

Министерство образования и науки Украины
Севастопольский национальный технический университет



**МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
ПО ВЫПОЛНЕНИЮ
РАСЧЕТНО-ГРАФИЧЕСКИХ
И КОНТРОЛЬНЫХ ЗАДАНИЙ**
ПО ДИСЦИПЛИНЕ
"ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ"
для студентов направления "Радиотехника"

Севастополь
2009



УДК 621.311.6: 621.396.6

Методическое пособие по выполнению расчетно-графических заданий по дисциплине "Электропитание РЭА" для студентов направления "Радиотехника"/ Сост. Башук Е.Б. – г. Севастополь.: Изд-во СевНТУ, 2009. – 27 с.

Целью методического пособия является оказание помощи студентам при выполнении расчетов отдельных блоков систем электропитания радиоэлектронной аппаратуры. В пособии рассмотрена типовая методика расчета устройств электропитания и приводятся примеры расчета отдельных функциональных узлов.

Методическое пособие предназначено для студентов дневной и заочной форм обучения, обучающихся по направлению 6.050901 "Радиотехника"

Методическое пособие рассмотрено и утверждено на заседании кафедры СПЭМС (протокол №7 от 25 февраля 2009 года

Допущено учебно-методическим центром СевНТУ в качестве методического пособия

Рецензент: Олейников А.М., доктор техн. наук, профессор, зав. кафедрой СПЭМС СевНТУ

СОДЕРЖАНИЕ

Методические указания к выполнению расчетно-графических и контрольных работ	4
1. Расчет параметрического стабилизатора	5
2. Расчет выпрямителя	8
3. Расчет компенсационного интегрального стабилизатора с регулируемым выходным напряжением	13
4. Расчет двухтактного преобразователя напряжения	16
5. Расчет элементов тиристорного стабилизатора	19
6. Расчет схемы выпрямителя с удвоением напряжения	22
7. Расчет параметров активного сглаживающего фильтра	25
Библиографический список	27

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ РАСЧЕТНО-ГРАФИЧЕСКИХ И КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

"Электропитание РЭА" является одной из базовых дисциплин, в ходе изучения которых студент приобретает навыки схемотехнического проектирования. специфическими требованиями к проектируемым устройствам электропитания РЭА являются высокие требования к стабильности питающих токов и напряжений, а также к допустимому уровню пульсаций.

Основные этапы проектирования состоят в следующем:

- 1) Изучение теоретической литературы, описывающей основные принципы построения заданных устройств;
- 2) Выбор структурной и составление принципиальной схемы устройства, а также краткое описание её работы;
- 3) Эскизный расчет элементов и определение требований к нелинейным и активным элементам и устройствам – диодам, тиристорам, ИМС, транзисторам, стабилизаторам и т.п.;
- 4) Подбор элементов принципиальной схемы по справочной литературе. Современный уровень развития схемотехники предоставляет возможность проектанту использовать широкий спектр полупроводниковых приборов и интегральных микросхем отечественного и зарубежного производства. При выполнении данной работы студент может использовать любые комплектующие элементы, выбранные из литературных источников или Интернета. Ссылка на источники обязательна;
- 5) Расчет элементов принципиальной схемы, обеспечивающих необходимый режим её работы и требуемые выходные параметры, с оценкой допуска величин номиналов в соответствии с требованиями стандартов;
- 6) Проверка правильности выбора всех элементов схемы, обеспечивающих заданные выходные величины;
- 7) Выводы о соответствии полученных результатов заданным исходным данным для расчета;
- 8) Оценка достоинств и недостатков рассчитанного устройства по сравнению с аналогичными.

В конце работы необходимо указать список использованных источников.

Ниже приводятся некоторые методики учебного проектирования отдельных узлов и блоков, изучение которых предусмотрено программой дисциплины "Электропитание РЭА".

При выполнении РГЗ и КР студент может воспользоваться и иными методами расчета, с которыми он познакомится в литературе.



1. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СТАБИЛИЗАТОРА

Рассмотрим примеры расчёта параметрических стабилизаторов без термокомпенсации и с термокомпенсацией [7,8].

ПРИМЕР № 1: Произвести расчёт параметрического стабилизатора без термокомпенсации, принципиальная схема которого приведена на рисунке 1.1, если заданы следующие характеристики:

– номинальное выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$;

– ток нагрузки $I_{\text{Н}} = 8 \text{ мА}$;

– коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}} \geq 10$

– минимальное и максимальное изменение тока нагрузки

$$\Delta I_{\text{Н}}'' = \Delta I_{\text{Н}}' = \Delta I_{\text{Н}} = 2 \text{ мА} ;$$

– относительные изменения входного напряжения

$$\frac{\Delta U'_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta U''_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 10 \% .$$

В данной схеме $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СТ}}$

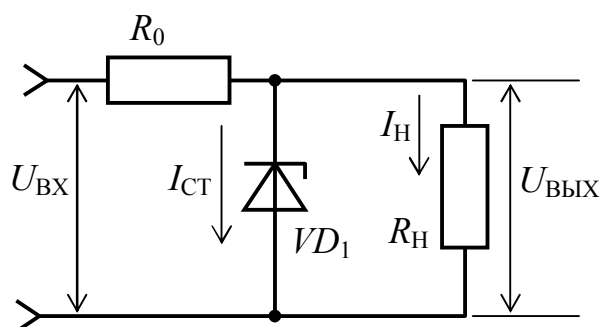


Рисунок 1.1 – Схема однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения

РЕШЕНИЕ

1) Выбираем стабилитрон типа Д810, у которого номинальное напряжение стабилизации $U_{\text{СТ}} = 9,0 \dots 10,5 \text{ В}$; номинальный и максимальный токи стабилизации $I_{\text{СТ.Н.}} = 5 \text{ мА}$; $I_{\text{СТ.МАКС.}} = 26 \text{ мА}$; динамическое сопротивление $R_{\text{д}} = 12 \text{ Ом}$.

2) Задаёмся величиной расчетного коэффициента $n_{\text{СТ}}$, лежащего в пределах $1,4 \dots 2$. Принимаем для расчёта $n_{\text{СТ}} = 1,6$.

При этом необходимое входное напряжение:

$$U_{\text{ВХ}} = n_{\text{СТ}} U_{\text{ВЫХ}} = 1,6 \cdot 10 = 16 \text{ В} ;$$

3) Сопротивление ограничивающего резистора

$$R_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} (n_{\text{СТ}} - 1)}{I_{\text{СТ}} + I_{\text{Н}}} .$$

Для получения большего сопротивления R_0 и, следовательно, большего коэффициента стабилизации $K_{СТ}$ ток стабилитрона желательно выбирать максимально возможным $I_{СТ} > I_{СТ.Н}$. Принимая $I_{СТ} = 8 \text{ мА}$, получаем

$$R_0 = \frac{10 \cdot (1,6 - 1)}{(8 + 8) \cdot 10^{-3}} = 380 \text{ Ом} ;$$

Выбираем резистор МЛТ-0,5 номиналом 390 Ом.

4) Токи, протекающие через стабилитрон:

$$I_{\text{МИН}} = I_{СТ} - \left(\frac{\Delta U'_{\text{ВХ}}}{R_0} + \Delta I'_{\text{Н}} \right) = 8 - \left(\frac{1,6}{390} + 2 \right) = 6 \text{ мА} ,$$

$$I_{\text{МАКС}} = I_{СТ} + \left(\frac{\Delta U'_{\text{ВХ}}}{R_0} + \Delta I'_{\text{Н}} \right) = 8 + \left(\frac{1,6}{390} + 2 \right) = 10 \text{ мА} ,$$

где $\Delta U'_{\text{ВХ}} = \Delta U''_{\text{ВХ}} = 0,1 U_{\text{ВХ}} = 0,1 \cdot 16 = 1,6 \text{ В}$.

Найденные значения токов должны лежать в допустимых пределах для выбранного стабилитрона $I_{\text{МИН}} > I_{СТ.Н}$, $I_{\text{МАКС}} < I_{СТ.МАКС}$. В нашем примере эти условия выполняются.

5) Коэффициент стабилизации напряжения:

$$K_{СТ} = \left(\frac{R_0}{R_{\text{Д}}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{n_{СТ}} = \left(\frac{390}{12} + 1 \right) \cdot \frac{1}{1,6} \approx 21.$$

6) Выходное сопротивление стабилитрона $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Д}} = 12 \text{ Ом}$.

ПРИМЕР №2: Произвести расчёт схемы параметрического стабилизатора с термокомпенсацией (рисунок 1.2) для исходных данных примера 1 при условии, что стабилизация напряжения должна осуществляться при изменении температуры в пределах от -20 до $+50^\circ \text{С}$.

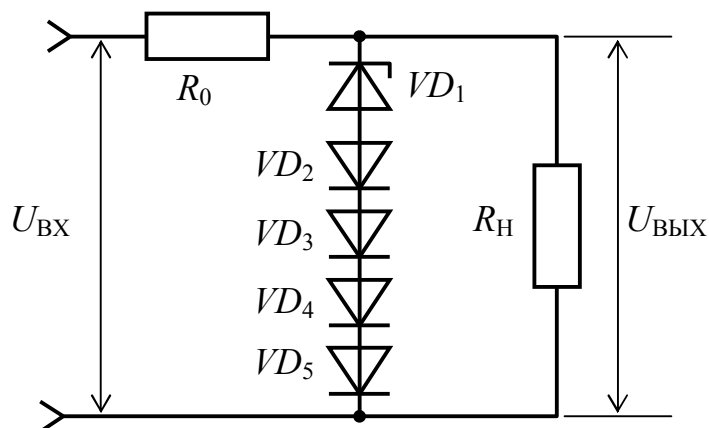


Рисунок 1.2 – Схема однокаскадного стабилизатора напряжения с термокомпенсацией

РЕШЕНИЕ

1) С учётом падения напряжения на компенсирующих диодах выбираем стабилитрон типа Д809, у которого $U_{СТ} = 8,0 \dots 9,5$ В; $I_{СТ.Н} = 5$ мА; $I_{СТ.МАКС} = 29$ мА; $R_{Д} = 10$ Ом; температурный коэффициент напряжения $ТКН, \% \leq (0,08\%) / ^\circ\text{C}$.

