм обучения.

Ил. 7. Библиогр. : 10 назв.

УДК 621.311.6
ББК 32.88 – 421

ВВЕДЕНИЕ

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) являются неотъемлемой частью большинства электронных средств (ЭС) и оказывают существенное влияние на их технические и экономические показатели в целом. Основные требования к ИВЭП: меньшие габаритные размеры и масса при одной, той же выходной мощности, более высокие КПД и удельная мощность, лучшие функциональные возможности, меньшая стоимость.

Увеличение удельной мощности достигается как за счет перехода от стабилизаторов с непрерывным регулированием к стабилизаторам с импульсным регулированием, так и за счет появления новых электронных компонентов, в первую очередь мощных полевых транзисторов. Этому также способствует решение технологических вопросов, прежде всего применение технологии поверхностного монтажа как в управляющей части, так и в силовой.

В настоящее время в ИВЭП внедряется микропроцессорная техника. В некоторых типах ИВЭП микропроцессоры выполняют функции контроля и управления, включая высокочастотное управление транзисторами выходного каскада. Возрастающая сложность ИВЭП приводит к необходимости использования компьютерного моделирования, на первом этапе – схемотехнического.

Лабораторные работы по дисциплине “Проектирование источников электропитания” направлены на освоение студентами методик проектирования как функциональных узлов ИВЭП – фильтров, стабилизаторов, так и современных источников электропитания в целом на основе импульсного регулирования.

Лабораторная работа 1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА С ФИЛЬТРОМ

Цель работы – привитие навыков анализа и синтеза выпрямительных устройств со сглаживающими фильтрами, освоение методик их расчета и оценки энергетических показателей.

Краткие теоретические сведения

Выпрямитель с фильтром рассчитывается так, чтобы напряжение U_0 и коэффициент пульсации на выходе соответствовали заданным в техническом задании (ТЗ) при токе потребления I_0 .

При работе выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией коэффициент пульсации схемы зависит как от емкости конденсатора C_0 , стоящего на входе фильтра, так и от соотношения между сопротивлениями фаз выпрямителя r_ϕ и нагрузки R_n . Поэтому целесообразно сначала рассчитать выпрямитель, задавшись примерным падением напряжения на фильтре, а затем и фильтр. Если же на выходе выпрямителя стоит стабилизатор напряжения, то сначала следует рассчитать стабилизатор напряжения, затем фильтр и схему выпрямления.

При работе выпрямителя на индуктивную нагрузку его коэффициент пульсации не зависит от отношения r_ϕ/R_n . Зная коэффициент пульсации схемы выпрямления и требуемый коэффициент пульсации на выходе фильтра, можно найти параметры фильтра (коэффициент сглаживания, падение напряжения на его сопротивлении), а затем рассчитать выпрямитель.

Напряжение на выходе схемы выпрямления находится сложением падения напряжения на фильтре с заданным выпрямленным напряжением. Аналогичный метод применяется и при расчете транзисторных фильтров.

Лабораторное задание

Синтезировать выпрямитель и фильтр, обеспечивающие заданные преподавателем показатели.

При выполнении задания необходимо обосновать выбор схем выпрямления и фильтра, синтезировать схему всего устройства, произвести расчеты, выбрать электрорадиоэлементы (ЭРЭ), оценить тепловые режимы ЭРЭ и КПД устройства, провести компьютерное моделирование и анализ полученных результатов. Отчет должен содержать расчеты, схему электрическую принципиальную, результаты моделирования и выводы.

Методика расчета будет понятна из приведенных ниже примеров, но использование любых формул должно быть обосновано и объяснено.

Примеры расчета выпрямителя и фильтров

Пример 1. Рассчитать выпрямитель, обеспечивающий следующие показатели: напряжение на нагрузке $U_0 = 27$ В; ток нагрузки $I_0 = 1$ А; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $k_{п\text{ вых}} = 0,02$; напряжение питающей сети $U_c = 220$ В; частота сети $f_c = 400$ Гц; температура окружающей среды $t_{\text{окр}} = 40$ °С.

Порядок расчета

Определяем сопротивление нагрузки

$$R_H = U_0 / I_0 = 27 / 1 = 27 \text{ Ом.}$$

Определяем выходную мощность выпрямителя

$$P_0 = U_0 \cdot I_0 = 27 \cdot 1 = 27 \text{ Вт.}$$

Выбираем мостовую схему выпрямления, так как требования к пульсациям не жесткие и выходная мощность небольшая [1]. В мостовой схеме используется простой понижающий трансформатор и достигается симметрия плеч выпрямителя. Ток нагрузки 1 А, поэтому в соответствии с рекомендациями [2] выбираем Г-образный LC-фильтр. Схема для расчета приведена на рис. 1.

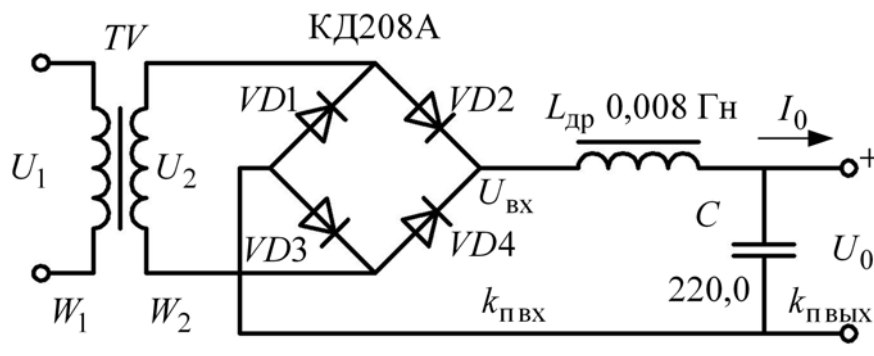


Рис. 1. Схема выпрямителя с фильтром

Характер нагрузки схемы выпрямления индуктивный. В мостовой схеме на выходе выпрямителя коэффициент пульсаций $k_{п\text{ вх}} = 0,67$, число фаз выпрямления $m = 2$.

Определяем требуемый коэффициент сглаживания фильтра

$$q = k_{п\text{ вх}} / k_{п\text{ вых}} = 0,67 / 0,02 = 33,5.$$

Находим произведение LC для частоты сети 400 Гц

$$LC = 0,16(q + 1) / m^2 = 0,16(33,5 + 1) / 2^2 = 1,38 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ.}$$

Находим минимальную индуктивность дросселя фильтра, при которой характер нагрузки еще будет индуктивным:

$$L_{\min} \frac{2R_H}{(m^2 - 1)m \cdot 2\pi f_c} = \frac{2 \cdot 27}{(2^2 - 1) \cdot 2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400} = 0,0036 \text{ Гн.}$$

По [6] выбираем унифицированный дроссель Д68 с индуктивностью $L_{др} = 0,008$ Гн и активным сопротивлением обмотки $r_{др} = 1,1$ Ом. Дроссель рассчитан на ток $I_0 = 1$ А и собран на магнитопроводе ШЛ6 X 12,5.

Находим емкость конденсатора фильтра

$$C = LC / L_{др} = 1,38 / 0,008 = 172 \text{ мкФ.}$$

Из справочника [7] выбираем ближайший по емкости конденсатор типа К50-35-220, 50 В.

Рабочее напряжение конденсатора должно быть больше значения выпрямленного напряжения, так как на холостом ходу этот конденсатор оказывается заряженным до напряжения, равного амплитуде U_{2m} . Полагая предварительно $U_2 = 1,11U_0$, находим

$$U_{C \text{ раб}} = U_{2m} = 1,4U_2 = 1,4 \cdot 1,11 \cdot 27 = 41,6 \text{ В.}$$

Выбранный конденсатор имеет рабочее напряжение 50 В, что больше возникающего в схеме выпрямителя.

Уточняем коэффициент сглаживания фильтра с дросселем Д68 и конденсатором К50-35-220, 50 В.

$$q = (m\omega_c)^2 LC - 1 = (2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400)^2 0,008 \cdot 220 \cdot 10^{-6} - 1 = 43.$$

Определяем коэффициент пульсаций на выходе фильтра

$$k_{\text{пввых}} = \frac{k_{\text{пвх}}}{q} = \frac{0,67}{43} = 0,015,$$

что лучше заданного.

Допустимый для выбранного конденсатора коэффициент пульсации на частоте 1000 Гц $k_{\text{п доп}} = 1,3$ % номинального напряжения. Допустимая амплитуда переменной составляющей $U_{Cm \text{ доп}} = 1,3 \cdot 50 / 100 = 0,65$ В. В схеме получают пульсации с амплитудой $U_m = k_{\text{пввых}} U_{0 \text{ ср}} = 0,015 \cdot 27 = 0,41$ В, что меньше допустимого. Если бы U_m получилось больше $U_{Cm \text{ доп}}$, то пришлось бы перейти к другому конденсатору с большим допустимым напряжением или большей емкостью.

Определяем напряжение на входе фильтра

$$U_{\text{вх}} = U_0 + r_{др} I_0 = 27 + 1,1 \cdot 1 = 28,1 \text{ В.}$$

Приступаем к расчету схемы выпрямления. Исходные данные: $U_{\text{вх}} = 28,1$ В, $I_0 = 1$ А, $U_c = 220$ В, $f_c = 400$ Гц. Схема выпрямления выбрана мостовая ($m = 2$), работает на индуктивность.

Из табл. 3.1 [2] находим максимальное обратное напряжение на вентиле

$$U_{\text{обр max}} = 1,57U_{\text{вх}} = 1,57 \cdot 28,1 = 44,1 \text{ В.}$$

Находим долю выпрямленного тока, приходящуюся на вентиль,

$$I_{\text{ср}} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ А.}$$

Выбираем из справочника [6] вентиль КД208А. Его данные: допустимый выпрямленный ток $I_{\text{доп}} = 3 \text{ А}$; допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр доп}} = 100 \text{ В}$; $t_{\text{окр доп}} = 130 \text{ }^\circ\text{С}$; $U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}$.

Как видно из данных, ни по одному из параметров у выбранного вентиля не достигается предельный режим. В схеме моста используются четыре вентиля. Тепловой режим каждого вентиля оценивается отдельно.

