



Министерство образования Республики Беларусь
Филиал Учреждения образования «Брестский государственный
технический университет» Политехнический колледж

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель директора
по учебной работе
_____ С.В. Маркина
«___» _____ 2017 г.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

для выполнения практических работ
для учащихся специальности
2–39 02 32 «Проектирование и производство радиоэлектронных средств»

Разработала: М.О. Храпунова, преподаватель Филиала БрГТУ
Политехнический колледж.

Методические указания разработаны на основании типовой учебной программы «Источники питания радиоэлектронных устройств», утвержденной Министерством образования Республики Беларусь 18.12.2008 г.

Методические указания обсуждены и рекомендованы к использованию на заседании цикловой комиссии радиотехнических дисциплин

Протокол № _____ от «_____» _____ 2017 г.

Председатель цикловой комиссии _____ Л.П. Бойко

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

Целью изучения дисциплины «Источники питания радиоэлектронных устройств» является формирование знаний по устройству, основам построения и исследования источников питания радиоэлектронных средств.

Успешное усвоение программного учебного материала базируется на знаниях, полученных при изучении теоретических основ электротехники, электроники и микроэлектроники, электрорадиоэлементов и устройств функциональной электроники.

Для углубления и закрепления теоретических знаний и приобретения учащимися умений и навыков, необходимых для выполнения профессиональных обязанностей, выполняются лабораторные и практические работы.

В результате изучения дисциплины учащиеся должны:

знать на уровне представления:

- современное состояние и перспективы развития источников питания;
- особенности организации производства источников электропитания;

знать на уровне понимания:

- устройство, принцип действия, характеристики и параметры, области применения первичных и вторичных источников электропитания и их функциональных узлов;

- способы защиты источников питания от перегрузок и помех;

- особенности конструкции современных источников питания;

- преимущества и недостатки источников питания радиоэлектронных устройств;

уметь:

- осуществлять расчет параметров отдельных функциональных узлов и всего устройства питания;

- выбирать элементную базу источников питания;

- собирать схемы и осуществлять исследование источников вторичного электропитания;

- анализировать работу источников питания по структурным, функциональным и принципиальным схемам.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА № 1

Расчет выпрямителя на емкостную нагрузку

Цель: совершенствовать навыки в расчете выпрямительных схем на нагрузку емкостного характера с LC-фильтром.

Теоретические сведения

Выпрямители с емкостной реакцией нагрузки (сглаживающий фильтр в этих выпрямителях начинается с емкости C_0) применяются в качестве ИВЭП небольшой мощности с токами нагрузки, не превышающими 1,0 А.

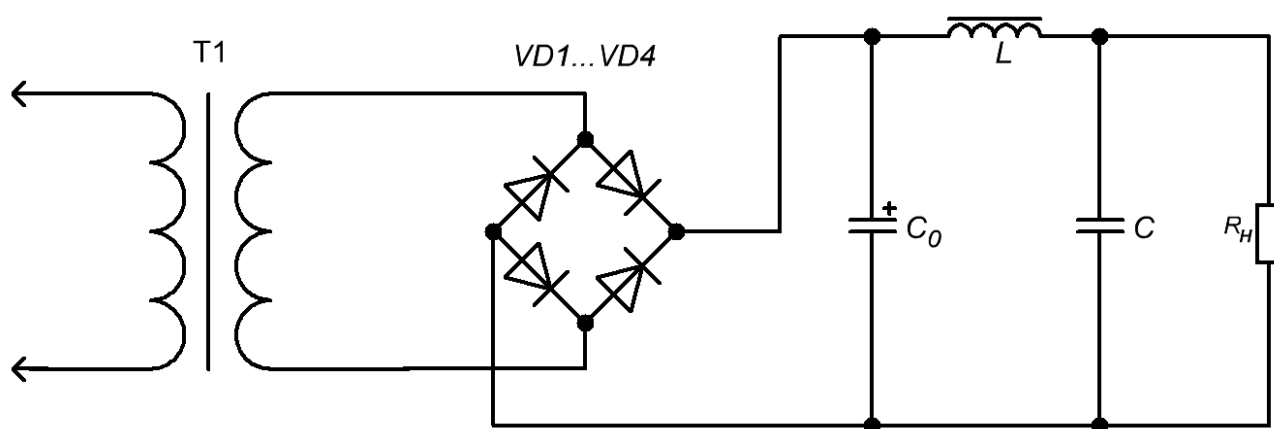


Рисунок 1.1 – Схема электрическая принципиальная выпрямителя с емкостной нагрузкой

Полная схема сглаживающего фильтра определяется следующими положениями:

1. Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на входном конденсаторе C_0 из соображений наилучших массогабаритных характеристик фильтра принимается равным $K_{П.ВХ}=5-15\%$.

2. Коэффициент сглаживания оставшейся части фильтра определяется по формуле:

$$q = \frac{K_{н.вх}}{K_{н.н}} \quad (1.1)$$

При $q < 25$ выбираем в качестве оставшейся части фильтра однозвенный LC-фильтр (при $q > 25$ применяется двухзвенный LC-фильтр).

Напряжение на выходе схемы выпрямления U_0 с учетом падения напряжения на LC-фильтре определяется по выражению:

$$U_O = U_{OH} \left[1 + 0.01 \cdot \left(\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{OH}} \right)_{\%} \right], \quad (1.2)$$

в которое значение $\left(\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{OH}} \right)_{\%}$ подставляется из графика 12.8 [3] в соответствии с мощностью в нагрузке $P_{OH} = U_{OH} I_O$.

Определение электрических параметров диодов и трансформатора производится по расчетным формулам таблицы 1.1.

Определение основных параметров и выбор диодов производится в следующей последовательности:

1. По расчетным формулам таблицы 1.1 в соответствии с выбранной схемой выпрямления определяются основные параметры: $I_{пр.ср}$ – среднее значение прямого тока диода схемы, А; $U_{обр.и.п}$ – повторяющееся импульсное обратное напряжение, прикладываемое к диоду схемы, В; $I_{пр.и.п}$ – повторяющийся импульсный прямой ток диода схемы (приблизительно), А; после расчета выпрямителя значение $I_{пр.и.п}$ уточняется также с помощью таблицы 1.1.

2. По приложению 3 [3] подбирается тип диода, параметры которого $I_{пр.ср.мах}$, $U_{обр.и.мах}$, $I_{пр.и.мах}$ превышают определенные выше соответствующие параметры схемы. При отсутствии таких диодов можно использовать имеющиеся, применив параллельное или последовательное соединение их; при этом число соединяемых параллельно диодов определяется из соотношения:

$$N_{пар} = \frac{I_{пр.ср}}{I_{пр.ср.мах}}, \quad (1.3)$$

а число последовательно соединенных диодов:

$$N_{посл} = \frac{U_{обр.и}}{U_{обр.и.мах}} \quad (1.4)$$

Общее число вентилях, используемых в выпрямителе, определяется соотношением:

$$N_{общ} = k_B \cdot N_{пар} \cdot N_{посл}, \quad (1.5)$$

где k_B – число вентильных элементов в выбранной схеме выпрямления (в однополупериодной $k_B=1$; в двухполупериодной $k_B=2$, в мостовой $k_B=4$).

Необходимо отметить, что при последовательном соединении вентилях для устранения разброса по обратным напряжениям диода шунтируются резисторы $R_{ш}$, значение которых определяется мощностью шунтируемых диодов. В случае маломощных диодов ($I_{пр.ср.мах} \leq 0,3$ А) $R_{ш}$ надо брать из расчета 80...100 кОм на каждые 100 В обратного напряжения, а для мощных диодов ($I_{пр.ср.мах} \geq 5$ А) – из расчета 10...15 кОм на каждые 100 В обратного напряжения; для диодов средней мощности $R_{ш} = 15...100$ кОм.

После выбора типа диода и определения (в случае необходимости) числа $N_{\text{посл}}$ из приложения 3[3] выписывают следующие параметры диода:

$I_{\text{пр.ср.макс}}$ – максимально допустимое среднее значение прямого тока, А;

$U_{\text{обр.и.макс}}$ – максимально допустимое импульсное обратное напряжение, В;

$U_{\text{пр.ср}}$ – среднее прямое напряжение (падение напряжения в прямом направлении), В.

Кроме того, записывается число последовательно соединенных диодов $N_{\text{посл}}$.