2), 3), 4) Расчет величин необходимого входного напряжения $U_{ВХ}$, сопротивления ограничивающего резистора R_0 , и токов стабилитрона $I_{МИН}$, $I_{МАКС}$ производим аналогично пунктам 2...4 примера № 1.

5) Выбираем тип компенсирующих диодов. В качестве компенсирующих диодов могут использоваться такие же стабилитроны или выпрямительные диоды. Для кремниевых стабилитронов, включённых в прямом направлении, ТКН составляет $+1,4 \dots +1,9$ мВ/ $^\circ\text{C}$, а для германиевых диодов $-1,5 \dots -1,9$ мВ/ $^\circ\text{C}$. Выбираем диоды типа 2Д 107Б, у которых $ТКН_{Д} = -1,9$ мВ/ $^\circ\text{C}$; прямое напряжение $U_{Д} = 0,5$ В, динамическое сопротивление в прямом направлении $R'_{Д} = 2$ Ома.

6) Необходимое количество компенсирующих диодов равно:

$$n_{Д} = \frac{U_{СТ} (ТКН, \%) 10}{|ТКН_{Д}|},$$

где ТКН, % – температурный коэффициент напряжения стабилитронов в %, $|ТКН_{Д}|$ – модуль температурного коэффициента напряжения диода, мВ/ $^\circ\text{C}$. Принимая $U_{СТ}$ равным среднему значению 8,75 В, получаем:

$$n_{Д} = \frac{8,75 \cdot 0,08 \cdot 10}{1,9} = 3,7. \text{ Выбираем } n_{Д} = 4.$$

7) Определяем выходное напряжение стабилизатора $U_{ВЫХ}$ и общее динамическое сопротивление стабилитрона и диодов.

$$U_{ВЫХ} = U_{СТ} + n_{Д} \cdot U_{Д} = 8,75 + 4 \cdot 0,5 = 10,75 \text{ В.}$$

$$R_{Д0} = R_{Д} + n_{Д} \cdot R'_{Д} = 10 + 4 \cdot 2 = 18 \text{ Ом.}$$

Таким образом, выходное сопротивление стабилизатора $R_{ВЫХ} = R_{Д0} = 18$ Ом.

8) Коэффициент стабилизации

$$K_{СТ} = \left(\frac{R_0}{R_{Д}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{n_{СТ}} = \left(\frac{390}{18} + 1 \right) \cdot \frac{1}{1,6} = 14,2.$$

В приведённых выше примерах не учитывалось сопротивление нагрузки стабилизатора, что возможно при выполнении условия $R_{Н} > (20 \dots 50) R_{Д0}$. Если это условие не выполняется, то в выражении для $K_{СТ}$ сопротивление резистора $R_{Д0}$ (или $R_{Д}$ в стабилизаторе без термокомпенсации) необходимо заменить на эквивалентное сопротивление $R_{Д.ЭКВ.} = R_{Д0} \cdot R_{Н} / (R_{Д0} + R_{Н})$ или $R_{Д.ЭКВ.} = R_{Д} \cdot R_{Н} / (R_{Д} + R_{Н})$ (в стабилизаторе без термокомпенсации).

Если нет стабилитрона на требуемое напряжение, можно включить несколько стабилитронов последовательно, подобрав их так, чтобы суммарное напряжение стабилитронов равнялось заданному выходному напряжению. Если последователь-

но включаются стабилитроны разных типов, то минимальное и максимальное значения токов, протекающих через стабилитрон, должны лежать в допустимых пределах для каждого стабилитрона.

2. РАСЧЁТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Исходные данные для расчёта:

- минимальное выпрямленное напряжение при минимальном напряжении сети $U_{0 \text{ мин}} = 36 \text{ В}$;
- максимальный ток нагрузки выпрямителя $I_{0 \text{ макс}} = 0,65 \text{ А}$;
- минимальный ток нагрузки выпрямителя $I_{0 \text{ мин}} = 0,05 \text{ А}$;
- амплитуда пульсации выпрямленного напряжения $U_{0\sim} \leq 1 \text{ В}$;
- напряжение питающей сети $U_C = 220 \text{ В} \begin{smallmatrix} +10\% \\ -15\% \end{smallmatrix}$; ($a_C = 0,1$; $b_C = 0,15$);
- частота сети $f_C = 50 \text{ Гц}$.

РЕШЕНИЕ

Расчет проведем в соответствии с методикой, изложенной в [2,7,8]

2.1. Выбираем схему выпрямления – однофазный мост (рисунок 2.1).

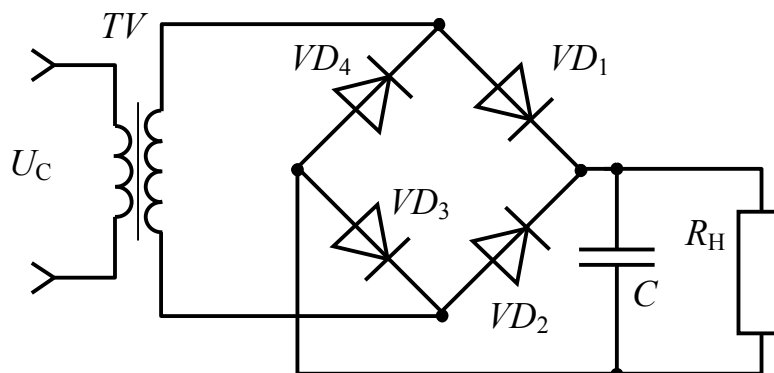


Рисунок 2.1 – Однофазный мостовой выпрямитель с емкостной нагрузкой

2.2. Для выбора вентиляй найдем среднее значение тока через вентиль $I_{0В}$ и амплитуду обратного напряжения на вентиле $U_{ОБР}$.

$$I_{0В} = \frac{I_0}{2} = \frac{0,65}{2} = 0,325 \text{ А}; \quad U_{ОБР} \approx 1,5 U_0 = 1,5 \cdot 36 = 54 \text{ В}.$$

В качестве вентиляй выбираем кремневые диоды типа КД208А с параметрами: обратное напряжение $U_{ОБР} = 100 \text{ В}$; прямой ток $I_{ПР} = 1,5 \text{ А}$; постоянное прямое напряжение $U_{ПР} = 1 \text{ В}$.

2.3. Расчётное значение минимального выпрямленного напряжения определяем по формуле:

$$U'_{0 \text{ мин}} = n_B U_{ПР} + U_0 = 2 \cdot 1 + 36 = 38 \text{ В}, \quad (2.1)$$

где n – число последовательно включённых вентиляй;

U_0 – выпрямленное напряжение.

2.4. Активное сопротивление трансформатора найдем по формуле:

$$r_{TP} = k_{RC} \frac{U_0}{I_0 f_C B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_C B_m}{U_0 I_0}} = 3,5 \frac{36}{0,65 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{36 \cdot 0,65}} \approx 4,25 \text{ Ом}, \quad (2.2)$$

где B_m – магнитная индукция в магнитопроводе для трансформаторов до 1000 В·А принимается 1,2...1,6 Тл для сети 50 Гц и 1,0...1,3 Тл для сети 400 Гц;
 S – число стержней магнитопровода трансформатора, несущих обмотки;
 здесь $S = 1$;

f_C – частота питающей сети;

k_{RC} – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления, для мостового выпрямителя он равен 3,5.

2.5. Активное сопротивление фазы выпрямителя

$$r = 2 r_{\text{ДИФ}} + r_{TP} = 2 \cdot 0,22 + 4,25 = 4,69 \text{ Ом},$$

где $r_{\text{ДИФ}}$ – дифференциальное (внутреннее) сопротивление диода,

$$r_{\text{ДИФ}} \approx \frac{U_{\text{ПР}}}{3 I_{\text{ПР}}} = \frac{1}{3 \cdot 1,5} = 0,22 \text{ Ом}.$$

2.6. Находим индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенную к вторичной обмотке

$$L_S = k_L \frac{U_0 S}{I_0 f B_m} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S f B_m}{U_0 I_0}}} = 5 \cdot 10^{-3} \frac{36 \cdot 1}{0,65 \cdot 50 \cdot 1,2} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{36 \cdot 0,65}}} = 3,64 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

где k_L – коэффициент для расчета индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, зависящий от схемы выпрямления (для мостовой схемы $k_L = 5 \cdot 10^{-3}$).

2.7 Определим соотношение между активным и реактивным сопротивлением фазы выпрямителя

$$\text{tg } \varphi = \frac{2 \pi f L_S}{r} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 3,64 \cdot 10^{-3}}{4,69} = 0,243,$$

что соответствует углу $\varphi = 14^\circ$.

2.8. Вычислим основной расчетный коэффициент A по формуле:

$$A = \frac{I_0 r_{TP}}{m U_0} = \frac{0,65 \cdot 4,69}{2 \cdot 38} = 0,04, \quad (2.3)$$

где m – число импульсов выпрямленного напряжения ($m = 1$ – для схем однополупериодной и удвоения напряжения; $m = 2$ – для однофазной мостовой и двухполупериодной схем; $m = 3$ – для трехфазной одноконтурной; $m = 6$ – для трехфазной мостовой и шестифазной).

