

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

«Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова»

(ФГБОУ ВО «ИжГТУ имени М.Т. Калашникова»)

Воткинский филиал

М.А. СВЯТСКИЙ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

**к проведению практических занятий и расчетно-графических работ
по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»**

для студентов, обучающихся по специальностям:

151001.62 – «Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств», профиль – «Технология машиностроения»,

160400.65 - «Проектирование, производство и эксплуатация ракет
и ракетно-космических комплексов»,

230101.62 – «Автоматизация систем обработки информации и управления»

ИЖЕВСК

2017

Методические указания

к проведению практических занятий и расчетно-графических работ по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»

для студентов, обучающихся по специальностям:

151001.62 – «Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств», профиль – «Технология машиностроения»,

160400.65 – «Проектирование, производство и эксплуатация ракет
и ракетно-космических комплексов»,

230101.62 – «Автоматизация систем обработки информации и управления»

– Ижевск: изд-во ИжГТУ, 2017. - 50 с.

Составитель М.А. Святский, к.т.н., доцент.

Рецензент Ф.А. Уразбахтин, д.т.н., профессор кафедры
«Ракетостроение» ВФ ИжГТУ имени М.Т. Калашникова.

Рекомендовано к изданию в открытой печати на заседании кафедры
«Ракетостроение» Воткинского филиала ИжГТУ от 12.02.2017 г.

В методических рекомендациях кратко изложены теоретические положения
и даны примеры решения задач по следующим темам дисциплины
«Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»:

- тема 1. Расчет параметров схем на диодах и стабилитронах;
- тема 2. Расчет параметров схемы сглаживающих фильтров;
- тема 3. Расчет параметров схемы логического ключа на транзисторе;
- тема 4. Расчет параметров схемы эмиттерного повторителя на транзисторе;
- тема 5. Расчет схемы усилителя на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ;
- тема 6. Расчет параметров схем источников стабилизированного питания;
- тема 7. Расчет параметров фильтров с рабочей частотой до 200 кГц;
- тема 8. Расчет параметров схемы генератора и мультивибратора на ОУ.

ВВЕДЕНИЕ

Методические указания по дисциплине «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника» представляют собой сборник практических занятий и заданий и предназначены для студентов технических специальностей, обучающихся в Воткинском филиале ИжГТУ имени М.Т. Калашникова.

В материале изложены общие способы многовариантного решения задач.

Приведенные примеры отражают приемы и методы расчёты параметров электрических цепей разной сложности.

Цель методических указаний – обучить студентов методам и правилам расчётов, а также способствовать приобретению умений и навыков анализа цепей.

Освоение методов решения задач позволяет студенту преодолеть трудности, возникающие при изучении дисциплины «Электротехника и электроника».

Решение задач помогает понять физические явления, происходящие в электрических цепях, усвоить способы расчёта и навыки практического применения теоретических знаний по дисциплине «Электротехника и электроника».

Методические указания построены по принципу деления на изучаемые темы.

В методических указаниях приведены примеры решения задач по следующим темам дисциплины «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»:

- тема 1. Расчёт параметров схем на диодах и стабилитронах;
- тема 2. Расчёт параметров схем сглаживающих фильтров;
- тема 3. Расчёт параметров схемы логического ключа на транзисторе;
- тема 4. Расчёт параметров схемы эмиттерного повторителя на транзисторе;
- тема 5. Расчёт схемы усилителя на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ;
- тема 6. Расчёт параметров схем источников стабилизированного питания;
- тема 7. Расчёт параметров фильтров с рабочей частотой до 200 кГц;
- тема 8. Расчёт параметров схемы генератора и мультивибратора на ОУ.

Поскольку, в рабочих программах специальностей 151001.62, 160400.65, 230101 и 230102 предусмотрен различный объём часов нагрузки, то для каждой специальности выполняется индивидуальный перечень занятий и заданий.

Обычно на аудиторных занятиях по изучаемой теме рассматриваются 2 – 3 примера, где студенты знакомятся с методами расчёта типовых задач, а затем они выполняют индивидуальные расчётно-графические и контрольные работы (РГР).

Каждая тема содержит до 30 вариантов индивидуальных заданий. В каждом индивидуальном задании находится 1 – 2 задачи. Эти задачи предполагают аналитическое ведение расчёта параметров схем, построение графических зависимостей и проверку результатов расчёта. Для построения и анализа схем можно использовать программы моделирования схем, (например, EWB, MC, PROTEUS).

Номер задания (РГР) для студента соответствует № записи в журнале группы.

Номер варианта в индивидуальном задании по каждой изучаемой теме РГР соответствует текущему номеру в таблице исходных параметров и номеру рисунка.

ТЕМА 1. СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ

Цель занятия: приобретение умений и навыков при оценке параметров идеализированных полупроводниковых переходов

1.1. Свойства и параметры полупроводниковых p-n-переходов

В электронике используют следующие полупроводниковые (ПП) материалы на основе p-n переходов из: Ge (№32), Si (№14) и арсенид галлия GaAs.

Основа ПП – p-n-переход, обладающий односторонней проводимостью для тока.

P-N-переход обладает разным типом проводимости, где **p-область** (**анод** –соб.) легирована акцепторной примесью (напр., In^+), создающая высокую концентрацию дырок (акцепторов N_A), а **n-область** (**катод**) легирована донорной примесью (напр., Li^-), создающая высокую концентрацию электронов (доноров N_D).

Электропроводность p-n-перехода зависит от полярности приложенного тока: высокая – для прямого движения тока и низкая – для обратного движения тока.

В равновесном состоянии высота потенциального барьера ϕ_k (контактная разность потенциалов) между p и n – областями ПП определяют выражением [1]:

$$\phi_k = (k \cdot T/e) \cdot \ln(n_n \cdot p_p / n_i^2) \text{ [В]}; \text{ или } \phi_k = \phi_T \cdot \ln(N_A \cdot N_D / n_i^2) \text{ [В]}, \quad (1)$$

где $\max.$ величина ϕ_k : $\phi_k(Ge)(300K) = 0,4$ [В]; $\phi_k(Si)(300K) = 0,6 \div 0,8$ [В].

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ [Дж/К]} = 0,86 \cdot 10^{-4} \text{ [эВ/К]} \text{ – пост. Больцмана}; e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ [Кл]}.$$

$$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ [Дж/с]} = 4,14 \cdot 10^{-15} \text{ [эВ/с]} \text{ – постоянная Планка};$$

$$\phi_T = (k \cdot T/e) = T/11608 \text{ [В]} \text{ – тепловой потенциал в ПП}, \quad (2)$$

n_n и p_p – концентрации основных носителей (электронов и дырок) n и p – области.

При $T=300K$ концентрация осн. носит. = концентрации примесей: $n_n = N_D$; $p_p = N_A$.

Собственная концентрация ионизированных атомов n_i в объеме ПП составят:

$$n_i = \sqrt{N_C \cdot N_V} \cdot e_{xp}^{(-\Delta W/2kT)} = N \cdot e_{xp}^{(-\Delta E_g/2kT)} \text{ [см}^{-3}\text{]}. \quad n_i^2 = n \cdot p = N_C \cdot N_V \cdot e_{xp}^{(-\Delta W/2kT)} \quad (3)$$

где $\Delta E = \Delta W = (E_c - E_v)$ [эВ] – ширина запрещенной зоны в p-n-переходе;

$$\Delta E(Ge) = 0,75; \Delta E(Si) = 1,12 \text{ [эВ]}; \text{ [собств. концентрация } N_{(Ge)} \text{ и } N_{(Si)} \approx 10^{22} \text{ [см}^{-3}\text{]}.$$

$$N_{(Ge)} \text{ и } N_{(Si)} = N = \sqrt{N_C \cdot N_V} \text{ [см}^{-3}\text{]} \text{ – эффективная плотность состояний};$$

$$N_C \text{ – в зоне проводимости}; N_V \text{ – в валентной зоне [см}^{-3}\text{]}.$$

$$N = 2[2\pi \cdot m_0 \cdot kT/h^2]^{3/2}; \quad N_C = 2[2\pi \cdot m_n^* \cdot kT/h^2]^{3/2}; \quad N_V = 2[2\pi \cdot m_p^* \cdot kT/h^2]^{3/2}. \quad (4)$$

Концентрация электронов (**n**) в зоне проводимости и дырок (**p**) в валентной зоне, с учетом энергии уровня Ферми (E_F), энергии верхней валентной зоны (E_v) и энергии нижней границы зоны проводимости (E_c), составят:

$$n = N_C \cdot e_{xp}^{-(E_c - E_F)/kT}; \quad p = N_V \cdot e_{xp}^{-(E_F - E_v)/kT}; \quad (5)$$

Уровень Ферми W_F в собственном ПП, соответствующий середине ширины запрещенной зоны $\Delta E_g/2$, для Si и Ge составляет:

$$W_{F1} = W_E = -\Delta E_g(Si)/2 = -0,56 \text{ [эВ]}; \quad W_E = -\Delta E_g(Ge)/2 = -0,37 \text{ [эВ]}. \quad (6)$$

Уровни Ферми в электронном (**n**) и в дырочном (**p**) полупроводнике составят:

$$W_{Fn} = W_E + k \cdot T \cdot \ln(N_D/n_i); \quad W_{Fp} = W_E - k \cdot T \cdot \ln(N_A/n_i) \quad (7)$$

Ширина p-n-перехода в равновесном состоянии, например, для Si составят:

$$l_o = d = (d_n + d_p) = \sqrt{[(2\varepsilon_{(Si)} \cdot \varepsilon_o \cdot \varphi_k / e)] \cdot [(1/N_A + 1/N_D)]}, \text{ [нм]}. \quad (8)$$

При подаче $U_{\text{ПР}}$ ширина p - n -перехода сужается, а при подаче $U_{\text{ОБР}}$ - расширяется:

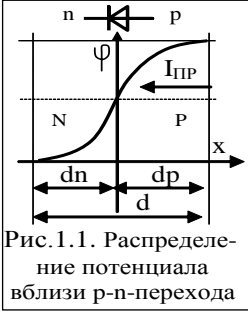


Рис. 1.1. Распределение потенциала вблизи p - n -перехода

$$l_o = \Delta l = d = \sqrt{[(2\varepsilon_{(Si)} \cdot \varepsilon_o \cdot (\varphi_k - U) / e)] \cdot [(1/N_A) + (1/N_D)]}, \text{ [нм]}, \quad (9)$$

где $\varepsilon_{(Si)}$, $\varepsilon_{(Ge)}$ – относительная проницаемость материала;
 $\varepsilon_o = 8,86 \cdot 10^{-12}$ [Ф/м] - проницаемость вакуума;
 d_n и d_p – ширина n и p области [мкм, нм].

Поскольку внутри p - n -перехода общий (-) заряд ионизированных доноров N_D равен общему (+) заряду ионизированных акцепторов N_A распределенных на площади S поперечного сечения p - n -перехода, то $d_n \cdot N_D \cdot S = d_p \cdot N_A \cdot S$. Отсюда, $(d_n/d_p) = (N_A/N_D) = (p_p/n_n)$.

Напряженность поля $E_{\text{МАХ}}$ в p - n -переходе мах-на на металлургической границе: $E_{\text{МАХ}} = (2\varphi_k/d)$ [В/м] (10)

При приложении $U_{\text{ИСТ}}$ к p - n -переходу высота потенциального барьера изменяется на величину этого напряжения: $\Delta\varphi = (\varphi_k - U)$ – разность потенциалов.

Вольтамперная характеристика (ВАХ) p - n -перехода выражает зависимость между током (I) (или плотностью тока j) через p - n -переход и приложенным напряжением U , и может быть описана уравнением Эберса-Молла [1]:

$$I = I_o(e^{(U_{np}/\gamma\varphi T)} - 1) \text{ [A]}; \quad I_{\text{ОБР}} = I_T(e^{x_{\text{обр}}/(U_{\text{обр}}/\gamma\varphi T)} - 1). \text{ [A]}. \quad (I_T \approx I_S) \quad (11)$$

$$j = j_s(\exp^{(U/\gamma\varphi T)} - 1) = (I/p) \cdot E = [(e \cdot D_n \cdot n_p / L_n) + (e \cdot D_p \cdot p_n / L_p)] \cdot (\exp^{(U/\gamma\varphi T)} - 1) \text{ [A/м}^2\text{]}. \quad (12)$$

$$j_n = e \cdot n \cdot \mu_n \cdot E = e \cdot n_i^2 \cdot [D_n / (L_n \cdot N_A)] \cdot (\exp^{(U/\gamma\varphi T)} - 1). \text{ [A/м}^2\text{]}; \quad I_T - \text{тепловой ток.}$$

$$j_p = e \cdot p \cdot \mu_p \cdot E = e \cdot n_i^2 \cdot [D_p / (L_p \cdot N_D)] \cdot (\exp^{(U/\gamma\varphi T)} - 1). \text{ [A/м}^2\text{]}; \quad I_S - \text{ток диффузии.}$$

$\gamma_{Ge} = 1,5$; $\gamma_{Si} = 2$ – коэфф-ты, учитывающие свойство материала полупроводника;
 $(n_n$ и $p_p)$ и $(n_p$ и $p_n)$ – концентрации основных и неосновных носителей, [см⁻³];
 D_n и D_p – коэф. диффузии эл-нов и дырок; $D_n = \varphi T \mu_n$; $D_p = \varphi T \mu_p$. [см²/с].
 L_n и L_p – дифф-онная длины пробега эл. и дырки: $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}$; $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$. [см].
 $\tau_n, \tau_p \approx 10^{-8} \dots 10^{-9}$ с – время жизни основных носителей в НЧ p - n -переходах.

На прямой ветви ВАХ необходимо учитывать участок от θ до $U_{\text{ПОР}}$, где p - n -переход закрыт. Обычно границе $U_{\text{ПОР}}$ соответствует ток $I_{\text{ПР}} \approx 10^{-4} \cdot I_{\text{ПР.МАХ}}$.

При $U_{\text{ПОР}} > E_{\text{СОБ}}$ диод открывается и в нем возникает туннельный пробой т.е. от величины $U_{\text{ПОР}}$ берут отсчет $U_{\text{ПР}}$. В реальности $U_{\text{ПР.СПРАВ}} = U_{\text{ПОР}} + U_{\text{ПР}}(\text{теор.})$.

$$U_{\text{ПР}} = (\gamma\varphi T) \cdot \ln[(I_{\text{ПР}}/I_{\text{ОБР}}) + 1]. \quad U_{\text{ПОР.Ge}} \approx 0,2V; \quad U_{\text{ПОР.Si}} \approx 0,45V. \quad (13)$$

Для невырожденных ПП концентрации неосновных носителей зарядов p_n и n_p (дырок в электронном слое и электронов в дырочном слое) определяют из выражения:

$$\text{При } N_D = n_n \text{ и } N_A = p_p \rightarrow p_n = (n_i^2/N_D) = (n_i^2/n_n); \quad n_p = (n_i^2/N_A) = (n_i^2/p_p) \text{ [см}^{-3}\text{]}. \quad (14)$$

Проводимости в p -области и n -области можно определить по выражениям:

$$\sigma_p = e \cdot p_p \cdot \mu_p, \text{ [1/Ом}\cdot\text{м]}; \quad [\rho_p = 1/\sigma_p = 1/(N_A \cdot e \cdot \mu_p)] \text{ [Ом}\cdot\text{м]}, \quad p_p = \sigma_p / (e \cdot \mu_p), \text{ [см}^{-3}\text{]}, \quad (15)$$

$$\sigma_n = e \cdot n_n \cdot \mu_n, \text{ [1/Ом}\cdot\text{м]}; \quad [\rho_n = 1/\sigma_n = 1/(N_D \cdot e \cdot \mu_n)] \text{ [Ом}\cdot\text{м]}, \quad n_n = \sigma_n / (e \cdot \mu_n), \text{ [см}^{-3}\text{]}, \quad (16)$$

1.2. СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ДИОДОВ И СТАБИЛИТРОНОВ

Цель занятия: оценка статических параметров и анализ режимов работы полупроводниковых диодов и стабилитронов в цепи с источником

Прямой ток в диоде возникает при подаче положительного напряжения на анод. Ток обратный в диоде $I_{OBR} \leq 10^4 \cdot I_{PP}$ и возникает при подаче отрицательного напряжения на анод. Свойства прямой ветви идеального p-n-перехода отражает вольтамперная характеристика (ВАХ - рис. 1.2) и описывается выражением:

$$I_{PP} = I_S(e^{U/(r\phi T)} - 1); \quad I_{OBR} = I_T(e^{-U/(r\phi T)} - 1). \quad (1) \quad [e^1 = 1 \text{ v shift v } e^x = 2,718].$$

(тепловой диффузионный ток соизмерим с обратным током $I_T \approx I_S$) [3].

$$[I_T(T) = I_T(T_0)e^{\alpha \Delta T}]. \quad \alpha_{SI} = 0,13(1/K); \quad \alpha_{Ge} = 0,09(1/K); \quad [I_{OBR, Si} \approx 10^3 \cdot I_T].$$

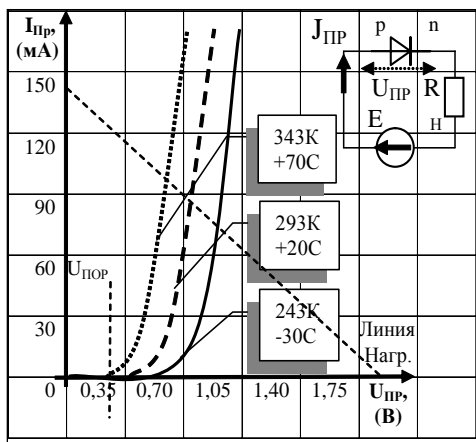


Рис. 1.2. Прямая ветвь ВАХ диода.