Таблица 1.1 – Формулы расчета выпрямителя с емкостной нагрузкой

| Схема выпрямления | m | $I_{\text{пр.ср}}$ | $U_{\text{обр.и.п.}}$ | $I_{\text{пр.и.п.}}$ | | $K_{\text{рс}}$ | r_0 | $K_L \times 10^{-3}$ | U_2 | I_2 | I_1 | P_r |
|-------------------------------|----|--------------------|-----------------------|----------------------|-------------------|-----------------|-----------------------------------|----------------------|--------------------------|--------------------------|------------------------------------|-----------|
| | | | | прибли-зительно | уточ-ненное | | | | | | | |
| Однофазная однополу-периодная | 1 | I_0 | $3U_0$ | $7I_0$ | $I_0 F$ | 2,3 | $r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 4,1 | BU_0 | DI_0 | $n_{21}^{**} \sqrt{I_2^2 - I_0^2}$ | $2 P_o$ |
| Однофазная двухполу-периодная | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $3U_0$ | $3,5I_0$ | $\frac{I_0 F}{2}$ | 4,7 | $r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 4,3 | BU_0 | $D \frac{I_0}{2}$ | $n_{21} I_2 \sqrt{2}$ | $1,8 P_o$ |
| Однофазная мостовая | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $1,5U_0$ | $3,5I_0$ | $\frac{I_0 F}{2}$ | 3,5 | $2r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 5,0 | BU_0 | $D \frac{I_0}{\sqrt{2}}$ | $n_{21} I_2$ | $1,5 P_o$ |
| Схема удвоения напряжения | 1* | I_0 | $1,5U_0$ | $7I_0$ | $I_0 F$ | 0,9 | $r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 1,25 | $B \frac{U_0}{2}$ | $DI_0 \sqrt{2}$ | $n_{21} I_2$ | $1,5 P_o$ |
| Трехфазная однополу-периодная | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $3U_0$ | $2,3I_0$ | $\frac{I_0 F}{3}$ | 6,9 | $r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 4,1 | BU_0 | $D \frac{I_0}{3}$ | $n_{21} I_2 \frac{\sqrt{6}}{3}$ | $2 P_o$ |
| Трехфазная мостовая *** | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $1,5U_0$ | $1,15I_0$ | $\frac{I_0 F}{6}$ | 4,5 | $2r_{\text{диф}} + r_{\text{тр}}$ | 1,9 | $B \frac{U_0}{\sqrt{3}}$ | $D \frac{I_0}{3}$ | $n_{21} I_2$ | $1,2 P_o$ |

* При расчете сглаживающего фильтра типа LC, RC или транзисторного значение m для этой схемы следует принимать равным 2.

$$** \quad n_{21} = \frac{U_2}{U_1}$$

*** Вторичные обмотки трансформаторов схемы соединяются в звезду.

Электрический расчет выпрямителя позволяет получить основные данные для расчета трансформатора и сглаживающего фильтра; расчет проводится в следующем порядке:

1. Определение активного сопротивления обмоток трансформатора, Ом, приведенного к вторичной обмотке:

$$r_{TP} = K_{\text{рс}} \frac{U_0}{I_0 f_c B} 4 \sqrt{\frac{\sigma f_c B}{U_0 I_0}}, \quad (1.6)$$

где $K_{\text{рс}}$ – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления, определяется из таблицы 1.1;

B – магнитная индукция в магнитопроводе трансформатора, Тл; для трансформаторов, мощность которых не превышает 1000 Вт, при частоте $f_c = 50$ Гц индукция $B = 1,2 - 1,6$ Тл, а при $f_c = 400$ Гц – $B = 1,0 - 1,3$ Тл;

σ – число стержней магнитопровода, несущих обмотки. Для магнитопроводов типа ШЛ и ОЛ $\sigma = 1$; для магнитопроводов типа ПЛ с обмотками на обоих стержнях $\sigma = 2$.

2. Определение дифференциального (внутреннего) сопротивления вентилей (одного плеча схемы) $r_{\text{диф}}$ производится по формуле:

$$r_{\text{диф}} \approx N_{\text{посл}} \frac{U_{\text{np}}}{3 I_{\text{np.ср}}}, \quad (1.7)$$

3. Определение активного сопротивления фазы выпрямителя r_0 производится по таблице 1.1 в соответствии с выбранной схемой выпрямления и известными значениями $r_{\text{тр}}$ и $r_{\text{диф}}$.

4. Определение индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, приведенной к вторичной обмотке трансформатора (с учетом, что намотка производится обычным способом), проводится по выражению:

$$L_s \approx 0,5 K_L \sigma \frac{U_0}{I_0 f_c B \sqrt[4]{\frac{\sigma f_c B}{U_0 I_0}}}, \quad (1.8)$$

причем коэффициент 0,5 соответствует $\sigma=2$ (вторичная обмотка расположена на двух стержнях). Если $\sigma=1$, то коэффициент в (1.8) равен 1.

5. Определение соотношения между активным и реактивным сопротивлениями фазы выпрямителя производится по выражению:

$$\text{tg} \varphi = 2\pi f_c \frac{L_s}{r_0} \quad (1.9)$$

По полученному значению $\text{tg} \varphi$ находим соответствующий угол φ .

6. Определение вспомогательного коэффициента A по формуле:

$$A = \frac{I_0 \pi r_0}{m U_0}, \quad (1.10)$$

где m – коэффициент схемы, равный числу импульсов выпрямленного напряжения (см. таблицу 1.1).

7. Определение расчетных коэффициентов B , D , F и H по найденному значению коэффициента A производится с помощью графиков [3] или ниже приведенных формул:

$$B(A) \approx 0,7 + 0,35\sqrt{A} + 0,62A \quad (1.11)$$

$$D(A) \approx 2 - \frac{5,6 \cdot 10^{-7}}{A^2} + \frac{9,2 \cdot 10^{-5}}{\sqrt{A}^3} - \frac{5,6 \cdot 10^{-3}}{A} + \frac{0,2}{\sqrt{A}} - 0,5\sqrt{A} + 0,17A \quad (1.12)$$

$$F(A) \approx 2,8 - \frac{3 \cdot 10^{-5}}{A^2} + \frac{2 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{A^3}} - \frac{0,06}{A} + \frac{1,7}{\sqrt{A}} - 0,3\sqrt{A} + 0,1A \quad (1.13)$$

$$\begin{aligned} \text{при } f_c = 50 \text{ Гц, } H(A) = & \begin{cases} f_c(61\sqrt{A} + 1814A - 612\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 2 \\ f_c(146\sqrt{A} + 1211A - 805\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 3 \\ f_c(163\sqrt{A} + 159A - 859\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 6 \end{cases} \\ \text{при } f_c = 400 \text{ Гц, } H(A) = & \begin{cases} f_c(8\sqrt{A} + 227A - 77\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 2 \\ f_c(18\sqrt{A} + 151A - 101\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 3 \\ f_c(20\sqrt{A} + 20A - 107\sqrt{A^3}), \text{ при } m = 6 \end{cases} \end{aligned} \quad (1.14)$$

8. Определение уточненного значения $I_{\text{пр.и.п}}$ производится по таблице 1.1. Если полученное значение $I_{\text{пр.и.п}}$ окажется больше $I_{\text{пр.и.мак}}$ выбранного диода, необходимо подобрать диод с большим значением тока $I_{\text{пр.и.мак}}$.

9. Определение электрических параметров трансформаторов (габаритной мощности, напряжений и токов в обмотках) производится по таблице 1.1. По этим параметрам будет рассчитываться трансформатор.

10. Проверка выбранного диода по обратному напряжению производится по формуле:

$$U_{\text{обр.и}} = \sqrt{2} \cdot U_2 < U_{\text{обр.и.мак}} \quad (1.15)$$

11. Определение емкости входного конденсатора фильтра, мкФ, производится по формуле:

$$C_0 = \frac{100 H}{K_{\text{п.вх}} r_0 f_c}, \quad (1.16)$$

где $K_{\text{п.вх}}$ – коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на входе фильтра, начинающегося с конденсатора C_0 ; обычно $K_{\text{п.вх}}$ выбирают в пределах 5...15%.

Коэффициент m соответствует выбранной схеме выпрямления (таблица 1.1), за исключением схемы удвоения, для которой в этом случае H следует определить по графику [3] для $m=1$.

Полученное по (1.16) значение C_0 округляют до ближайшего (большого) стандартного.

После выбора C_0 определяется соответствующий $K_{\text{п.вх}}$ по формуле:

$$K_{\text{п.вх}} = \frac{100 H}{r_0 C_0 f_c} \quad (1.17)$$

Определением $K_{П.ВХ}$ заканчивается электрический расчет выпрямителя. Полученное значение $K_{П.ВХ}$ потребуется для расчета оставшейся части фильтра, которая дополняет (при необходимости) конденсатор C_0 .