2.9. Из графиков, приведенных на рисунках 2.2...2.5 по значению основного коэффициента A определяем коэффициенты B, D, F, H :

$$B = 0,92; \quad D = 2,25; \quad F = 6,5; \quad H = 10,5 \cdot 10^3.$$

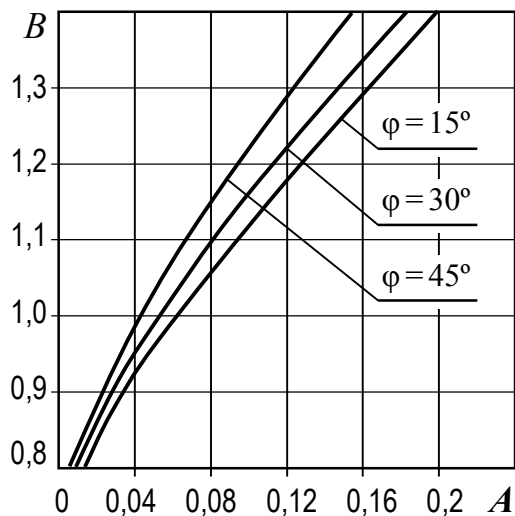


Рисунок 2.2 – Зависимость коэффициента B от A при различных значениях φ

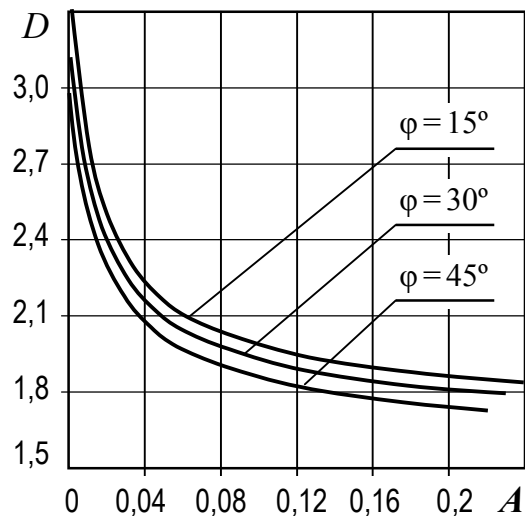


Рисунок 2.3 – Зависимость коэффициента D от A при различных значениях φ

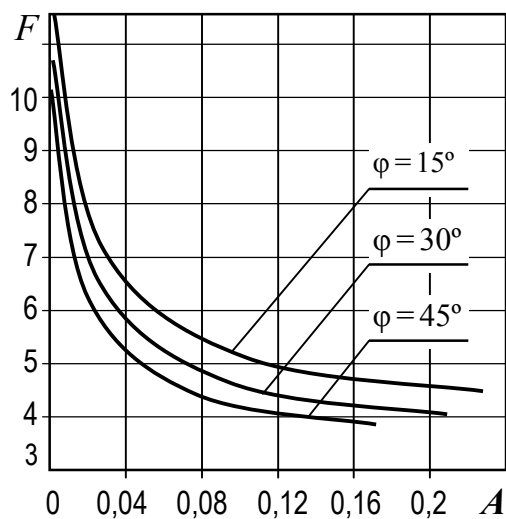


Рисунок 2.4 – Зависимость коэффициента F от A при различных значениях φ

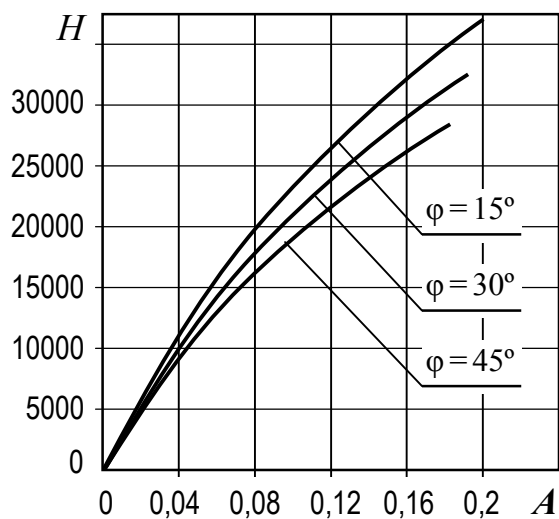


Рисунок 2.5 – Зависимость коэффициента H от A при различных значениях φ

2.10. Определяем параметры трансформатора:

1) действующее напряжение вторичной обмотки

– при $U_{C \text{ мин}} = 190 \text{ В}$

$$U_{2 \text{ мин}} = BU'_{0 \text{ мин}} = 0,92 \cdot 38 \approx 35 \text{ В};$$

– при $U_C = 220 \text{ В}$

$$U_{2 \text{ ном}} = \frac{BU'_{0 \text{ мин}}}{1 - b_C} = \frac{0,92 \cdot 38}{(1 - 0,15)} = 41,2 \text{ В};$$

– при $U_{C \text{ МАКС}} = 240 \text{ В}$

$$U_{2 \text{ МАКС}} = \frac{BU'_{0 \text{ МИН}} (1 + a_C)}{1 - b_C} = \frac{0,92 \cdot 38 \cdot (1 + 0,1)}{(1 - 0,15)} = 45,3 \text{ В}.$$

2) эдс вторичной обмотки трансформатора

$$U_{2X} = BU_0 = 0,92 \cdot 36 = 33,1 \text{ В};$$

3) коэффициент трансформации по формуле:

$$K_T = \frac{U_C}{U_{2 \text{ НОМ}}} = \frac{220}{41,2} = 5,33.$$

4) ток вторичной обмотки

$$I_2 = 0,707 D I_0 = 0,707 \cdot 2,25 \cdot 0,65 = 1,03 \text{ А};$$

5) ток первичной обмотки

$$I_1 = \frac{0,707 D I_0}{K_T} = \frac{0,707 \cdot 2,25 \cdot 0,65}{5,33} = 0,19 \text{ А};$$

6) типовая мощность

$$P_{\text{ТИП}} \approx U_{2 \text{ НОМ}} I_2 = 41,2 \cdot 1,03 = 42,44 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

По полученным значениям типовой мощности и параметрам вторичной обмотки выбирают или рассчитывают трансформатор.

2.11. Уточняем параметры вентиляей:

1) обратное напряжение

$$U_{\text{ОБР}} = \sqrt{2} U_{2 \text{ МАКС}} = \sqrt{2} \cdot 45,3 = 64,06 \text{ В} < 100 \text{ В};$$

2) средний ток одного вентиля

$$I_{\text{В СР}} = 0,5 I_{0 \text{ МАКС}} = 0,5 \cdot 0,65 = 0,33 \text{ А} < 1,5 \text{ А}$$

Вентили КД208А выбраны правильно.

2.12. Определяем значение ёмкости фильтра (в микрофарадах) по формуле:

$$C_{\Phi} = \frac{H}{r k_{\Pi} f_C} = \frac{10,5 \cdot 10^3}{4,69 \cdot 3 \cdot 50} = 14,92 \text{ мкФ}, \quad (2.4)$$

где k_{Π} – коэффициент пульсаций, в процентах ($k_{\Pi} = U_{0\sim}/U_0 = 1/36 \approx 0,03 = 3\%$);
 r – активное сопротивление фазы выпрямителя.

Выбираем конденсатор емкостью $20 \text{ мкФ} \pm 10\%$ типа К50-3Б-100 В.

Максимально допустимая переменная составляющая (пульсация) частоты 100 Гц для данного типа конденсатора равна $4,3 \text{ В} > 1 \text{ В}$.

2.13. Максимальное напряжение холостого хода выпрямителя

$$E_{0 \text{ МАКС}} \approx \sqrt{2} U_{2 \text{ МАКС}} = \sqrt{2} \cdot 45,3 = 64 \text{ В}.$$

2.14. Усреднённая величина внутреннего сопротивления выпрямителя определяется по отношению при $U_{C \text{ МИН}} = 190 \text{ В}$:

$$r_0 \approx \frac{\sqrt{2} U_{2\text{ мин}} - U'_{0\text{ мин}}}{I_{0\text{ макс}} - I_{0\text{ мин}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 35 - 38}{0,65 - 0,05} = 18,9 \text{ Ом}$$

2.15. Строим нагрузочную (внешнюю) характеристику выпрямителя $U_0 = f(I_0)$, которая позволяет определить отклонение выходного напряжения выпрямителя, ток короткого замыкания и внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 .

Расчет нагрузочной характеристики выпрямителя производится следующим образом.

Сначала, задаваясь различными значениями I_0 , определяем коэффициенты γ_0 :

$$\gamma_0 = I_0 \cdot \frac{r}{m U_{2X}} = I_0 \frac{4,69}{2 \cdot 33,1} = I_0 \cdot 0,07.$$

Затем по графику, приведенному на рисунке 2.7 находим соответствующие значения величин $\cos \psi \sqrt{2}$ для найденного ранее φ (см. п. 2.7). В рассматриваемом нами случае $\varphi = 14^\circ$.

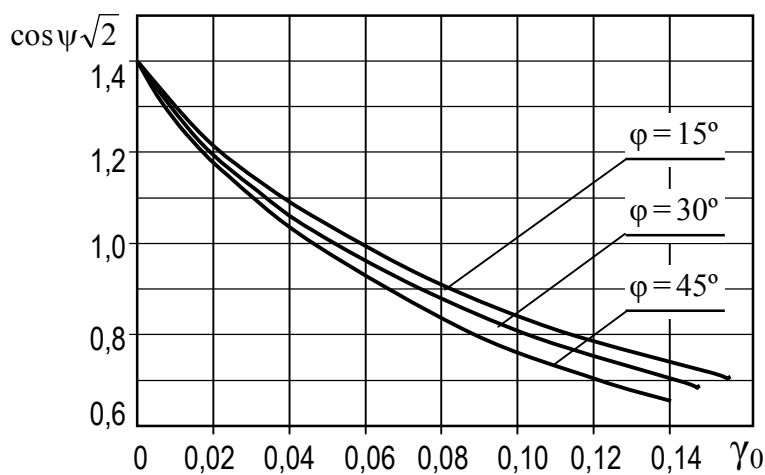


Рисунок 2.6 – Зависимость $\cos \psi \sqrt{2}$ от коэффициента γ_0 при различных значениях φ

Нагрузочную характеристику выпрямителя $U_0 = f(I_0)$ рассчитываем по формуле: $U_0 = U_{2X} \cos \psi \sqrt{2}$.

Результаты расчета сведены в таблицу 2.1 и показаны на рисунке 2.7.