Определяем дифференциальное сопротивление вентиля. Значения $U_{\text{пр}}$, приведенные в таблицах [6], измерены на пульсирующем токе и меньше падения напряжения при постоянном токе приблизительно в 1,2 раза, поэтому сопротивление одного вентиля $r_{\text{т}} \approx 1,2(U_{\text{пр}}/I_{\text{пр доп}}) = 1,2(1/3) = 0,4 \text{ Ом}$.

В плечо моста включены два вентиля последовательно, поэтому сопротивление плеча моста $r_{\text{пл}} = 0,8 \text{ Ом}$.

Находим ориентировочные значения омического сопротивления фазы выпрямителя $r_{\text{ф}}$ и индуктивности рассеяния трансформатора L_S .

Для трансформатора с $P = 27 \text{ Вт}$ и $f_c = 400 \text{ Гц}$ целесообразна бронева конструкция трансформатора, поэтому число стержней, на которых размещены обмотки, $S = 1$. Рекомендуемая [10] максимальная индукция в стали сердечника $B_m = 1,4 \text{ Тл}$ (холоднокатаная сталь).

$$r_{\text{ф}} = r_{\text{пл}} + r_{\text{тр}} = r_{\text{пл}} + \frac{k_r R'_H}{f_c B_m} 4 \sqrt{\frac{S f_c B_m}{I_0 U_{\text{вх}}}},$$

$$r_{\text{ф}} = 0,8 + \frac{5,1 \cdot 28,1}{400 \cdot 1,4} 4 \sqrt{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,4}{1 \cdot 28,1}} = 1,34 \text{ Ом.}$$

$$L_S = k_L 20^{-3} \frac{R'_H}{f_c B_m} 4 \sqrt{\frac{S^3 U_{\text{вх}} I_0}{f_c B_m}},$$

$$L_S = 6,4 \cdot 10^{-3} \frac{28,1}{400 \cdot 1,4} 4 \sqrt{\frac{1^3 \cdot 28,1 \cdot 1}{400 \cdot 1,4}} = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

В этих формулах k_r и k_L – коэффициенты, зависящие от схемы выпрямления и характера нагрузки, приведены в табл. 3.2 [2]. Реактивное сопротивление индуктивности рассеяния трансформатора

$$x_{\text{тр}} = 2\pi f_c L_S = 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3} = 0,376 \text{ Ом.}$$

Здесь $R'_n = U_{\text{вх}}/I_0 = 28,1 \text{ Ом}$ – нагрузка выпрямителя.

Находим расчетное выпрямленное напряжение при холостом ходе

$$U_{\text{вх xx}} = U_{\text{вх}} + I_0(r_{\text{ф}} + x_{\text{тр}}) = 28,1 + 1(1,34 + 0,376) = 29,8 \text{ В.}$$

Уточняем $U_{\text{обр max}} = 1,57U_{\text{вх xx}} = 1,57 \cdot 29,8 = 46,8 \text{ В.}$

Вентили по обратному напряжению выбраны правильно.

Определяем параметры трансформатора

$$U_2 = E_2 = 1,11U_{0\text{xx}} = 1,11 \cdot 29,8 = 33 \text{ В.}$$

$$I_2 = I_0 = 1 \text{ А.}$$

$$I_1 = I_0 W_2 / W_1 = I_0 U_2 / U_1 = 1 \cdot 33 / 220 = 0,15 \text{ А.}$$

Габаритные мощности первичной и вторичной обмоток одинаковы и габаритная мощность трансформатора

$$P_{\text{тр г}} = 1,11P_{\text{вх}} = 1,11 \cdot U_{\text{вх}} I_{\text{вх}} = 1,11 \cdot 28,1 \cdot 1 = 31,2 \text{ В}\cdot\text{А.}$$

Находим угол перекрытия фаз

$$1 - \cos \gamma = I_0 \frac{x_{\text{тр}}}{U_{\text{вх}}} = 1 \frac{0,376}{28,1} = 0,0134 \approx 0.$$

Следовательно,

$$\cos \gamma = 1; \quad \gamma = 0^\circ.$$

Коэффициент пульсации из-за малости угла перекрытия не изменится, также не изменится и напряжение на нагрузке.

Находим внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_0 \approx \frac{(U_{\text{вх xx}} - U_{\text{вх}})}{I_0} = \frac{(29,8 - 28,1)}{1} = 1,7 \text{ Ом.}$$

Определяем КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{P_0}{P_{\text{вх}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}} = \frac{27}{28,1 + 2,18 + 2} = 83,6 \%.$$

Потери в трансформаторе $P_{\text{тр}} = P_{\text{тр г}}(1 - \eta_{\text{тр}}) = 31,2(1 - 0,93) = 2,18 \text{ Вт.}$

В соответствии с рекомендациями [10] для расчетной мощности КПД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$ принят равным 0,93.

Потери в вентиллях $P_{\text{д}} = I_0 U_{\text{пр}} N = 1 \cdot 1 \cdot 2 = 2 \text{ Вт}$ (N – количество вентилей в плече). $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} I_0 = 28,1 \cdot 1 = 28,1 \text{ Вт}$ – мощность, поступающая на вход фильтра.

Таким образом, рассчитанный выпрямитель с фильтром имеет невысокий КПД, и разработчику нужно предложить меры для его повышения.

Пример 2. Рассчитать выпрямитель, работающий на транзисторный фильтр. Расчет фильтра к этому выпрямителю будет приведен в примере 4. Исходные данные: напряжение на входе фильтра $U_0 = 45,4$ В; амплитуда пульсации первой гармоники $U_{m1} = 2,4$ В; нагрузка $I_0 = 0,25$ А; напряжение сети $U_c = U_1 = 220$ В с частотой $f_c = 50$ Гц.

Порядок расчета

Выбираем схему выпрямления.

Мощность нагрузки $P_0 = U_0 I_0 = 45,4 \cdot 0,25 = 11,35$ Вт.

Сопротивление нагрузки $R_n = U_0 / I_0 = 45,4 / 0,25 = 181$ Ом.

Коэффициент пульсации на выходе выпрямителя

$$k_{\Pi} = U_{m1} / U_0 = 2,4 / 45,4 = 0,053; k_{\Pi} = 5,3 \%$$

Исходя из рекомендаций по выбору схемы выпрямителя [2] и полученных значений мощности и коэффициента пульсаций, выбираем мостовую схему выпрямления. Нагрузка выпрямителя обязательно должна быть емкостной, так как транзисторный фильтр не может работать при сильно пульсирующем входном напряжении.

Воспользуемся для дальнейших расчетов номограммами, приведенными в [2]. Приняв ориентировочно $B \approx 1$, определяем параметры вентилей. Обратное напряжение на вентиле, работающем на емкостную нагрузку,

$$U_{\text{обр}} = 1,41 B U_0 = 1,41 \cdot 1 \cdot 45,4 = 64 \text{ В.}$$

Выпрямленный ток, приходящийся на один вентиль,

$$I_{\text{ср}} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,25 = 0,125 \text{ А.}$$

По среднему току вентиля и обратному напряжению выбираем вентиль КД109А.

Его параметры $I_{\text{пр ср max}} = 0,3$ А; $U_{\text{обр max}} = 100$ В; $U_{\text{пр}} = 1$ В.

Дифференциальное сопротивление вентиля (см. пример 1)

$$r_T = 1,2 U_{\text{пр}} / I_{\text{пр доп}} = 1,2 \cdot 1 / 0,3 = 4 \text{ Ом.}$$

Перейдем к расчету трансформатора. Определяем параметр A и угол φ , учитывающий влияние индуктивности рассеяния трансформатора [2].

Активное сопротивление трансформатора

$$r_{\text{тр}} = k_r \frac{R_n}{f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{I_0 U_0}} = 3,5 \frac{181}{50 \cdot 1,25} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,25}{0,25 \cdot 45,4}} = 11,6 \text{ Ом.}$$

Индукция в сердечнике трансформатора для частоты 50 Гц $B_m = 1,25$ Тл; трансформатор выбираем броневого, поэтому $S = 1$.

Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора

$$L_S = k_L \frac{10^{-3} \cdot R_H}{f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S^3 U_0 I_0}{f_c B_m}} = 5 \cdot 10^{-3} \frac{181}{50 \cdot 1,25} \sqrt[4]{\frac{1^3 45,4 \cdot 0,25}{50 \cdot 1,25}} = 9,4 \text{ мГн.}$$

Значения k_r и k_L выбираем по тем же таблицам, что и в примере 1, но для емкостной нагрузки.

Реактивное сопротивление трансформатора

$$x_{\text{тр}} = 2\pi f_c L_S = 2\pi \cdot 50 \cdot 9,4 \cdot 10^{-3} = 2,9 \text{ Ом.}$$

Сопротивление фазы выпрямления для мостовой схемы

$$r_{\phi} = r_{\text{тр}} + 2r_T = 11,6 + 2 \cdot 4 = 19,6 \text{ Ом.}$$

Параметр A

$$A = I_0 \pi r_{\phi} / m U_0 = 0,25\pi \cdot 19,6 / 2 \cdot 45,4 = 0,21.$$

Угол φ

$$\varphi = \arctg(x_{\text{тр}} / r_{\phi}) = \arctg 2,9 / 19,6 = 8^{\circ} 30'.$$

По графикам на с. 45 в [2] $B = f(A)$, $D = f(A)$, $H = f(A)$ определяем коэффициенты B , D , H : $B = 0,96$; $D = 2,22$; $H = 360$.

Определяем требуемые уточненные значения тока и обратного напряжения вентиля:

$$I_{\text{пр ср}} = 0,5DI_0 = 0,5 \cdot 2,22 \cdot 0,25 = 0,275 \text{ А} < 1,57I_{\text{пр ср max}} = 1,57 \cdot 0,3 = 0,471 \text{ А.}$$

$$U_{\text{обр}} = 1,41BU_0 = 1,41 \cdot 0,96 \cdot 45,4 = 61,5 \text{ В} < U_{\text{обр max}} = 100 \text{ В.}$$

Выбранные вентили КД109А пригодны для работы в выпрямителе.