Электрический расчет фильтра:

1. Определение коэффициента сглаживания оставшейся части фильтра – звена LC в соответствии с полученными значениями C_0 и $K_{П.ВХ}$:

$$q = \frac{K_{n.вх}}{K_{n.н}} \quad (1.18)$$

2. Определение произведения LC данного звена, если L выражается в Генри , а C – в микрофарадах, то

$$LC = \frac{10(q+1)}{a^2 \cdot m^2}, \quad (1.19)$$

где $a = \frac{f_c}{50}$.

3. Определение индуктивности дросселя L:

$$L = \frac{LC}{C_0} \quad (1.20)$$

По приложению 5 [3] выбирают унифицированный дроссель и выписывают его параметры:

L – индуктивность дросселя, Гн;

I – ток подмагничивания, А;

r_L – сопротивление обмотки.

4. Проверка отсутствия резонанса.

Условие отсутствия резонанса:

$$2 \cdot \omega_{PEZ} \leq m \cdot \omega, \quad (1.21)$$

где $\omega_{PEZ} = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$ – резонансная частота фильтра;

$$\omega = 2\pi f_c.$$

Проверочный расчет заключается в определении U_{0H} с учетом падения напряжения на дросселях фильтра:

$$U_{0H} = U_0 - \Delta U_\Phi = U_0 - r_L I_0, \quad (1.22)$$

а также в определении абсолютной и относительной погрешности расчета.

Варианты заданий

Таблица 1.2 – Исходные данные

| № вар. | U_{0H} , В | I_0 , mA | Кп.н, % | U_1 , В | f_c , Гц | Токp min...max, °C | Тип магнито- провода | Кп.вх, % | Схема выпрямления |
|-----------|-----------------|---------------|------------|--------------|---------------|--------------------------|----------------------------|-------------|----------------------|
| 1 | 5 | 710 | 1,00 | 127 | 400 | –40 ... +60 | Ш | 5 | 1ф. 1п |
| 2 | 9 | 520 | 1,10 | 110 | 50 | –50 ... +70 | ШЛ | 10 | 1ф. 2п |
| 3 | 12 | 540 | 1,20 | 220 | 400 | –60 ... +80 | ОЛ | 15 | 1ф. М |
| 4 | 15 | 560 | 0,90 | 127 | 50 | –40 ... +90 | Ш | 5 | 1ф. 1п |
| 5 | 24 | 580 | 1,30 | 110 | 400 | –50 ... +50 | ШЛ | 10 | 1ф. 2п |
| 6 | 27 | 600 | 1,05 | 220 | 50 | –60 ... +60 | ОЛ | 15 | 1ф. М |
| 7 | 36 | 820 | 1,10 | 127 | 400 | –40 ... +70 | Ш | 5 | 1ф. 1п |
| 8 | 42 | 640 | 1,20 | 110 | 50 | –50 ... +80 | ШЛ | 10 | 1ф. 2п |
| 9 | 9 | 650 | 1,25 | 220 | 400 | –60 ... +90 | ОЛ | 15 | 1ф. М |
| 10 | 12 | 670 | 0,90 | 127 | 50 | –40 ... +50 | Ш | 5 | 1ф. 1п |
| 11 | 15 | 800 | 0,90 | 110 | 400 | –50 ... +60 | ШЛ | 10 | 1ф. 2п |
| 12 | 18 | 520 | 1,00 | 220 | 50 | –60 ... +70 | ОЛ | 15 | 1ф. М |
| 13 | 24 | 540 | 1,05 | 127 | 400 | –30 ... +80 | Ш | 5 | 1ф. 1п |
| 14 | 27 | 560 | 1,00 | 110 | 50 | –40 ... +90 | ШЛ | 10 | 1ф. 2п |
| 15 | 5 | 680 | 1,10 | 220 | 400 | –50 ... +50 | ОЛ | 15 | 1ф. М |

Содержание отчета

1. Тема и цель работы, вариант.
2. Исходные данные.
3. Электрическая схема выпрямителя и фильтра.
4. Расчет выпрямителя и фильтра. Табличные данные, используемые графики.
5. Ответы на контрольные вопросы.

Контрольные вопросы

1. Как влияет включение емкости на основные параметры выпрямителя?
2. Как зависит степень пульсации выпрямленного напряжения в схемах с емкостной нагрузкой от уменьшения R_H (при $C = \text{const}$), от увеличения C (при $R_H = \text{const}$).
3. При каких видах нагрузки имеет место угол отсечки и что он из себя представляет?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА № 2

Расчет выпрямителя на индуктивную нагрузку

Цель: совершенствовать навыки в расчете выпрямительных схем на нагрузку индуктивного характера.

Теоретические сведения

Выпрямители с индуктивной реакцией нагрузки (сглаживающий фильтр в этих выпрямителях начинается с дросселя) применяются в качестве ИВЭП с токами нагрузки свыше 1,0 А.

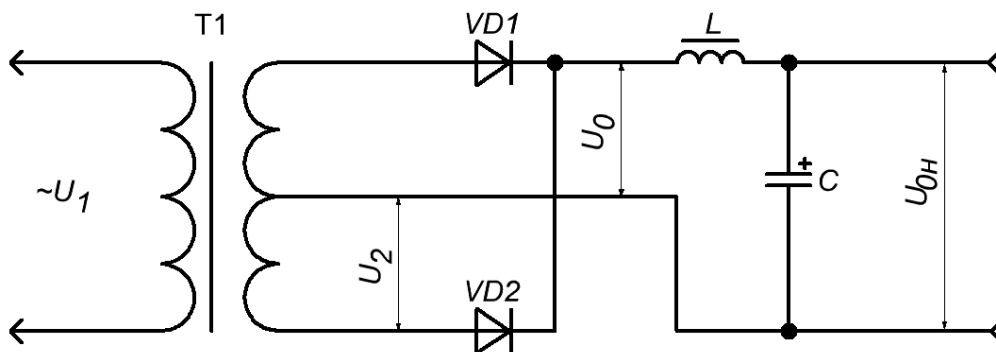


Рисунок 2.1 – Схема электрическая принципиальная выпрямителя с индуктивной нагрузкой

Определение напряжения на выходе схемы выпрямления с учетом падения напряжения на дросселях фильтра производится по выражению:

$$U_O = U_{OH} \left[1 + 0.01 \cdot \left(\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{OH}} \right)_{\%} \right], \quad (2.1)$$

в которое значение $\left(\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{OH}} \right)_{\%}$ подставляется из графика 12.8 [3] в соответствии с мощностью в нагрузке $P_{OH} = U_{OH} I_O$.

Определение основных параметров и выбор диодов производится в следующей последовательности:

1. По расчетным формулам таблицы 2.1 в соответствии с выбранной схемой выпрямления определяются основные параметры: $I_{пр.ср}$ – среднее значение прямого тока диода схемы, А; $I_{пр.и.п.}$ – повторяющийся импульсный прямой ток диода схемы, А; $U_{обр.и.п.}$ – повторяющееся импульсное обратное напряжение, прилагаемое к диоду схемы (приблизительно), В; после расчета выпрямителя значение $U_{обр.и.п.}$ уточняется также с помощью таблицы 2.1.

Таблица 2.1 – Формулы расчета выпрямителя с индуктивной нагрузкой

| Схема выпрямления | m | $I_{пр.ср}$ | $I_{пр.и.п.}$ | $U_{обр.и.п.}$ | | K_{rL} | ΔU_{TP} | U_{2X} | I_2 | I_1 | P_{Γ} |
|--------------------------------------|---|-----------------|---------------|---------------------|------------------------|----------|---------------------|----------------|------------|-------------------|-------------------|
| | | | | прибли- зительно | уточненное | | | | | | |
| Однофазная двухполу- периодная | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | I_0 | $3U_0$ | πU_{0X} | 7 | $I_0 \cdot r_{TP}$ | $1,11 U_{0X}$ | $0,71 I_0$ | $n_{21} I_0$ | $1,34 U_{0X} I_0$ |
| Однофазная мостовая | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | I_0 | $1,5U_0$ | $\frac{\pi}{2} U_{0X}$ | 5,2 | $I_0 \cdot r_{TP}$ | $1,11 U_{0X}$ | I_0 | $n_{21} I_0$ | $1,11 U_{0X} I_0$ |
| Трехфазная однополу- периодная | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | I_0 | $2U_0$ | $2,1 U_{0X}$ | 6,6 | $I_0 \cdot r_{TP}$ | $0,855 U_{0X}$ | $0,58 I_0$ | $0,47 n_{21} I_0$ | $1,35 U_{0X} I_0$ |
| Трехфазная мостовая | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | I_0 | U_0 | $1,05 U_{0X}$ | 2,5 | $2I_0 \cdot r_{TP}$ | $0,43 U_{0X}$ | $0,82 I_0$ | $0,82 n_{21} I_0$ | $1,05 U_{0X} I_0$ |

2. По приложению 3 [3] подбирается тип диода, параметры которого $I_{пр.ср.мах}$, $U_{обр.и.мах}$, $I_{пр.и.мах}$ превышают определенные выше соответствующие параметры схемы. При отсутствии таких диодов можно использовать имеющиеся, применив параллельное или последовательное соединение их; при этом число соединяемых параллельно диодов определяется из соотношения:

$$N_{пар} = \frac{I_{пр.ср}}{I_{пр.ср.мах}}, \quad (2.2)$$

а число последовательно соединенных диодов:

$$N_{посл} = \frac{U_{обр.и}}{U_{обр.и.мах}} \quad (2.3)$$

После выбора типа диода и определения (в случае необходимости) числа $N_{посл}$ из приложения 3 [3] выписывают следующие параметры диода:

$I_{пр.ср.мах}$ – максимально допустимое среднее значение прямого тока, А;

$U_{обр.ср.мах}$ – максимально допустимое импульсное обратное напряжение, В;

$U_{пр.ср}$ – среднее прямое напряжение, В.