Таблица 2.1 – Результаты расчета нагрузочной характеристики выпрямителя

$I_0, \text{ A}$	γ_0	$\cos \psi \sqrt{2}$	$U_0, \text{ В}$
0	0	1,40	46,34
0,2	0,014	1,26	41,7
0,4	0,028	1,16	38,4
0,6	0,042	1,10	35,7
0,8	0,056	1,02	33,8

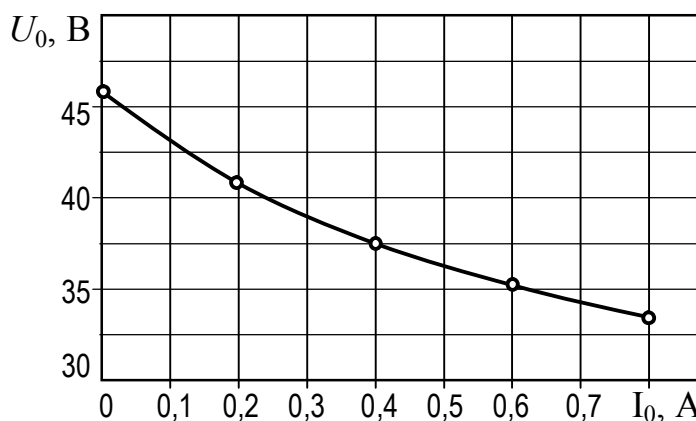


Рисунок 2.7 – Нагрузочная характеристика выпрямителя с $U_0 = 36 \text{ В}$, $I_0 = 0,65 \text{ А}$

С построением нагрузочной характеристики расчет выпрямителя закончен.

3. РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННОГО ИНТЕГРАЛЬНОГО СТАБИЛИЗАТОРА С РЕГУЛИРУЕМЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ (ИСН)

Исходные данные для расчета.

Рассчитать и выбрать элементы компенсационного интегрального стабилизатора с регулируемым выходным напряжением при следующих исходных данных:

- входное напряжение $U_{ВХ} = 36 \text{ В} \pm 15\%$;
- напряжение нагрузки $U_{Н} = 28 \text{ В} \pm 0,05\%$;
- ток нагрузки $I_{Н} = 0,6 \text{ А}$;
- температура корпуса,
при которой должна срабатывать тепловая защита $T_{К} = 70^{\circ}\text{С}$.

РЕШЕНИЕ

Расчет и выбор элементов, входящих в блок стабилизатора напряжения источника питания проведем по методике изложенной в [2,7].

3.1. На основании исходных данных выберем интегральную микросхему К142ЕН4, имеющую следующие основные параметры [9]:

- максимальное входное напряжение 40 В;
- минимальное входное напряжение 19 В;
- изменение выходного напряжения
при изменении входного напряжения 0,2%
- пределы установки выходного напряжения 15...30 В;
- максимальный ток нагрузки 1 А;
- минимальное падение напряжения
на регулирующем транзисторе 4 В;
- температурный диапазон работы $-60...+120^{\circ}\text{С}$

3.2. Типовая схема включения приведена на рисунке 3.1.

Назначение элементов схемы: R_1 – ограничительный резистор включения микросхемы внешним сигналом; R_2 – ограничительный резистор для для регулирования порога срабатывания тепловой защиты в диапазоне температур корпуса микросхемы от $+65$ до $+145^{\circ}\text{С}$; R_3 – резистор-датчик сигнала для защиты микросхемы от перегрузок по току или короткого замыкания в нагрузке; C_K – корректирующий конденсатор, совместно с входным конденсатором $C_{ВХ}$ он обеспечивает устойчивую работу стабилизатора (обычно выбирают $C_K = 0,01 \text{ мкФ}$); C_1 – конденсатор блокирующий вход микросхемы по цепи дистанционного выключения от наводок и помех со стороны монтажа.

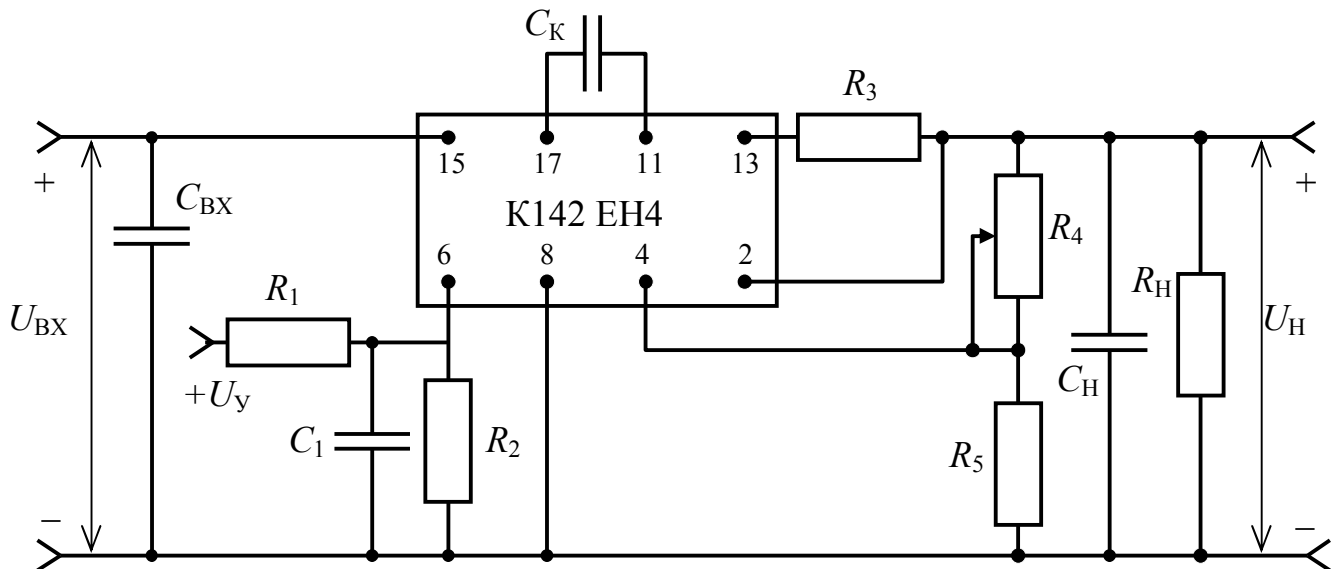


Рисунок 3.1 – Типовая схема включения ИСН типа К142 ЕН4

3.3. Оценим определенные в задании изменения входного и выходного напряжения:

$$\Delta U_{BX} = U_{BX} \cdot 15\% = 5,4 \text{ В}; \quad \Delta U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} \cdot 0,05\% = 0,014 \text{ В}.$$

Тогда требуемое в задании изменение выходного напряжения при изменении входного напряжения составит

$$\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{BX}} = \frac{0,014}{5,4} \cdot 100\% = 0,25\%.$$

Выбранная микросхема К142ЕН4 обеспечивает это отношение 0,2% и, следовательно, удовлетворяет требованиям задания.

3.4. Рассчитаем величину резистора R_2 (кОм), который выбирают из условия:

$$R_2 \geq \frac{0,037 T_K - 6,65}{1 - 0,0155 T_K} = \frac{0,037 \cdot 70 - 6,65}{1 - 0,0155 \cdot 70} = 47,76 \text{ Ом}.$$

где T_K – температура корпуса микросхемы, при которой должна срабатывать тепловая защита.

Выбираем резистор МЛТ-0,5 номиналом 56 кОм

3.5. Сопротивление ограничительного резистора R_1 , кОм, определяется с учетом выбранного резистора R_2 по формуле:

$$\begin{aligned} R_1 &\geq \frac{U_y R_2 (1 + 0,4 R_2) - R_2 (1,8 + 0,5 R_2)}{1,8 + R_2 (1,2 + 0,2 R_2)} = \\ &= \frac{5 \cdot 56 (1 + 0,4 \cdot 56) - 56 (1,8 + 0,5 \cdot 56)}{1,8 + 56 (1,2 + 0,2 \cdot 56)} = 7 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

где U_y – амплитуда управляющего импульса выключения. Значение управляющего напряжения может выбираться в диапазоне от 0,9 до 40 В. При управлении от микросхемы с ТТЛ-выходом U_y составляет около 5 В. Выбираем $U_y = 5 \text{ В}$.

Выбираем резистор МЛТ-0,5 номиналом 7,5 кОм.

3.6. Сопротивление резистора-датчика тока R_3 , Ом, определяются по формуле:

$$R_3 = \frac{1,25 - 0,5I_H - 0,023(U_{ВХ} - U_H)}{I_H} =$$

$$= \frac{1,25 - 0,5 \cdot 0,6 - 0,023 \cdot (38 - 28)}{0,6} = 1,2 \text{ Ом.}$$

Суммарное сопротивление цепочки резисторов R_4 , R_5 подбираются таким образом, чтобы величина тока через них составляла не менее 1,5 мА

3.7. Мощность, рассеиваемая в ИСН, определяется, в основном, потерями в регулирующем элементе

$$P_{P \text{ МАКС}} = I_{H \text{ МАКС}} U_{KЭ P \text{ МАКС}},$$

где $U_{KЭ P \text{ МАКС}}$ – максимальное падение напряжения на регулирующем элементе ИСН:

$$U_{KЭ P \text{ МАКС}} = U_{ВХ \text{ МАКС}} - U_{H \text{ МИН}}.$$

Напряжение $U_{H \text{ МИН}}$ учитывает допуск выходного напряжения

$$U_{ВХ \text{ МАКС}} = 36 + 0,15 \cdot 36 = 41,4 \text{ В};$$

$$U_{H \text{ МИН}} = 28 - 0,005 \cdot 28 = 27,86 \text{ В};$$

$$U_{KЭ P \text{ МАКС}} = 41,4 - 27,86 = 13,54 \text{ В}.$$

Тогда рассеиваемая мощность

$$P_{P \text{ МАХ}} = 0,6 \cdot 13,54 = 8,124 \text{ Вт}$$

На рисунке 3.2 приведена зависимость рассеиваемой мощности ИСН от температуры корпуса [7]. Из графиков видно, что для микросхем К142 ЕН3 и К142 ЕН4 с $U_{ВЫХ \text{ МАКС}} = 40 \text{ В}$ рассеиваемая мощность составляет $P_{P \text{ МАХ}} = 6 \text{ Вт}$.