Ток через диод ничтожно мал при малых положительных ($U_{PP} < U_{пор}$).

Обратный ток I_{OBR} полагают близким к тепловому току $I_{OBR} \approx I_S \rightarrow 0$, т.к. его доля по отношению к прямому току составляет $I_{OBR} < I_{PP} \cdot 10^{-4}$.

Заметный прямой ток ($I_{PP} > 5$ мкА) появляется в цепи диода при ($U_{PP} > U_{порог} = U_{пробоя}$),

где: $U_{пор(Ge)} \geq 0,22$; $U_{пор(Si)} \geq 0,44$ (В).

При анализе $U_{пор(Si)}$ исследуют ВАХ диода и строят зависим. $U_{PP} = f(I_{PP})$.

К основным параметрам диода отно-

сятся: статическое (R_0) и дифференциальное сопротивление (r_d).

$$R_0 = U_{PP}/I_{PP}, [Ом]. \quad (2); \quad r_d = \Delta U_{PP}/\Delta I_{PP} = \phi T / (I_{PP} + I_0). \quad (3)$$

Пример 1. Определить статическое R_0 и дифференциальное r_d сопротивление G_e диода при $T = 300K$; $U_{PP} = 0,151В$ и токе $I_{OBR} = 25$ мкА. ($\gamma_{Ge} = 1,5$; $\gamma_{Si} = 2$).

Решение: При $U_{PP} = 0,1В$ найдем ток через диод по формуле Эберса-Молла:

пример вычисления экспоненты $[e^1 = 1 \text{ v shift v } e^x = 2,718]$.

$$I = \frac{U}{R_1} = I_0 (e^{\gamma \phi_m} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{0,039} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{3,87} - 1) = 1,175 \text{ мА}$$

Статическое и диф-циальное сопротивление составит:

$$R_0 = U_{PP}/I_{PP} = 0,1/1,17 \cdot 10^{-3} = 85 \text{ Ом.}$$

$$r_d = \phi T / (I_{PP} + I_0) = 0,026 / (1,17 \cdot 10^{-3} + 25 \cdot 10^{-6}) = 22 \text{ Ом.}$$

При значении источника ЭДС ($E_{II} = 5В$) определим значение ($R_{огр} = R_1$):

$$R_1 = (E - U_{PP})/I_{PP}; \quad (4) \quad R_1 = R_{огр} = (5 - 0,151)/0,0017 = 2770 \text{ (Ом).}$$

Используя второй закон Кирхгофа, определим напряжение источника:

$$E_{II} = (I_{PP} \cdot R_1 + U_{PP}), \quad (5); \quad U_I = (E_{II} - U_{PP}). \quad (6)$$

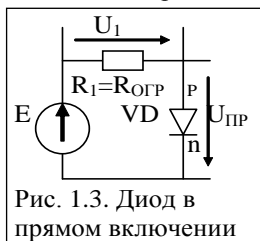


Рис. 1.3. Диод в прямом включении

1.1. РАСЧЁТ ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (4с)

Расчетная схема и исходные данные приведены на рисунок 1 и в табл. 1.1.

Таблица 1.1. Расчётные данные и параметры стабилитрона (который выбрали)

Параметры схемы							Тип стабилитрона и его параметры						
№	$U_{ВЫХ}$ (В)	$k_{СТ}$ схемы	$I_{СТ.мин}$ (мА)	$I_{СТ.маx}$ (мА)	I_H (мА)	ΔT , (°С)	диод опорный	$U_{ОП}$ (В)	$I_{ОП.мин}$ (мА)	$I_{ОП.маx}$ (мА)	$r_{d.СТ}$ (Ом)	α , ТКН (%/°С)	$P_{VD.маx}$ (Вт)
0	10,5	17,6	5	30	10	35	Д814В	10,5	3	42	12	+0,09	0,34

Определим величину сопротивления резистора $R_{ОГР}$:

$$R_I = (k_{СТ}-1) \cdot rd = (17,6-1) \cdot 12 = 200 \text{ Ом.} \quad (1.1)$$

Определим величину сопротивления $R_{ОП} = R_{СТ}$:

$$R_{ОП} = U_{ОП.ном} / I_{СТ.ном} = 10,5 / 0,0175 = 600 \text{ Ом} \quad (1.2)$$

$$R_H = U_{СТ} / I_H = 10,5 / 0,010 = 1050 \text{ Ом} \quad (1.3)$$

Определим номинальный ток стабилитрона:

$$I_{ОП.ном} = (I_{ОП.ном} + I_{ОП.ном}) / 2 = (0,005 + 0,030) / 2 = 0,0175 \text{ А} \quad (1.4)$$

Определим падение напряжения U_R при номинальном токе стабилитрона:

$$U_{RI} = R_{ОГР} \cdot I_{ОП.ном} = 200 \cdot 0,0175 = 3,5 \text{ В.} \quad (1.5)$$

Определим значение входного напряжения (E) при номинальном токе:

$$E = U_{ВХ} = U_{RI} + U_{СТ} = 3,5 + 10,5 = 14 \text{ В.} \quad (1.6)$$

Определим изменение помехи $\Delta U_{СТ}$ при изменении тока от $I_{СТ.маx}$ до $I_{СТ.мин}$:

$$\Delta U_{СТ} = rd \cdot (I_{СТ.маx} - I_{СТ.мин}) = 12 \cdot (0,030 - 0,005) = 0,30 \text{ В} \quad (1.7)$$

Определим изменение $\Delta E_{ВХ}$ приводящее к изменению тока от $I_{СТ.маx}$ до $I_{СТ.мин}$:

$$\Delta E_{ВХ} = (rd + R) \cdot (I_{СТ.маx} - I_{СТ.мин}) = (12 + 200) \cdot (0,030 - 0,005) = 5,30 \text{ В} \quad (1.8)$$

Можно вычислить коэффициент стабилизации $k_{СТ}$ схемы (если он неизвестен):

$$k_{СТ} = (\Delta E_{ист.0} / \Delta U_{СТ.0}) = 5,3 / 0,30 = 17,66. \quad (1.9)$$

либо $k_{СТ} = [(R_I / r_{диод}) + 1] = [(200 / 12) + 1] = 17,66. \quad (1.10)$

Вычислим КПД η источника опорного напряжения без учёта нагрузки:

$$\eta = \{1 / [(I_{СТ.ном} \cdot R_I / U_{СТ}) + 1]\} \cdot 100\% = \{1 / [(0,0175 \cdot 200 / 10,5) + 1]\} \cdot 100\% = 75\%. \quad (1.11)$$

С учетом использования нагрузки $\eta = (P_H / P_{и.ном}) = (0,15 / 0,315) \cdot 100\% = 47,62\%$.

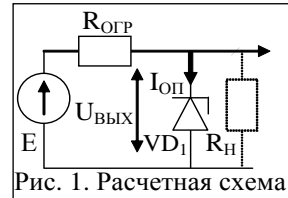
где $P_H = (U_{СТ} \cdot I_H) = 10,5 \cdot 0,010 = 0,15 \text{ Вт}; \quad (1.12)$

$$P_{и.ном} = [E \cdot (I_{СТ.ном} + I_H)] = 14 \cdot (0,0175 + 0,005) = 0,315 \text{ Вт}. \quad (1.13)$$

Вычислим изменение $\Delta U_{СТ}$ при изменении температуры внешней среды ΔT :

$$\Delta U_{СТ} = \frac{\alpha \cdot U_{СТ} \cdot \Delta T}{100}, \quad \Delta U_{СТ} = \frac{0,09 \cdot 10,5 \cdot 35}{100} = +0,33 \text{ В} \quad (1.14)$$

Выражение 1.13 показывает, что при повышении температуры внешней среды на $\Delta T = 35 \text{ }^\circ\text{C}$ напряжение на выходе стабилизатора повысится на $\Delta U_{СТ} = +0,33 \text{ В}$.



1.2. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Расчетная схема и исходные данные приведены на рисунок 2 и в табл. 1.2.

Таблица 1.2. Расчётные данные и параметры стабилизатора (который выбрали)

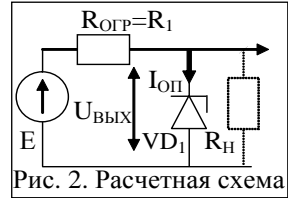
Параметры схемы							Тип стабилизатора и его параметры						
№	$U_{ВЫХ}$ (В)	$k_{СТ}$ схемы	$I_{СТ.МИН}$ (мА)	$I_{СТ.МАХ}$ (мА)	I_H (мА)	ΔT (°C)	диод опорный	$U_{ОП}$ (В)	$I_{ОП.МИН}$ (мА)	$I_{ОП.МАХ}$ (мА)	r_d (Ом)	α , ТКН (%/°C)	$P_{ВД.МАХ}$ (Вт)
0	13	20	5	10	3	20	КС213Б	13	1	25	25	+0,075	0,125

Определим величину $R_H = U_{СТ}/I_H = 13/0,003 = 4333 \text{ Ом}$;

Определим величину резистора $R_{ОРП} = R_I \text{ (Ом)}$ (1.1)

$$R_I = \{ (k_{СТ} - 1) / [(1/r_d) + (1/R_H)] - k_{СТ} \cdot [(1/R_H) + (1/R_{ОП})] \} = \\ = \{ (20 - 1) / [(1/25) + (1/4333)] - 20 \cdot [(1/4330) + (1/1733)] \} = 784$$

Определим $R_{ОП} = R_{СТ} = 13/0,0075 = 1733 \text{ Ом}$. (1.2)



Номинальный ток стабилизатора: $I_{СТ} = (I_{СТ.МАХ} + I_{СТ.МИН})/2 = 0,0075 \text{ А}$. (1.3)

Определим падение напряжения U_{RI} при номинальном токе стабилизатора:

$$U_{RI} = R_{ОРП} \cdot I_{ОП.НОМ} = 784 \cdot 0,0075 = 5,88 \text{ В}. \quad (1.4)$$

Вычислим значение E на входе стабилизатора при токе $I_{НОМ}$ стабилизатора:

$$E = U_{ВХ} = (I_{СТ.НОМ} + I_H) \cdot R_I + U_{СТ} = (0,0075 + 0,003) \cdot 784 + 13 = 21,23 \text{ В}. \quad (1.5)$$

Определим изменение напр. таб. $\Delta U_{СТ.1}$ при изменении тока от $I_{СТ.МАХ}$ до $I_{СТ.МИН}$:

$$\Delta U_{СТ} = r_d \cdot (I_{СТ.МАХ} - I_{СТ.МИН}) = 25 \cdot (0,010 - 0,005) = 0,125 \text{ В} \quad (1.6)$$

Определим изменение $\Delta E_{ВХ}$ приводящее к изменению тока от $I_{СТ.МАХ}$ до $I_{СТ.МИН}$:

$$\Delta E_{ВХ} = (I_{СТ.МАХ} - I_{СТ.МИН}) \cdot [1 + (r_d/R_H) \cdot R_I + r_d] = 0,005 \cdot [[1 + (25/4333)] \cdot 784 + 25] = 4,067 \text{ В} \quad (1.7)$$

Можно вычислить коэффициент стабилизации $k_{СТ}$ схемы (если он неизвестен):

$$k_{СТ} = \Delta E_H / \Delta U_{СТ} = 4,067/0,125 = 32,5. \quad (1.8)$$

$$\text{либо } k_{СТ} = [(R_I/r_d) + 1] = [(784/25) + 1] = 32,36. \quad (1.9)$$

Вычислим КПД η схемы (по вар. 1):

$$\eta = \{ 100\% / [1 + (I_{СТ.НОМ}/I_H) + R_I \cdot (I_H + I_{СТ})^2 / (I_H \cdot U_{СТ})] \} = \\ = \{ 100\% / [1 + (0,005/0,003) + 784 \cdot (0,003 + 0,005)^2 / (0,003 \cdot 13)] \} = 25,3\%. \quad (1.10)$$

С учетом использования нагрузки $\eta = (P_H/P_{И.НОМ}) = (0,039/0,169) \cdot 100\% = 23\%$.

$$\text{где } P_H = (U_{СТ} \cdot I_H) = 13 \cdot 0,003 = 0,039 \text{ Вт}; \quad (1.11)$$

$$P_{И.НОМ} = [E \cdot (I_{СТ.НОМ} + I_H)] = 21,2 \cdot (0,005 + 0,003) = 0,169 \text{ Вт}. \quad (1.12)$$

Вычислим изменение $\Delta U_{СТ}$ при изменении температуры внешней среды ΔT :

$$\Delta U_{СТ} = \frac{\alpha \cdot U_{СТ} \cdot \Delta T}{100}, \quad \Delta U_{СТ} = \frac{0,075 \cdot 13 \cdot 20}{100} = +0,195 \text{ В} \quad (1.13)$$

Выражение 1.13 показывает, что при повышении температуры внешней среды на $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ напряжение на выходе стабилизатора повысится на $\Delta U_{СТ} = +0,195 \text{ В}$.

РГР № 1. Задание для самостоятельного решения

Таблица №1. Для всех вариантов задания использовать рисунок 1 или рисунок 2

Параметры схемы							Тип стабилизатора и его параметры						
№	$U_{ВЫХ}$ (В)	$I_{СТ}$ схемы	$I_{СТ.мин}$ (мА)	$I_{СТ.маx}$ (мА)	I_H (мА)	ΔT (°C)	диод опорный	$U_{оп.}$ (В)	$I_{оп.мин}$ (мА)	$I_{оп.маx}$ (мА)	R_d ст (Ом)	α , ТКН (%/°C)	$P_{VD.маx}$ (Вт)
01	3,3	15	23	28	15	15	KC133	3,3	3	81	45	+0.11	0,30
02	3,9	16	13	17	12	20	KC139	3,9	3	70	40	+0.1	0,30
03	4,7	17	18	22	10	25	KC147	4,7	3	58	35	+0.05	0,30
04	5,6	18	15	20	12	30	KC156	5,6	3	55	30	+0.05	0,30
05	6,8	19	10	14	11	35	KC168	6,8	3	45	28	+0.06	0,30
06	7,5	20	7,5	15	12	10	KC175	7,5	0,5	17	26	+0.07	0,125
07	8,2	13	6,5	13	10	12	KC182	8,2	0,5	15	24	+0.08	0,125
08	9,1	14	8,5	14	13	15	KC191	9,1	0,5	14	23	+0.09	0,125
09	10	15	6,5	13	11	20	KC210	10	0,5	13	22	+0.09	0,125
10	11	16	5,5	12	9	25	KC211	11	0,5	12	21	+0.092	0,125
11	12	17	7,5	11	8	10	KC212	12	0,5	11	21	+0.095	0,125
12	13	18	4,5	10	10	12	KC213	13	0,5	10	20	+0.095	0,125
13	15	19	4	15	5	14	KC515	15	1	45	18	+0.1	0,125
14	15+1	20	8	15	12	16	KC515*	16	1	45	18	+0.1	0,125
15	15+2	18	7	24	18	18	KC515*	17	1	45	18	+0.1	0,125
16	18	16	10	22	15	20	KC518	18	1	42	16	+0.08	0,125
17	9+1	14	12	23	16	22	Д818*	10	1	42	16	+0.08	0,125
18	20	12	11	19	17	25	KC520	20	1	39	15	+0.06	0,125
19	3,3+0,3	13	13	18	13	10	KC133*	3,6	3	81	46	+0.11	0,30
20	3,9+0,3	14	3	17	10	11	KC139*	4,2	3	70	40	+0.1	0,30
21	4,7+0,3	15	13	14	12	12	KC147*	5	3	58	35	+0.05	0,30
22	5,6+0,4	16	10	15	13	13	KC156*	6	3	55	30	+0.05	0,30
23	6,8+0,2	17	15	30	20	14	KC168*	7	3	45	28	+0.06	0,30
24	8,2+0,3	18	5	15	7	15	KC182*	8,5	0,5	15	24	+0.08	0,125
25	9,0	22	4	10	8	16	Д818	9,0	1	10	200	+0.005	0,125
26	10+0,5	19	6	13	11	17	KC210*	10,5	0,5	13	22	+0.09	0,125
27	11+0,5	20	5	12	9	18	KC211*	11,5	0,5	12	21	+0.092	0,125
28	12+0,5	21	7	11	7	19	KC212*	12,5	0,5	11	21	+0.095	0,125
29	13+0,5	19	8	10	8	20	KC213*	13,5	0,5	10	20	+0.095	0,125
30	13+1	18	5	8	5	21	KC213*	14	0,5	10	20	+0.095	0,125
31	15+0,5	17	10	25	13	22	KC515*	15,5	1	45	18	+0.1	0,125
32	15+1,5	16	7	28	18	23	KC515*	16,5	1	45	18	+0.1	0,125
33	15+2,5	15	12	22	10	24	KC515*	17,5	1	45	18	+0.1	0,125
34	18+0,5	14	9	21	15	25	KC518*	18,5	1	42	16	+0.08	0,125
35	18+1,5	18	7	23	22	27	KC518*	19,5	1	42	16	+0.08	0,125

Знак (*) означает, что в цепь последовательно стабилизатору нужно включить диод.