Определяем параметры трансформатора.

$$\text{Напряжение вторичной обмотки } U_2 = BU_0 = 0,96 \cdot 45,4 = 43,2 \text{ В.}$$

$$\text{Ток вторичной обмотки } I_2 = 0,707DI_0 = 0,707 \cdot 2,22 \cdot 0,25 = 0,39 \text{ А.}$$

$$\text{Напряжение первичной обмотки } U_1 = 220 \text{ В.}$$

$$\text{Ток первичной обмотки } I_1 = 0,707 DI_0 U_0 / U_1.$$

$$I_1 = 0,707 \cdot 2,22 \cdot 0,25 \cdot 45,4 / 220 = 0,08 \text{ А.}$$

Габаритные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора одинаковы: $P_1 = P_2 = 0,707BDP_0$.

$$P_1 = P_2 = 0,707 \cdot 0,96 \cdot 2,22 \cdot 11,35 = 17,1 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

Габаритная мощность трансформатора $P_{\text{тр г}} = 17,1 \text{ В} \cdot \text{А}$. Определяем емкость конденсатора C

$$C = H \cdot 10^{-6} / (k_{\text{н}} \cdot r_{\phi}) = 360 \cdot 10^{-6} / (0,053 \cdot 21,2) = 320 \text{ мкФ.}$$

Ближайший по каталогу конденсатор имеет емкость 330 мкФ. При этом $k_{\text{н}} = 360 \cdot 10^{-6} / (330 \cdot 10^{-6} \cdot 21,2) = 0,051$ и переменная составляющая выходного напряжения

$$U_{0m1} = k_{\pi} U_0 = 0,051 \cdot 45,4 = 2,31 \text{ В.}$$

На холостом ходу конденсатор зарядится до напряжения

$$U_{2m} = U_2 \sqrt{2} = 43,2 \cdot 1,41 = 62 \text{ В.}$$

Поэтому необходимо выбрать конденсатор с рабочим напряжением, большим 60 В, то есть 100 В. Поэтому ставим на выход выпрямителя конденсатор К50-35 емкостью 330 мкФ, 100 В. Схема выпрямителя приведена на рис. 2.

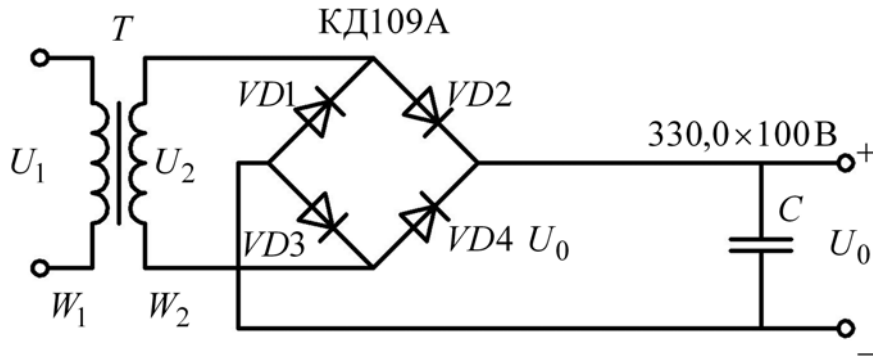


Рис. 2. Схема выпрямителя для транзисторного фильтра

У конденсатора К50-35 допустимый коэффициент пульсаций на частоте 100 Гц составляет $k_{\pi \text{ доп}} = 4,2 \%$, что соответствует допустимой амплитуде пульсаций $U_{m \text{ доп}} = U_{\text{раб}} \cdot k_{\pi} = 100 \cdot 0,042 = 4,2 \text{ В}$. Это больше рассчитанной. Так как рабочее напряжение выбранного конденсатора заметно больше выпрямленного, то проверку на максимум напряжения можно не проводить.

Пример 3. Произвести расчет выпрямителя. Исходные данные для расчета: напряжение на нагрузке $U_0 = 6 \text{ В}$; ток нагрузки $I_0 = 200 \text{ мА}$; коэффициент пульсации на выходе $k_{\pi \text{ вых}} = 0,1$; напряжение сети может изменяться в пределах $\pm 10 \%$ ($a = b = 0,1$) и составляет $U_c = U_1 = 220 \text{ В}$; частота $f_c = 50 \text{ Гц}$.

Порядок расчета

Определяем мощность, потребляемую нагрузкой

$$P_0 = U_0 I_0 = 6 \cdot 0,2 = 1,2 \text{ Вт.}$$

Определяем сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = U_0 / I_0 = 6 / 0,2 = 30 \text{ Ом}$.

Коэффициент пульсации сравнительно низок, поэтому можно попытаться в качестве фильтра использовать только один конденсатор, взяв схему выпрямления с низким коэффициентом пульсации. Выбираем двухполупериодную схему выпрямления с трансформатором со средней точкой во вторичной обмотке и с конденсатором, включенным параллельно на-

грузке, так как выпрямленное напряжение сравнительно мало, а на вентилях мостовой схемы получится относительно большое падение напряжения, снижающее КПД выпрямителя (рис. 3).

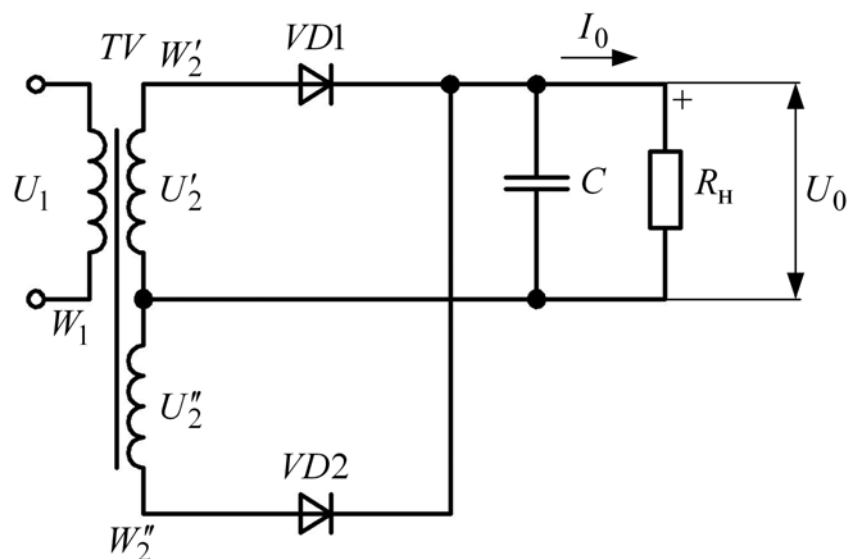


Рис. 3. Выпрямитель с трансформатором со средней точкой во вторичной обмотке

Для выбранной схемы $m = 2$. Определяем максимальное выпрямленное напряжение $U_{0\max} = U_0(1 + a) = 6(1 + 0,1) = 6,6$ В. Задаемся коэффициентами B и D : $B \approx 1$; $D \approx 2,2$.

Пользуясь табл. 3.1 в [2] и выбранными коэффициентами B и D (см. пример 2), определяем ориентировочно постоянную составляющую тока и амплитуду обратного напряжения у вентиля

$$I_{\text{ср}} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 0,2 = 0,1 \text{ А}; U_{\text{обр}m} = 2,82BU_{0\max} = 2,82 \cdot 1 \cdot 6,6 = 18,6 \text{ В}.$$

Вентиль должен иметь допустимые значения $U_{\text{обр} \max}$ и $I_{\text{ср} \text{ доп}}$ больше вычисленных. Из справочника [6] выбираем полупроводниковый диод КД109А, у которого $U_{\text{обр} \max} = 100$ В, допустимый выпрямленный ток $I_{\text{пр ср} \max} = 0,3$ А и прямое падение напряжения $U_{\text{пр}} = 1$ В, вычисленное ранее значение $r_T = 4$ Ом. Параметры выбранного диода с хорошим запасом удовлетворяют требованиям.

Для ориентировочного определения сопротивления трансформатора $r_{\text{тр}}$ и индуктивности рассеяния L_S необходимо знать тип трансформатора. Выбираем броневого трансформатор. У него обмотки расположены на одном центральном стержне, поэтому коэффициент $S = 1$. Задаемся максимальной индукцией в сердечнике трансформатора $B_m = 1,2$ Тл [10], из табл. 3.2 в [2] берем коэффициенты $k_r = 4,7$; $k_L = 4,3$. Вычисляем

$$r_{\text{тр}} = k_r \frac{U_{\text{н}}}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{I_0 U_0}} = 4,7 \frac{6}{0,2 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{0,2 \cdot 6}} = 6,24 \text{ Ом.}$$

$$L_S = k_L \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S^3 U_0 I_0}{f_c B_m}} = 4,3 \frac{6 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 6 \cdot 0,2}{50 \cdot 1,2}} = 0,81 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Сопротивление индуктивности рассеяния

$$x_S = 2\pi f_c L_S = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,00081 = 0,254 \text{ Ом.}$$

Сопротивление фазы выпрямления (в фазе работает только один вентиль)

$$r_{\phi} = r_{\text{тр}} + r_{\text{т}} = 6,24 + 4 = 10,24 \text{ Ом.}$$

Определяем расчетные параметры

$$\varphi = \arctg \frac{x_S}{r_{\phi}} = \arctg \frac{0,254}{10,24} \cong 1,4^{\circ};$$

$$A = \frac{\pi r_{\phi} I_0}{m U_0} = \frac{3,14 \cdot 10,24 \cdot 0,2}{2 \cdot 6} = 0,53.$$

По определенным величинам φ и A из графиков рис.1.24 в [2], находим коэффициенты для расчета параметров трансформатора и вентиля: $B = 1,22$; $D \approx 2,0$; $H = 700$.

Определяем параметры трансформатора и вентиля. Действующее значение напряжения вторичной обмотки $U_2 = B U_0 = 1,22 \cdot 6 = 7,34 \text{ В.}$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = D I_0 / 2 = 2,0 \cdot 0,2 / 2 = 0,2 \text{ А.}$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,707 D I_0 U_2 / U_1 = 0,707 \cdot 2 \cdot 0,2 \cdot 7,34 / 220 = 0,00943 \text{ А.}$$

Габаритная мощность вторичных, первичных обмоток и трансформатора

$$P_2 = 2 I_2 U_2 = 2 \cdot 0,2 \cdot 7,34 = 2,94 \text{ В}\cdot\text{А};$$

$$P_1 = I_1 U_1 = 0,00943 \cdot 220 = 2,07 \text{ В}\cdot\text{А};$$

$$P_{\text{тр}} = (P_1 + P_2) / 2 = (2,07 + 2,94) / 2 = 2,5 \text{ В}\cdot\text{А.}$$

Наибольшее обратное напряжение, приложенное к вентилю,

$$U_{\text{обр max}} = 2,82 B U_{0 \text{ max}} = 2,82 \cdot 1,22 \cdot 6,6 = 22,7 \text{ В,}$$

а среднее значение тока вентиля

$$I_{cp} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 0,2 = 0,1 \text{ А.}$$

Предварительно выбранный диод КД109А пригоден для работы в проектируемом выпрямителе, так как все его параметры выше требуемых.