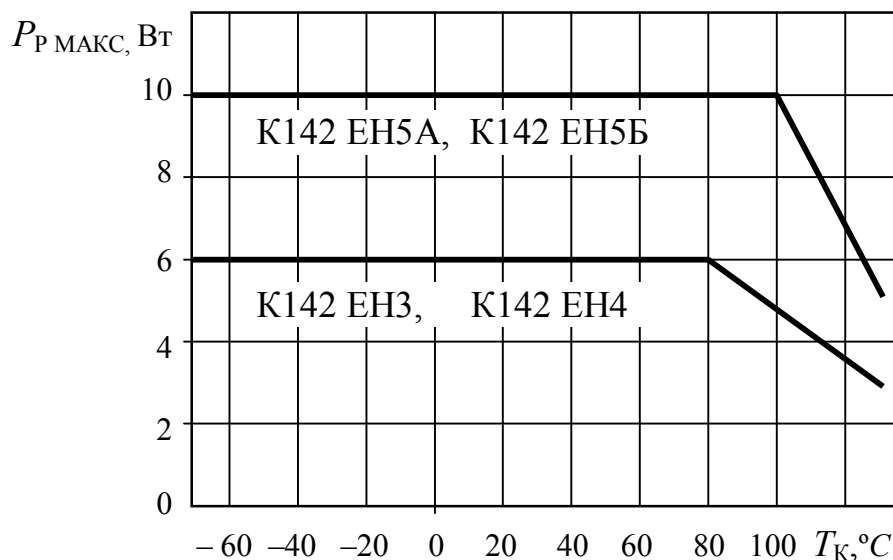


Рисунок 3.2 – Зависимость мощности рассеяния ИСН от температуры корпуса

Расчет рассеиваемой мощности для нашего примера показывает, что эта величина превышает 6 Вт, следовательно, ИСН должен использоваться с дополнительным теплоотводом, который рассчитывается по отдельной методике [37]

4. РАСЧЁТ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Исходные данные для расчета.

Рассчитать преобразователь для питания электронного оборудования, установленного на автомобиле, по следующим исходным данным:

- входное напряжение питания $U_{\Pi} = 12 \text{ В};$
- выходное напряжение $U_0 = 20 \text{ В};$
- ток нагрузки $I_0 = 1 \text{ А};$
- пульсация выпрямленного напряжения $U_{0\sim} = 0,2 \text{ В}.$

Питание преобразователя осуществляется от аккумулятора автомобиля. Отрицательный вывод аккумулятора соединён с массой автомобиля.

Преобразователь предназначен для массового серийного производства и должен иметь минимальную стоимость и большую эксплуатационную надёжность в диапазоне изменения температуры от -50°C до $+50^{\circ}\text{C}$ при движении автомобиля на шоссе и грунтовой дороге.

РЕШЕНИЕ

Воспользуемся методикой расчёта преобразователя [1,7].

4.1. Выбор схемы и частоты преобразования

Для обеспечения заданных требований схема преобразователя должна быть простой, выполняться на недорогих элементах и материалах. Наиболее рациональной схемой является двухтактный автогенератор (рисунок 4.1) на силовых транзисторах типа р-п-р, соединённых по схеме с общим коллектором. В этом случае корпус транзистора не нужно изолировать от массы, на которую выведена минусовая шина аккумулятора. Для использования в трансформаторе недорогой электротехнической стали, надёжно работающей в жёстких условиях вибрации и ударов, частоту преобразования выбираем $f_{\Pi} = 1 \text{ кГц}.$

4.2. По заданным значениям тока нагрузки $I_0 = 1 \text{ А}$ и выходного напряжения $U_0 = 20 \text{ В}$ выбираем для выпрямителя диоды Д232Б с параметрами:

$$U_{\Pi P} = 1,0 \text{ В}; \quad U_{OBR} = 300 \text{ В}; \quad I_{\Pi P CP} = 2 \text{ А}.$$

Поскольку в мостовом выпрямителе ток нагрузки протекает через два последовательно соединённых диода, то напряжение на вторичной обмотке трансформатора $U_2 = U_0 + 2U_{\Pi P} = 20 + 2 \cdot 1 = 22 \text{ В}.$

Мощность вторичной обмотки трансформатора $P_2 = U_2 I_0 = 22 \cdot 1 = 22 \text{ Вт}.$

В соответствии с рекомендациями для преобразователя $f_{\Pi} = 1 \text{ кГц}$ выбираем для трансформатора магнитопровод из стали Э350. По графикам [1,7] определяем КПД трансформатора $\eta_T = 0,92.$

4.3. Ток, коммутируемый транзисторами, определяется выходной мощностью и напряжением питания. Ориентировочно он определяется по формуле:

$$I_{K \text{ НАС}} \approx \frac{I_0 U_2}{\eta_T U_{\Pi}} = \frac{22 \cdot 1}{0,92 \cdot 12} = 2 \text{ А}. \quad (4.1)$$

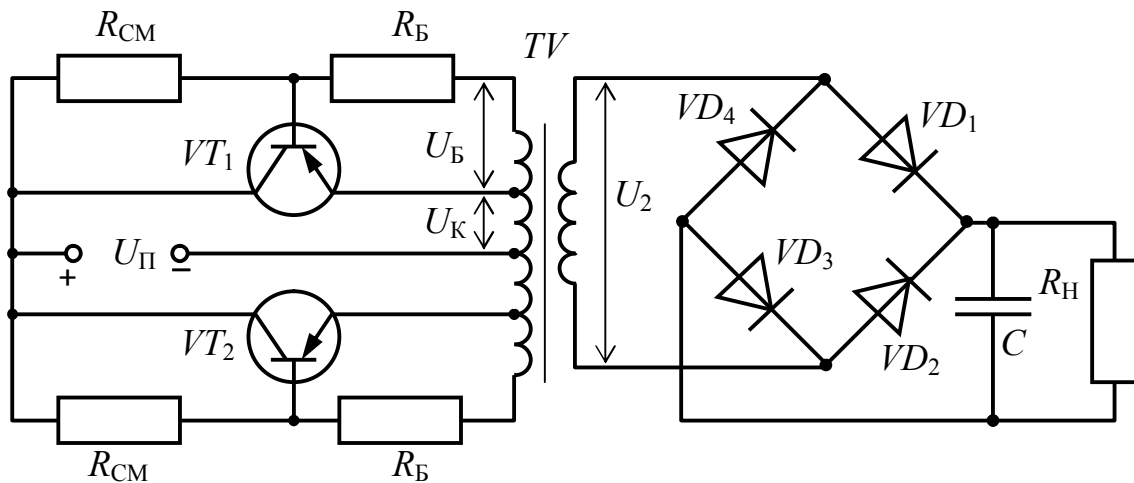


Рисунок 4.1 – Схема транзисторного преобразователя напряжения

4.4. Определяем амплитуду напряжения на коллекторе. Для двухтактной схемы преобразования должно выполняться условие:

$$U_{КЭ} \approx (2,2 \dots 2,4) U_{П} = 2,4 \cdot 12 = 29,3 \text{ В} \quad (4.2)$$

Полученным расчётным значениям тока коллектора и напряжения коллектор – эмиттер удовлетворяет транзистор КТ808А, для которого по справочным данным находим:

- максимальный ток коллектора $I_{К \text{ МАКС}} = 10 \text{ А}$;
- напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ \text{ МАКС}} = 120 \text{ В}$;
- напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения $U_{КЭ \text{ НАС}} = 0,9 \text{ В}$;
- напряжение база-эмиттер в режиме насыщения $U_{БЭ \text{ НАС}} = 0,9 \text{ В}$;
- ток коллектор-база $I_{КБ0} = 0,15 \text{ мА}$;
- постоянная времени транзистора $\tau_T = 20 \cdot 10^{-6} \text{ с}$;
- коэффициент усиления транзистора в схеме с ОЭ $h_{21 \text{ Э}} = 50 \dots 100$;
- предельная температура перехода $+70^\circ\text{C}$.

4.5. С учётом выбранного типа транзистора уточним ток коллектора в соответствии с формулой:

$$I_{К \text{ НАС}} = \frac{I_0 U_2}{\eta_T (U_{П} - U_{КЭ \text{ НАС}})} = \frac{22 \cdot 1}{0,92 \cdot (12 - 0,9)} = 2,16 \text{ А}. \quad (4.3)$$

4.6. Рассчитаем цепи смещения преобразователя.

Зададимся $k_{НАС} = 2$ и определим ток базы по формуле:

$$I_{Б \text{ НАС}} = \frac{k_{НАС} I_{К \text{ НАС}}}{h_{21 \text{ Э}} \text{ МИН}} = \frac{2 \cdot 2,16}{50} = 0,086 \text{ А}. \quad (4.4)$$

Зададимся $U_{Б} = 3 \text{ В}$. Тогда сопротивление резистора $R_{Б}$ согласно формуле:

$$R_{Б} = \frac{(U_{Б} - U_{ЭБ})}{I_{Б \text{ НАС}}} = \frac{(3 - 0,9)}{0,086} = 24,4 \text{ Ом} \quad (4.5)$$

Выбираем резистор с сопротивлением 27 Ом и уточняем ток базы в соответствии с формулой (4.5):

$$I_{Б НАС} = (3 - 0,9) / 27 = 0,078 \text{ А}$$

Рассчитаем мощность, выделяемую на резисторах R_B ,

$$P_{RБ} = I_{Б НАС}^2 R_B = (0,078)^2 \cdot 27 = 0,164 \text{ Вт}$$

Выбираем резисторы С2-23-0,25 = 27 Ом мощностью 0,25 Вт.