Литература основная

Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.

ТЕМА 2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ (6)

2.1. Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной и индуктивной реакцией

В выпрямительных схемах применяют *RC*, *Г*, *Π* и *T*-образные сглаживающие фильтры, которые строят из емкостных *C* и/или индуктивных *L* элементов.

Например, если параллельно сопротивлению R_H включена емкость C_Φ , то такой режим работы схемы выпрямителя называется работой на нагрузку с емкостной реакцией, а если совместно с R_H последовательно включена индуктивность L_Φ , то такой режим называется работой на нагрузку с индуктивной реакцией [1].

Это позволяет снизить пульсации выпрямленного напряжения в 10...100 раз.

Сглаживание происходит за счет периодической подзарядки конденсатора C_Φ до макс. значения U_C с последующей его частичной разрядкой на нагрузку R_H .

Энергия, затрачиваемая на заряд C_Φ , составляет: $[Q = c/OM = Кл/В]$.

$$W_{ЗАР.C} = (1/2) \cdot (C \cdot U^2) \quad [Дж = Вт \cdot с].$$

Оптимальное значение C_Φ определяют из условия: $\tau_{РАЗР} = C_\Phi \cdot R_H > 1/f$.

Для 1-о-полупериодного выпрямителя: $C_\Phi = \bar{I}_B \cdot K_{СГЛ} / (1 \cdot \omega \cdot \bar{U}_B)$; $L_\Phi = U_L \cdot K_{СГЛ} / (I_B \cdot \omega)$.

Для 2-х-полупериодного выпрямителя: $C_\Phi = \bar{I}_B \cdot K_{СГЛ} / (2 \cdot \omega \cdot \bar{U}_B)$; $L_\Phi = U_L \cdot K_{СГЛ} / (I_B \cdot 2\omega)$.

При оптим. значениях C_Φ или (L_Φ) однозвенного фильтра выполняется условие:

$$U_{ПУЛЬС} = (0,1 \div 0,05) \bar{U}_{ВЫПР}; \quad (K_{СГЛ} = \bar{U}_B / \Delta \bar{U}_{ПОМ} \rightarrow 0,1 \dots 0,05)$$

Избыточное значение емкости C_Φ приводит к возрастанию тока I_{DS} через диоды.

$$I_{DS} = C(\Delta U_C / dt). \quad I_{DS} = C \cdot (\Delta U_{ВЫПР} / t_{и}). \quad I_{DS.MAX} \leq 5I_H. \quad [t_{и} = t_{ЗАР} \approx (1/8)T].$$

Избыточное значение индуктивности L_Φ ведёт к возрастанию веса катушки.

Пример 1. Определить значение $U_{ВЫПР}$ и обратное напряжение $U_{ОБР}$ диода в однопериодной схеме выпрямителя, при: $U_{m,2} = 15,5$; $f = 50$ Гц. $U_{ПУЛЬС} = 2,42В$.

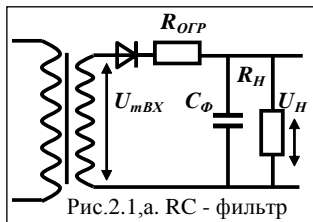
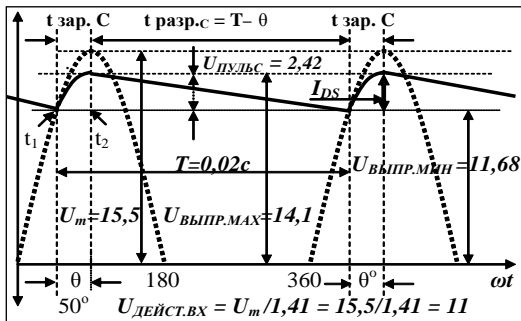


Рис.2.1,а. RC - фильтр
 $R_H = 100 \text{ Ом};$
 $R_{OГР} = 10 \text{ Ом};$
 $C_\Phi = 0,001 [Q] = 1000 \text{ мкФ}.$

$$I_H = U_{ВЫПР} / R_H = 14,1 / 100 = 0,141 \text{ А}.$$



Полагаем, что конденсатор C_Φ заряжается в интервале времени, = интервалу проводимости диода $\theta^\circ = (0 \div 90^\circ)$ и разряжается в оставшуюся часть периода $(360 - \theta^\circ)$.

Энергию $Q_{ЗАР}$ (Кл), затрачиваемую на заряд C_Φ можно найти из условия:

$$Q_{ЗАР} = C_\Phi \cdot U_{ПУЛ} = 0,001 \cdot 2,42 = 0,002428 \text{ (Кл)}. \quad \text{оптимал. } t_{ЗАР} \approx (1/8)T. \quad (a)$$

где $U_{ПУЛ} = 2,42В$ – приращение напряжения за время заряда конденсатора C_Φ .

$$\bar{U}_{\text{ВЫПР}} = U_{\text{м}} \cdot \sin(\pi - \theta^\circ) / 2 = 15,5 \cdot \sin(180^\circ - 50^\circ) / 2 = 14,1 \text{ В.}$$

Разряд конденсатора происходит в интервале $(2\pi - \theta^\circ) = (360^\circ - \theta^\circ)$ и снижение энергии заряда в течение этого интервала составляет: [где $\omega = (2\pi f) = (360^\circ \cdot 50^\circ)$].

$$\tau_{\text{РАЗР}} = C_\Phi \cdot R_H = 0,001 \cdot 100 = 0,1 \text{ с, (в 5 раз больше требуемой). } T = 1/f = 0,02 \text{ с.}$$

При $C = 200 \text{ мкФ}$, $\tau_{\text{РАЗР}} = 0,02 \text{ с}$, что удовлетворяет $\tau_{\text{РАЗР}} = (360^\circ - \theta^\circ)$, где $\theta^\circ_{\text{ЗАР}} \leq 90^\circ$.

$$C_\Phi = \bar{I}_B \cdot K_{\text{СГЛ}} / (\omega \cdot \bar{U}_B); \text{ если } K_{\text{СГЛ}} = \bar{U}_{\text{ВЫПР}} / U_{\text{ПУЛ}} = 14,1 / 2,42 = 5,82.$$

то, $C_\Phi = 0,141 \cdot 5,82 / (314 \cdot 14,1) = 0,000185 (\text{Ф})$; т.е. достаточно $C_\Phi \approx 200 \text{ мкФ}$.

$$Q_{\text{РАЗР}} = (U_{\text{ВЫХ}} / R_H) \cdot (2\pi - \theta^\circ) / \omega = (I_H) \cdot (360^\circ - 50^\circ) / (360^\circ \cdot 50^\circ) = 0,002428 \text{ кл. (б)}$$

Отсюда: $\theta^\circ = 2\pi - [Q_{\text{РАЗР}} / (U_{\text{ВЫПР}} / R_H)] \cdot (2\pi f) = 360^\circ - [0,002428 / (I_H)] \cdot (360^\circ \cdot 50^\circ) = 50^\circ$.

Также: $\theta^\circ = \pi - 2 \cdot \arcsin(U_{\text{ВЫПР}} / U_{\text{МВХ}}) = 180^\circ - 2 \cdot \arcsin(14,1 / 15,5) = 50^\circ$.

$U_{\text{ПУЛ}}$ можно вычислить из условия = получаемых и отдаваемых зарядов, т.е.

$$Q_{\text{ЗАР}} = Q_{\text{РАЗР}} \text{ т.е. } C_\Phi \cdot U_{\text{ПУЛ}} = (U_{\text{ВЫХ}} / R_H) \cdot (2\pi - \theta^\circ) / \omega \text{ и } [\tau_{\text{РАЗР}} = C_\Phi \cdot R_H].$$

Откуда: $U_{\text{ПУЛ}} = [U_{\text{ВЫПР}} / (R_H \cdot C_\Phi)] \cdot [(2\pi - \theta) / \omega] = [U_{\text{ВЫПР}} / (\tau_{\text{РАЗР}})] \cdot [(2\pi - \theta) / \omega]$, (с)

$$U_{\text{ПУЛ}} = [14,1 / (100 \cdot 0,001)] \cdot [(360^\circ - 50^\circ) / (2\pi \cdot f)] = \\ = 14,1 \cdot 0,1 \cdot [(310 / (360 \cdot 50))] = 2,42 \text{ В.}$$

$$\Delta U_{\text{ПОМ}} = (1/2) \cdot U_{\text{ПУЛ}} = (1/2) \cdot [U_{\text{ВЫПР}} / (R_H \cdot C_\Phi)] \cdot [(2\pi - \theta^\circ) / (2\pi f)].$$

$$\Delta U_{\text{ПОМ}} = (1/2) \cdot [14,1 / (0,1 \text{ с})] \cdot [(360^\circ - 50^\circ) / (360^\circ \cdot 50^\circ)] = 1,214 \text{ В.}$$

Если разорвать цепь нагрузки, то конденсатор зарядится до мгновенного значения u_C . Следовательно, $U_{\text{ОБР.МАХ}} = 2 \cdot U_{\text{М2}} = 2 \cdot 15,5 = 31 \text{ В.}$ (d')

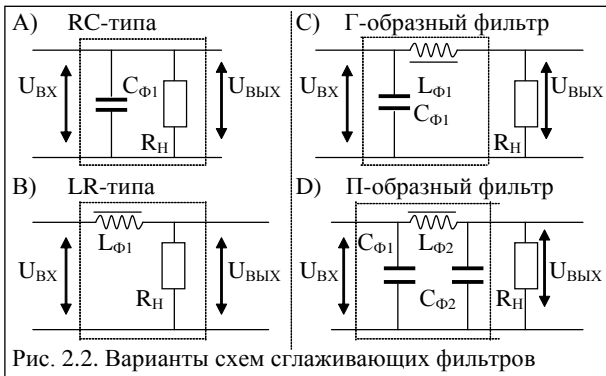
Отметим способ записи угла θ в радианах и градусах:

$$\theta = (\theta^\circ / 180^\circ) \cdot \pi = (50^\circ / 180^\circ) \cdot \pi = 0,277 / 3,14 = 0,87 \text{ рад. [Спр. } 1 \text{ рад} = 57,296^\circ].$$

либо, $\theta = \omega \cdot t = 2\pi f \cdot t = 314 \cdot t = 0,87 \text{ рад. [} t = 0,00277 (\text{с})$; $\theta^\circ = \theta \cdot 57,296^\circ = 50^\circ$.

$$\theta = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad T = 1/f = (2 \pi / \omega). \quad 1^\circ \text{ ср.} = 17,45 \cdot 10^{-3} \text{ рад.}$$

2.2. Методика расчета сглаживающих фильтров для схем выпрямителей



На рис. 2.2. приведены следующие схемы сглаживающих фильтров: а) емкостный (RC); б) индуктивный (RL); в) индуктивно-емкостный LC (Г-образный); г) комбинированный СLC - (П-образный). Схемы фильтров расположены по мере снижения помех на выходе.

В данных примерах дано: $U_{\text{выпр}} = 12\text{В}$; $I_{\text{выпр}} = 0,3\text{А}$; $R_H = 40\ \text{Ом}$; $Z_L = 40\ \text{Ом}$.

1) Для схемы **RC** фильтра (рис. 2.1,а) величина емкости фильтра C_Φ составит:

$$C_\Phi = \bar{I}_{\text{выпр}} \cdot K_{\text{СГЛ}} / (m \cdot \omega \cdot \bar{U}_{\text{выпр}}) = K_{\text{СГЛ}} / (m \cdot \omega \cdot R_H),$$

$$\text{например, } 0,3 \cdot 16,66 / (2 \cdot 314 \cdot 12) = 0,000660 \quad [\Phi = \frac{c}{\text{Ом}} = \text{Кл/В}].$$

где $K_{\text{СГЛ}}$ - коэф. сглаживания фильтра $K_{\text{СГЛ}} = \bar{U}_{\text{выпр}} / \bar{U}_{\text{пульс}} = 12/0,72 = 16,66$.

m – частота пульсаций за период. $m = 1$ и $m = 2$ – для одно и 2-х-полупериодной схемы.

2) Для схемы **RL** фильтра (рис. 2.1,б) индуктивность дросселя L_Φ : [$\Gamma_n = \text{Ом} \cdot \text{с}$]

$$L_1 = \frac{U_{\text{выпр}} \cdot K_B}{I_{\text{выпр}} \cdot m \cdot f \cdot \sqrt{3}} \cdot [\Gamma_n], \quad \text{либо} \quad L_1 = \frac{Z_L \cdot K_B}{m \cdot f \cdot \sqrt{3}} = \frac{40 \cdot 0,67}{100 \cdot 1,73} = 0,155... [\Gamma_n],$$

Либо $L_1 = U_{\text{выпр}} / (I \cdot K_{\text{потерь}} \cdot K_{\text{в.2пп}} \cdot m \cdot \omega) = Z_L / (K_{\text{потерь}} \cdot K_{\text{в.2пп}} \cdot m \cdot \omega) =$

$$= 40 / (1,266 \cdot 0,67 \cdot 314) = 0,15 \quad [\Gamma_n = \text{Ом} \cdot \text{с}]. \quad *K_{\text{в.2пп}} = 0,67. \quad \Delta U_L = 2,52\text{В}.$$

где $K_{\text{потл}} = U_{\text{вхЛ}} / U_{\text{выхЛ}} = 12/9,48 = 1,266$ – коэф. потери напряжения в катушке.

А) Коэффициент потерь в катушке обусловлен наличием R_L провода катушки.

Чем меньше величина R_L , тем меньше потерь ΔU_L напряжения в катушке.

Обычно R_L берут из условия: $R_L \leq (0,05) R_H$; тогда потери составят < 5%.

Б) Для **LR** фильтра коэф. $K_{\text{СГЛ}}$ сглаживания в 1-о-ПП и 2-х-ПП схемах выпрямителей малой мощности часто не превышает: $K_{\text{СГЛ.1пп}} = 2 \div 5$ и $K_{\text{СГЛ.2пп}} = 3 \div 8$.

3) Для схемы **Г-образного LC** фильтра (рис. 2.1,в) величины $L_1 C_1$ составят:

$$L_1 \cdot C_1 = (K_{\text{СГЛ}} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2), \quad \text{например, } L_1 \cdot C_1 = 39 / (4 \cdot 314^2) = 0,000099 \quad [\Gamma_n \cdot \Phi].$$

где коэф. сглаживания фильтра $K_{\text{СГЛ}} = \bar{U}_{\text{вх}} / \bar{U}_{\text{пульс}} = 12/0,316 = 38$.

Примем $C_1 = 660\ \text{мкФ}$; тогда $L_1 = (L_1 \cdot C_1) / C_1 = 0,000099 / 0,000660 = 0,15\ \text{Гн}$.

4) Для схемы **П-образного** фильтра (рис. 2.1,г) величины $C_1 L_2 C_2$ составят:

Например, пусть $\bar{U}_{\text{пульс.вых}} = 0,019\ \text{В}$; также примем: $C_1 = C_2 = 660\ \text{мкФ}$.

Полный коэф. сглаживания фильтра: $K_{\text{СГЛ}} = \bar{U}_{\text{выпр}} / \bar{U}_{\text{пульс.вых}} = 12/0,019 = 633$.

$K_{\text{СГЛ}} = K_{\text{пп.1}} \cdot K_{\text{пп.2}} = 633$. $K_{\text{пп.1}} = \bar{U}_{\text{вх}} / \Delta \bar{U}_{\text{вх}} = 16,66$ (см. пр.1), тогда $K_{\text{пп.2}} = 38$.

$$C_1 = \bar{I}_H \cdot K_{\text{пп.1}} / (m \cdot \omega \cdot \bar{U}_B), \quad \text{например, } 0,3 \cdot 16,66 / (2 \cdot 314 \cdot 12) = 0,000660 \quad [\Phi].$$

$$L_2 \cdot C_2 = (K_{\text{пп.2}} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2), \quad L_2 \cdot C_2 = 39 / (4 \cdot 314^2) = 0,0000990 \quad [\Gamma_n \cdot \Phi].$$

$$L_2 = L_2 \cdot C_2 / C_2 = (\text{см. } L_1 = (L_1 \cdot C_1) / C_1) = 0,0000990 / 0,000660 \approx 0,15\ \text{Гн}.$$

Для оптимального **RLC** фильтра необходимым и достаточным являются следующие условия выбора параметров элементов C_Φ и L_Φ : 1) $\tau_{\text{РАЗР}} = R_H C_\Phi \geq T = (1/f)$;

Например, при $R_H = 40\ \text{Ом}$ и $C_\Phi = 0,00060\ \text{Ф}$ получим $\tau_{\text{РАЗР}} = 0,024\ \text{с}$ при $T = 0,02\ \text{с}$.