Определяем емкость конденсатора, исходя из коэффициента пульсаций на выходе фильтра $k_{п\text{ вых}} = 0,1$

$$C = \frac{H \cdot 10^{-6}}{k_{п\text{ вых}} r_{\phi}} = \frac{700 \cdot 10^{-6}}{0,1 \cdot 9,24} \cong 756 \text{ мкФ.}$$

В режиме холостого хода выпрямителя конденсатор зарядится до амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке, а оно с учетом возможного повышения напряжения питающей сети на 10 %

$$U_{0\text{ хх max}} = \sqrt{2}U_2(1+a) = 1,41 \cdot 7,34(1+0,1) = 11,38 \text{ В.}$$

Выбираем конденсатор на ближайшее напряжение $U_{раб} = 16 \text{ В}$. По справочнику [7] выбираем конденсатор типа К50-35 на напряжение $U_{раб} = 16 \text{ В}$ емкостью 1000 мкФ. Допустимый коэффициент пульсации для выбранного конденсатора при частоте пульсации $f_{п} = 100 \text{ Гц}$ составляет $k_{п\text{ доп}} = 10 \%$. При емкости конденсатора фильтра 1000 мкФ коэффициент пульсации схемы

$$k_{п\text{ вых}} = \frac{H \cdot 10^{-6}}{C \cdot r_{\phi}} = 700 / (1000 \cdot 10,24) = 0,068,$$

что меньше допустимого (0,1) для конденсатора.

Пример 4. Рассчитать транзисторный фильтр к выпрямителю примера 2. Исходные данные: напряжение на выходе фильтра $U_0 = 42 \text{ В}$; ток нагрузки $I_0 = 0,25 \text{ А}$; амплитудное значение первой гармоники пульсации на выходе фильтра $U_{01m\text{ вых}} = 0,04 \text{ В}$, а на входе $U_{01m\text{ вх}} = 1,95 \text{ В}$ (коэффициент сглаживания пульсаций $q \approx 49$); частота пульсации $f_{п} = 100 \text{ Гц}$, общий провод отрицательный, максимальная температура окружающей среды $t_{окр\text{ max}} = +40 \text{ }^\circ\text{С}$.

Порядок расчета

Выбираем схему фильтра с нагрузкой, включенной в цепь эмиттера (рис. 4). КПД такого фильтра выше, чем у фильтров с нагрузкой в цепи коллектора. Этот фильтр имеет малое выходное сопротивление, поэтому в схеме фильтра не нужен конденсатор на выходе.

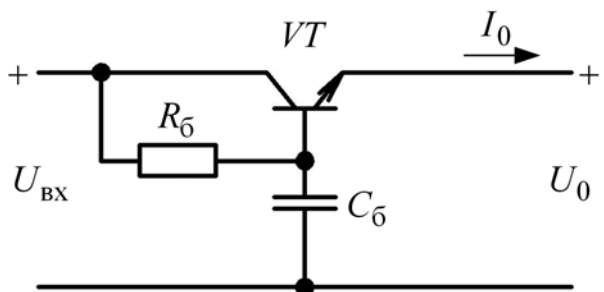


Рис. 4. Транзисторный фильтр

Определяем напряжение на входе фильтра

$$U_{\text{вх}} = U_0 + U_{\text{кэ min}} + U_{01m\text{вх}}.$$

Предполагая применить транзистор с малым напряжением $U_{\text{кэ min}}$, задаемся минимальным напряжением между коллектором и эмиттером транзистора $U_{\text{кэ min}} = 1,4$ В. Амплитуда пульсаций на входе фильтра $U_{01m\text{вх}}$ задана и равна примерно 2 В, тогда

$$U_{\text{вх}} = 42 + 1,4 + 2 = 45,4 \text{ В.}$$

Выбираем транзистор

У транзистора допустимое напряжение коллектор-эмиттер должно быть больше напряжения на входе фильтра $U_{\text{кэ доп}} > U_{\text{вх}} = 45,4$ В; допустимый ток коллектора $I_{\text{к}} > 2I_0 = 2 \cdot 0,25 = 0,5$ А; ток базы в выбранном режиме должен превышать обратный ток коллектора не меньше чем на порядок. Этим условиям удовлетворяет транзистор КТ815В, у которого $I_{\text{к max}} = 1,5$ А; $U_{\text{нас}} = 0,6$ В; $U_{\text{кэ max}} = 70$ В; $I_{\text{к0}} = 300$ мкА; $h_{21э} = 50$; $h_{11б} = 0,7$; $P_{\text{к доп}} = 10$ Вт с радиатором; $t_{\text{пер max}} = 85$ °С; $R_{\text{T, переход-среда}} = 35$ °С/Вт.

Выбранное напряжение $U_{\text{кэ min}} = 1,4$ В больше $U_{\text{нас}} = 0,6$ В, следовательно, рабочая точка транзистора, как это и требуется для работы фильтра, будет находиться в активной области выходных характеристик.

Определяем допустимую мощность $P_{\text{к max}}$ для КТ815В, рассеиваемую транзистором без радиатора

$$P_{\text{к max}} = \frac{t_{\text{пер max}} - t_{\text{окр max}}}{R_{\text{T, переход-среда}}} = \frac{85 - 40}{35} = 1,3 \text{ Вт.}$$

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора,

$$P_{\text{к}} = U_{\text{кэ}} I_{\text{к}} = (45,4 - 42)0,25 = 0,85 \text{ Вт.}$$

Так как $P_{\text{к}} < P_{\text{к max}}$, то транзистор можно ставить без радиатора. Определяем ток базы транзистора

$$I_{\text{б}} = I_{\text{к}} / h_{21э} = 0,25 / 50 = 5 \text{ мА.}$$

Ток базы транзистора превышает обратный ток коллектора более чем в 10 раз.

Определяем сопротивление в цепи базы

$$R_{\text{б}} = (U_{\text{кэ}} - U_{\text{эб}}) / I_{\text{б}} = (3,4 - 0,5) / 5 \cdot 10^{-3} = 580 \text{ Ом.}$$

Берем резистор $R_6 = 620$ Ом.

Определяем емкость конденсатора в цепи базы

$$C_6 \geq \frac{2q}{2\pi m f_c R_6} = \frac{2 \cdot 49}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 620} = 251 \text{ мкФ.}$$

Берем конденсатор К50-35 емкостью 330 мкФ на рабочее напряжение 100 В (см. пример 2).

При определении емкости C_6 полагаем, что коэффициент передачи пульсации входного напряжения на выход через фильтр $R_6 C_6$ и эмиттерный повторитель на транзисторе VT в 2 раза меньше общего [2].

Определяем значение получившегося коэффициента сглаживания пульсаций. У выбранного транзистора $h_{21э} = 50$, $h_{11э} = h_{11б}(1+h_{21э}) = 0,7 \cdot 51 = 35,7$ Ом и найденная по выходным характеристикам величина $h_{22э} = 10^{-3}$. Отсюда имеем

$$q = \left(\frac{U_0}{U_{\text{вх}}} \right) / \sqrt{\left(\frac{h_{11э} h_{22э}}{1 + h_{21э}} \right)^2 + \frac{1}{(m \omega_c R C)^2}};$$
$$q = \left(\frac{42}{45,4} \right) / \sqrt{\left(\frac{35,7 \cdot 10^{-3}}{1 + 50} \right)^2 + \frac{1}{(2 \cdot 6,28 \cdot 50 \cdot 620 \cdot 330 \cdot 10^{-6})^2}} = 119.$$

Поскольку получившийся коэффициент сглаживания q больше заданного, можно уменьшить емкость конденсатора C_6 до 220 мкФ и пересчитать получившийся коэффициент сглаживания пульсаций.

Контрольные вопросы

1. Из каких соображений выбирается тип сглаживающего фильтра?
2. Из каких соображений выбирается схема выпрямления?
3. Как подбираются вентили для выпрямителей?
4. Как определяется число фаз выпрямления?
5. Какие выпрямители применяются в трехфазной сети?
6. Какие требования предъявляются к дросселям сглаживающих фильтров?
7. Каковы особенности применения магнитосвязанных дросселей?
8. Как оценить КПД выпрямителя, фильтра, всего устройства? Что вы можете предложить для его повышения?
9. Как оценить тепловой режим работы вентиля? Как обеспечить их работоспособность при заданной температуре окружающей среды?

Лабораторная работа 2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИОННОГО СТАБИЛИЗАТОРА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Цель работы – привитие навыков проектирования источников опорного напряжения, компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия на базе операционных усилителей, их моделирования, освоение методик их расчета и оценки энергетических показателей.

Краткие теоретические сведения

Введение отрицательной обратной связи (ООС) изменяет коэффициент передачи стабилизатора. Известно [3], что

$$K_{\text{ООС}} = K_0 / (1 + b_{\text{ООС}} K_0),$$

где $K_{\text{ООС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ – коэффициент передачи устройства с ООС;

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U} \text{ – коэффициент передачи прямого канала;}$$

$\Delta U = U_{\text{ВХ}} - U_{b_{\text{ООС}}}$ – сигнал рассогласования (ошибки), поступающий на вход прямого канала;

$$b_{\text{ООС}} = \frac{U_{b_{\text{ООС}}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \text{ – коэффициент передачи цепи ООС;}$$

$U_{b_{\text{ООС}}}$ – сигнал на выходе цепи ООС, поступающий на устройство сравнения.

В нашем случае коэффициент передачи цепи ООС

$$b_{\text{ООС}} = K_{U_0} K_{\text{дел}},$$

где $K_{\text{дел}} = R_2 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент передачи делителя;

K_{U_0} – коэффициент усиления операционного усилителя (ОУ).

Тогда коэффициент передачи стабилизатора, охваченного петлей ООС с операционным усилителем в цепи ООС

$$K_{\text{ст ООС}} = K_{\text{ст}_0} / (1 + K_{\text{ст}_0} K_{U_0} K_{\text{дел}}),$$

где $K_{\text{ст}_0} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$ – коэффициент передачи стабилизатора без обратной

связи, то есть это коэффициент передачи прямого канала, причем $K_{ст0} < 1$.