Сопротивление резистора смещения R_{CM} определяем по формуле:

$$R_{CM} = \frac{R_B U_{П}}{U_{RБ}} = \frac{27 \cdot 12}{2,1} = 154 \text{ Ом}, \quad (4.6)$$

где $U_{RБ}$ – падение напряжения на базовом резисторе $U_{RБ} = I_{Б НАС} R_B = 0,078 \cdot 27 = 2,1 \text{ В}$.

Определяем ток, протекающий через резистор R_{CM}

$$I_{CM} = \frac{U_{П}}{R_B + R_{CM}} = \frac{12}{27 + 150} = 0,066 \text{ А}.$$

Определить мощность, выделяемую на резисторе R_{CM} :

$$P_{R_{CM}} = I_{CM}^2 R_{CM} = 0,066^2 \cdot 150 = 0,67 \text{ Вт}.$$

Выбираем резисторы С2-23-2 = 150 Ом мощностью 2 Вт.

4.7. Определяем напряжение на половине коллекторной обмотки трансформатора с учётом падения напряжения на транзисторе в режиме насыщения:

$$U_K = U_{П} - U_{КЭ НАС} = 12 - 0,9 = 11,1 \text{ В}.$$

Полученные значения напряжений и токов используются для расчёта параметров трансформатора. Исходные данные для расчёта: $f_{П} = 1 \text{ кГц}$; электрические данные обмоток:

- коллекторной $U_K = 11,1 \text{ В}, I_K = 2,16 \text{ А};$
- базовой $U_B = 3 \text{ В}, I_B = 0,078 \text{ А};$
- вторичной $U_2 = 22 \text{ В}, I_2 = 1 \text{ А}.$

4.8. Для определения температуры нагрева транзисторов необходимо вычислить потери мощности в них. В режиме отсечки мощность потерь определяется по формуле:

$$P_{ОТС} = I_{КБ0} U_{КЭ} = 0,15 \cdot 10^{-3} \cdot 29,3 = 0,005 \text{ Вт}. \quad (4.7)$$

В режиме насыщения мощность потерь определяется по формуле:

$$P_{НАС} = I_{К НАС} U_{КЭ НАС} = 2,16 \cdot 0,9 = 1,94 \text{ Вт}. \quad (4.8)$$

Коэффициент динамических потерь для преобразователя с насыщающимся трансформатором $K_D = 0,5$. Тогда в соответствии с формулой:

$$P_T = I_{К НАС} U_{КЭ} \tau_T f_{П} K_D = 2,16 \cdot 29,3 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 0,5 = 0,64 \text{ Вт}. \quad (4.9)$$

Общие потери мощности в трансформаторе

$$P_K = P_{\text{ОТС}} + P_{\text{НАС}} + P_{\text{Т ДИН}} = 0,005 + 1,94 + 0,64 = 2,585 \text{ Вт.} \quad (4.10)$$

Полученная мощность потерь используется для расчёта теплового режима транзисторов и выбора радиаторов.

4.9. Задаёмся длительностью фронта импульса преобразователя $t_{\Phi} = 10^{-5} \text{ с}$ и определим требуемую ёмкость сглаживающего фильтра по формуле:

$$C = \frac{1,22 I_0 U_2 t_{\Phi}}{U_{0\sim} U_0} = \frac{1,22 \cdot 1 \cdot 22 \cdot 10^{-5}}{0,2 \cdot 20} = 67 \text{ мкФ.} \quad (4.11)$$

С учётом возможного уменьшения ёмкости при температуре -50°C и технологических разбросов параметров выбираем конденсатор К52-2-50В = 100 мкФ.

Допустимая амплитуда пульсаций для этого типа конденсатора при $f = 2 \text{ кГц}$ составляет $U_{C\sim} = 1,2 \text{ В} > 0,2 \text{ В}$, следовательно, конденсатор выбран правильно.

5. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ТИРИСТОРНОГО СТАБИЛИЗАТОРА

Исходные данные для расчета.

Рассчитать тиристорный стабилизатор напряжения по следующим исходным данным:

- напряжение сети $U_C = 220 \text{ В}$;
- частота сети $f_C = 50 \text{ Гц}$;
- пределы изменения напряжения сети $\pm \Delta U_C = 22 \text{ В}$;
- выходное напряжение $U_H = 29 \text{ В}$;
- пределы регулирования выходного напряжения $U_{H \text{ МАКС}} = 31 \text{ В}$,
 $U_{H \text{ МИН}} = 27 \text{ В}$;
- максимальный ток нагрузки $I_{H \text{ МАКС}} = 6 \text{ А}$,
- минимальный ток нагрузки $I_{H \text{ МИН}} = 0 \text{ А}$;
- амплитуда пульсаций на выходе сглаживающего фильтра $U_{H\sim} = 0,5 \text{ В}$;
- максимальная температура окружающей среды $+50^\circ \text{C}$.

РЕШЕНИЕ

5.1. Выбор схемы стабилизатора

Поскольку выходное напряжение больше падения напряжения на тиристоре (эта величина составляет несколько вольт) используем функциональную схему тиристорного стабилизатора, приведенную на рисунке 5.1 [7].

На этой схеме показан компенсационный стабилизатор, в котором устройство управления тиристорами служит для управления моментом открывания тиристорov. Здесь тиристоры включены в цепь вторичной обмотки трансформатора, при этом они выполняют одновременно две функции: выпрямление переменного напряжения в постоянное и регулирующего элемента. Это позволяет получить выигрыш в габаритах и массе тиристорного стабилизатора.

В качестве тиристорного управляемого выпрямителя выберем однофазную схему, приведенную на рисунке 5.2. Регулирование выходного напряжения с помощью управляемого выпрямителя основано на изменении момента открывания очередного вентиля.

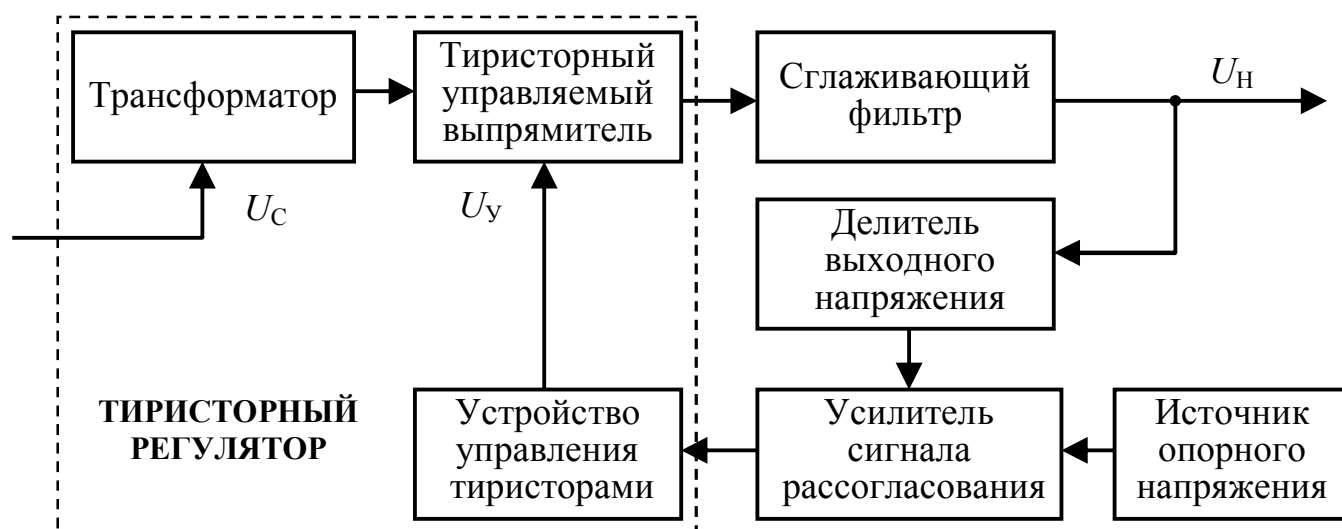


Рисунок 5.1 – Функциональная схема тиристорного стабилизатора

На рисунке 5.3 показана форма выходного напряжения тиристорного выпрямителя для случая, когда очередная фаза вступает в работу с опозданием на угол α , называемый углом открывания или углом регулирования. Из рисунка видно, что при увеличении α от 0 до π среднее значение напряжения на выходе изменяется от максимального до 0.

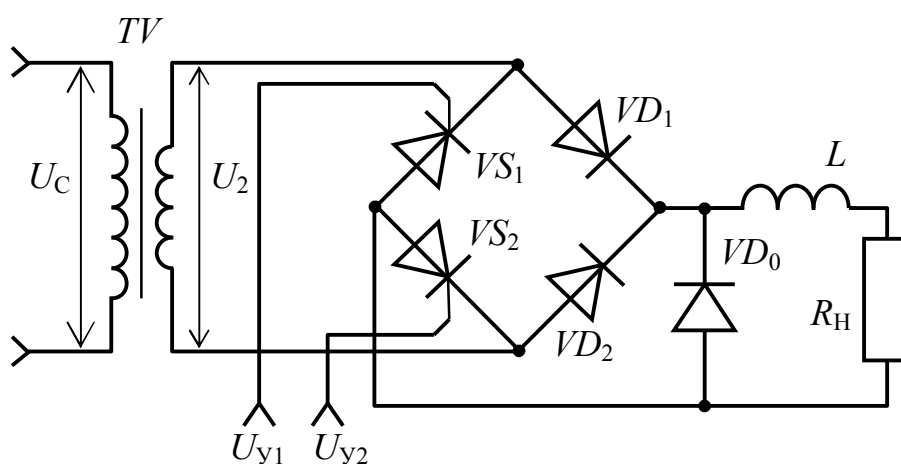


Рисунок 5.2 – Схема однофазного тиристорного управляемого выпрямителя

Увеличение угла регулирования вызывает уменьшение площади, ограниченной кривой выпрямленного напряжения, и соответственно понижение среднего значения напряжения на нагрузке.