Кроме того, записывается число последовательно соединенных диодов в плече схемы $N_{посл}$.

Электрический расчет выпрямителя позволяет получить основные данные для расчета трансформатора и сглаживающего фильтра; расчет проводится в следующем порядке:

1. Определение активного сопротивления обмоток трансформатора, Ом, приведенного к вторичной обмотке:

$$r_{TP} = K_{rL} \frac{U_0}{I_0 f_c B} 4 \sqrt{\frac{\sigma f_c B}{U_0 I_0}}, \quad (2.4)$$

где $K_{гЛ}$ – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления, определяется из таблицы 2.1;

B – магнитная индукция в магнитопроводе трансформатора, Тл; для трансформаторов, мощность которых не превышает 1000 Вт, при частоте $f_c = 50$ Гц индукция $B = 1,2 - 1,6$ Тл, а при $f_c = 400$ Гц – $B = 1,0 - 1,3$ Тл;

σ – число стержней магнитопровода, несущих обмотки. Для магнитопроводов типа ШЛ и ОЛ $\sigma = 1$; для магнитопроводов типа ПЛ с обмотками на обоих стержнях $\sigma = 2$.

2. Определение падения напряжения в обмотке трансформатора ΔU_{TP} производится по таблице 2.1.

3. Определение падения напряжения на дросселе фильтра (ориентировочно), В

$$\Delta U_{\phi} = \left(\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{0H}} \right) U_{0H} \cdot 0,01; \quad (2.5)$$

где $\frac{\Delta U_{\phi}}{U_{0H}}$ – подставляется из графика рисунок 12.8 [3].

После конструктивного расчета дросселя или подбора унифицированного в расчет выпрямителя вносятся поправки.

4. Определение выпрямленного напряжения при отсутствии нагрузки (режим холостого хода), В

$$U_{0X} = U_0 + \Delta U_{\phi} + U_{PP} + \Delta U_{TP}, \quad (2.6)$$

где $U_{PP} = N_{ПОСЛ} \cdot U_{PP.CP.}$.

5. Уточнение значения $U_{ОБР.И.П.}$ производится по таблице 2.1, где в соответствии с выбранной схемой выпрямления даны формулы $U_{ОБР.И.П.} = f(U_{0X})$. Если полученное значение $U_{ОБР.И.П.}$ окажется больше $U_{ОБР.И. \max}$ выбранного диода, нужно подобрать другой тип диода с большим значением $U_{ОБР.И. \max}$.

6. Определение электрических параметров трансформатора производится по таблице 2.1.

$$U_{2X}, I_2, n_{21} = \frac{U_{2X}}{U_1}, I_1, P_r.$$

Расчет сглаживающего фильтра ведется в следующем порядке.

1. Определение минимального значения индуктивности дросселя фильтра, Гн, производится по формуле

$$L_{\min} = \frac{2U_0}{(m^2 - 1)m\pi \cdot f_c \cdot I_0}. \quad (2.7)$$

По полученному значению L_{\min} , пользуясь приложением 5 [3], выбираем стандартный дроссель $L_{униф.}$

2. Определение произведения LC (в случае однозвенного LC -фильтра), Гн·мкФ, производится согласно выражению:

$$LC = \frac{10(q+1)}{a^2 \cdot m^2}, \quad (2.8)$$

где $q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.Н}}$ – коэффициент сглаживания фильтра, в котором $K_{П.ВХ}$ – коэффициент пульсации на входе фильтра (выход схемы выпрямления); $K_{П.Н}$ – заданный коэффициент пульсации на выходе фильтра (на нагрузке R_H , т.е. $K_{П.Н} = K_{П.ВЫХ}$);

$$a = \frac{f_c}{50}.$$

3. Емкость конденсатора C определяется из выражения $\frac{LC}{L_{униф}}$, в котором $L_{униф}$ – индуктивность унифицированного дросселя, выбираемого по приложению 5 [3].

По приложению 4 [3] выбираем конденсатор емкостью $C_{СТАНД} \geq C_{РАСЧ}$.

Проверяем значение q фильтра в соответствии с выбранными $C_{СТАНД}$ и $L_{униф}$, причем выражение для q получаем из формулы (2.8).

4. Проверка на отсутствие резонанса производится по неравенству $2\omega_{РЕЗ} \leq m\omega$, в котором $\omega_{РЕЗ}$ – резонансная частота, причем

$$\omega_{РЕЗ} = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega = 2\pi \cdot f_c; \quad (2.9)$$

где m – коэффициент схемы, равный числу импульсов выпрямленного напряжения берется из таблицы 2.1.

5. Проверка падения напряжения на дросселе производится по формуле, В

$$\Delta U_\phi = r_L I_0, \quad (2.10)$$

где r_L – сопротивление унифицированного дросселя, выбранного по приложению 5 [3], Ом.

Если полученное значение ΔU_ϕ не превышает принятого ранее ориентировочного значения (2.5), то, значит, дроссель выбран правильно. Если больше ориентировочного, то напряжение U_{2X} необходимо увеличить на величину равную разности между величиной, найденной по формуле (2.10) и (2.5), умноженной на коэффициент, стоящий перед значением U_{0X} в таблице 2.1.

Варианты заданий

Таблица 2.2 – Исходные данные

| № вар. | $U_{0H},$ В | $I_0,$ А | $U_1,$ В | $f_c,$ Гц | Токр $\min \dots \max,$ $^{\circ}\text{C}$ | Схема выпрямления | Кп.н, % | Кп.вх, % |
|-----------|----------------|-------------|-------------|--------------|--|----------------------|------------|-------------|
| 1 | 5 | 7 | 127 | 400 | –40 ... +60 | 1ф. 2п | 1,4 | 50 |
| 2 | 9 | 6 | 220 | 400 | –60 ... +90 | 1ф. 2п | 1,5 | 52 |
| 3 | 12 | 7 | 127 | 50 | –40 ... +50 | 1ф. М | 1,1 | 38 |
| 4 | 10 | 5 | 220 | 400 | –45 ... +60 | 1ф. 2п | 1,2 | 36 |
| 5 | 27 | 6 | 110 | 50 | –50 ... +50 | 1ф. М | 1,6 | 48 |
| 6 | 24 | 5 | 110 | 400 | –45 ... +40 | 1ф. 2п | 1,8 | 54 |
| 7 | 9 | 5 | 110 | 50 | –50 ... +70 | 1ф. М | 1,9 | 57 |
| 8 | 18 | 6 | 220 | 50 | –40 ... +60 | 3ф. М | 2,0 | 60 |
| 9 | 42 | 7 | 110 | 50 | –50 ... +80 | 3ф. М | 1,3 | 43 |
| 10 | 24 | 6 | 127 | 400 | –30 ... +80 | 1ф. 2п | 1,5 | 50 |
| 11 | 20 | 5 | 220 | 50 | –45 ... +45 | 3ф. 1п | 1,2 | 40 |
| 12 | 15 | 9 | 127 | 400 | –35 ... +55 | 3ф. М | 1,1 | 36 |
| 13 | 13 | 7 | 110 | 400 | –30 ... +60 | 1ф. М | 1,8 | 54 |
| 14 | 12 | 8 | 127 | 50 | –45 ... +50 | 1ф. 2п | 1,3 | 38 |
| 15 | 16 | 6 | 220 | 50 | –35 ... +55 | 3ф. 1п | 1,5 | 50 |

Содержание отчета

1. Тема и цель работы, вариант.
2. Исходные данные.
3. Электрическая схема выпрямителя и фильтра.
4. Расчет выпрямителя и фильтра. Табличные данные, используемые графики.
5. Ответы на контрольные вопросы.