Тогда относительный коэффициент стабилизации по напряжению (не путать его с коэффициентом передачи)

$$k_{U_{ст0}} = \frac{\Delta U_{ВХ} / U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ} / U_{ВЫХ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{1}{K_{ст0}},$$

и он уже больше единицы, что соответствует теории.

Если же стабилизатор охвачен ООС, то относительный коэффициент стабилизации по напряжению при наличии ООС

$$k_{U_{ст\ ООС}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{1}{K_{ст\ ООС}},$$

$$k_{U_{ст\ ООС}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{1 + K_{ст0} K_{U_0} K_{дел}}{K_{ст0}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ} K_{ст0}} + \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \frac{K_{ст0} K_{U_0} K_{дел}}{K_{ст0}},$$

$$k_{U_{ст\ ООС}} = k_{U_{ст0}} + \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} K_{U_0} K_{дел} \approx \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} K_{U_0} K_{дел} \gg 1,$$

так как коэффициент усиления ОУ по напряжению достаточно высок.

Таким образом, введение в цепь обратной связи операционного усилителя позволяет существенно повысить качество выходного напряжения стабилизатора. Учитывая также, что цепь ООС в непрерывном компенсационном стабилизаторе напряжения является связью по напряжению, выходное сопротивление стабилизатора с усилителем в цепи ООС уменьшается примерно в $K_{ст0} K_{U_0} K_{дел}$ раз, что значительно снижает коэффициент неустойчивости выходного напряжения по току нагрузки.

Лабораторное задание

Спроектировать компенсационный стабилизатор постоянного напряжения на базе операционного усилителя с исходными данными, заданными преподавателем. Выполнить компьютерное моделирование разработанного устройства в одной из систем схемотехнического проектирования, исполнить конструкторские документы проекта: схему электрическую принципиальную, перечень элементов, чертеж печатной платы.

При выполнении задания необходимо обосновать выбор схемы компенсационного стабилизатора напряжения, обосновать применение источника опорного напряжения (ИОН), рассчитать его, рассчитать режимы работы всех элементов схемы с учетом направлений протекающих токов и

действующих напряжений, подобрать все компоненты схемы. Особое внимание следует уделить питанию операционного усилителя. Кроме того, следует провести оценку тепловых режимов всех компонентов, особенно регулирующего элемента, и величины КПД стабилизатора, а также анализ полученных результатов. Методика расчета будет понятна из приведенного примера, однако использование любых формул и схем должно быть обосновано и объяснено. Отчет должен содержать расчет, результаты моделирования, разработанные конструкторские документы и выводы.

Пример расчета

Рассчитать компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия, предназначенный для питания нагрузки при $U_H = 5$ В, $I_H = 1$ А. Диапазон изменения входного напряжения 9,2...13,2 В, относительный коэффициент стабилизации по напряжению $k_{U_{ст}} > 1000$.

Порядок расчета

Выберем в качестве регулирующего элемента (РЭ) биполярный транзистор из следующих условий

$$I_{к \text{ max доп}} \geq I_{к} \cdot K_{зап} = 1 \cdot 1,45 = 1,45 \text{ А};$$

$$U_{кэ \text{ max доп}} \geq U_{вх \text{ max}} \cdot K_{зап} = 13,2 \cdot 1,45 = 19 \text{ В};$$

$$P_{к} \geq I_{к \text{ max}} (U_{вх \text{ max}} - U_{вых}) = 1(13,2 - 5) = 8,2 \text{ Вт};$$

где $K_{зап}$ – коэффициент запаса, равный 1,2...1,5, принятый 1,45.

Этим требованиям удовлетворяет транзистор КТ817А [6]:

$$U_{кэ \text{ max доп}} = 40 \text{ В} (R_{бэ} \leq 1 \text{ кОм}); I_{к \text{ max доп}} = 5 \text{ А}; P_{к} = 25 \text{ Вт}; h_{21э} = 25.$$

Максимальный ток базы транзистора для обеспечения заданного тока нагрузки 1 А

$$I_{б} = I_{н} / (h_{21э} + 1) = 1 / 26 = 38,46 \text{ мА}.$$

В режиме холостого хода ($R_{н} = \infty$) этот ток должен протекать в выходной цепи операционного усилителя.

Однако этот ток превышает выходной ток типовых операционных усилителей, выполненных в виде ИС. Поэтому для согласования базового тока транзистора с выходным током операционного усилителя необходимо либо выбрать другой транзистор с большим значением $h_{21э}$, либо в качестве регулирующего элемента использовать схему составного транзистора.

В рассматриваемом случае воспользуемся схемой составного транзистора, дополнив транзистор КТ817А транзистором КТ315А [9] (рис. 5).

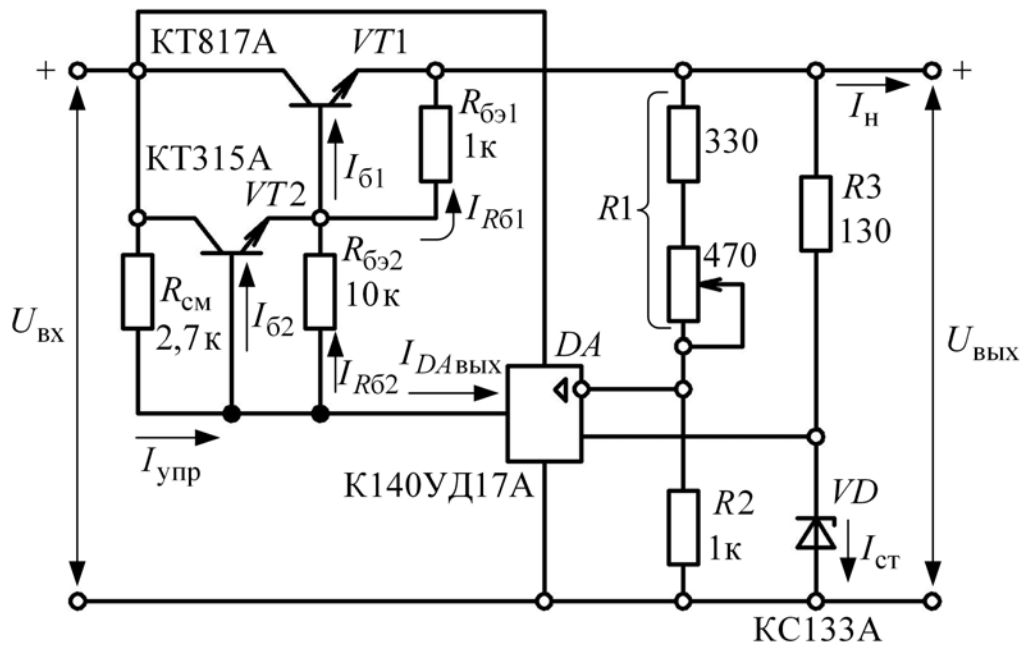


Рис. 5. Схема стабилизатора непрерывного действия

В этом случае максимальный управляющий ток регулирующего элемента (составного транзистора) определяем, пользуясь первым и вторым законами Кирхгофа:

$$I_{\text{упр}} = \left(\frac{I_{\text{H}}}{h_{21\text{э}1} + 1} + \frac{U_{\text{бэ}1}}{R_{\text{бэ}1}} \right) \frac{1}{h_{21\text{э}2} + 1} + \frac{U_{\text{бэ}2}}{R_{\text{бэ}2}},$$

где $R_{\text{бэ}1}$ – резистор, шунтирующий эмиттерный переход транзистора $VT1$, его сопротивление оговаривается в справочных данных на транзистор,

$$\frac{I_{\text{H}}}{h_{21\text{э}1} + 1} - \text{ток базы транзистора } VT1.$$

Для транзистора КТ315А имеем: $h_{21\text{э} \text{ min}} = 30$; $R_{\text{бэ}} = 10$ кОм. Тогда, полагая $U_{\text{бэ}1} = U_{\text{бэ}2} = 0,7$ В, получаем

$$I_{\text{упр}} = \left(\frac{1}{25 + 1} + \frac{0,7}{1 \cdot 10^3} \right) \frac{1}{30 + 1} + \frac{0,7}{10 \cdot 10^3} = 1,32 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Сопротивление резистора $R_{\text{см}}$ выбираем из условия обеспечения протекания тока $I_{\text{упр}}$, который, в свою очередь, обеспечивает протекание тока $I_{\text{H}} \cong I_{\text{э}1} = 1$ А при наименьшем входном напряжении стабилизатора

$$R_{\text{см}} \cong (U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}) / I_{\text{упр}} = (9,2 - 5) / 1,32 \cdot 10^{-3} = 3,18 \text{ кОм.}$$

С запасом выбираем $R_{см} = 2,7$ кОм. В этом случае максимальный выходной ток операционного усилителя для обеспечения полной регулировки составного транзистора, должен быть

$$I_{DA_{вых\ max}} = (U_{вх\ max} - U_{вых}) / R_{см} = (13,2 - 5) / 2,7 \cdot 10^3 = 3,03 \text{ мА.}$$

В качестве источника эталонного напряжения используем параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне. Стабилитрон выбираем из условия $U_{ст0} < U_{вых}$ [8]. Используем стабилитрон типа КС133А [6] (для него $U_{ст0\ min} = 2,97$ В; $U_{ст0\ max} = 3,63$ В; при $I_{ст} = 10$ мА $r_{ст} = 65$ Ом; $I_{ст\ max\ доп} = 81$ мА).

Сопротивление балластного резистора R_3 выберем в предположении, что $I_{вх}$ операционного усилителя равен нулю и $I_{ст\ min} = 10$ мА:

$$R_3 = \frac{U_{вых} - U_{ст0\ max}}{I_{ст\ min}} = \frac{5 - 3,63}{10 \cdot 10^{-3}} = 137 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_3 = 130$ Ом. При выбранном R_3 максимально возможный ток стабилитрона

$$I_{ст\ max} = (U_{вых} - U_{ст0\ min}) / R_3 = (5 - 2,97) / 130 = 15,6 \text{ мА,}$$

что меньше максимально допустимого тока стабилитрона (81 мА).