Открытие тиристоров происходит за счет подачи на управляющий электрод тиристора напряжения U_Y , которое поступает с блока устройства управления тиристорами (рисунок 5.1). Если напряжение на выходе стабилизатора возросло, то управляющие импульсы с этого блока будут поступать с большей задержкой (угол α увеличится) и напряжение тиристорного регулятора понизится до требуемой величины.

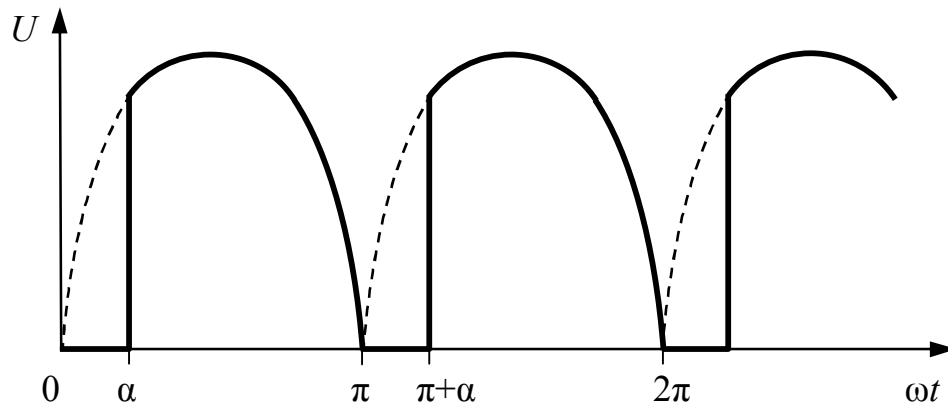


Рисунок 5.3 – Форма выходного напряжения тиристорного выпрямителя

Для уменьшения бросков тока при открывании тиристорov в схему включают дроссель L . Обратный диод включают в схему на выходе выпрямителя для уменьшения пульсаций выходного напряжения и повышения $\cos \varphi$, то есть уменьшения величины реактивной мощности, потребляемой устройством.

При достижении угла $\omega t = \pi$ ток дросселя L , уменьшаясь создает на нем такую эдс, которая равна по величине постоянному напряжению на выходе и приложена минусом к катодам тиристора и обратного диода. При $\omega t > \pi$ эта наведенная эдс становится больше выходного напряжения и обратный диод VD_0 открывается. Дроссель L разряжается через него, а тиристор, будучи обесточенным, закрывается. Таким образом угол закрывания тиристора в схеме с обратным диодом всегда равен (кратен) π . Ток дросселя в рассматриваемой схеме на интервале $\alpha < \omega t < \pi$ протекает через диод VD_1 , R_H , тиристор VS_2 , и обмотку (трансформатора), а на интервале $\pi < \omega t < (\pi + \alpha)$ — через обратный диод VD_0 .

5.2. Приведем методику упрощенного расчета основных величин, необходимых для выбора тиристорov и диодов схемы, положив угол открывания тиристорov $\alpha = \pi/3$.

5.3. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_H \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = 6 \sqrt{\frac{\pi - \pi/3}{\pi}} = 4,9 \text{ A}.$$

5.4. Среднее значение тока через тиристор

$$I_{\text{ОТКР.СР}} = I_H \frac{\pi - \alpha}{2\pi} = 6 \frac{\pi - \pi/3}{2\pi} = 2 \text{ A}.$$

5.5. Действующее значение тока через тиристор

$$I_{\text{ОТКР.Д}} = I_H \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} = 6 \sqrt{\frac{\pi - \pi/3}{2\pi}} = 3,46 \text{ A}.$$

5.6. Среднее значение тока через обратный диод

$$I_{\text{ПР.СР}} = I_H \frac{\alpha'}{\pi},$$

где α' — угол открывания обратного диода, причем обычно $\alpha' < \alpha$.

Для упрощения расчета положим $\alpha' = 0,8\alpha$. Тогда $\alpha' = 0,8 \pi/3 = 0,27 \pi$.

$$I_{\text{ПР.СР}} = 6 \frac{0,27 \pi}{\pi} = 1,6 \text{ А.}$$

5.7. Действующее значение тока через обратный диод

$$I_{\text{ПР.Д}} = I_{\text{Н}} \sqrt{\frac{\alpha'}{\pi}} = 6 \sqrt{\frac{0,27 \pi}{\pi}} = 3,1 \text{ А.}$$

5.8. Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{2\text{М}} = \frac{\pi U_{\text{Н МАКС}}}{\sqrt{2}(1 + \cos\alpha)} = \frac{3,14 \cdot 31}{\sqrt{2}(1 + 0,5)} = 46 \text{ В.}$$

5.9. Максимально допустимое постоянное обратное напряжение:

– на тиристоре $U_{\text{ОБР Т}} = 2 U_{2\text{М}} = 2 \cdot 46 = 92 \text{ В};$

– на диоде $U_{\text{ОБР Д}} = U_{2\text{М}} = 46 \text{ В.}$

По рассчитанным данным выбираем тиристоры КУ202И, имеющие параметры: средний прямой ток 10 А, обратное напряжение 200 В.

Зная рассчитанные выше величины выберем диоды КД202Д (VD_1 и VD_2 на рисунке 5.5), имеющие средний прямой ток 5 А и обратное напряжение 200 В.

В качестве обратного диода используем КД206А, имеющий средний прямой ток 10 А, обратное напряжение 400 В.

5.10. Остальные характеристики схемы – данные для расчета трансформатора, энергетические соотношения, параметры сглаживающих фильтров и т.д., рассчитываются по соответствующей методике и, также как и найденные ранее, зависят от угла открывания α .

6. РАСЧЕТ СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С УДВОЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Исходные данные для расчета.

Рассчитать однофазную схему выпрямления с удвоением напряжения при следующих исходных данных:

- выпрямленное напряжение $U_0 = 530 \text{ В};$
- выпрямленный ток $I_0 = 1,8 \text{ мА};$
- напряжение питающей сети $U_{\text{С}} = 127 \text{ В};$
- частота сети $f_{\text{С}} = 50 \text{ Гц};$
- коэффициент пульсаций напряжения в нагрузке $K_{\text{ПН}} = 0,03.$

РЕШЕНИЕ.

Расчет элементов схемы удвоителя напряжения произведем по методике, изложенной в [2,3,7].

Выберем схему выпрямления – однофазный мост с удвоением напряжения, принципиальная схема которого изображена на рисунке 6.1.



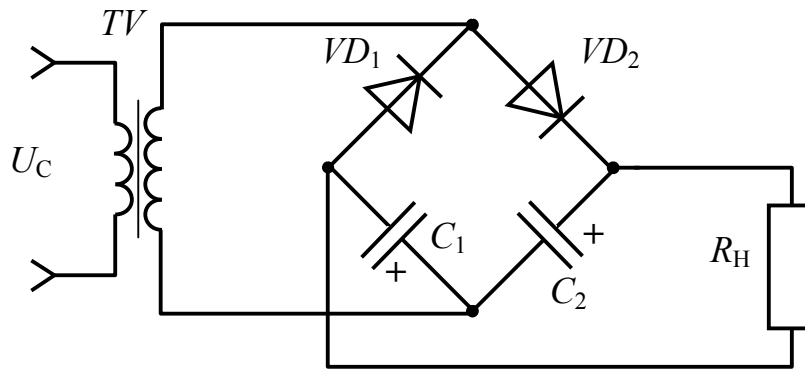


Рисунок 6.1 – Схема выпрямителя с удвоением напряжения

6.1. Выбираем вентили выпрямителя, исходя из соотношений:

- максимальное значение средневывпрямленного тока $I_{ВП\text{ ср MAX}} > I_0$;
- обратное напряжение $U_{ОБР\text{ MAX}} > 1,5 U_0$.

$$I_0 = 1,8 \text{ мА} ; \quad 1,5 U_0 = 795 \text{ В.}$$

6.2. Выбираем выпрямительные диоды типа МД 218.

$$I_{ВП\text{ ср MAX}} = 100 \text{ мА}, \quad U_{ОБР\text{ MAX}} = 1000 \text{ В}, \quad U_{ПР} = 1 \text{ В.}$$

6.3. Определяем прямое сопротивление диода, зная среднее прямое напряжение при среднем прямом токе.

$$R_{ПР} = \frac{U_{ПР}}{I_0} = \frac{1}{1,8 \cdot 10^{-3}} = 555 \text{ Ом.}$$

6.4. Вычислим приближенное значение активного сопротивления обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки.

$$r_{ТР} = K_r \frac{U_0}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{f_c B_m S}{1,6 U_0 I_0}} \quad (6.1)$$

Величину магнитной индукции B_m для трансформаторов мощностью до 1000 В·А можно предварительно принять 1,6...1,2 Тл для сети с частотой 50 Гц и 1,3...1,0 Тл для сети с частотой 400 Гц. Положим $B_m = 1,4 \text{ Тл}$.

Коэффициент K_r для схем удвоения равен 0,9.

Величина S (число стержней магнитопровода трансформатора, несущих обмотки) для трансформаторов тороидального и броневоего типа равна 1.

Тогда приведенное сопротивление обмоток, рассчитанное по формуле (6.1) равно $r_{ТР} = 11,06 \cdot 10^3 \text{ Ом}$.

6.5. Рассчитаем приближенное значение активного сопротивления фазы выпрямления.

$$r_{\Phi} = r_{ТР} + r_{ПР} ; \quad r_{\Phi} = 11615 \text{ Ом.}$$

6.6. Вычислим основной расчетный параметр A для данной схемы:

$$A = \frac{2 r_{\Phi} I_0}{U_0} ; \quad A = 0,078.$$

6.7. Определим остальные расчетные коэффициенты по графикам $B(A)$, $D(A)$, $F(A)$, $H(A)$ для найденного значения A (рисунки 2.3...2.5).

$$B = 1,05; \quad D = 2,05; \quad F = 5,5; \quad H = 20000.$$

6.8. Определим параметры трансформатора.