2) $X_L = \omega \cdot L_\Phi > R_H$; $X_C = 1/(\omega \cdot C_\Phi) < R_H$; $m = 1$ -о или 2-х-полупериодная схема.

3) $(\omega \cdot L_\Phi) > [1/(\omega \cdot C_\Phi)]$; 4) $L_\Phi \cdot C_\Phi \approx (K_{\text{СГЛ}} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2)$. $K_{\text{СГЛ}}$ – коэф. сглажив. фильтра.

2.2. Расчет параметров «ЛС» сглаживающего двойного П-образного фильтра

Исходные данные - в таблице 2.

Таблица 1. Расчётные данные

$U_{ВХ}$	I_H	$\Delta U_{ПОМ.1}$	$K_{П, \%}$	$K_{н.ВХ}$	ω	n
40 В	0,8А	2,54 В	0,18	15,7	314	2

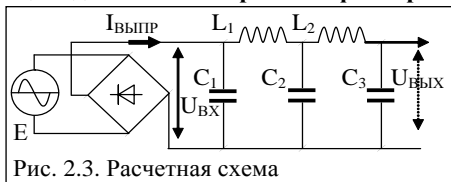


Рис. 2.3. Расчетная схема

Определим C_1 на входе 1-го фильтра,

который позволяет снизить ΔU пульсаций на коэф. $K_{н.ВХ} = 15,7$ (2,54В), при условии, что C_1 подключен между выпрямительной схемой и дросселем L_1 :

$$C_1 = K_{н.ВХ} \cdot I_H / (2 \cdot \omega \cdot U_H) = 15,7 \cdot 0,8 / (2 \cdot 314 \cdot 40) = 0,0005 \text{ Ф} = 500 \text{ мкФ}. \quad (2.1)$$

где $K_{н.ВХ} = \bar{U}_{ВХ} / \Delta \bar{U}_{ПОМ.1} = 40 / 2,54 = 15,7$ – коэф. подавления помех 1-го звена.

Определим полный коэф. сглаживания $K_{СГЛ}$, который обеспечивает фильтр:

$$K_{СГЛ} = K_{н.ВХ} / K_{П} = 15,7 / 0,18 = 87,22. \quad (2.3)$$

Пусть в схеме фильтра 2-го порядка каждый из 2-х звеньев $L_1 C_2$ и $L_2 C_3$ одинаковые и содержат одинаковые элементы. Тогда полагаем, что $C_2 = C_3$ и $L_1 = L_2$.

В результате коэффициент сглаживания q каждого звена одинаков и составит:

$$K_{ЗВЕНА} = \sqrt{K_{СГЛ}} = \sqrt{87,22} = 9,34. \quad (2.4)$$

Для определения L_{Φ} используем свойство: $L_i \cdot C_i = (K_{ЗВ} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2)$. (2.5)

где m – число диодов; $m = 1$ в 1-о-полупериодной и $m = 2$ в 2-х-полупериодной схеме выпрямителя, к которой подключен фильтр. $[\omega = 2 \cdot \pi \cdot f]$.

1. Зададим (по вар. 1) значения емкостей конденсаторов $C_2 = C_3 = 100$ мкФ;

2. Зададим (по вар. 2) значения емкостей конденсаторов $C_2 = C_3 = 150$ мкФ.

Существует зависимость $L = f(I)$: при $I_L = 0,2 \div 2 \text{ А} \rightarrow L = 0,1 \div 0,7 \text{ Гн}$ ($R_L \rightarrow 0$).

Из (2.5) по вар.1: $L_1 = (K_{ЗВ} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2) / C_2 = [(10,34) / (4 \cdot 314^2)] / 0,0001 = 0,25 \text{ [Гн]}$.

Из (2.5) по вар.2: $L_1 = (K_{ЗВ} + 1) / (m^2 \cdot \omega^2) / C_2 = [(10,34) / (4 \cdot 314^2)] / 0,0002 = 0,17 \text{ [Гн]}$.

Катушку индуктивности L_{Φ} наиболее выгодно использовать в схеме выпрямителя, где в нагрузке протекает значительный ток $I > 5 \text{ А}$.

Величину L_{Φ} берут тем больше, чем больше величина тока в катушке (в нагрузке).

Величину C_{Φ} берут тем больше, чем меньше требуемая величина пульсац. $U_{ПУЛ}$.

Мах. C_{Φ} выбирают из условия: 1) $\tau_{РАЗР} \geq T$, напр.: $\tau_{РАЗР} \approx 0,025 \text{ с}$ при $T = 0,02 \text{ с}$;

но с ростом C_{Φ} растет ток заряда: $I_{ДС} = C \cdot \bar{U}_C / t_{ЗАР}$. $t_{ЗАР} \approx (1/4 \div 1/8) T$. $I_{ДС.МАХ} \leq 5 I_H$.

2) $U_{ПУЛ} = (0,05 \div 0,02) U_{ВХ}$; 3) $U_{ВЫХ.МАХ} = (1,25 \div 1,35) U_{ВХ}$ или $U_{ВЫХ.МАХ} \rightarrow U_{ВХ} \cdot \sqrt{2}$.

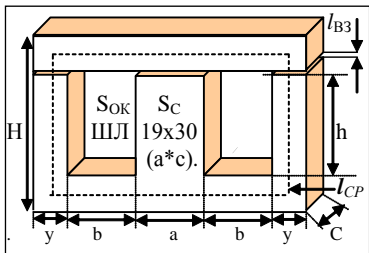
Рассчитаем конструктивные параметры дросселей. Выходными данными для расчета являются индуктивности дросселей L_{Φ} и значения выпрямленного тока.

Ширина среднего стержня магнитопровода в катушке определяется по формуле:

По вар. 1: $a = 3,2 \cdot \sqrt{L \cdot I_H^2} = 3,2 \cdot \sqrt{0,25 \cdot 0,8^2} = 2,04 \text{ см}. \quad (2.6)$

По вар. 1: $a = 3,2 \cdot \sqrt{L \cdot I_H^2} = 3,2 \cdot \sqrt{0,17 \cdot 0,8^2} = 1,84 \text{ см}.$

где: $a = \text{см}$; $L = \text{Гн}$, $I_H = \text{А}$. Далее приведён расчет дросселя для $L_{\Phi} = 0,25 \text{ (Гн)}$.



Из справ. выберем броневой ленточный трансформатор типа ШЛ 19х30 с параметрами: ширина среднего стержня $a = 19$; толщ. $c = 30$; ширина и высота окна: $b = 14$ и $h = 33,5$ (мм); Площадь сердечника $S_c = a \cdot c = 1,9 \times 3,0 = 5,7 \text{ см}^2$ Расчетная площадь окна $S_{ок}$ составит:

$$S_{ок} = b \cdot h, \quad S_{ок} = 14 \cdot 33,5 = 469 \text{ мм}^2. \quad (2.7)$$

Определим количество витков w обмотки дросселя $L_{\phi 1}$ и $L_{\phi 2}$:

$$w = S_{ок} \cdot k_{з.о} \cdot j / I_H = 469 \cdot 0,3 \cdot 2,5 / 0,8 = 440 \text{ витков}. \quad (2.8)$$

где: $S_{ок} (\text{мм}^2)$ – площадь окна; $k_{з.о} = 0,3$ – коэффициент заполнения окна медью; $j = 2,5$ (А/мм²) - плотность тока; I_H - выпрямленный ток в нагрузке (А).

Определим диаметр $d_{пр}$ провода обмотки дросселя:

$$d = 0,7 \cdot \sqrt{I_H}, \text{ либо } d = 0,022 \cdot \sqrt{I_H \text{ мА}}, \quad d = 0,7 \cdot \sqrt{0,8} = 0,63 \text{ мм} \quad (2.9)$$

Из справочника выбираем диаметр провода $d_{пр} = 0,62 \text{ мм}$ (допустимый ток 0.85 А).

Вычисляем площадь сечения центрального S_c сердечника дросселя:

$$S_c = L \cdot I_H / [(B \cdot 10^{-4}) \cdot w] = 0,25 \cdot 0,8 / (1 \cdot 10^{-4} \cdot 440) = 4,54 \text{ см}^2. \quad [I_{Гс} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ Тл}]$$

$$\text{или } S_c = 700 \sqrt{\alpha \cdot P_{Габ} / f \cdot B_{ТЛ} \cdot j} = 700 \cdot \sqrt{5 \cdot 12_{Вт} / 50_{Гц} \cdot 1_{Гс} \cdot 10^4 \cdot 2,5_{А/мм^2}} = 4,85 (\text{см}^2) \quad (2.10)$$

где α - коэф. для тр.: $\alpha = 3 \div 4$ (малого веса - ПЛ, ОЛ) и $\alpha = 4,5 \div 5,5$ (малой стоим. - ШЛ).

Для трансформатора марки УШ19х30: $a = 19$, $c = 30$, $b = 14$, $h = 33,5$ (мм) при $w = 440_{\text{вит}}$ и $S_c = 4,54 \text{ см}^2$ - габаритная мощность $P_{Габ}$ трансформатора составит:

$$P_{Габ} = B_m(\text{Тл}) \cdot S_c^2 (\text{см}^2) / 1,69 = 1 \cdot 4,54^2 / 1,69 = 12,2 \text{ Вт}. \quad (2.11)$$

где: примем $B_m = 1 \text{ Тл} = 1 \cdot 10^4 (\text{гс})$ - магнитная индукция сердечника.

Определим расчетную толщину (c) набора пластин сердечника дросселя:

$$c = S_c / a, \quad c = 454 \text{ мм}^2 / 19 \text{ мм} = 23,8 \text{ мм}; \text{ (конструктивно } c = 30 \text{ мм)}. \quad (2.12)$$

Для исключения насыщения сердечника дросселя - между ярмом и сердечником магнитопровода делают небольшой воздушный зазор $lvз = 0,05 \cdot 0,8$ (мм).

Поскольку магнитный поток дважды проходит через зазор, то толщина немагнитной прокладки (зазора, заполненного картоном) составит $= l / 2$.

$$l / 2 = 0,63 \cdot I_{о \cdot w} \cdot 10^{-4} / (B_m(\text{Тл})) = 0,63 \cdot 440 / (1 \cdot 10^4 (\text{гс})) = 0,022 \text{ (см)} \quad (2.13)$$

где: $lvз = I \cdot w / (796 \cdot B_m) = 0,44 \text{ мм} = 0,044 \text{ см}$. [$B_m = 1 \text{ Тл} = 1 \cdot 10^4 (\text{гс})$; $1 \text{ гс} = 1 \cdot 10^{-4} (\text{Тл})$].

Вычислим среднюю длину витка $l_{\text{витка}}$ обмотки (в сантиметрах):

$$l_{\text{витка}} = 2 \cdot (a + c) + \pi \cdot b = 2 \cdot (1,9 + 3) + 3,14 \cdot 1,4 = 14,2 \text{ (см)}. \quad (2.14)$$

Вычислим активное сопротивление R_L обмотки дросселя:

$$R_L = l_{\text{витка}} \cdot w \cdot \rho / S^2_{\text{пров}} = 0,142 \text{ м} \cdot 440 \cdot 0,016 (\text{Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м}) / 0,31 \text{ мм}^2 = 3,22 \text{ Ом}. \quad (2.15)$$

Определим потери напряжения на активном сопротивлении 2-х дросселей:

$$\Delta U_L = I_H \cdot 2 \cdot R_L = 0,8 \cdot 2 \cdot 3,22 = 5,18 \text{ В}. \quad (2.16)$$

Таблица №2. Параметры трансформаторов / дросселей для выполнения РГР №2

Справочные параметры «универсальных УШ - образных трансформаторов» при $B_m = 1Тл$															
№ вар	тип дросселя	a мм	c мм	$S_c = a \cdot c$ (см ²)	b мм	h мм	$S_o = b \cdot h$ (см ²)	H мм	L мм	y мм	l_c см	l_b см	$R_{ГДБ}$ Вт	$\approx w_1$ витков	$\approx d_{1.пр}$ пров.
01	УШ-10x10	10	10	0,9	6,5	18	1,17	31	36	6,5	5,66	5,85	0,48		
02	УШ-10x15	10	15	1,35	6,5	18	1,17	31	36	6,5	5,66	6,85	1,08		
03	УШ-10x20	10	20	1,80	6,5	18	1,17	31	36	6,5	5,66	7,85	1,9		
04	УШ-12x12	12	12	1,30	8	22	1,76	38	44	8	6,74	7,0	1,0		
05	УШ-12x18	12	18	1,95	8	22	1,76	38	44	8	6,74	8,2	2,3		
06	УШ-12x24	12	24	2,60	8	22	1,76	38	44	8	6,74	9,4	4,0		
07	УШ-14x14	14	14	1,76	9	25	2,25	43	50	9	7,92	8,24	1,83		
08	УШ-14x21	14	21	2,64	9	25	2,25	43	50	9	7,92	9,64	4,12		
09	УШ-14x28	14	28	3,52	9	25	2,25	43	50	9	7,92	11,0	7,33		
10	УШ-16x16	16	16	2,30	10	28	2,80	48	56	10	9,03	9,28	3,13		
11	УШ-16x24	16	24	3,45	10	28	2,80	48	56	10	9,03	10,9	7,04		
12	УШ-16x32	16	32	4,60	10	28	2,80	48	56	10	9,03	12,5	12,5		
13	УШ-19x19	19	19	3,26	12	33,5	4,02	57,5	67	12	10,6	11,0	6,28		
14	УШ-19x28	19	28	4,76	12	33,5	4,02	57,5	67	12	10,6	12,8	13,4	440	0,63
15	УШ-19x38	19	38	6,52	12	33,5	4,02	57,5	67	12	10,6	14,8	25,1		
16	УШ-22x22	22	22	4,36	14	39	5,46	67	78	14	12,4	13,0	11,2		
17	УШ-22x33	22	33	6,54	14	39	5,46	67	78	14	12,4	15,2	25,3		
18	УШ-22x44	22	44	8,72	14	39	5,46	67	78	14	12,4	17,4	45,0		
19	УШ-26x26	26	26	6,08	17	47	7,99	81	94	17	14,7	15,4	21,8		
20	УШ-26x39	26	39	9,12	17	47	7,99	81	94	17	14,7	18,0	49,2		
21	УШ-26x52	26	52	12,16	17	47	7,99	81	94	17	14,7	20,6	87,5		
22	УШ-30x30	30	30	8,10	19	53	10,10	91	106	19	16,9	17,6	38,8		
23	УШ-30x45	30	45	12,15	19	53	10,10	91	106	19	16,9	20,6	87,4		
24	УШ-30x60	30	60	16,20	19	53	10,10	91	106	19	16,9	23,6	155		
25	УШ-35x35	35	35	11,00	22	61,5	13,50	105,5	123	22	19,8	20,4	71,6		
26	УШ-35x52	35	52	16,40	22	61,5	13,50	105,5	123	22	19,8	23,8	159		
27	УШ-35x70	35	70	22,0	22	61,5	13,50	105,5	123	22	19,8	27,4	286		
28	УШ-40x40	40	40	14,40	26	72	18,70	124	144	26	26,4	22,4	122		
29	УШ-40x60	40	60	21,60	26	72	18,70	124	144	26	26,4	26,2	276		
30	УШ-40x80	40	80	28,80	26	72	18,70	124	144	26	26,4	31,5	490		

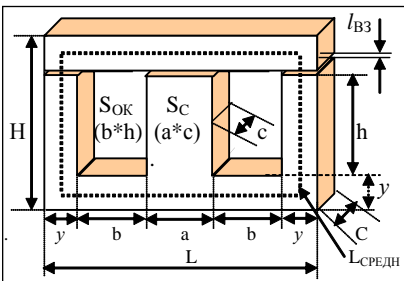


Рис.3. Трансформатор марки УШ ленточный.

- 1) При выполнении расчета РГР №2 необходимо использовать (выбрать) тот тип трансформатора, параметры которого совпадают со справочными параметрами таблицы №2.
- 2) При выполнении расчета выбрать такую оптимальную схему фильтра (рис. 2.2 или 2.3), которая будет содержать минимальное количество элементов RC, LC, или RLC.

В результате для расчета параметров схемы можно использовать: либо Г-образный, либо П-образный, либо Т-образный фильтр.

РГР № 2. Задание для самостоятельного решения

Таблица №2. Для всех вариантов использовать рисунки 2 (а,b,c,d) или рис. 2.3.