Считая $U_{ст0} = 3,3$ В и учитывая, что из принципа виртуального замыкания следует равенство напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ, найдем требуемый коэффициент передачи делителя на резисторах R_1, R_2 :

$$K_{дел} = U_{ст0} / U_{вых} = R_2 / (R_1 + R_2) = 3,3 / 5 = 0,66.$$

Тогда, полагая $R_2 = 1$ кОм, определяем значение R_1 .

Определим допустимый диапазон изменения сопротивления резистора R_1 для возможности установки номинального напряжения на выходе стабилизатора при разбросе напряжений стабилизации стабилитрона и в предположении, что $R_2 = \text{const} = 1$ кОм:

$$R_{1\ max} = \frac{R_2 (U_{вых} - U_{ст0\ min})}{U_{ст0\ min}} = \frac{10^3 (5 - 2,97)}{2,97} = 683 \text{ Ом;}$$

$$K_{дел\ min} = 0,59;$$

$$R_{1\ min} = \frac{R_2 (U_{вых} - U_{ст0\ max})}{U_{ст0\ max}} = \frac{10^3 (5 - 3,63)}{3,63} = 377 \text{ Ом;}$$

$$K_{дел\ max} = 0,73.$$

Возможное изменение R_1 равно 306 Ом. Реализуем резистор R_1 последовательным соединением постоянного резистора 330 Ом и подстроечного резистора 470 Ом.

Пренебрегая значением $k_{U_{CT0}}$, из выражения для относительного коэффициента стабилизации по напряжению стабилизатора с ООС получаем минимальную величину коэффициента усиления ОУ

$$K_{U_0 \min} > \frac{k_{U_{CT}} \text{ООС} U_{\text{ВХ max}}}{U_{\text{ВЫХ}} K_{\text{дел min}}} = \frac{1000 \cdot 13,2}{5 \cdot 0,59} = 4,47 \cdot 10^3.$$

Операционный усилитель выбираем из условия $K_{U_0} \geq 4,5 \cdot 10^3$, $I_{\text{ВЫХ}} \geq 3,03$ мА. Этим условиям отвечает усилитель типа К140УД17А, у которого $K_{U_0} = 2 \cdot 10^5$, $I_{DA_{\text{ВЫХ}}} \geq 6$ мА. Особое внимание следует уделить его питанию. Особенностью рассчитанного стабилизатора является питание операционного усилителя непосредственно от входного напряжения. Это обусловлено тем, что максимально допустимое напряжение его питания больше входного напряжения стабилизатора и коэффициент усиления усилителя практически не изменяется при изменении напряжения питания в широких пределах.

Основным недостатком компенсационных стабилизаторов непрерывного действия является достаточно низкий КПД, который для подобных устройств принципиально не может превышать значения

$$\eta = P_{\text{Н}} / P_{\text{ВХ}} \cong U_{\text{Н}} I_{\text{Н}} / (U_{\text{Н}} + U_{\text{рз}}) I_{\text{Н}} = 1 / \left(1 + \frac{U_{\text{рз}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right),$$

где $U_{\text{рз}}$ – падение напряжения на регулирующем элементе.

Максимальная величина КПД у разработанного стабилизатора

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\text{рз min}}}{U_{\text{ВЫХ}}}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\text{ВХ min}} - U_{\text{Н}}}{U_{\text{ВЫХ}}}} = \frac{1}{1 + \frac{9,2 - 5}{5}} \approx 0,54.$$

Для увеличения КПД переходят к компенсационным стабилизаторам импульсного действия.

Контрольные вопросы

1. Какими недостатками обладают простейшие параметрические стабилизаторы? Как их можно уменьшить или устранить?
2. Как влияет нагрузка на работу параметрического стабилизатора? Как это должен учитывать разработчик?

3. Как влияет тепловой режим стабилизатора на характеристики параметрического стабилизатора?
4. Какие преимущества имеют компенсационные стабилизаторы? Что они дают разработчику?
5. Зачем в компенсационном стабилизаторе используется источник опорного напряжения? Какую роль он играет?
6. Какие структуры регулирующих элементов используются в компенсационных стабилизаторах?
7. Какую роль играет ОУ в компенсационном стабилизаторе? Каким требованиям он должен удовлетворять? Каким требованиям должно удовлетворять питание ОУ? Почему?
8. На какой вход ОУ подается напряжение с ИОН? Объясните вашу точку зрения.
9. Как оценивается КПД компенсационного стабилизатора? Какие пути его повышения вы знаете?
10. Как оценивается тепловой режим работы стабилизатора, регулирующего элемента? Как обеспечить нормальное функционирование теплонагруженных элементов?

Лабораторная работа 3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ДЕЙСТВИЯ

Цель работы – освоение навыков проектирования источников вторичного электропитания (ИВЭП) импульсного действия, методов анализа и синтеза схем, их моделирования, методик расчета импульсных преобразователей и оценки их энергетических показателей.

Краткие теоретические сведения

Источники вторичного электропитания импульсного действия в настоящее время получили очень широкое распространение. Их основой являются импульсные преобразователи напряжения.

В импульсном преобразователе напряжения регулируемое сопротивление (транзистор в активном режиме) заменяется электронным ключом, который преобразует постоянное входное напряжение в периодическую

последовательность прямоугольных импульсов. Транзистор, работающий в ключевом режиме, большую часть времени находится либо в области отсечки, либо в области насыщения, а зону активного режима (линейного) проходит с высокой скоростью за малое время переключения. Это приводит к тому, что средняя за период мощность, рассеиваемая в транзисторе, оказывается намного меньше, чем в регуляторе непрерывного действия. Малые потери в транзисторах приводят к уменьшению или даже исключению охлаждающих радиаторов.

Улучшение массогабаритных показателей источников электропитания импульсного действия достигается также за счет того, что из схемы источника питания исключается силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц. Вместо него в схему вводится высокочастотный трансформатор или дроссель, габаритные размеры и масса которых значительно меньше. Кроме того, значительно упрощаются и фильтры для подавления высокочастотных пульсаций.

Расширение областей применения ИВЭП импульсного действия сопровождается усложнением их схемных решений. Однако все они вписываются в обобщенную схему, которая включает в себя помехоподавляющий фильтр, сетевые выпрямитель и фильтр, высокочастотный инвертор, высокочастотные выпрямитель и фильтр, схему управления с драйвером, дополнительный источник питания.

Лабораторное задание

Спроектировать ИВЭП импульсного действия по обобщенной функциональной схеме [8] в соответствии с заданием, предложенным преподавателем. Особое внимание уделить синтезу и расчету силового инвертора. Выполнить компьютерное моделирование устройства, исполнить конструкторские документы: схему электрическую принципиальную, перечень элементов, чертеж печатной платы. При выборе электронных компонентов предпочтение следует отдавать СНР-компонентам для поверхностного монтажа. При проектировании печатной платы необходимо правильно компоновать элементы управления и силовые элементы, развести цепи управления и силовые цепи, цепи заземления. Провести оценку тепловых режимов энергонагруженных элементов, оценить КПД ИВЭП, провести анализ полученных результатов. Отчет должен содержать расчет, результаты моделирования, разработанные конструкторские документы и выводы.

Методика расчета будет понятна из приведенного ниже примера.

Пример расчета источника электропитания импульсного действия

Исходные данные: выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$, входное линейное напряжение $U_{\text{л}} = (220 \pm 22) \text{ В}$ трехфазного тока частотой 400 Гц. Диапазон регулирования выходного напряжения от $U_{\text{вых}}$ до $1,04U_{\text{вых}}$. Нестабильность выходного напряжения при воздействии влияющих факторов $\Delta U_{\text{вых}} = \pm 5 \%$. Максимальные пульсации $U_{\sim} = 50 \text{ мВ}$. Выходной ток $I_{\text{вых}} = 60 \text{ А}$. Порог срабатывания $I_{\text{защ}}$ защиты при перегрузке не более 70 А. Температура окружающей среды от -50 до $+50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Порядок расчета

Определяем номинальную $P_{\text{вых ном}}$ и максимальную $P_{\text{вых max}}$ выходные мощности источника

$$P_{\text{вых ном}} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} = 5 \cdot 60 = 300 \text{ Вт.}$$

$$P_{\text{вых max}} = 1,04U_{\text{вых}} I_{\text{защ}} = 1,04 \cdot 5 \cdot 70 = 364 \text{ Вт.}$$

Определяем максимальное $U_{d \text{ max}}$ и минимальное $U_{d \text{ min}}$ выпрямленные напряжения сетевого выпрямителя. Прямое падение напряжения $\Delta U_{\text{пр д}}$ на диоде принимаем равным 1 В.

$$U_{d \text{ max}} = \sqrt{2}U_{\text{л max}} = \sqrt{2}(220 + 22) = 341 \text{ В,}$$

$$U_{d \text{ min}} = 2,34U_{\text{ф min}} - 2\Delta U_{\text{пр д}} = 2,34(127 - 12,7) - 2 \cdot 1 = 265 \text{ В,}$$

где $U_{\text{ф min}}$ – минимальное фазное напряжение.

Определим необходимую выходную мощность $P_{\text{вых и}}$ инвертора. Полагаем, что общий КПД выходных высокочастотных выпрямителя и трансформатора равен 80 % [4]. Тогда $P_{\text{вых и}} = P_{\text{вых ном}}/\eta = 300/0,8 = 375 \text{ Вт}$.

Принимаем выходную номинальную мощность инвертора $P_{\text{вых и}} = 400 \text{ Вт}$. Максимальная мощность инвертора с учетом перегрузок

$$P_{\text{и max}} = P_{\text{вых max}}/\eta = 364/0,8 = 455 \text{ Вт.}$$

Для заданной выходной мощности инвертора выбираем полумостовую схему инвертора с последовательным соединением транзисторов и возвратными диодами (рис. 6).

Определяем максимальный ток $I_{\text{к max}}$, переключаемый транзисторами инвертора, из соотношения (при минимальном напряжении на выходе сетевого выпрямителя)

$$I_{\text{к max}} = \frac{2,2P_{\text{и max}}}{U_{d \text{ min}} k_{3 \text{ max}}} = \frac{2,2 \cdot 455}{265 \cdot 0,85} = 4,44 \text{ А,}$$

где $k_{3 \max}$ – максимальный коэффициент заполнения тактового промежутка импульсами при работе инвертора с учетом минимальной паузы, $k_{3 \max} = 0,85$.