Напряжение на вторичной обмотке: $U_2 = 0,5 \text{ В}$ $D \ U_0 = 570,4 \text{ В}$.

Коэффициент трансформации: $K = \frac{U_c}{U_2} = 0,22$.

Ток вторичной обмотки: $I_2 = \sqrt{2} \ D \ I_0 = 5,22 \cdot 10^{-3} \text{ А}$.

Ток первичной обмотки: $I_1 = \frac{\sqrt{2} \ D \ I_0}{K_{\text{ТР}}} = 23,7 \cdot 10^{-3} \text{ А}$.

Типовая мощность: $S = \frac{B \ D \ I_0 \ U_0}{\sqrt{2}} = 1,4 \text{ В} \cdot \text{А}$.

6.9. Уточняем параметры выбранных вентиляей:

Обратное напряжение:

$$U_{\text{ОБР}} = \sqrt{2} \ B \ U_0; \quad U_{\text{ОБР}} = 787 \text{ В} < U_{\text{ОБР.МАХ}} = 1000 \text{ В}.$$

Средневыпрямленный ток одного вентиля:

$$I_{\text{ВП.СР}} = I_0; \quad I_{\text{ВП.СР}} = 1,8 \text{ мА} < I_{\text{ВП.СР.МАХ}} = 100 \text{ мА}.$$

Вентили выбраны верно.

6.10. Определяем параметры конденсаторов.

Значение емкостей конденсаторов C_1 и C_2 рассчитываем по заданному коэффициенту пульсаций напряжения в нагрузке $K_{\text{ПН}}$:

$$C = \frac{100 \ H}{r_{\Phi} \ K_{\text{ПН}} \ f_C} \quad (\text{мкФ}) . \quad C = 114,8 \text{ мкФ} .$$

Напряжение на конденсаторе:

$$U_{\text{КОНД}} = U_2 \ \sqrt{2} = 806 \text{ В}.$$

Выбираем конденсаторы Siemens EC 220/900, имеющие емкость 220 мкФ и рабочее напряжение 900 В.

6.11. Уточним коэффициент пульсаций при выбранных номинальных параметрах конденсатора.

Коэффициент пульсаций:

$$K_{\text{ПН}} = \frac{100 \ H}{r_{\Phi} \ C \ f} = 0,015, \text{ то есть меньше заданной величины.}$$

Амплитуда пульсаций:

$$U_{0 \text{ var}} = \sqrt{2} \ U_2 \cdot K_{\text{ПН}} = 12,1 \text{ В}.$$

Полученное значение величины пульсаций существенно меньше допустимого значения пульсаций для данного конденсатора, следовательно, его параметры выбраны правильно.

7. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНОГО СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

Исходные данные для расчета.

Рассчитать коэффициент фильтрации, выходное сопротивление на переменном и постоянном токе и определить диапазон допустимых значений сопротивления нагрузки фильтра при следующих исходных данных:

- коэффициент усиления тока базы транзистора..... $\beta = h_{21Э} = 40$
- дифференциальное сопротивление коллектора транзистора..... $r_K = 5 \text{ кОм};$
- объемное сопротивление базы транзистора..... $r_B = 1/h_{22Б} = 0,3 \text{ Ом};$
- дифференциальное входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $r_{ВХ} = h_{11Б} = 0,3 \text{ Ом};$
- емкостное сопротивление конденсатора на рабочей частоте..... $X_C = 15 \text{ Ом};$
- сопротивление, задающее ток базы транзистора $R_B = 400 \text{ Ом};$

РЕШЕНИЕ.

7.1. Выберем схему активного фильтра с последовательным регулирующим транзистором и нагрузкой, включенной в цепь эмиттера, изображенную на рисунке 7.1. В этой схеме цепь базы питается от основного источника $U_{ВХ}$ через $R_B C$ -фильтр.

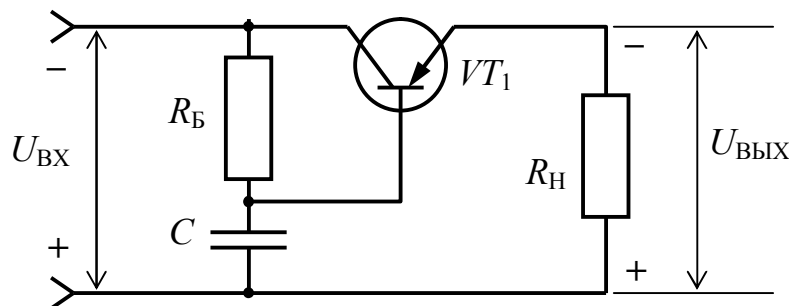


Рисунок 7.1 – Схема активного фильтра

Принцип работы активного фильтра состоит в следующем. Как известно, у транзисторов токи коллектора и эмиттера при постоянном токе базы мало зависят от напряжения коллектора (рисунок 7.2).

Если подать на коллектор напряжение с большой переменной составляющей и выбрать режим работы фильтра так, чтобы рабочая точка лежала на плоской части характеристики, а в цепь базы через RC -фильтр подать постоянный ток с малой переменной составляющей, то токи коллектора и эмиттера будут практически постоянными.

Небольшая переменная составляющая определяется некоторой остаточной зависимостью тока коллектора от напряжения коллектора и величиной остаточной переменной составляющей базового тока. Если в цепь эмиттера включить сопротивление нагрузки R_H , то ток через нагрузку, а соответственно и напряжение $U_{ВЫХ}$ будут иметь малую переменную составляющую.

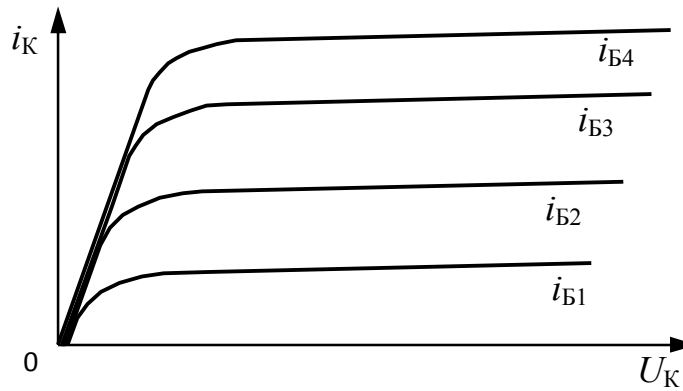


Рисунок 7.2 – Зависимость тока коллектора (эмиттера) от напряжения коллектора

Расчет основных характеристик фильтра произведем по методике, изложенной в [2,8].

7.2. Найдем коэффициент фильтрации, равный отношению размаха напряжения пульсаций на входе фильтра $U_{ПВХ}$ к размаху напряжения пульсаций на его выходе $U_{ПВЫХ}$:

$$K_{\Phi} = \frac{U_{ПВХ}}{U_{ПВЫХ}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{r_B^2}{r_K^2} + \frac{X_C^2}{R_B^2} + \frac{2X_C^2}{R_B r_K}}} =$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{0,3^2}{(5 \cdot 10^3)^2} + \frac{15^2}{(5 \cdot 10^3)^2} + \frac{15^2}{400^2} + \frac{2 \cdot 15^2}{400 \cdot 5 \cdot 10^3}}} = 24,8$$

7.3. Рассчитаем модуль выходного сопротивления фильтра на переменном токе:

$$|Z_{ВЫХ}| = \sqrt{r_{ВХ}^2 + \left(\frac{X_C}{\beta}\right)^2} = \sqrt{0,3^2 + \left(\frac{15}{40}\right)^2} = 0,48 \text{ Ом.}$$

7.4. Вычислим выходное сопротивление фильтра на постоянном токе.

$$R_{ВЫХ} = R_{ВЫХ} + r_{ВХ} + \frac{R_B}{\beta} = 3 + 0,3 + \frac{400}{40} = 13,3 \text{ Ом.}$$

7.5. Определим требования к сопротивлению нагрузки фильтра:

$$R_H \gg Z_{ВЫХ}; \quad R_H \gg \sqrt{r_{ВХ}^2 + \left(\frac{X_C}{\beta}\right)^2}; \quad R_H \gg 0,48 \text{ Ом.}$$

7.6. В заключение предложите пути повышения коэффициента фильтрации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Арсеньев Г.Н. Электропреобразовательные устройства РЭС: Учебное пособие/ Г.Н. Арсеньев, И.В. Литовко . – М.: Форум, Инфра-М, 2008. – 496 с.
2. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания: Схемотехника и расчет: Учебное пособие для вузов/ Е.Н. Гейтенко. – М.: Солон-Пресс, 2008. – 312 с.
3. Китаев В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи: учебное пособие для вузов/ Китаев В.Е., Бокуняев АА.А., Колканов М.Ф. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.
4. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС: Учебник для вузов/ А.И. Иванов-Цыганов – 4 изд. – М.: Высшая школа, 1991. –272 с.
5. Ветров И.Л. Электронные устройства на аналоговых и аналого-цифровых интегральных схемах: Учебное пособие/ И.Л. Ветров. – Севастополь: Изд. СевНТУ, 2006. – 282 с.
6. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств / В.П. Малахов – Одесса.: АстроПринт, 2000. – 212 с.
7. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др; Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.
8. Источники электропитания на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет/ С.Д. Додик, Ю.Я. Дусовицкий, К.Б. Мазель и др.; Под ред. С.Д. Додика и Е.И. Гальперина – М.Советское радио,1969.– 448 с.
9. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/ С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова, В.А. Ушибышев; Под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1990. 496 с.
10. ИМС стабилизаторов напряжения: Информационно-справочный материал. – Минск.: Изд-во ГНТП "Белэлектроника", 2004. – 62 с.
11. ИМС для силовой электроники: Информационно-справочный материал. – Минск.: Изд-во ГНТП "Белэлектроника", 2004. – 110 с.
12. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник, Розділ 6. Електроживлення / За ред. Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачуського, В. І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.

Заказ № _____ от " ____ " _____ 2009 г. Тираж _____
Издательство СевНТУ