Для первой подгруппы									Для второй подгруппы								
№	$U_{ввп}$ (В)	I_H (А)	* $k_{п}$ (%)	$K_{н.вх}$	* ΔU <i>пом.л.</i>	B_m Тл	ω рад/с	m	№	$U_{вх}$ (В)	I_H (А)	$k_{п}$ (%)	$K_{н.вх}$	ΔU <i>пом.л.</i>	B_m Тл	ω рад/с	m
01	25	0,60	0,22	18	1,2	1,2	260	1	01	16	0,40	0,16	16	1,0	1,0	320	2
02	18	0,70	0,18	22	–	1,1	300	1	02	18	0,50	0,19	13	–	1,25	315	2
03	20	0,55	0,19	15	0,8	1,0	320	2	03	20	0,75	0,20	22	1,3	1,20	310	1
04	22	0,60	0,20	24	–	1,3	280	1	04	22	0,60	0,18	14	–	1,35	300	1
05	24	0,45	0,21	13	1,3	1,25	260	2	05	24	0,45	0,15	11	1,5	1,4	290	1
06	26	0,50	0,22	21	–	1,2	340	2	06	26	0,40	0,16	19	–	1,35	280	2
07	28	0,45	0,23	14	1,7	1,15	320	1	07	28	0,55	0,17	15	1,1	1,3	260	1
08	30	0,40	0,22	11	–	1,1	300	1	08	17	0,70	0,19	18	–	1,25	330	2
09	32	0,35	0,21	17	2,0	1,05	280	2	09	15	0,35	0,20	17	1,0	1,2	320	1
10	35	0,3	0,20	16	–	1,0	260	1	10	13	0,40	0,20	14	–	1,15	310	2
11	15	0,75	0,19	19	0,9	1,35	280	2	11	24	0,55	0,21	13	1,5	1,1	315	2
12	17	0,50	0,18	20	–	1,3	300	1	12	26	0,60	0,22	10	–	1,05	300	2
13	20	0,55	0,17	16	1,1	1,25	320	1	13	28	0,45	0,19	18	1,7	1,0	290	1
14	22	0,60	0,18	13	–	1,2	330	2	14	30	0,50	0,20	22	–	1,35	285	1
15	24	0,65	0,19	22	1,0	1,15	320	2	15	32	0,45	0,17	15	1,9	1,30	280	2
16	26	0,45	0,20	14	–	1,1	315	2	16	21	0,80	0,24	24	–	1,25	300	1
17	28	0,55	0,21	11	1,5	1,0	330	1	17	25	0,55	0,22	13	1,4	1,20	310	1
18	30	0,50	0,22	19	–	0,9	280	1	18	13	0,40	0,18	21	–	1,25	315	1
19	32	0,45	0,20	15	1,9	0,95	300	2	19	23	0,45	0,19	14	1,2	1,30	320	2
20	34	0,40	0,19	18	–	1,0	315	1	20	25	0,60	0,20	11	–	1,35	325	1
21	36	0,45	0,20	17	2,1	1,05	320	2	21	18	0,30	0,21	17	1,3	1,25	330	2
22	38	0,55	0,18	14	–	1,1	330	1	22	20	0,50	0,22	16	–	1,2	325	1
23	12	0,80	0,15	13	0,7	1,15	310	2	23	22	0,45	0,23	19	1,2	1,25	320	2
24	14	0,75	0,16	10	–	1,2	320	2	24	24	0,35	0,22	20	–	1,0	315	1
25	16	0,60	0,17	19	0,8	1,25	315	1	25	26	0,70	0,21	17	1,5	1,1	310	2
26	18	0,55	0,19	15	–	1,3	300	1	26	28	0,55	0,20	16	–	1,25	305	1
27	20	0,40	0,20	18	1,1	1,35	290	1	27	30	0,40	0,28	19	1,7	1,15	300	1
28	22	0,35	0,20	17	–	1,40	280	2	28	32	0,35	0,25	20	–	1,2	290	1
29	24	0,40	0,21	14	1,3	1,3	300	1	29	35	0,50	0,24	16	1,9	1,25	280	2
30	26	0,45	0,22	13	–	1,25	310	2	30	15	0,45	0,20	13	–	1,4	300	2
31	28	0,55	0,19	10	1,5	1,2	315	2	31	17	0,35	0,18	22	1,4	1,1	310	1
32	17	0,40	0,20	18	–	1,15	320	1	32	20	0,60	0,27	14	–	1,25	315	1
33	15	0,65	0,18	22	1,0	1,1	315	1	33	22	0,45	0,21	11	1,2	1,3	320	2
34	13	0,70	0,19	15	–	1,0	310	2	34	24	0,40	0,17	19	–	1,2	325	2

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.

ТЕМА 3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА (5с)

Цель занятия: Расчет статического и динамического режима работы ключа

Транзисторный ключ – это схема коммутатора, служащая для замыкания и размыкания цепи с нагрузкой под действием логического сигнала управления.

Современная импульсная и цифровая техника основана на работе транзисторов (VT) в ключевом режиме. Большинство ключей имеют схему включения VT с общим эмиттером (ОЭ). В цифровых схемах часто применяют ключи на транзисторах *n-p-n*-типа, но при этом, все рассуждения и расчеты справедливы также для ключей на транзисторах *p-n-p*-типа; необходимо только учитывать изменение полярности включения источника ЭДС и направление токов в схеме.

Простейшая схема ключа представляет собой транзисторный каскад усиления, управляемый перепадом входного логического напряжения (рис. 3.1).

3.1. Статический режим работы транзисторного ключа - (рис. 3.1,а).

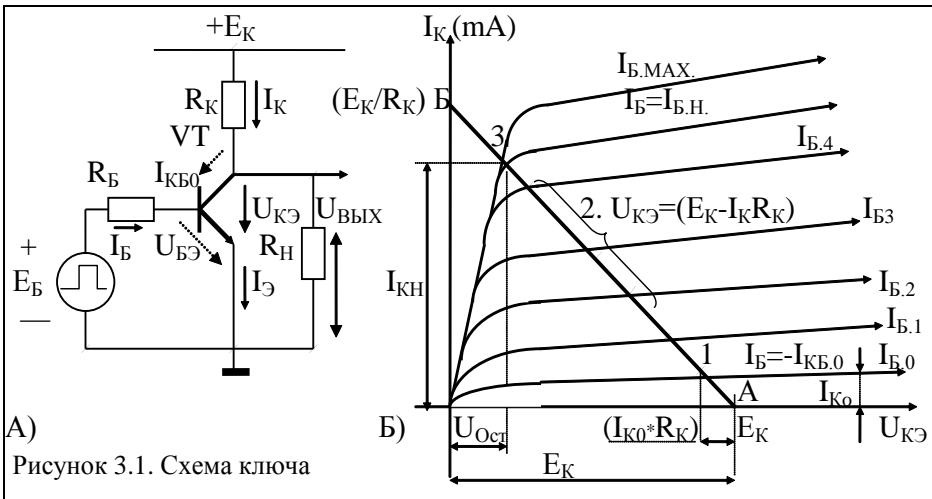
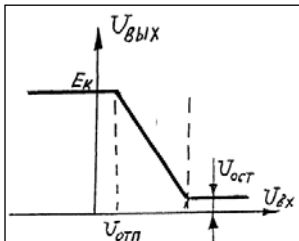


Рисунок 3.1. а) Схема ключа; б) ВАХ работы транзистора.

В базовой цепи транзистора включены источник входного управляющего напряжения $U_{ВХ}$ и резистор R_B , а в коллекторной цепи - источник постоянного напряжения E_H и резистор R_K . Изменяя входное напряжение $U_{ВХ}$, можно управлять током коллектора I_K и, следовательно, напряжением $U_{ВЫХ}$ на выходе ключа.



Ключевая схема в статическом режиме описывается статической передаточной характеристикой $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$, представленной на рис. 3.2.

Рис. 3.2. Статическая передаточная характеристика.

Статическая передаточная характеристика снимается при относительно медленных изменениях тока и напряжения на входе схемы.

Пример расчета параметров ключа на транзисторе КТ350.

ТИП n-p-n	h _{21Э} (β)	U _{КЭ} (В)	I _{К.Мак} (А)	I _{К.обр} μА	P _{Мак} (Вт)	f _{ГРАН} МГц	C _к , C _э Пф	U _{КЭ} Нас	U _{БЭ} Нас	Eи В	I _н мА	R _н = Ом *	U _{ВХ} В	S нас	f _{РАБ} МГц
КТ350	30...50	15	0,050	10	0,30	100	25	1,0	0,6	5	-	400	4	1,3	3

Пусть: $\beta_{ном} = 40$; при $R_K = R_H = 400$ Ом, $I_{К.НАС} = (E - U_{КЭ.НАС})/R_K = 0,010$ А.

Ток коллектора I_K в режиме насыщения может составлять $I_{К.НАС} = (1/5 \dots 2/3) I_{К.МАХ.}(СПРАВ)$.
Нагрузочную прямую А-Б по пост. току строят при известных E и $I_{К.РАБ.МАХ} \approx I_{К.НАС}$;
она описывается ур.: $U_{КЭ.НАС} = E - (I_{К.Н} \cdot R_K) = 5 - (0,01 \cdot 400) = 1$ В. (3.1)

и строится (рис. 3.1б) аналогично ВАХ VD. $U_{КЭ.НАС.SI}(СПРАВ) \approx U_{КЭ.ОСТАТ.} = (0,1 \div 1,0) В$.

Точки пересечения нагрузочной прямой с ВАХ транзистора определяют напряжения на элементах и токи в цепи ключа в каждом режиме его работы, где VT может находиться либо в *режиме отсечки*, либо в *режиме насыщения*.

1) Режим отсечки (запирание) обеспечивают подачей на вход схемы напряжения

$U_{ВХ} = U^0 = U_{БЭ} \leq 0,4 В$ (для VT из Si). где $U_{ВХ.Пороговое.SI} = 0,6 - 0,8 В$.

При $U_{ВХ} = U^0 = 0,1 \dots 0,4 В$ переход «Э-К» закрыт (VT в режиме отсечки);
 $r_{ЭК} > 100$ кОм; I_K минимален $\rightarrow (I_{КБ0} \leq 10 \text{ мкА})$, а $U_{ВЫХ} = U_{КЭ.ЗАКР} \rightarrow Eи$.

$U_{ВЫХ} = U^1 = (2/3 \dots 1)E$. $U_{ВЫХ} = Eи - I_{КБ0} \cdot R_K = 5 - 0,000010 \cdot 400 \approx 5 В$ (3.2)

Режиму отсечки транзистора отвечает участок от точки А до точки 1 на рис. 3.1,б.

Типовые значения $U_{БЭ.ЗАПир}$ для закрытого транзистора n-p-n и p-n-p типа:

для n-p-n VT_{Si}: $U_{БЭ.ЗАПир} \approx 0,1 \dots 0,4 В$. для p-n-p VT_{Ge}: $U_{БЭ.ЗАПир} = +0,5 \dots 1 В$;

Условие запирания транзистора ($U_{ВХ.ЗАПир}$) можно записать в виде:

$U_{ВХ.ЗАП.(NPN)} < [I_{КБ0} \cdot R_B + (U_{БЭ.ЗАПир} = 0,1)] = 0,00001 \cdot 7900 + 0,1 = 0,179$ (3.3)

$U_{ВХ.ЗАП.(PNP)} \geq [I_{КБ0} \cdot R_B + (U_{БЭ.ЗАПир} = +0,5)] = 0,00001 \cdot 7900 + 0,5 = 0,579$

Ток базы запирающий: $I_{Б.ЗАПир} = (U_{БЭ.ЗАП} + U^0)/R_B = (0,179 + 0,2)/7900 = 48$ мкА.

2) Режим насыщения: на вход подают сигнал $U_{ВХ} = U^1$; в цепи базы возникает ток $I_{Б.НАС} \gg 0$, который через резистор R_B поступает в базу VT, приводя его в открытое и насыщенное состояние за счет смещения перехода «Б-Э» в прямом направлении.

Падение напряжения для открытого VT составляет: ($U_{БЭ.ОТПир} = U_{БЭ.ОТКр}$)

$U_{БЭ.ОТПир} = [R_B \cdot Eи / (R_K \cdot \beta_{МАХ})] = 7900 \cdot 5 / (400 \cdot 50) = 1,97 В$. (3.4)

$I_{Б.ОТПир} = (U_{ВХ}^1 - U_{БЭ.ОТП})/R_B = (5 - 1,97) / (7900) = 380$ мкА. (3.5)

При этом ток базы насыщения для открывания транзистора (VT) составит:

$I_{Б.НАС} = I_{К.Н} / \beta_{МИН} = 0,01 / 30 = 330$ мкА. (3.6). (Как видно $I_{Б.НАС} < I_{Б.ОТПир}$), поэтому для обеспечения уверенного переключения VT из области «отсечки» в область «насыщения», необходимо увеличить $I_{Б.НАС}$ на коэф. «насыщения» ($S = 1,1 \div 1,9$).

Токи базы $I_{Б1} = I_{Б.ГРАН} = S \cdot I_{Б.НАС} = 1,3 \cdot 0,000330 = 430$ мкА; (3.7)

Значение R_B составит: $R_B = (U_{ВХ}^1 - U_{БЭ.НАС}) / I_{Б1} = (4 - 0,6) / (0,00043) = 7,9$ кОм (3.8)

3.2. Динамический (переходный) режим работы ключа

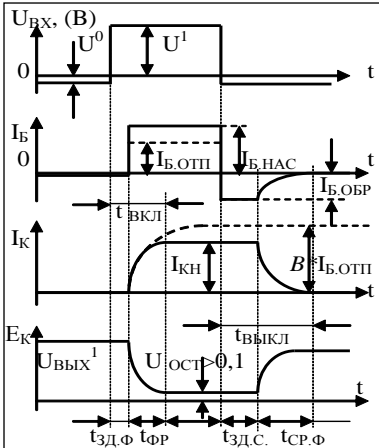
При ступенчатом изменении $U_{ВХ}$ в схеме ключа происходят переходные процессы, которые характеризуются следующими временными интервалами:

$t_{ЗД.ФР.}$ - задержка фронта; $t_{ФР.}$ - время фронта, $t_{СР.}$ - время среза (спада) [нс].

$t_{НАК.ЗАР.}$ - время накопления избыточного заряда [нс];

$t_{РАС.ЗАР.}$ - время рассасывания избыточного заряда [нс].

Длительности $t_{ВКЛ}$ и $t_{ВЫКЛ}$ характеризуют общее быстродействие транзисторного ключа. Временные диаграммы токов и напряжений в ключе при ступенчатом изменении входного сигнала показаны на рис. 3.3.



Для перехода транзистора из закрытого состояния в состояние насыщения требуется определенное время. Это время называют временем включения транзистора $t_{ВКЛ}$, в которое входит также время задержки фронта $t_{ЗД.ФР}$ и длительность переднего фронта $t_{ФР}$:

$$t_{ВКЛ} = t_{ЗД.ФР} + t_{ФР}. \quad [нс] \quad (3.9)$$

Скорость переключения VT связана с временем протекания переходных процессов. Время выключения $t_{ВЫКЛ}$ содержит время задержки среза $t_{ЗД.СР}$ (рассасывание) и время среза $t_{СР}$ (задний фронт - спад), т.е.

$$t_{ВЫКЛ} = t_{ЗД.СР} + t_{СР}. \quad [нс] \quad (3.10)$$

Рис. 3.3. Переходные характеристики, (которые строят в масштабе параметров).

Время задержки фронта обусловлено зарядом входной емкости $C_{ВХ} \approx C_{Б}$ закрытого транзистора до напряжения отпирания $U_{БЭ.ОТПИР} = U_{БЭ.ОТКР}$ (см. 3.5)

$$t_{ВКЛ} = t_{ЗД.ФР} + t_{ФР} = \tau_{\beta} \cdot \ln \left[\frac{I_{Б.1}}{I_{Б.1} - I_{Б.НАС}} \right]; \quad (3.9)$$

$$t_{ВКЛ} = 2,08нс \cdot \ln[0,00043/(0.00043-0.00033)] = 2,08 \cdot 1,46 = 3 \text{ нс.}$$

где $t_{ЗД.ФР} = C_{Б} \cdot R_{Б} \cdot \ln \left[\frac{(U^0 + U^1)}{(U^1 - U_{БЭ.ОТПИР})} \right]$, (нс); (где $U^1 = U_{ВХ}$) (3.11)

$$t_{ЗД.ФР} = 0,000.000.000.005 \cdot 7900 \cdot \ln[(0,1+4)/(4-1,79)] = 25 \text{ [нс].}$$

где $C_{Б} = (1/5)C_{Э} = 5 \text{ пФ}$. ($C_{Э} \approx C_{К} = 25 \text{ пФ}$, *см. справ. для VT). $C_{ВХ} = C_{Э} + C_{К(Э)}$.