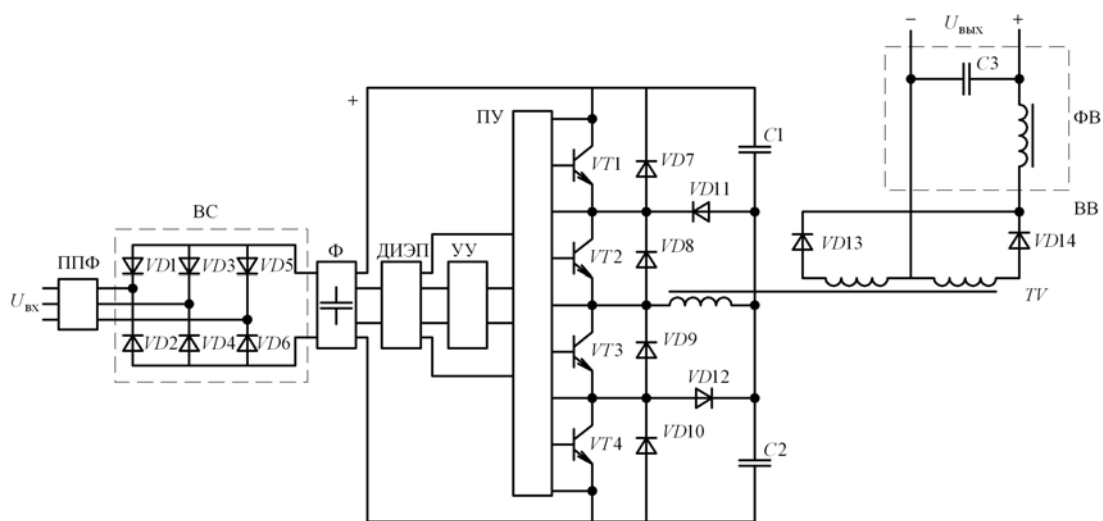


Рис. 6. Схема источника электропитания импульсного действия с последовательным соединением транзисторов и возвратными диодами: ППФ – помехоподавляющий фильтр; ВС – выпрямитель сетевой; Ф – фильтр низкочастотный; ДИЭП – дополнительный источник электропитания; УУ – устройство управления; ВВ – высокочастотный выпрямитель; ФВ – фильтр высокочастотный, ПУ – предварительные усилители (драйверы)

Принимаем максимальное значение переключаемого тока равным 5 А для выбора транзистора. Определяем максимальное значение переключаемого напряжения коллектор-эмиттер транзисторов инвертора для полумостовой схемы

$$U_{кэ \max} = 1,2U_d \max / 2 = 1,2 \cdot 341 / 2 = 204,6 \approx 205 \text{ В.}$$

Коэффициент 1,2 выбирается с учетом того, что напряжение коллектор-эмиттер транзисторов при переключении в рассматриваемой схеме обычно выше, чем $(1/2)U_d$ из-за паразитных индуктивностей монтажа.

Задаемся минимальной частотой преобразования $f_{п \min} = 20 \text{ кГц}$.

Определяем время спада $\tau_{сп}$ (рис. 7) коллекторного тока I_k для выбираемых транзисторов инвертора. Принимаем, что время спада не должно превышать 1 % длительности периода частоты преобразования

$$\tau_{сп} = 1 / (10^2 f_{п}) = 1 / (10^2 \cdot 20000) = 0,5 \text{ мкс.}$$

По полученным данным выбираем транзистор инвертора типа 2Т841А с параметрами

$$I_{к\max} = 15 \text{ А}; h_{21э\min} = 6; \tau_{сп} = 0,5 \text{ мкс}; \tau_{рас} = 2 \text{ мкс}; t_{вкл} = 0,3 \text{ мкс};$$

$$I_{к\text{пост}} = 10 \text{ А}; U_{кэ\max} = 600 \text{ В}; U_{бэ\text{нас}} = 1,2 \text{ В}; U_{кэ\text{огр}} = 350 \text{ В}.$$

Определяем выходную мощность сетевого выпрямителя $P_{\text{вых св}}$, приняв КПД инвертора $\eta_{\text{инв}}$ равным 0,94 [4],

$$P_{\text{вых св}} = P_{\text{и max}} / \eta_{\text{инв}} = 455 / 0,94 = 484 \text{ Вт}.$$

Для фильтра сетевого выпрямителя выбираем конденсатор типа К50-29-450 В и определяем его емкость

$$C_{\text{ф св}} = \frac{0,5 P_{\text{вых св}}}{U_{\text{л min}} f_c m U_{C\sim}} = \frac{0,5 \cdot 484}{198 \cdot 400 \cdot 6 \cdot 11} = 46,3 \text{ мкФ},$$

где $U_{C\sim}$ – допустимая амплитуда пульсаций для конденсатора К50-29-450 В при частоте пульсаций выпрямленного тока 2400 Гц составляет 11 В (для мостовой схемы выпрямления трехфазного тока $m = 6$).

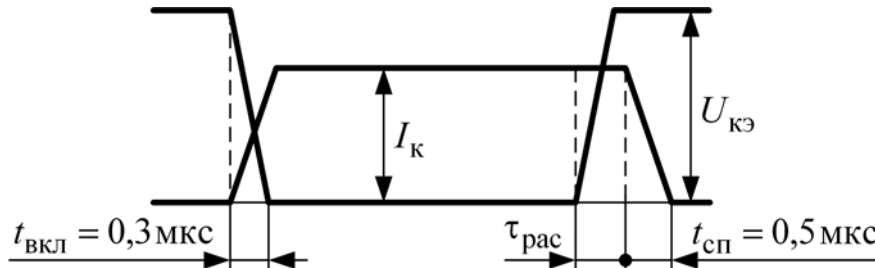


Рис. 7. Диаграмма изменения тока и напряжения при переключениях транзистора

С учетом допустимых разбросов и температурных уходов емкости выбираем конденсаторы типа К50-29-450 В-22 мкФ [7] в количестве 3 штук и включаем их параллельно [4].

Расчет сетевого выпрямителя

Для трехфазной мостовой схемы выпрямления средний ток через диод

$$I_{\text{д ср}} = 0,33 I_d = 0,33 \cdot 1,83 = 0,6 \text{ А},$$

где I_d – максимальное значение выходного тока сетевого выпрямителя

$$I_d = P_{\text{вых св}} / U_{d \text{ min}} = 484 / 265 = 1,83 \text{ А}.$$

Максимальное значение обратного напряжения, приложенного к выпрямительному диоду, при работе на емкостную нагрузку

$$U_{\text{обр д}} = 1,5 U_{d \text{ max}} = 1,5 \cdot 341 = 511 \text{ В}.$$

По прямому среднему току и максимальному обратному напряжению выбираем выпрямительный диод типа 2Д220В с параметрами

$$I_{\text{пр ср}} = 3 \text{ А}; U_{\text{обр max}} = 600 \text{ В}.$$

Выбор конденсаторов для полумостовой схемы инвертора.

Для емкостного делителя напряжения полумостовой схемы инвертора выбираем пленочные конденсаторы для работы при напряжении 170 В типа К73-16-250 В емкостью

$$C_1 = C_2 = P_{\text{вых СВ}} / (4f_{\text{п}} \delta U_C^2) = 484 / (4 \cdot 20000 \cdot 0,05 \cdot 132,5^2) = 6,9 \text{ мкФ},$$

где $U_C = \frac{U_{d \text{ min}}}{2} = \frac{265}{2} = 132,5 \text{ В}$ (чтобы обеспечить выходную мощность при минимальном напряжении на выходе сетевого выпрямителя);

$\delta = U_{C\sim} / U_{C \text{ ном}}$ – отношение допустимого значения пульсации $U_{C\sim}$ на частоте 20 кГц к номинальному напряжению $U_{C \text{ ном}}$ конденсатора. Для конденсатора К73-16-250 В

$$U_{C\sim} = 12 \text{ В}; U_{C \text{ ном}} = 250 \text{ В}; \delta = 12 / 250 = 0,05.$$

Выбираем конденсаторы типа К73-16-250 В-3,9 мкФ и включаем их по два параллельно в каждое плечо моста. Тогда получаем

$$C_1 = C_2 = 3,9 \cdot 2 = 7,8 \text{ мкФ}.$$

Расчет напряжений трансформатора и параметров выходного выпрямителя

Напряжение U_1 первичной обмотки трансформатора, на которую подается напряжение с выхода инвертора (при минимальном напряжении на выходе выпрямителя),

$$U_1 = 0,5U_{d \text{ min}} - 2U_{\text{кэ нас}} = 0,5 \cdot 265 - 2 \cdot 1,5 = 129,5 \text{ В},$$

где принимаем $U_{\text{кэ нас}} = 1,5 \text{ В}$ для ненасыщенного режима работы транзистора.

Определяем минимальное значение напряжения $U_{2 \text{ min}}$ вторичной обмотки трансформатора с учетом прямого падения напряжения $\Delta U_{\text{пр д}}$ на диоде высокочастотного выпрямителя, коэффициента заполнения тактового промежутка импульсами инвертора и падения напряжения $\Delta U_{\text{др}}$ на дросселе фильтра

$$U_{2 \text{ min}} = 1,04U_{\text{вых}} / k_{3 \text{ max}} + \Delta U_{\text{пр д}} + \Delta U_{\text{др}},$$

где $k_{3 \text{ max}}$ – коэффициент заполнения, принимаем равным 0,85.

Малое значение $\Delta U_{\text{пр д}}$ имеют диоды Шоттки, поэтому задаемся падением напряжения 0,67 В, характерным для этих диодов.

Принимаем падение напряжения на дросселе фильтра при протекании постоянного тока равным 0,15 В, что характерно для дросселей типа Д13. С учетом принятых значений

$$U_{2 \text{ min}} = 1,04 \cdot 5 / 0,85 + 0,67 + 0,15 = 6,93 \text{ В}.$$

Принимаем напряжение вторичной обмотки равным 7 В. При этом коэффициент трансформации $K_{\text{тр}} = U_1 / 7 = 129,5 / 7 = 18,5$.