Контрольные вопросы

1. Как влияет включение индуктивности на основные параметры выпрямителя?
2. От чего зависит степень пульсации выпрямительного искажения при индуктивной реакции?
3. Какое значение имеет угол отсечки при индуктивной нагрузке и почему?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА № 3

Расчет стабилизатора напряжения компенсационного типа

Цель: закрепить практические навыки в расчете стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа.

Теоретические сведения

На рисунке 3.1 представлена одна из простых практических схем стабилизатора постоянного напряжения компенсационного типа на полупроводниковых приборах.

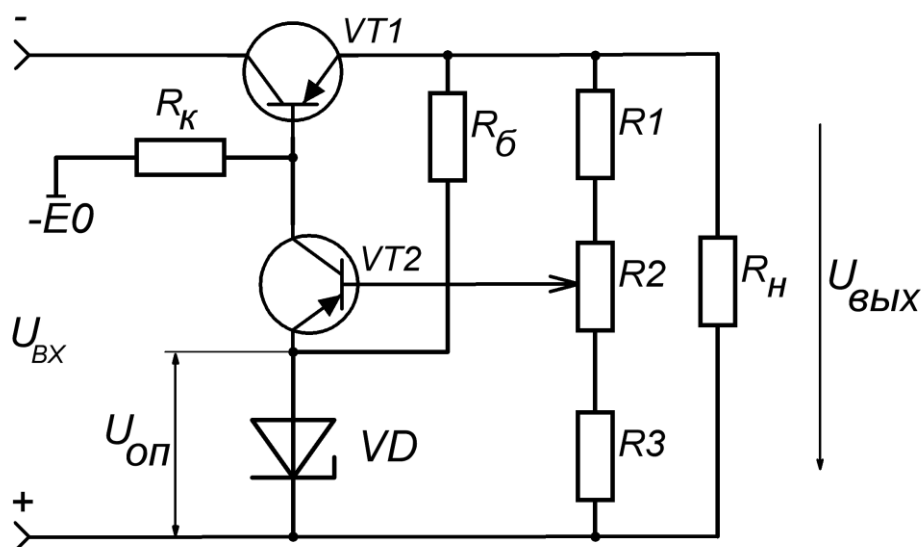


Рисунок 3.1 – Схема электрическая принципиальная стабилизатора напряжения компенсационного типа на полупроводниковых приборах

Расчет полупроводникового стабилизатора постоянного напряжения компенсационного типа состоит из следующих этапов.

1. Определение параметров регулирующего транзистора VT1 и выбор типа транзистора.

а) определение максимального значения напряжения коллектор-эмиттер:

$$U_{KЭ1max} = U_{BXmax} - U_{ВЫХmin} \quad (3.1)$$

б) определение значения максимальной мощности, рассеиваемой на транзисторе:

$$P_{K1max} = |U_{KЭ1max}| I_{Hmax} \quad (3.2)$$

По данным расчета выбираем по приложению 7 [3] транзистор, у которого

$$U_{KЭmax} > U_{KЭ1max}; I_{Kmax} > I_{K1} \approx I_{Hmax}; P_{Kmax} > P_{K1max} \quad (3.3)$$

2. Определение параметров опорного стабилитрона и выбор типа стабилитрона (приложение 6 [3]).

В качестве опорного стабилитрона применяют опорные стабилитроны с наименьшими значениями ТКН (температурный коэффициент напряжения) и $r_{ст}$ (дифференциальное сопротивление стабилитрона).

Кроме того, для данной схемы стабилизатора опорное напряжение стабилитрона должно соответствовать условию:

$$U_{оп} < |U_{ВЫХ min}| - (2 \div 3) \quad (3.4)$$

3. Определение параметров усилительного транзистора VT2 и выбор типа транзистора.

а) определение максимального значения напряжения коллектор-эмиттер:

$$U_{KЭ2max} \approx U_{ВЫХmax} - U_{оп} \quad (3.5)$$

Исходя из условия

$$U_{KЭmax} > U_{KЭ2max}, \quad (3.6)$$

по приложению 7[3] выбираем транзистор с достаточно высоким коэффициентом передачи тока $h_{21Э}$.

4. Определение сопротивления балластного резистора:

$$R_{\sigma} = \frac{|U_{ВЫХ} - U_{оп}|}{I_{СТ.НОМ} - I_{Э2}} \quad (3.7)$$

Из приложения 8 [3] выбирают ближайшее стандартное значение.

5. Определение сопротивления резистора, установленного в цепи коллектора усилительного транзистора:

$$R_K = \frac{|E_0 - U_{ВЫХ max}|}{I_{Б1 max} + I_{K2}}, \quad (3.8)$$

где I_{R_K} – ток, протекающий по резистору, установленному в цепи коллектора усилительного транзистора:

$$I_{R_K} = I_{B1max} + I_{K2}, \quad (3.9)$$

причем

$$I_{B1max} = \frac{I_{Hmax}}{h_{21Э1} + 1}, \quad (3.10)$$

6. Определение сопротивлений делителя R1, R2 и R3 производится на базе уравнений, записанных при следующих условиях: выходное напряжение стабилизатора имеет наибольшее значение ($U_{BЫXmax}$) при крайнем нижнем положении движка переменного резистора R2; в крайнем верхнем положении движка выходное напряжение минимально, т.е. ($U_{BЫXmin}$).

$$I_{ДЕЛ} = 20 \cdot I_{B2} = \frac{20 \cdot I_{K2}}{h_{21Э}}; \quad (3.11)$$

$$R1 = \frac{|U_{BЫXmin} - U_{ОП}|}{I_{ДЕЛ}}; \quad (3.12)$$

$$R2 = \frac{|U_{BЫXmax} - U_{ОП}|}{I_{ДЕЛ}} - R1; \quad (3.13)$$

$$R3 = \frac{|U_{ОП}|}{I_{ДЕЛ}}. \quad (3.14)$$

7. Коэффициент стабилизации напряжения $K_{СТ}$ определяется по формуле:

$$K_{СТ} = \frac{U_{ОП}}{U_{ВХ}} \cdot \frac{r_{K1} h_{21Э2}}{(r_{СТ} + r_{Э2})(1 + h_{21Э2}) + r_{Б2}}, \quad (3.15)$$

где r_{K1} – сопротивление коллекторного перехода (коллектора) VT1 определяется по выражению: $r_K = \frac{U_{КБ}}{I_{КБО}}$, Ом по данным графы «Обратный ток коллектора» приложения 7 [3];

$$r_{Э2} – \text{сопротивление эмиттера VT2: } r_{Э2} = \frac{0,026}{I_{Э2}};$$

$r_{Б2}$ – сопротивление базы VT2, составляет 100...500 Ом.

Варианты заданий

Таблица 3.1 – Исходные данные

| № вар. | $U_{ВХ}$, В | $\pm\Delta U_{ВХ}$, В | $U_{ВЫХ\ min}$, В | $U_{ВЫХ\ max}$, В | $K_{СТ}$ | $I_H\ max$, А | E_O , В |
|-----------|--------------|------------------------|--------------------|--------------------|----------|----------------|-----------|
| 1 | +15 | 0,7 | 6 | 10 | 490 | 0,9 | +20 |
| 2 | -19 | 0,8 | -10 | -15 | 500 | 1,1 | -25 |
| 3 | +12 | 1,2 | 6 | 9 | 510 | 1,2 | +22 |
| 4 | -15 | 2,0 | -9 | -12 | 520 | 1,3 | -26 |
| 5 | +17 | 1,4 | 10 | 25 | 530 | 1,4 | +21 |
| 6 | -19 | 1,5 | -7 | -13 | 540 | 1,5 | -28 |
| 7 | +20 | 1,6 | 11 | 16 | 550 | 0,8 | +29 |
| 8 | -22 | 1,7 | -12 | -17 | 480 | 0,9 | -30 |
| 9 | +25 | 1,9 | 13 | 19 | 490 | 1,0 | +30 |
| 10 | -16 | 0,6 | -8 | -14 | 500 | 1,1 | -25 |
| 11 | +26 | 0,7 | 14 | 20 | 510 | 1,2 | +32 |
| 12 | -27 | 0,8 | -15 | -21 | 520 | 1,3 | -32 |
| 13 | +13 | 0,9 | 8 | 10 | 530 | 1,4 | +20 |
| 14 | -16 | 1,1 | -9 | -11 | 540 | 1,5 | -25 |
| 15 | +23 | 2,1 | 10 | 12 | 550 | 0,8 | +29 |

Содержание отчета

1. Тема и цель работы, вариант.
2. Исходные данные.
3. Электрическая схема полупроводникового стабилизатора напряжения компенсационного типа.
4. Расчет стабилизатора. Табличные данные, используемые графики.
5. Ответы на контрольные вопросы.