где $t = 1/2 f_{РАБ} = 0,5/3000000 = 167нс = 0,16мкс$. - длительность импульса.

$$\tau_{\alpha} \approx 1,2/(2 \cdot \pi \cdot f_{ГРАН.VT}) = 1,2/(2 \cdot 3,14 \cdot 100000000) = 0,000.000.002с = 2 \text{ нс.} \quad (3.12)$$

τ_{β} - время жизни неосновных носителей [нс]; для ВЧVT $\tau_{\beta} \approx 2 \div 10$ [нс] [1].

$$\tau_{\beta} \approx \tau_{\alpha} / \alpha = (2/0.96 = 2,08 \text{ нс}) \text{ пост. времени VT в схеме с ОЭ [нс];} \quad (3.13)$$

при $\beta_{МИН} = 30$ (дано), $\alpha_{МАХ} = \beta/(1 + \beta) = 0.96$; $\beta = 1/(1 - \alpha)$.

$$\tau_{К} = C_{К(Э)} \cdot R_{К} = (0,000\ 000\ 000\ 025 \cdot 400 = 10 \text{ нс}) - \text{пост врем. кол. цепи VT. (*)}$$

Время формирования фронта. На этом этапе VT работает в активном режиме. В базовой цепи течет отпирательный ток $I_{Б.ОТП}$, а ток коллектора нарастает:

$$I_K(t) = \beta \cdot I_{Б.отп} \cdot [1 - \exp(-t/\tau_p)] = 30 \cdot 0,00038 \cdot [1 - \exp(-0,16/0,002)] = 0,0114 \text{ (А)} \quad (3.14)$$

Пример вычислен. *exp.* [$\exp^1 = 1$ v **shift** v $e^x = 2,718$]. [где v – нажать следующую].

Время формирования фронта ($t_{ФР}$) - есть стадия отпирания транзистора.

$$t_{ФР} = \tau_p \cdot \ln [\beta_{ном} \cdot I_{Б.отп} / (\beta_{ном} \cdot I_{Б.отп} - I_K(t))], \text{ [нс]} \quad (3.15)$$

$$t_{ФР} = 2,08 \text{ нс} \cdot \ln [40 \cdot 0,00038 / (40 \cdot 0,00038 - 0,0114)] = 2,08 \text{ нс} \cdot 1,38 = 2,88 \text{ (нс)}.$$

Накопление избыточного заряда в транзисторе происходит на границе области его насыщения, в результате чего необходимо время его рассасывания.

Рассасывание избыточного заряда. При переключении напряжения от значения U^1 до значения U^0 заряд, накопленный в слоях (база и коллектор), не может измениться скачком. В момент переключения входного сигнала на переходах **К** и **Э** сохраняются прямые смещения, близкие к напряжению отпирания $U_{БЭ.отп}$. (3.4)

Ток базы изменит направление и знак и принимает значение:

$$I_{Б.обр} = (-U^0 - U_{БЭ.отп}) / R_B = (-0,1 - 1,97) / 7900 = -0,000262 \text{ А}. \quad (3.16)$$

Длительность стадии рассасывания заряда – есть время задержки среза:

$$t_{ЗАДЕРЖ.СРЕЗА} = t_{РАСС.ЗАР} = \tau_p \cdot \ln [1 + (S \cdot I_{Б.НАС} + I_{Б.ОБР}) / (I_{Б.НАС} + I_{Б.ОБР})], \text{ [нс]} \quad (3.17)$$

$$t_{ЗАДЕРЖ.СРЕЗА} = 2,08 \text{ нс} \cdot \ln [1 + (1,3 \cdot 0,00033 - 0,000262) / (0,00033 - 0,000262)] = 2,57.$$

Время формирования среза ($t_{СРЕЗА}$) - есть стадия запираания транзистора.

При малых запирающих токах длительность стадии среза находят по формуле:

$$t_{СРЕЗА} = \tau_p \cdot \ln [(I_{Б.НАС} - I_{Б.ОБР}) / I_{Б.ОБР}] \quad (- \cdot - = +). \quad (3.18)$$

$$t_{СРЕЗА} = 2,08 \text{ нс} \cdot \ln [1 + ((0,00033 + 0,000262) / 0,000262)] = 2,45 \text{ [нс]}.$$

*При большом значении $I_{Б.обр} \geq 300 \text{ мкА}$ VT переходит в режим динамической отсечки, при котором оба перехода будут смещены в обратном направлении.

Тогда, время выключения $t_{ВЫКЛ}$ происходит с постоянной времени отсечки:

$$t_{ОТС} \approx t_{ПЕР} + \tau_K = 1 \text{ нс} + (0,000\ 000\ 000\ 025 \cdot 400) \approx 11 \text{ [нс]}. \quad (3.19)$$

В этом случае время выключения составит: $t_{ВЫКЛ} \approx t_{ОТС} / \sqrt{2} = 7,8 \text{ [нс]}.$ (3.20)

где $t_{ПЕР} = 0,1 / f_{ГРАН} = 1 \text{ нс}$ – время жизни осн. носителей заряда в p-n-переходе.

$[\tau_{p-n} \approx 1 \cdot (10^{-8} \dots 10^{-9}) \text{ с}$ – время жизни осн. носит. заряда в ВЧ p-n-переходах] [2].

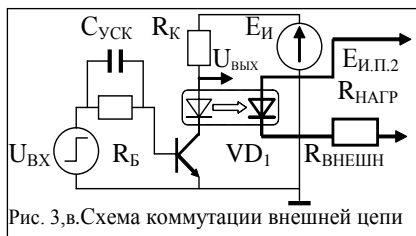
$[\tau_{p-n} \approx 1 \cdot (10^{-10} \dots 10^{-11}) \text{ с}$ – время жизни осн. носит. заряда в СВЧ p-n-переходах].

Уменьшить время переходных процессов в 2 – 3 раза можно при введении во входную цепь форсирующего конденсатора $C_{УСК} = C_{ФОРС} = 50 \div 100 \text{ пФ}$. (рис.3.в).

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
4. Алиев И.И. Электротехнический справочник. – М.: Радио, 2000. – 384 с.

РГР № 3. Задание для самостоятельного решения



Задание № 3. Разработать схему бесконтактного включения нагрузки с помощью транзисторного ключа и опто-тиристора.

На вход ключа подается сигнал лог. упр. (0 и 1); где: $U_{ВХ}^0 = 0$ В и $U_{ВХ}^1$ – табл. № 3. Варианты задания смотри в таблице № 3.

Тип транзистора и его рабочие параметры приведены в таблице 3 приложения ПЗ.

Таблица 3. Параметры для индивидуального расчета схемы ключа

Для первой подгруппы							Для второй подгруппы								
№ вар	VT Si	$E_{и}$ (В)	$R_{н}$ (Ом)	$U_{ВХ}^1$ В	$f_{ПЕР}$ кГц	S	$I_{н}$ (А)	№ вар	VT Si	$E_{и}$ (В)	$R_{н}$ (Ом)	$U_{ВХ}^1$ В	$f_{ПЕР}$ кГц	S	$I_{н}$ (А)
1	КТ 201	10	400	5	250	1,7		1	КТ 503	10	350	6	50	1,3	
2	КТ 302	8	250	4	200	1,6		2	КТ 504	12	250	8	60	1,2	
3	КТ 301	9	300	6	220	1,5		3	КТ 506	8	430	6	70	1,1	
4	КТ 312	7	350	5	160	1,4		4	КТ 603	6	230	4	80	1,4	
5	КТ 306	5	300	3	150	1,3		5	КТ 605	5	320	4	90	1,5	
6	КТ 315	6	250	4	120	1,2		6	КТ 608	7	300	6	100	1,6	
7	КТ 325	8	400	5	100	1,1		7	КТ 630	9	250	8	120	1,1	
8	КТ 339	10	300	5	80	1,4		8	КТ 646	11	220	8	140	1,4	
9	КТ 342	12	450	6	60	1,3		9	КТ 501	13	340	10	160	1,3	
10	КТ 358	11	500	7	40	1,2		10	КТ 502	12	230	8	180	1,2	
11	КТ 372	13	450	8	50	1,1		11	КТ 505	10	300	8	200	1,1	
12	КТ 316	10	400	3	80	1,2		12	КТ 626	8	250	6	220	1,2	
13	КТ 3102	9	350	4	100	1,3		13	КТ 632	6	340	5	250	1,3	
14	КТ 3117	7	300	6	120	1,4		14	КТ 629	5	450	5	230	1,4	
15	КТ 373	5	250	5	140	1,1		15	КТ 639	12	350	8	120	1,5	
16	КТ 3142	11	300	5	160	1,6		16	КТ 644	11	400	6	210	1,6	
17	КТ 203	12	350	4	180	1,7		17	КТ 3142	10	500	7	200	1,1	
18	КТ 207	10	400	3	200	1,5		18	КТ 3128	9	400	6	180	1,2	
19	КТ 208	8	450	6	220	1,4		19	КТ 373	8	300	5	160	1,3	
20	КТ 313	6	500	4	240	1,3		20	КТ 3127	10	250	8	140	1,4	
21	КТ 209	5	400	4	250	1,2		21	КТ 3117	7	280	6	150	1,2	
22	КТ 361	9	300	5	280	1,3		22	КТ 3126	8	250	6	130	1,3	
23	КТ 326	7	500	6	300	1,1		23	КТ 3102	6	300	4	120	1,1	
24	КТ 337	8	350	4	350	1,4		24	КТ 3107	5	330	4	110	1,4	
25	КТ 343	9	400	5	330	1,5		25	КТ 316	8	380	5	100	1,5	
26	КТ 349	10	350	4	350	1,4		26	КТ 357	10	330	4	110	1,4	
27	КТ 347	6	500	5	130	1,2		27	КТ 372	6	280	5	80	1,2	
28	КТ 357	8	300	6	180	1,6		28	КТ 347	12	350	7	60	1,6	
29	КТ 3107	11	400	7	200	1,7		29	КТ 342	9	300	4	40	1,5	
30	КТ 3126	5	250	3	150	1,2		30	КТ 349	5	250	3	50	1,3	
31	КТ 3127	13	400	7	320	1,5		31	КТ 339	10	430	6	70	1,1	
32	КТ 3128	7	500	4	280	1,3		32	КТ 343	8	320	5	100	1,2	
33	КТ 312	9	400	5	380	1,2		32	КТ 347	10	470	6	200	1,3	

4. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА «А» ПО СХЕМЕ С ОЭ

Пример 4.1. Расчет параметров усилителя кл. «А». Данные для расчета приведены в табл. 4.1

Таблица 4.1. Расчётные данные для схемы рис. 4.1

$E_K, В$	$f_H, Гц$	$f_B, Гц$	$I_{m.ВЫХ}$	M_H, db	M_B, db	$U_{m.ВХ}$	$R_H, Ом$
30	300	20000	55mA	2.5	2.5	300mB	300

В задании предложен транзистор МП25А (р-п-р):

$h_{21}=\beta_{CP}$	$U_{KЭ.МАХ}$	$I_{K.МАХ}$	$P_{VT.МАХ}$	$f_{VT.МАХ}$	$h_{22}=g_{ВЫХ}$
35	40 В	400mA	200mBт	0,2МГц	$\leq 3.5\text{мкСм}$

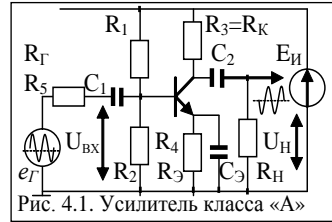


Рис. 4.1. Усилитель класса «А»

Определим max. величину тока покоя в цепи коллектора данного каскада:

$$I_{K.П} = 1,4 \cdot I_{m.ВЫХ} = 1,4 \cdot 0,055 = 0,077 \text{ (A)} = 77 \text{ (mA)}. \quad (4.1)$$

Найдём сопротивление нагрузки в цепи коллектора:

$$R_3 = R_K = 0,4(E_K/I_{K.П}) = 0,4 \cdot 30/0,077 = 155,8 \text{ (Ом)} \approx R_H. \quad (4.2)$$

Выбираем $R_K = 160 \text{ Ом}$. Мощность рассеивания на резисторе R_K составит:

$$P_{R_K} = I_{K.П}^2 \cdot R_K = (0,077)^2 \cdot 160 = 0,95 \text{ (Вт)}. \quad (4.3)$$

Определим сопротивление резистора R_4 в цепи термостабилизации:

$$R_4 = R_Э = 0,2(E_K/I_{Э.П}) = 0,2 \cdot 30/0,077 = 78 \text{ (Ом)}. \quad (4.4)$$

Полагая, что $I_{Э.П} \approx I_{K.П}$, выбираем $R_Э = 75 \text{ Ом}$, Мощность рассеивания на R_4 :

$$P_{R_Э} = I_{K.П}^2 \cdot R_Э = (0,077)^2 \cdot 75 = 0,44 \text{ (Вт)}. \quad (4.5)$$

Найдём ёмкость конденсатора $C_Э$ в цепи обратной усилителя класса «А»

$$C_Э = [10^6 / (2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot 0,1 \cdot R_Э)] = [10^6 / (2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 0,1 \cdot 75)] = 70 \text{ мкФ}. \quad (4.6)$$

Определим напряжение $U_{KЭ.П}$ в режиме покоя транзистора:

$$U_{KЭ.П} = E_K - I_{K.П} \cdot (R_Э + R_4) = 30 - 0,077 \cdot (160 + 75) = 11,9 \text{ В} = 12 \text{ В}. \quad (4.7)$$

Ток базы в режиме покоя транзистора составит:

$$I_{Б.П} = I_{K.П} / h_{21Э} = 0,077/35 = 0,0022 \text{ (A)} = 2,2 \text{ (mA)}. \quad (4.8)$$

Рассчитаем элементы делителя напряжения R_1 и R_2 формирующих («А»).

Для этого определим падение напряжения на резисторе $R_5 = R_Г$ из отношения:

$$\Delta U_{R_5} = \Delta U_{R_Г} = 0,15 \cdot E_K = 0,15 \cdot 30 = 4,5 \text{ В}. \quad (4.9)$$

Найдём напряжение на делителе, выполненном на R_1 и R_2 :

$$U_{ДЕЛ} = E_K - \Delta U_{R_5} = 30 - 4,5 = 25,5 \text{ В}. \quad (4.10)$$

Определим ток в цепи делителя R_1 и R_2 из условия:

$$I_{ДЕЛ} = 3,5 \cdot I_{Б.П} = 3,5 \cdot 0,0022 = 0,0077 \text{ A} = 7,7 \text{ mA}. \quad (4.11)$$

$$R_1 = (U_{ДЕЛ} - U_{R_4} - U_{БЭ.П}) / (I_{ДЕЛ} + I_{Б.П}) = (25,5 - 3 - 0,225) / (0,0022 + 0,0077) = 2250 \text{ Ом} \quad (4.12)$$

Выбираем значение $R_1 = 2400 \text{ Ом}$.

Падение напряжения на резисторе R_4 : $U_{R4} = 0,1 \cdot E_K = 3B$; $U_{БЭП} = 0,225$ В.

$$R_2 = (U_{R4} - U_{БЭП}) / I_{ДЕЛ} = (3 + 0,225) / 0,0077 = 418 \text{ Ом} = \underline{430 \text{ Ом}}. \quad (4.13)$$

Просчитаем элементы развязывающего фильтра R_5 и C_1 : где $R_5 = R_{Г}$.

$$R_5 = \Delta U_{R5} / (I_{ДЕЛ} + I_{К.П}) = 4,5 / (0,0077 + 0,077) = 53 \text{ Ом}. \quad R_5 = R_{Г} = 51 \text{ Ом}. \quad (4.14)$$

$$P_{R5} = (I_{ДЕЛ} + I_{К.П})^2 \cdot R_5 = (0,0077 + 0,077)^2 \cdot 51 = 0,37 \text{ Вт}. \quad (4.15)$$

Ёмкость разделительного конденсатора C_1 определим по формуле:

$$C_1 = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{Г} + R_{ВХ})] = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot (53 + 900)] = 0,55 \text{ мкФ}. \quad (4.16)$$

где: $R_{ВХ} = h_{11Э} = h_{11В} \cdot (1 + h_{21Э}) = \underline{25} \cdot (1 + 35) = 900 \text{ Ом}$. – R вход. каскада. (4.18)

$$h_{11.Б} = (\beta_{МИН} \cdot \varphi_T / I_{Б.П.}) = [20 \cdot (0,026V) / (0,0077A)] = 67 \text{ Ом}. \quad (*)$$

$$h_{11.Б} = r_D = \underline{25} \dots 50 \text{ Ом} - \text{(диф. сопрот. р-п-перехода МП25А – справ.)}.$$

Определим амплитудное значение тока на входе каскада:

$$I_{mВХ} = I_2 \cdot I_{mВЫХ} / h_{21Э.МИН} = 1,2 \cdot 0,055 / 20 = 0,0033 \text{ А} = 3,3 \text{ mA}. \quad (4.17)$$

Найдём коэффициент усиления по напряжению на средних частотах:

$$K_{U.СР} = h_{21Э.МИН} \cdot R_{ЭКВ.ВЫХ} / R_{ВХ} = 20 \cdot 103,2 / 900 = 2,294. \quad (4.18)$$

Эквивалентное сопротивление каскада:

$$R_{ЭКВ.ВЫХ} = (R_3 \cdot R_{2.СЛ} \cdot R_{ВХ.СЛ}) / (R_3 \cdot R_{ВХ.СЛ} + R_{2.СЛ} \cdot R_{ВХ.СЛ} + R_3 \cdot R_{2.СЛ}) = \quad (4.19)$$

где: $R_{2.СЛ}$ - сопротивление резистора R_2 в делителе следующего каскада.