Определяем максимальное напряжение вторичной обмотки трансформатора для выбора типа диода

$$U_{2\max} = 0,5U_{d\max} / K_{\text{тр}} = 0,5 \cdot 341 / 18,5 = 9,2 \text{ В.}$$

В рассматриваемой схеме выпрямления к диоду прикладывается максимальное обратное напряжение

$$U_{\text{обр}\max} = 2U_{2\max} = 2 \cdot 9,2 = 18,4 \text{ В.}$$

С учетом высокочастотных пульсаций, которые возникают при работе выпрямителя, выбирается диод с допустимым обратным напряжением $U_{\text{обр}} \geq 25 \text{ В}$. Этому условию удовлетворяет диод типа 2Д2998В (диод Шоттки).

Поскольку выходная мощность инвертора сравнительно большая (400 Вт), поэтому с точки зрения конструктивного исполнения целесообразно выполнить выходную часть схемы источника электропитания в виде двух каналов мощностью каждого примерно 200 Вт. Выходные выпрямитель и фильтр в каждом канале рассчитываются на ток 30 А.

Определяем потери мощности в диодах выходного выпрямителя. Прямое падение напряжения у диода типа 2Д2998В равно 0,6 В при температуре 25 °С. При прямом токе через диод $I_{\text{д}} = 30 \text{ А}$ потери мощности в диодах высокочастотного выпрямителя

$$P_{\text{выпр}} = 2I_{\text{д}}\Delta U_{\text{пр д}} = 2 \cdot 30 \cdot 0,6 = 36 \text{ Вт.}$$

По полученному значению потерь проводится расчет теплоотвода для диодов и КПД выпрямителя.

Расчет выходного фильтра

Индуктивность L дросселя выбирается из условия непрерывности тока при минимальной нагрузке, составляющей 20 % номинальной:

$$L = \frac{1,04U_{\text{ВЫХ}}(T/2 - t_{\text{и}})}{0,2I_{\text{кан}}},$$

где T – период частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ пульсаций выпрямленного напряжения; $T = 1/f_{\text{ВЫХ}} = 1/40000 = 25 \text{ мкс}$; $t_{\text{и}}$ – минимальная длительность импульса; $I_{\text{кан}}$ – ток одного канала; $I_{\text{кан}} = I_{\text{ВЫХ}}/2 = 60/2 = 30 \text{ А}$.

Принимаем $t_{\text{и}} = T/4 = 25/4 = 6,25 \text{ мкс}$.

Находим значение индуктивности

$$L = \frac{1,04 \cdot 5(12,5 - 6,25)}{0,2 \cdot 30} = 5,4 \text{ мкГн.}$$

По полученному значению индуктивности выбираем дроссель типа Д13-21 с параллельным включением обмоток, что позволяет использовать его на ток 32 А при индуктивности 5 мкГн. Емкость фильтра выбирается по минимальному значению заданной пульсации $U_{\text{ВЫХ}\sim}$.

Задаемся значением пульсации $U_{\text{ВЫХ}\sim} = 0,01$ В и определяем емкость C_3 конденсатора фильтра

$$C_3 = \frac{1,04U_{\text{ВЫХ}} T(T/2 - t_{\text{И}})}{4LU_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1,04 \cdot 5 \cdot 25 \cdot 10^{-6} (12,5 - 6,25) 10^{-6}}{4 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,01} = 4062 \text{ мкФ.}$$

С учетом допустимых разбросов и температурных уходов выбираем конденсатор типа К50-29-6,3 емкостью 6800 мкФ.

Определение потерь мощности в транзисторах инвертора

Потери в транзисторе, работающем в режиме переключения, состоят из суммы статических и динамических потерь. Статические потери определяются потерями $P_{\text{нас}}$ в режиме насыщения и $P_{\text{отс}}$ в режиме отсечки

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{отс}},$$

где $P_{\text{нас}} = (U_{\text{кэ нас}} I_{\text{к макс}} + I_{\text{б макс}} U_{\text{бэ нас}}) t_{\text{И}} / T$; $P_{\text{отс}} = I_{\text{ко}} U_{\text{кэ}} (1 - t_{\text{И}} / T)$.

Потерями в режиме отсечки в данном случае можно пренебречь ввиду их малости и оценивать статические потери только в режиме насыщения.

Определяем максимальный ток базы при минимальном коэффициенте усиления для пониженной температуры (-50°C):

$$I_{\text{б макс}} = \frac{I_{\text{к макс}}}{h_{21э}} = 5 / 6 = 0,83 \text{ А.}$$

Учитывая, что $U_{\text{кэ нас}} = 1,5$ В, и принимая максимальный коэффициент заполнения $t_{\text{И}} / T = 0,4$, статические потери в транзисторе

$$P_{\text{ст}} = (1,5 \cdot 5 + 0,83 \cdot 1,2) 0,4 = 3,4 \text{ Вт.}$$

Статические потери в четырех транзисторах инвертора

$$\sum P_{\text{ст}} = 4P_{\text{ст}} = 4 \cdot 3,4 = 13,6 \text{ Вт.}$$

Форма импульса мощности в процессе включения и выключения определяется взаимным расположением и длительностью фронта и спада кривых изменения тока коллектора $I_{\text{к}}$ и напряжения на переходе коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}}$. Изменения $I_{\text{к}}$ и $U_{\text{кэ}}$ зависят от характера и сопротивления нагрузки, частотных свойств и технологии изготовления транзисторов, характера изменения и значений тока базы, монтажных емкостей и индуктивностей. Наиболее тяжелые условия работы транзистора имеют место при индуктивном характере нагрузки в процессе выключения. В этом случае процесс выключения условно можно разделить на две стадии.

На первой стадии напряжение $U_{\text{кэ}}$ повышается до максимального значения, определяемого схемой инвертора. На второй стадии при неизменном напряжении $U_{\text{кэ}}$ происходит спад коллекторного тока. Таким образом, наблюдается задержка спада тока по отношению к нарастающему напряжению.

Динамические потери выделяются в основном в двух транзисторах V_{T1} и V_{T4} , работающих в режиме ШИМ. Они делятся на потери при включении и потери при выключении. Каждую из составляющих потерь можно определить, используя диаграмму переключения тока и напряжения на рис. 7.

Среднее значение потерь при включении

$$P_{\text{вкл ср}} = kI_{\text{к}}U_{\text{кэ}}t_{\text{вкл}}/T = 0,25 \cdot 4,5 \cdot 150 \cdot 0,3 / 50 = 1 \text{ Вт},$$

где k – коэффициент, учитывающий значения тока и напряжения при пересечении кривых их изменения; $T = 1/f_{\text{п}} = 1/20000 = 50 \text{ мкс}$; $t_{\text{вкл}} = 0,3 \text{ мкс}$ – время включения.

Среднее значение потерь при выключении

$$P_{\text{выкл ср}} = kI_{\text{к}}U_{\text{кэ}}t_{\text{сп}}/T = \frac{2}{3} 4,5 \cdot 150 \cdot 0,5 / 50 = 4,5 \text{ Вт},$$

где $k = (0,5 \dots 0,7)$ – коэффициент, зависящий от параметров контура и режима выключения транзистора; $t_{\text{сп}} = 0,5 \text{ мкс}$ – время спада (см. рис. 7).

Суммарные динамические потери в двух транзисторах инвертора

$$\sum P_{\text{дин}} = 2(P_{\text{вкл ср}} + P_{\text{выкл ср}}) = 2(1 + 4,5) = 11 \text{ Вт}.$$

В правильно спроектированном преобразователе динамические потери примерно равны статическим или меньше их. Суммарные потери $P_{\text{пот}}$ в транзисторах инвертора

$$P_{\text{пот}} = \sum P_{\text{ст}} + \sum P_{\text{дин}} = 13,6 + 11 = 24,6 \text{ Вт}.$$

По полученным значениям потерь проводится расчет теплоотвода для транзисторов и КПД инвертора.

Контрольные вопросы

1. Какие преимущества имеют импульсные ИВЭП перед непрерывными? Чем они объясняются?
2. Однотактные преобразователи, схемы, принцип работы, применение.
3. Двухтактные преобразователи, схемы, принцип работы, применение. Сравните их с однотактными.
4. Особенности работы силовых транзисторов в инверторах. Какие проблемы возникают? Как они решаются?
5. Особенности работы высокочастотных выпрямителей. Какие проблемы возникают? Как они решаются?
6. Синхронные выпрямители. Для чего они нужны? Как работают? Где используются?
7. Драйверы, их назначение, особенности работы, применение.
8. Высокочастотные выпрямители, схемы, принцип и особенности их работы, специфика проектирования.
9. Помехоподавляющие фильтры. Виды помех, особенности их подавления. Проектирование помехоподавляющих фильтров.

РЕКОМЕНДУЕМЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК*

Основной

1. *Мелешин, В.* Транзисторная преобразовательная техника / В. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 628 с.
2. *Артамонов, Б. И.* Источники электропитания радиоустройств / Б. И. Артамонов, А. А. Бокуняев. – М.: Энергоиздат, 1982. – 293 с.
3. *Опадчий, Ю. Ф.* Аналоговая и цифровая электроника / Ю. Ф. Опадчий [и др.]. – М. : Горячая линия, Телком, 1999. – 768 с.
4. *Березин, О. К.* Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / О. К. Березин, В. Г. Костиков, В. А. Шахнов. – М. : Три Л, 2000. – 398 с.
5. *Ирвинг, М. Готлиб.* Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы / Ирвинг М. Готлиб. – М. : Постмаркет, 2000. – 560 с.
6. Справочники по электронным компонентам [Электронный ресурс]. Сервер кафедры КТРЭС.
7. Электронные компоненты: кат. фирмы “Платан” [Электронный ресурс]. www.platan.ru

Дополнительный

8. *Калинин, Е. А.* Проектирование источников электропитания : курс лекций / Е. А. Калинин [Электронный ресурс]. Сервер кафедры КТРЭС.
9. Малоомощные транзисторы и их зарубежные аналоги : справочник / под ред. В. П. Петухова. – М. : КУБК-а, 1996. – 672 с.
10. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / под ред. Г. С. Найвельта. – М. : Радио и связь, 1985. – 575 с.

Оглавление

Введение.....	3
Лабораторная работа 1. Проектирование выпрямительного устройства с фильтром.....	4
Лабораторная работа 2. Проектирование компенсационного стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия.....	17
Лабораторная работа 3. Проектирование источника вторичного электропитания импульсного действия.....	23
Рекомендуемый библиографический список.....	32

* Приводится в авторской редакции.