Контрольные вопросы

1. На какой элементной радиотехнической базе выполняются функциональные элементы компенсационных стабилизаторов напряжения?
2. В чем состоит сущность компенсационного метода стабилизации?
3. В чем состоит принципиальное отличие компенсационного метода стабилизации от параметрического?
4. Как осуществляется регулировка выходного напряжения? Поясните, как увеличить его при использовании транзисторов структуры р-н-р.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА № 4

Расчет преобразователя постоянного напряжения с двухтактным автогенератором

Цель: закрепить теоретические знания и научиться рассчитывать преобразователь постоянного напряжения с двухтактным автогенератором.

Теоретические сведения

На рисунке 4.1 представлена схема электрическая принципиальная преобразователя постоянного напряжения с двухтактным автогенератором, собранным по схеме с общим эмиттером.

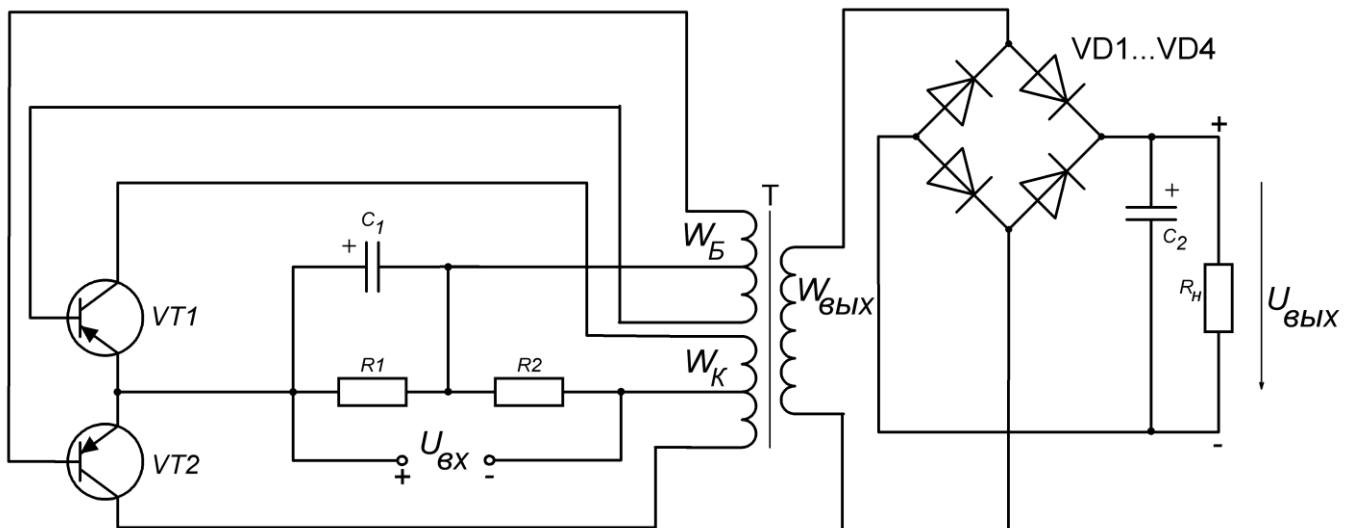


Рисунок 4.1 – Схема электрическая принципиальная преобразователя напряжения с автогенератором (с самовозбуждением)

Расчет полупроводникового преобразователя постоянного напряжения с двухтактным автогенератором состоит из следующих этапов.

1. Расчет основных параметров и выбор типа транзистора.

Определение типа транзистора производится по значениям входного тока $I_{BX} \approx I_{Kmax}$, мА и максимального напряжения между коллектором и эмиттером $|U_{KЭmax}|$, В.

$$I_{Kmax} = I_{BX} = \frac{P_{ВЫХ}}{\eta_{П} \cdot U_{ВХ}} = \frac{I_{ВЫХ} \cdot U_{ВЫХ}}{\eta_{П} \cdot U_{ВХ}}, \quad (4.1)$$

где $\eta_{П} = 0,65 \div 0,9$ – КПД преобразователя.

$$|U_{KЭmax}| = 1,2 \cdot 2U_{BX} \quad (4.2)$$

В соответствии с полученными значениями по приложению 7 [3] выбирается транзистор и выписываются его параметры.

2. Расчет параметров делителя.

2.1. Выбор резисторов делителя, Ом

$$R_1 = \frac{3 \div 4}{I_{B \text{ нас}}} = \frac{(3 \div 4) \cdot h_{21Э}}{I_{Kmax} \cdot k_{HAC}}, \quad (4.3)$$

где $k_{HAC} = 1,5 \div 3$ – коэффициент насыщения.

$$R_2 = \frac{U_{BX} - I_{ДЕЛ} \cdot R_1}{I_{ДЕЛ}} = \frac{(U_{BX} - U_{R_1}) \cdot R_1}{U_{R_1}}, \quad (4.4)$$

где $U_{R_1} = 1 \text{ В}$.

2.2. Определение емкости блокировочного конденсатора.

Выбирается в пределах $C_1 = 0,5 - 1,0 \text{ мкФ}$ по приложению 4 [3].

3. Расчет импульсного трансформатора.

3.1. Определение габаритной мощности трансформатора.

а) в случае мостовой схемы выпрямления и схемы удвоения:

$$P_T = 1,3 \cdot U_{ВЫХ} \cdot I_{ВЫХ} \quad (4.5)$$

б) в случае двухполупериодной схемы выпрямления с выводом средней точки:

$$P_T = 2,1 \cdot U_{ВЫХ} \cdot I_{ВЫХ} \quad (4.6)$$

3.2. Выбор типа магнитопровода.

Определяется мощностью P_T и частотой преобразования f_{II} . При $P_T \leq 1 \text{ кВт}$ применяются ленточные магнитопроводы броневые и тороидального типа, причем последние предпочтительнее вследствие наименьших потерь на рассеяние мощности и гистерезис. В качестве материала магнитопровода импульсных трансформаторов обычно используют электротехническую сталь марок 1512, 1521, 3411 (на частоте f_{II} не более 2 кГц), а также пермаллой марок 50НП, 65 НП, 34НКМП с высоким значением индукции насыщения. В таблице 4.1 приводятся основные данные этих материалов на частоте 1–5 кГц.

3.3. Расчет $S_C S_O$ магнитопровода трансформатора.

$$S_C S_O = \frac{P_T \cdot 10^2}{2 \cdot f_{II} \cdot B_S \cdot j \cdot \eta \cdot k_C \cdot k_O \cdot \sigma}, \quad (4.7)$$

где S_C и S_O – соответственно площадь сечения стержня и площадь окна, см^2 ;
 f_{II} – рабочая частота преобразования, Гц;
 B_S – индукция насыщения магнитопровода, Тл;
 j – плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм^2 ;
 k_C – коэффициент заполнения магнитопровода сталью;
 k_O – коэффициент заполнения окна обмоткой;
 σ – число стержней магнитопровода;
 η – КПД трансформатора.

Если магнитопровод трансформатора тороидальный и обмотки выполняются проводом марки ПЭЛ или ПЭВ, то указанные параметры имеют следующие значения: $j = 3 \div 4 \text{ А/мм}^2$; $k_C = 0,8$; $k_O = 0,2 \div 0,3$; $\eta = 0,8 \div 0,9$; $\sigma = 1$.

Таблица 4.1

| Материал | Толщина листа (ленты), мм | Тип магнитопровода и его конструкция | Среднее значение B_S , Тл |
|----------|---------------------------|--------------------------------------|-----------------------------|
| 1512 | 0,35 | Броневой Ш9 | 0,85 |
| 1521 | 0,20 | Броневой Ш9 | 0,90 |
| 3411 | 0,08 | Стержневой ленточный разрезной Ш9 | 1,00 |
| 50НП | 0,05 | Тороидальный ленточный | 1,50 |
| 65НП | 0,05 | Тороидальный ленточный | 1,30 |
| 34НКМП | 0,05 | Тороидальный ленточный | 1,50 |

3.4. Определение значения толщины стержня магнитопровода.
Толщина намотки ленты, см:

$$a \approx 0,7 \cdot \sqrt[4]{S_C S_O} \quad (4.8)$$

Ширина ленты, см:

$$b \approx 1,5 \cdot a \quad (4.9)$$

3.5. Выбор типоразмера магнитопровода (по приложению 1 [3]).