Допустим, что VT в данном и следующем каскаде однотипные, тогда:

$$R_{ВХ.СЛ} = h_{11Э} = 900 \text{ Ом}; \quad R_{2.СЛ} = R_2 = 430 \text{ Ом}. \quad R_3 = 160 \text{ Ом}. \quad (4.20)$$

$$R_{ЭКВ.ВЫХ} = (160 \cdot 430 \cdot 900) / (160 \cdot 900 + 430 \cdot 900 + 160 \cdot 430) = 103,2 \text{ Ом}.$$

Найдём мин. значение коэф. мощности k_P в относительных единицах (раз.):

$$k_P = h_{21Э.МИН} \cdot K_{U.СР} = 20 \cdot 2,294 = 45,88. \quad (4.21)$$

в децибелах: $k_{P.db} = 10 \lg k_P = 10 \lg 45,88 = 16,62 \text{ db}$. (4.22)

Ёмкость разделительного выходного конденсатора C_2 определим по формуле:

$$C_2 = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{ЭКВ.ВЫХ} + R_{ВХ.СЛ}) \cdot \sqrt{M_H^2 - 1}] = \\ = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot (103 + 900) \cdot \sqrt{2,5^2 - 1}] \approx 0,23 \text{ мкФ}. \quad (4.23)$$

Определим величину коэффициента частотных искажений каскада на ВЧ:

$$M_B = \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot R_{ЭКВ.ВЫХ} \cdot C_0)^2} = \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 103 \cdot 4 \cdot 10^{-8})^2} = 1,133. \quad (4.24)$$

$$M_{B.db} = 20 \lg M_B = 20 \lg 1,133 = 2,5 \text{ db}. \quad \text{(сходится с заданием)}. \quad (4.24)$$

где: C_0 - эквивалентная ёмкость монтажа, которая нагружает каскад, $C_0 = 40$ нФ.

? Определим мощности источника, нагрузки и транзистора:

$$P_H = 0,5 U^2_{н.м} / R_H = E^2_{и} R_H / 2 (R_H + R_Э)^2 = 0,5 \cdot 5,96^2 / 500 = 0,0355 \text{ Вт}. \quad (4.25)$$

$$P_{VT} = E^2_{и} / R_Э = 8 P_{H.Мак} = 30^2 / 78 = 0,294 \text{ Вт}. \quad (4.26)$$

$$P_H = 2 E^2_{и} / R_Э = 2 \cdot 10^2 / 340 = 0,588 \text{ Вт}. \quad \eta = P_{H.Мак} / P_H = 0,036 / 0,588 \approx 6,1\%.$$

Пример 4.2. Расчет усилителя кл. А по схеме с ОЭ (вариант с коэф-тами)

Таблица 4.2. Исходные данные для расчета схемы усилителя (рис. 4.2)

$E_{II} = 30V$	$I_{m.ВЫХ} = 3,5mA$	$r_{Г} = 200 \text{ Ом}$	$f_{НЧ} = 0,2кГц$	$f_{ВЧ} = 20кГц$	$M_{II} = 2,5db$	$M_{В} = 2,5db$
----------------	---------------------	--------------------------	-------------------	------------------	------------------	-----------------

Параметры биполярного n-p-n маломощного транзистора КТ333А

$h_{21.Мин} = 30$	$U_{КЭ} = 40В$	$I_{К.макс} = 0,2А$	$P_{К.макс} = 0,2Вт$	$f_{VT.ГР} = 0,2МГц$	$t_{ВВЫХ} = h_{22б} = 3,5мксМ$
-------------------	----------------	---------------------	----------------------	----------------------	--------------------------------

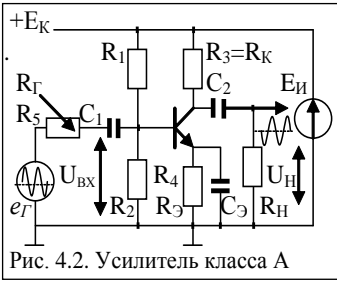


Рис. 4.2. Усилитель класса А

Отметим основные свойства данной схемы:

- а) усилитель-инвертор построен по схеме с ОЭ;
- б) схема с ОЭ работает в режиме (классе) «А»;
- в) фазовый сдвиг сигнала от вх. к вых. $\varphi = 180^\circ$;
- г) $K_U = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} > 2$; часто $U_{ВЫХ} = (2 \dots 20)U_{ВХ}$.
- д) $K_I = \beta = h_{21Э}$; $K_P = K_U \cdot K_I$; $K_{P(DB)} = 10 \lg K_P$.
- е) $r_{ВХ.УС}$ мало и составляет: $r_{ВХ} = 0,2 \dots 1 \text{ кОм}$.

ж) $r_{ВЫХ.УС}$ соизмеримо с $r_{ВХ}$ и составляет $\leq 5 \text{ кОм}$.

1) Определим ток покоя $I_{КП}$: $I_{КП} = k_1 \cdot I_{m.ВЫХ} = 1,4 \cdot 3,5 \text{ mA} = 5 \text{ mA}$. (1)

* Множитель – коэффициент $k_1 = 1,3 \div 1,5$ (справочное значение) [3].

Можно полагать, что ток покоя коллектора = току покоя эмиттера $I_{КП} = I_{ЭП}$.

2) Определим сопротивление резистора $R_3 = R_K$ в цепи коллектора:

$$R_3 = R_K = 0,4 \cdot (E_{II} / I_{КП}) = 0,4 \cdot (30 / 0,005) = 2400 \text{ Ом}. \quad (2)$$

* Множитель – коэффициент $k_2 = 0,3 \div 0,5$ (справочное значение) [3].

3) Определим сопротивление резистора $R_4 = R_Э$ в цепи термостабилизации:

$$R_4 = R_Э = k_3 \cdot (E_{II} / I_{КП}) = 0,2 \cdot (30 / 0,005) = 1200 \text{ Ом}. \quad (3)$$

* Множитель – коэффициент $k_3 = 0,15 \div 0,25$ (справочное значение) [3].

4) Определим напряжение на переходе $U_{КЭП}$ в режиме покоя:

$$U_{КЭП} = E_{II} - I_{КП} \cdot (R_3 + R_4) = 30 - 0,005 \cdot (2400 + 1200) = 12 \text{ (В)} \quad (4)$$

5) Определим $I_{БП}$ в цепи базы: $I_{БП} = I_{КП} / h_{21.Мин} = 0,005 / 30 = 0,166 \text{ mA}$. (5)

6) Определим элементы делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 :

Для этого определяем падение напряжения ΔU_{R2} на резисторе R_2 из вып-ния:

$$\Delta U_{R2} = 0,15 \cdot E_{II} = 0,15 \cdot 30 = 4,5 \text{ В}. \quad (6)$$

* Множитель – коэффициент $k_5 = 0,15$ (справочное значение) [3].

7) Найдем U_D на делителе R_1 и R_2 : $U_D = E_{II} - \Delta U_{R2} = 30 - 4,5 = 25,5 \text{ В}$. (7)

8) Определим ток делителя I_D в цепи делителя из условия $I_D = (3 \div 4) \cdot I_{БП}$

$$I_D = 3,5 \cdot 0,166 \text{ mA} = 0,583 \text{ mA}. \quad (8)$$

9) Определим сопротивление резистора R_2 в цепи делителя:

$$R_2 = (U_D - U_{R4} - U_{БЭ.П}) / (I_{БП} + I_D) = (25,5 - 3 - 0,65) / (0,00016 + 0,00058) = 29500 \text{ Ом} \quad (9)$$

где $U_{R4} \approx k_6 \cdot E_K$ - падение напряжения на резисторе R_4 ; $U_{БЭ.П.П} = 0,65 \text{ В}$. [1]

* Множитель – коэффициент $k_6 = 0,1$ (справочное значение) [3].

10) Определим сопротивление резистора R_2 в цепи делителя:

$$R_1 = (U_{R4} + U_{БЭ.П}) / I_D = (3 + 0,65) / 0,000583 = 63260 \text{ Ом}. \quad (10)$$

11) Амплитудное значение тока $I_{м.ВХ}$ на входе каскада находим по формуле:

$$I_{м.ВХ} = I_{м.ВЫХ} / h_{21.Э.Мин} = 0,005 / 30 = 0,00025 \text{ А} = 0,116 \text{ мА}. \quad (11)$$

12) Определим коэффициент усиления по напряжению на средних частотах:

$$K_U = h_{21.Э.Мин} \cdot R_{ВЫХ} / R_{ВХ}. \quad K_U = 30 \cdot (1 \text{ к} / 2,8 \text{ к}) = 10. \quad (12)$$

13) Входное и выходное сопротивление схемы по переменному току составит:

$$r_{ВХ} = [r_{БЭ} // R_1 // R_2] = [r_{БЭ} \cdot R_1 \cdot R_2] / [(r_{БЭ} \cdot R_1) + (R_1 \cdot R_2) + (r_{БЭ} \cdot R_2)] \approx 2800 \text{ Ом}. \quad (13)$$

$$14) \quad r_{БЭ} = (\beta_{Мин} \cdot \varphi_T / I_{Б.П.}) = [30 \cdot (26 \text{ мВ})] / (0,166 \text{ мА}) = 4700 \text{ Ом}. \quad (14)$$

$$15) \quad r_{ЭКВ} = r_{ВЫХ} = (R_K // r_{КЭ}) = (2,4 \text{ к} \cdot 2,0 \text{ к}) / (2,4 \text{ к} + 2,0 \text{ к}) \approx 1,0 \text{ кОм}. \quad (15)$$

где $r_{КЭ} = U_{КЭ.П.} / I_{К.П.} = 10 / 0,005 = 2000 \text{ Ом}$. $U_{КЭ.П.} \approx (0,3 - 0,4) E_{Э} = 10 \text{ В}$.

16) Найдем мин. значение коэффициента усиления каскада по мощности:

$$K_P = h_{21.Э.Мин} \cdot K_U = 30 \cdot 10 = 300. \quad K_{P.дб} = 10 \cdot \lg K_P = 10 \cdot \lg(300) = 57 \text{ дБ}. \quad (16)$$

17) Определим параметры элементов C_1 и $R_5 \approx (R_T)$ развязывающего фильтра:

$$C_1 = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (r_T + r_{ВХ})] = 10^6 / [2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot (200 + 2800)] \approx 0,5 \text{ мкФ}. \quad (17)$$

где $R_5 \approx 2,5 r_{ВХ} = \Delta U_{R2} / (I_D + I_{Б.П.}) = 4,5 / (0,0005 + 0,000166) \approx 6,7 \text{ кОм}$.

18) Определим емкость конденсатора $C_Э$ в цепи эмиттера:

$$C_Э = 10^6 / [(2\pi \cdot f_H) \cdot (k_4 \cdot R_4)] = 10^6 / [(2 \cdot 3,14 \cdot 200) \cdot (0,1 \cdot 1200)] = 6,6 \text{ (мкФ)} \quad (18)$$

* Множитель – коэффициент $k_4 = 0,1$ (справочное значение) [3].

19) Определим емкость разделительного конденсатора C_2 на выходе схемы:

$$C_2 = 10^6 / [(2\pi \cdot f_H) \cdot k_4 \cdot (r_{ВЫХ} + r_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_H^2 - 1}] \quad (\text{мкФ}) \quad (19)$$

где: f_H – НЧ диапазона усиления; M_H – частотные искажения на НЧ от C_2 .

$$C_2 = 10^6 / [(2 \cdot 3,14 \cdot 200) \cdot 0,1 \cdot (1000 + 2800) \cdot \sqrt{2,5^2 - 1}] \approx 1,0 \text{ (мкФ)}$$

20) Определяем величину коэффициента частотных искажений каскада на ВЧ:

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi \cdot f_B \cdot R_{ЭКВ} \cdot C_K)^2} = \sqrt{1 + (6,28 \cdot 20000 \cdot 1000 \cdot 4 \cdot 10^{-8})^2} = 1,133. \quad (20)$$

21) Определим мощности источника, нагрузки и транзистора:

$$P_H = 0,5 U_{Н.м}^2 / R_H = E^2_{И} R_H / 2(R_H + R_Э)^2 = 0,5 \cdot 5,96^2 / 500 = 0,0355 \text{ Вт}. \quad (21')$$

$$P_{VT} = E^2_{И} / R_Э = 8 P_{H.Мax} = 10^2 / 340 = 0,294 \text{ Вт}.$$

$$P_H = 2 E^2_{И} / R_Э = 2 \cdot 10^2 / 340 = 0,588 \text{ Вт}. \quad \eta = P_{H.Мax} / P_{И} = 0,036 / 0,588 \approx 6,1\%.$$

Таблица 4.3. Параметры для индивидуального расчета схемы усилителя класса А

Для первой подгруппы (см. рис. 4.1)								Для второй подгруппы (см. рис. 4.2)							
№ вар	Тип VT п-р-п	Eи (В)	Iн.Мак (mA)	Uвх ¹ mВ	f _{МИН} Гц	f _{МАХ} кГц		№ вар	Тип VT п-р-п	Eи (В)	Iн.Мак (mA)	Uвх ¹ mВ	f _{МИН} Гц	f _{МАХ} кГц	
1	КТ201А	13	10	50	250	5		1	КТ203А	10	8	60	50	15	
2	КТ302Г	11	12	40	200	10		2	КТ207А	12	12	80	60	8	
3	КТ301Г	19	14	30	220	15		3	КТ208:09	18	5	60	70	10	
4	КТ312А	15	13	40	150	15		4	КТ321А	15	15	40	90	20	
5	КТ306А	17	16	60	160	20		5	КТ313А*	16	13	40	80	12	
6	КТ315А	16	15	50	120	10		6	КТ361А	17	10	60	100	22	
7	КТ316А	11	14	30	80	22		7	КТ337А	15	15	40	90	20	
8	КТ339А	18	10	30	100	5		8	КТ326А	19	14	80	120	16	
9	КТ325А	20	13	50	80	8		9	КТ3128	11	15	80	140	14	
10	КТ342А	12	14	60	60	12		10	КТ345А	13	14	100	160	12	
11	КТ358А	15	10	40	100	8		11	КТ357А	10	12	80	200	8	
12	КТ355А	21	18	30	75	14		12	КТ363А	15	13	80	180	10	
13	КТ372А	16	12	20	120	16		13	КТ349А	18	25	60	220	12	
14	КТ368А	12	8	12	200	11		14	КТ347А	22	15	35	150	16	
15	КТ3102А	18	15	55	160	10		15	КТ3107А	20	20	45	120	18	
16	КТ3117А	14	15	70	40	15		16	КТ3108А	18	15	60	220	6	
17	КТ3120А	13	8	80	50	18		17	КТ3127А	15	20	50	160	10	
18	КТ3142А	19	13	40	100	18		18	КТ3126	16	10	50	250	4	
19	КТ399	17	18	60	120	16		19	КТ371А	15	15	50	230	15	
20	КТ503А	15	20	50	140	14		20	КТ501А	12	12	80	120	20	
21	КТ504А	14	10	50	160	12		21	КТ502А	14	8	100	210	25	
22	КТ506А	12	15	40	180	10		22	КТ505А	16	15	120	200	30	
23	КТ605А	10	20	30	200	8		23	КТ626А.	18	20	100	180	20	
24	КТ608А	18	25	60	220	6		24	КТ632А.	12	10	80	160	10	
25	КТ630А	16	20	40	240	10		25	КТ639А.	20	12	80	140	5	
26	КТ645А	13	10	50	250	5		26	КТ644А.	10	8	60	50	15	
27	КТ646А	11	12	40	200	10		27	КТ661А	12	12	80	60	8	
28	КТ660А	19	14	30	220	15		28	КТ662А	18	5	60	70	10	
29	КТ680А	17	16	60	160	20		29	КТ681А.	16	13	40	80	12	
30	КТ683А	20	25	50	180	14		30	КТ685А	20	22	35	120	14	
31								31							
32								32							
33								33							

* Параметры и свойства транзисторов приведены в ПРИЛОЖЕНИИ П2

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
4. Алиев И.И. Электротехнический справочник. – М.: Радио, 2000. – 384 с.

5. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

Исходные данные для расчета приведены в табл. 5.1.

Пример 5.1.

Таблица 5.1. Расчётные данные

E_K	$U_{m.BX}$	$R_{ГЕН}$	$f_H, Гц$	$f_B, Гц$	$I_{Э.П}$	R_H	$M_{H.O}$
5В	0.5 В	20ком	100	15000	2мА	1,25ком	1.1 db

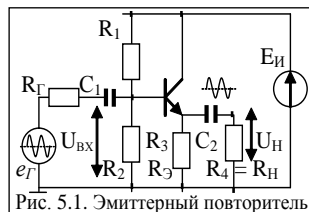


Рис. 5.1. Эмиттерный повторитель

Из справочника [3] выбираем VT с параметрами, приведенными в табл.А

Таблица А. Параметры транзистора МП111А

$\beta_{НОМ}$	$U_{КЭ.МАХ}$	$I_{К.МАХ}$	$P_{VT.МАХ}$	$f_{VT.МАХ}$	$g_{ВЫХ.ПОЛН.}$	$K_{P.db}$
20	10 В	20мА	0,15Вт	1 МГц	$h_{22}=12,5мкСм$	20db

Напряжение E_K в цепи коллектора составляет $(0.4-0.5)U_{КЭ}$. Примем $E_K = 5В$. Считая, что $R_{ГЕН.НОМ}$ велико, поэтому используем схему с ОК, где $R_{ВХ} \geq R_{Г}$.