3.6. Определение числа витков половины коллекторной обмотки трансформатора.

$$0,5w_K = \frac{(U_{BX} - |U_{K \text{ нас}}|) \cdot 10^4}{4 \cdot f_{II} \cdot B_S \cdot S_C \cdot k_C} \quad (4.10)$$

3.7. Определение числа витков половины базовой обмотки.

$$0,5w_B = 0,5w_K \frac{3 \div 4}{U_{BX} - |U_{K \text{ нас}}|} \quad (4.11)$$

3.8. Определение числа витков выходной обмотки.

$$w_{\text{ВЫХ}} = 0,5 w_K \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} - |U_{\text{к нас}}|} \quad (4.12)$$

3.9. Определение действующего значения тока в коллекторной обмотке.

$$I_K = \frac{I_{K \max}}{\sqrt{2}} \quad (4.13)$$

3.10. Определение действующего значения тока в базовой обмотке.

$$I_B = \frac{I_K \cdot k_{\text{НАС}}}{h_{21Э}} \quad (4.14)$$

3.11. Определение диаметров проводов обмоток трансформатора.

Диаметр провода коллекторной обмотки:

$$d_K = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_K}{j}} \quad (4.15)$$

Диаметр провода базовой обмотки:

$$d_B = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_B}{j}} \quad (4.16)$$

Диаметр провода выходной обмотки:

$$d_{\text{ВЫХ}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{j}} \quad (4.17)$$

Диаметры проводов обмоток (с изоляцией) выбираются по приложению 2 [3].

4. Проверка выбранного транзистора по тепловому режиму.

4.1. Определение максимально допустимой мощности при максимальной температуре (без дополнительного теплоотвода и с дополнительным теплоотводом).

$$P_{K \max} = P_{K \max} \frac{T_{K \max} - T_{\text{ОКР}}}{T_{K \max} - 25^\circ} \quad (4.18)$$

4.2. Определение среднего значения мощности транзистора, работающего в режиме переключения.

$$P_{KCP} = P_{KOTC} + P_{KHAC} + P_{KA} \quad (4.19)$$

где P_{KOTC} – мощность, рассеиваемая в области отсечки, $P_{KOTC} \approx 0$;

P_{KHAC} – мощность, рассеиваемая в области насыщения,

$$P_{KHAC} = 0,5 I_{Kmax};$$

P_{KA} – мощность, рассеиваемая в активной области, при возрастании тока коллектора от 0 до I_{Kmax} ,

$$P_{KA} = \frac{1,2 \cdot U_{BX}^2 \cdot f_{II} \cdot \tau_{h21Э}}{R'_H}, \quad (4.20)$$

$$\text{в которой: } \tau_{h21Э} = \frac{h_{21Э}}{2\pi \cdot f_{h21Б}}; \quad R'_H = \frac{U_{БЫХ}}{I_{БЫХ}} \left(\frac{0,5 \cdot w_K}{w_{БЫХ}} \right)^2.$$

4.3. Сравнение полученных значений P_{KCP} и P_{Kmax} . Необходимо, чтобы $P_{Kmax} > P_{KCP}$, в противном случае необходим дополнительный теплоотвод.

5. Расчет выпрямителя и сглаживающего фильтра состоит в выборе типа диодов, расчете входной емкости и остальной части фильтра (в случае необходимости).

5.1. Выбор типа диодов производится по значению прямого среднего тока $I_{IPCP} = 0,5 \cdot I_{БЫХ}$ и по значению обратного напряжения ($U_{ОБР ИП} = 0,5 \cdot U_{БЫХ}$ для мостовой схемы выпрямления, и $U_{ОБР ИП} = 3 \cdot U_{БЫХ}$ двухполупериодная схема с выводом средней точки) по приложению 3 [3].

5.2. Определение входной емкости фильтра.

$$C_2 = \frac{1,5 \cdot I_{БЫХ} \cdot 10^6}{f_{II} \cdot U_{БЫХ} \cdot K_{II\%}}, \quad (4.21)$$

где $K_{II\%}$ – коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на выходе схемы выпрямления, (т.е. на емкости C_2) обычно $K_{II\%} = 2 \div 5\%$.

Конденсаторы выбираются по приложению 4 [3].

Оставшаяся часть фильтра выбирается в зависимости от соотношения между $K_{II\%}$ и требуемым коэффициентом пульсации на нагрузке преобразователя $K_{ПН}$. Наиболее часто применяются транзисторные фильтры или фильры LC .

Варианты заданий

Таблица 4.2 – Исходные данные

| № | $U_{ВХ},$ В | $U_{ВЫХ},$ В | $I_{ВЫХ},$ А | $T_{ОКР},$ °С | $f_{П},$ кГц | Тип выпрямителя | Марка стали |
|----|----------------|-----------------|-----------------|------------------|-----------------|--------------------|----------------|
| 1 | 10 | 24 | 0,5 | 40 | 1,0 | М* | 1512 |
| 2 | 11 | 25 | 0,6 | 41 | 1,5 | СТ** | 1521 |
| 3 | 12 | 26 | 0,7 | 42 | 2,0 | М | 3411 |
| 4 | 13 | 27 | 0,8 | 43 | 2,5 | СТ | 50НП |
| 5 | 14 | 28 | 0,9 | 44 | 3,0 | М | 65НП |
| 6 | 15 | 29 | 0,4 | 45 | 1,5 | СТ | 1512 |
| 7 | 16 | 30 | 0,5 | 46 | 2,0 | М | 1521 |
| 8 | 9 | 22 | 0,6 | 47 | 1,5 | СТ | 3411 |
| 9 | 10 | 23 | 0,7 | 48 | 3,0 | М | 50НП |
| 10 | 11 | 24 | 0,8 | 49 | 2,5 | СТ | 65НП |
| 11 | 12 | 25 | 0,9 | 50 | 2,0 | М | 1512 |
| 12 | 13 | 26 | 0,5 | 40 | 2,5 | СТ | 34НКМП |
| 13 | 14 | 27 | 0,6 | 41 | 1,0 | СТ | 1521 |
| 14 | 15 | 28 | 0,7 | 42 | 1,0 | М | 3411 |
| 15 | 16 | 29 | 0,8 | 43 | 3,0 | М | 34НКМП |

* – мостовая схема выпрямления;

** – двухполупериодная схема выпрямления с выводом средней точки.

Содержание отчета

1. Тема и цель работы, вариант.
2. Исходные данные.
3. Электрическая схема полупроводникового преобразователя напряжения с самовозбуждением.
4. Расчет преобразователя. Табличные данные, используемые графики.
5. Ответы на контрольные вопросы.

Контрольные вопросы

1. Приведите структурную схему преобразователя напряжения с самовозбуждением. Поясните назначение узлов схемы.
2. Объясните принцип действия двухтактного преобразователя с самовозбуждением.
3. Какими параметрами схемы определяется крутизна фронтов импульсов? К чему приводит искажение прямоугольной формы импульсов выходного напряжения преобразователя?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА № 5

Расчет полупроводникового преобразователя напряжения с независимым возбуждением

Цель: закрепить теоретические знания и научиться рассчитывать полупроводниковый преобразователь напряжения с независимым возбуждением.

Теоретические сведения

При больших мощностях и изменяющейся нагрузке применяются преобразователи напряжения с усилением мощности, которые состоят из маломощного задающего генератора (преобразователя с самовозбуждением) и усилителя мощности (рисунок 5.1). В таких преобразователях изменение тока нагрузки не влияет на работу задающего генератора. Кроме того, при перегрузках или коротких замыканиях в нагрузке происходит лишь срыв генерации, и после устранения перегрузки преобразователь напряжения остается работоспособным.

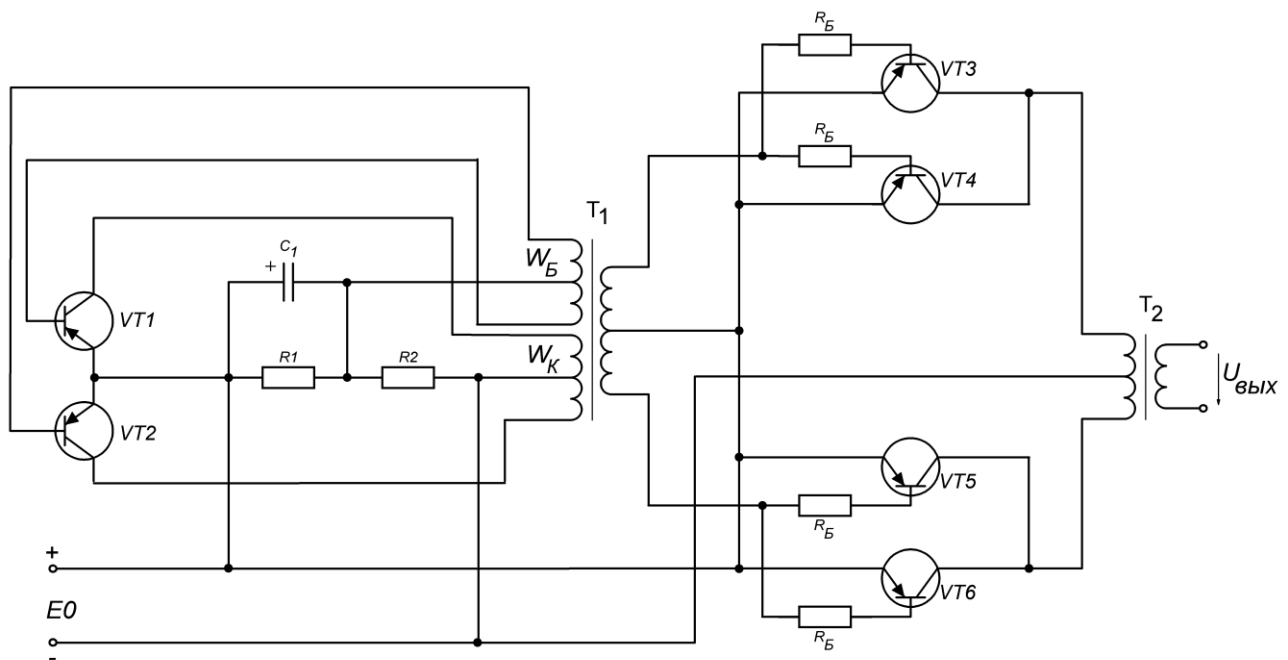


Рисунок 5.1 – Схема электрическая принципиальная преобразователя напряжения с независимым возбуждением (усилителя мощности)

При расчете полупроводникового преобразователя напряжения с независимым возбуждением (усилителя мощности) в качестве задающего генератора используется рассчитанный в практической работе № 4 автогенератор, а входные цепи усилителя мощности являются нагрузкой автогенератора.

Расчет состоит из следующих этапов.

1. Определение выходной мощности преобразователя.

$$P_{B\bar{B}IX} = U_{B\bar{B}IX} I_{B\bar{B}IX} \quad (5.1)$$

2. Определение максимального тока транзисторов усилителя мощности.

$$I_{K\max}^Y \geq \frac{P_{B\bar{B}IX}}{\eta_{YC} U_{BX}}, \quad (5.2)$$

где η_{YC} – КПД усилителя мощности.

3. Определение количества транзисторов (из практических соображений тип транзистора такой же, что и для автогенератора (см. практическую работу № 4)), необходимое для параллельного включения в усилителе мощности.

$$N_{ПАР} = \frac{I_{K\max}^Y}{I_{K\max}}, \quad (5.3)$$

где $I_{K\max}$ – максимально допустимый ток коллектора выбранного транзистора.

4. Определение тока коллектора одного транзистора.

$$I_{K\max1} = \frac{I_{K\max}^Y}{N_{ПАР}} \quad (5.4)$$

5. Определение тока базы одного транзистора.

$$I_{B\max1} = \frac{I_{K\max1} \cdot k_{HAC}}{h_{21Э}}, \quad (5.5)$$

где $k_{HAC} = 1,5 \div 3$ – коэффициент насыщения.

Полученное значение должно удовлетворять неравенство:

$$I_{B\max1} < I_{B\max}$$

6. Определение суммарного базового тока параллельно включенных транзисторов.

$$I_{B\Sigma} = N_{ПАР} I_{B\max1} \quad (5.6)$$

7. Определение напряжения $U_{ЭБ}$ на базе выбранного транзистора, необходимое для создания тока $I_{B\max1}$ по входной характеристике [4].

8. Определение входного сопротивления транзистора.

$$R_{BX} = \frac{|U_{ЭБ}|}{I_{B\max1}} \quad (5.7)$$

9. Определение сопротивления R_B .

$$R_B = 4 \cdot R_{BX} \quad (5.8)$$

По приложению 8 [3] выбирается тип резистора.

10. Определение входного напряжения усилителя мощности.

$$U_{BX} = |U_{ЭБ}| + I_{Bmax} R_B \quad (5.9)$$

11. Определение мощности, потребляемой входной цепью усилителя.

$$P_{BX} = U_{BX} \cdot I_{B\Sigma} \quad (5.10)$$

12. Определение средней мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора в усилителе мощности.

$$P_{Kcp} \approx I_{Kmax} \cdot \left(\frac{1}{2} |U_{KЭнас}| + \frac{1}{3} |U_{KЭmax}| \cdot \tau_{h_{21Э}} \cdot f_{П} \right) \quad (5.11)$$

где $|U_{KЭmax}| = 2,4 \cdot U_{BX}$;

$$\tau_{h_{21Э}} = \frac{h_{21Э}}{2 \cdot \pi \cdot f_{h_{21Б}}}.$$

Если полученное значение P_{Kcp} окажется больше мощности P_{Kmax} , рассеиваемой выбранным транзистором без дополнительного теплопровода, то необходимо предусмотреть в конструкции специальные радиаторы или использовать металлический корпус преобразователя в качестве теплопровода.

13. Определение площади поверхности охлаждающего радиатора (выполняется из алюминия с оребренной поверхностью), см^2 .

$$S_{РАД} \approx \frac{(1,2 \div 1,5) \cdot 10^3 \cdot P_{Kcp}}{T_{Kmax} - T_{ОКР} - P_{Kcp} \cdot R_{T_{П-К}}}, \quad (5.12)$$

где $R_{T_{П-К}}$ – тепловое сопротивление коллекторный переход – корпус транзистора [4].

14. Расчет выходного трансформатора усилителя мощности. Производится подобно расчету трансформатора в преобразователе напряжения с самовозбуждением (практическая работа № 4). Однако поскольку магнитопровод выходного трансформатора работает в линейном режиме (без насыщения), то вместо индукции насыщения B_S в выражениях для определения $S_C S_O$ и $0,5 \cdot w_K$ подставляется значение индукции $B = (0,7 \div 0,8) B_S$.

Варианты заданий

Таблица 5.1 – Исходные данные

| № вар. | $U_{ВХ}$, В | $I_{ВЫХ}$, А | $U_{ВЫХ}$, В | $T_{ОКР}$, °С | $f_{П}$, кГц | Тип выпрямителя | Марка стали |
|--------|--------------|---------------|---------------|----------------|---------------|-----------------|-------------|
| 1 | 24 | 12 | 30 | 40 | 1,0 | М | 1512 |
| 2 | 25 | 13 | 32 | 41 | 1,5 | СТ | 1521 |
| 3 | 26 | 14 | 35 | 42 | 2,0 | М | 3411 |
| 4 | 27 | 15 | 36 | 43 | 2,5 | СТ | 50НП |
| 5 | 28 | 16 | 37 | 44 | 3,0 | М | 65НП |
| 6 | 29 | 17 | 38 | 45 | 1,5 | СТ | 1512 |
| 7 | 30 | 18 | 40 | 46 | 2,0 | М | 1521 |
| 8 | 22 | 12 | 27 | 47 | 1,5 | СТ | 3411 |
| 9 | 23 | 13 | 30 | 48 | 3,0 | М | 50НП |
| 10 | 24 | 14 | 32 | 49 | 2,5 | СТ | 65НП |
| 11 | 25 | 15 | 35 | 50 | 2,0 | М | 1512 |
| 12 | 26 | 16 | 36 | 40 | 2,5 | СТ | 34НКМП |
| 13 | 27 | 17 | 37 | 41 | 1,0 | СТ | 1521 |
| 14 | 28 | 18 | 38 | 42 | 1,0 | М | 3411 |
| 15 | 29 | 20 | 40 | 43 | 3,0 | М | 34НКМП |

Содержание отчета

1. Тема и цель работы, вариант.
2. Исходные данные.
3. Электрическая схема полупроводникового преобразователя напряжения с независимым возбуждением.
4. Расчет преобразователя. Табличные данные, используемые графики.
5. Ответы на контрольные вопросы.

Контрольные вопросы

1. Приведите структурную схему преобразователя напряжения с независимым возбуждением. Поясните назначение узлов схемы.
2. Какие схемы усилителей мощностей Вы знаете?
3. Какие типы преобразователей нуждаются в защите от перегрузок? Ответ поясните.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Артамонов, Б.И. Источники электропитания радиоустройств / Б.И. Артамонов, А.А. Бокуняев. М., 1982.

[2] Гейтенко, Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет / Е.Н. Гейтенко. М., 2008.

[3] Грумбина, А.Б. Электрические машины и источники питания радиоэлектронных устройств / А.Б. Грумбина. М., 1990.

[4] Полупроводниковые приборы: Транзисторы: Справочник / Под ред. Н.Н. Горюнова. М., 1985.