Определим величину мощности $P_{ГЕН.}$, которую может отдать источник (генератор) сигнала во входную цепь усилителя при условии $R_{ВХ} \approx R_{ГЕН.}$:

$$P_{ГЕН} = \frac{U_{m.BX}^2}{2 \cdot R_{ГЕН}}, \quad (5.1) \quad P_{ГЕН} = \frac{0.5^2}{2 \cdot 20000} = 6.25 \cdot 10^{-5} \text{ Вт} = 0,000 0625 \text{ Вт}.$$

При такой входной мощности можно принять, что k_P по мощности $k_{P.db} = 20 \text{ db}$.

$$K_{P.db} = 20 \text{ db}; \quad (K_{P.db} = 10 \cdot \lg K_P); \quad \text{отсюда, } K_P = 100.$$

Отсюда, выходная мощность должна стать в 100 раз больше входной, т.е.

$$P_{ВЫХ} = P_{ГЕН.} \cdot K_P = 100 = 6,25 \text{ мВт}.$$

Определим сопротивления r_K коллекторного перехода по формуле:

$$r_K \approx \frac{1}{h_{22}}, \quad (5.2) \quad r_K = \frac{1}{12,5 \cdot 10^{-6}} = 80000 \text{ Ом} = 80 000 \text{ Ом}$$

Мах. значение $R_{ВХ.МАХ}$ каскада составляет $(1/2) r_K$; тогда $R_{ВХ} = 40 \text{ кОм}$.

Определим коэффициент частотных искажений на ВЧ M_B , которые вызваны частотными свойствами VT и их схемой включения.

$$M_B = \sqrt{1 + [p \cdot (1 + h_{21э})]^2}, \quad (5.3) \quad \text{где: } p = f_B / f_A = 15000 / 1000000 = 0,015.$$

- f_B - высшая частота диапазона; - f_A - граничная частота транзистора;

- $h_{21э}$ - коэффициент усиления по току в схемах с общим эмиттером.

$$M_B = \sqrt{1 + [0,015 \cdot (1 + 20)]^2} = 1,048$$

Определим сопротивление нагрузки каскада R_H : $I_{Б.П} = I_{Э.П} / \beta_{НОМ} = 0,1 \text{ мА}$.

$$\boxed{R_H = \frac{E_K - U_{KЭ.П}}{I_{Э.П}}}, \quad \boxed{R_H = \frac{5 - 2.5}{0,002} = 1250} \text{ Ом} = 1,25 \text{ кОм} \quad (5.4)$$

где: $U_{KЭ.П} = 1/2 E = 2.5 \text{ В}$; $I_{Э.П} = 2 \text{ мА}$ - напряжение и ток VT_2 в режиме покоя;

Чтобы определить R_1 и R_2 примем ток делителя $I_D = 4I_{БП} = 0,1 \cdot 4 = 0,4 \text{ мА}$.

Используя отношение $R_1 = 4R_2$, из формулы:
$$R_1 + R_2 = \frac{E_K}{I_D + I_{БП}} \quad (5.5)$$

получим:
$$\boxed{R_2 = \frac{5}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 1250} \text{ Ом} \quad \boxed{R_{1i} = 4 \cdot 1250 = 5000} \text{ Ом}$$

Выбираем регистров $R_2 = 1.2 \text{ кОм}$ и $R_1 = 5 \text{ кОм}$.

Определим ёмкость разделительного конденсатора C_2 :

$$\boxed{C_2 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{ВЫХ} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{H2}^2 - 1}}}, \quad (R_{ВХ} = R_{Г}) \quad (5.6)$$

где: $R_{ВЫХ} = R_H = 1,25 \text{ кОм}$ – вых. сопротивление схемы эмиттерного повторителя;

где f_H - нижняя частота усиления; M_{H2} - частотные искажения на НЧ от C_2 .

Определим частотные искажения на НЧ, возникающие из-за C_1 и C_2 :

$$\boxed{M_{H,0} = M_{H1} + M_{H2}}, \quad (5.7) \quad \boxed{M_{H1} = \frac{1,1}{4} = 0,275} \text{ db}$$

$$\boxed{M_{H2} = 3 \cdot M_{H1}}, \quad (5.8) \quad \boxed{M_{H2} = 3 \cdot 0,275 = 0,825} \text{ db=}$$

В относительных единицах (в раз): $M_{H1} = 1,032$; $M_{H2} = 1,0996$.

$$\boxed{C_2 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot (1250 + 20000) \cdot \sqrt{1,0996^2 - 1}} = 1,65} \text{ мкФ}$$

Найдём ёмкость разделительного конденсатора C_1 на входе усилителя:

$$\boxed{C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{ГЕН} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{H1}^2 - 1}}}, \quad (5.9)$$

$$\boxed{C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot (20000 + 40000) \cdot \sqrt{1,032^2 - 1}} = 0,25} \text{ мкФ}$$

Определим мощности

$$P_H = 0,5U_{H,m}^2/R_H = E^2_{иR_H}/2(R_H + R_{Э})^2 = 6,25 \text{ мВт} \quad (5.10)$$

$$P_{VT} = E^2_{иR_{Э}} = 8P_{H,max} = \text{Вт}. \quad (5.11)$$

$$P_{и} = 2E^2_{иR_{Э}} = \text{Вт}.$$

$$\eta = P_{H,max}/P_{и} = \%. \quad (5.12)$$

Пример 5.2. Расчет параметров схемы эмиттерного повторителя

Таблица 5.2. Исходные данные для расчета схемы усилителя (рис. 5.2)

$U_{м.ВХ}=2В$	$r_{Г}=2000\text{ Ом}$	$r_{ВХ.СХ}=2000\text{ Ом}$	$f_{НЧ}=100\text{ Гц}$	$f_{ВЧ}=50\text{ кГц}$	$K_{р}=20\text{ db}$	$M_{Н.О}=1,1\text{ db}$
---------------	------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------	----------------------	-------------------------

Параметры биполярного маломощного транзистора КТ301А

$\beta_{21.Мин}=20$	$U_{КЭ.М}=20В$	$I_{К.М.АХ}=40\text{ мА}$	$P_{К.М.АХ}=0,15Вт$	$f_{VT.ГП}=1\text{ МГц}$	$h_{22б}=100\text{ мкСм}$
---------------------	----------------	---------------------------	---------------------	--------------------------	---------------------------

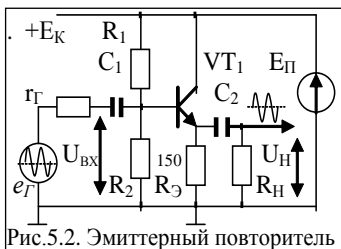


Рис.5.2. Эмиттерный повторитель

Основные свойства схемы усилителя:

- усилитель класса А построен по схеме с ОК;
- фазовый сдвиг сигнала от входа к выходу $\varphi = 0$;
- $K_U \approx 1$; более точно: $K_U = (U_{ВХ} - U_{БЭ}) / U_{ВХ}$.
- $K_I = \beta = h_{21Э}$; $K_P = K_U \cdot K_I = \beta = h_{21Э}$.
- в схеме эмитт. повтор. $r_{ВХ.СХ} \geq (2 \div 5) r_{ВЫХ.СХ}$.

1) Определим мощность генератора P_G , при условии, $r_r \approx r_{ВХ.СХ}$:

$$P_G = U_{м.ВХ}^2 / 2 \cdot r_{ВХ.СХ}; \quad P_G = 2^2 / 2 \cdot 2000 = 0,001 \text{ (Вт)} = 1 \text{ (мВт)}. \quad (1)$$

2) Определим коэффициент передачи мощности схемы усилителя:

$$K_{P.db} = 20\text{ db}; \quad (K_{P.db} = 10 \cdot \lg K_P); \quad \text{отсюда, } K_P = 100.$$

При малой мощности источника в схеме можно применить маломощный транзистор, способный обеспечить мощность в нагрузке $P_2 = P_1 \cdot K_P \geq 100 \text{ мВт}$. Из справочника выбран транзистор $VT_1 - \text{КТ301А}$ с параметрами в табл. № 5.2.

3) Ист. ЭДС $E_{и}$ должен удовлетворять условию: $E_{и} = 1/2 U_{КЭ.М.АХ}$. Примем $E_{и} = 10В$.

4) Значение величины r_K часто удовлетворяет условию $r_K \approx (2 \div 5) R_{ВХ.СХ}$:

$$r_K = 1/h_{22б} = 1/1 \cdot 10^{-4} = 10000 \text{ Ом. [в данном случае } r_K \approx 5 R_{ВХ.СХ}] \quad (2)$$

5) Частотные искажения в диапазоне ВЧ (M_B) определяются частотными свойствами транзистора и его схемой включения:

$$M_B = \sqrt{1 + [p \cdot (1 + h_{21Э})]^2}. \quad M_B = \sqrt{1 + [0,05 \cdot (1 + 20)]^2} = 1,45 \quad (3)$$

где: $p = f_B / f_A = 50000 / 1000000 = 0,05$ (коэффициент использования частоты);

f_B – верхняя частота диапазона; f_A – граничная частота транзистора;

6) Сопротивление нагрузки каскада: $R_H = (E_{и} - U_{КЭ.П}) / I_{Э.П}$. (4)

где: $U_{КЭ.П}$ – напряжение в режиме покоя; $I_{Э.П}$ – ток эмиттера в режиме покоя.

Параметры $U_{КЭ.П}$ и $I_{Э.П}$ часто определяют экспериментально при построении линии нагрузки для графика выходных ВАХ транзистора, либо эмпирически [1].

В данном примере, для повышения $R_{ВХ}$ примем: $U_{КЭ.П} = 1/2 E_{и} = 5В$, а для обеспечения термостабилизации работы VT возьмет ток $I_{Э.П} = 1/4 I_{К.РАБ.М.АХ} = 10 \text{ (мА)}$.

Тогда $R_Э = R_А = R_H = R_{ВЫХ} = (10 - 5) / 0,01 = 500 \text{ Ом}$.

7) Для определения R_1 и R_2 примем ток делителя I_D , создаваемый данными резисторами из условия $I_D = 4I_{БП}$, используя отношение $R_1 = (3 \div 5) R_2$. Примем $R_1 = 4R_2$.

$$I_{БП} = I_{к.п}/\beta_{мин} = 10 \text{ мА}/20 = 500 \text{ мкА}.$$

Тогда $I_D = 2000 \text{ мкА} = 2 \text{ мА}$.

$$R_1 + R_2 = E/I_D = 10/0,002 = 5000 \text{ Ом}. \rightarrow R_1 = 4 \text{ кОм}, R_2 = 1 \text{ кОм}. \quad (5)$$

Определим емкость разделительного конденсатора C_2 на выходе схемы:

$$C_2 = 10^6 / [(2\pi \cdot f_H) \cdot (R_{ВЫХ} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{Н2}^2 - 1}] \quad [\text{мкФ}] \quad (6)$$

где: f_H – нижняя частота усиления; $M_{Н2}$ – частотные искажения на НЧ от C_2 .

8) Частотные искажения на НЧ из-за влияния C_1 и C_2 определяют по формулам:

$$M_{Н.0} = (M_{Н.1} + M_{Н.2}) = 1,1 \text{ db} \quad (\text{дано}); \quad (7)$$

$$M_{Н.1} = (M_{Н.0}/4) = (1,1/4) = 0,275 \text{ db}; \quad (8)$$

$$M_{Н.2} = (3M_{Н.1}) = (3 \cdot 0,275) = 0,825 \text{ db}; \quad (9)$$

В относительных единицах величины коэф-ентов: $M_{Н.1} = 1,032$; $M_{Н.2} = 1,099$.

$$C_2 = 10^6 / [(6,28 \cdot 100) \cdot (500 + 2000) \cdot \sqrt{1,099^2 - 1}] = 1,52 \text{ мкФ} = 1,5 \text{ мкФ}. \quad (10)$$

9) Найдем емкость разделительного конденсатора C_1 на входе схемы:

$$C_1 = 10^6 / [(2\pi \cdot f_H) \cdot (r_{Г} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{Н.1}^2 - 1}] \quad [\text{мкФ}] \quad (11)$$

$$C_1 = 10^6 / [(6,28 \cdot 100) \cdot (2000 + 2000) \cdot \sqrt{1,032^2 - 1}] \approx 1,46 \text{ мкФ}.$$

10) Определим мощности:

$$P_H = 0,5U_{Н.м}^2/R_H = E^2 I_{R_H} / 2(R_H + R_{Э})^2 \quad (\text{Вт}). \quad (12)$$

$$P_{VT} = E^2 I / R_{Э} = 8P_{H.маx} \quad (\text{Вт}).$$

$$P_{И} = 2E^2 I / R_{Э} \quad (\text{Вт}); \quad \eta = P_{H.маx} / P_{И} \quad (\%)$$

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
4. Алиев И.И. Электротехнический справочник. – М.: Радио, 2000. – 384 с.

РГР № 5. Задание для самостоятельного решения

Таблица 5.3. Параметры для индивидуального расчета схемы усилителя класса А

Для первой подгруппы (см. рис. 5.1)								Для второй подгруппы (см. рис. 5.2)							
№ вар	Тип VT	Eи (В)	Iн.Мax (mA)	Uвх ¹ В	f _{МИН} Гц	f _{МАХ} кГц	Ск. VT пФ	№ вар	Тип VT	Eи (В)	Iн.Мax (mA)	Uвх ¹ мВ	f _{МИН} Гц	f _{МАХ} кГц	Ск. пФ
1	КТ201А	13	10	8,0	250	5	20	1	КТ203А	10	8	60	50	15	60
2	КТ302Г	11	12	7,0	200	10	50	2	КТ207А	12	12	80	60	8	40
3	КТ301Г	19	14	13	220	15	60	3	КТ208;09	18	5	60	70	10	50
4	КТ312А	17	16	10	160	20	80	4	КТ321А	16	13	40	80	12	60
5	КТ306А	15	13	11	150	15	50	5	КТ313А*	15	15	40	90	20	80
6	КТ315А	16	15	10	120	10	40	6	КТ361А	17	10	60	100	22	90
7	КТ316А	18	10	13	100	5	40	7	КТ337А	19	14	80	120	16	70
8	КТ339А	20	13	15	80	8	50	8	КТ326А	11	15	80	140	14	60
9	КТ325А	12	14	6	60	12	60	9	КТ312В	13	14	100	160	12	50
10	КТ342А	14	15	7	40	15	50	10	КТ345А	15	13	80	180	10	55
11	КТ358А	13	8	8	50	18	60	11	КТ357А	10	12	80	200	8	45
12	КТ355А	11	14	6	80	22	80	12	КТ363А	18	15	60	220	6	40
13	КТ372А	19	13	14	100	18	80	13	КТ349А	16	10	50	250	4	30
14	КТ368А	17	18	12	120	16	70	14	КТ347А	15	15	50	230	15	50
15	КТ3102А	15	20	10	140	14	60	15	КТ3107А	12	12	80	120	20	60
16	КТ3117А	14	10	9	160	12	50	16	КТ3108А	14	8	100	210	25	80
17	КТ3120А	12	15	8	180	10	40	17	КТ3127А	16	15	120	200	30	90
18	КТ3142А	10	20	6	200	8	40	18	КТ3126	18	20	100	180	20	90
19	КТ399	18	25	10	220	6	35	19	КТ371А	12	10	80	160	10	60
20	КТ503А	16	20	11	240	10	40	20	КТ501А	20	12	80	140	5	50
21	КТ504А	13	10	8,0	250	5	20	21	КТ502А	10	8	60	50	15	60
22	КТ506А	11	12	7,0	200	10	50	22	КТ505А	12	12	80	60	8	40
23	КТ605А	19	14	13	220	15	60	23	КТ626А	18	5	60	70	10	50
24	КТ608А	17	16	10	160	20	80	24	КТ632А	16	13	40	80	12	60
25	КТ630А	15	13	11	150	15	50	25	КТ639А	15	15	40	90	20	80
26	КТ645А	16	15	10	120	10	40	26	КТ644А	17	10	60	100	22	90
27	КТ646А	18	10	13	100	5	40	27	КТ661А	19	14	80	120	16	70
28	КТ660А	20	13	15	80	8	50	28	КТ662А	11	15	80	140	14	60
29	КТ680А	12	14	6	60	12	60	29	КТ681А	13	14	100	160	12	50
30	КТ683А	14	15	7	40	15	50	30	КТ685А	15	13	80	180	10	55
31		13	8	8	50	18	60	31		10	12	80	200	8	45
32		11	14	6	80	22	80	32		18	15	60	220	6	40
33		20	13	14	100	18	80	33		16	10	50	250	4	30

* Параметры транзисторов приведены в ПРИЛОЖЕНИИ П2

ТЕМА 6. ИСТОЧНИКИ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ПИТАНИЯ (7с)

Цель занятия: Приобретение умений и навыков оценки параметров схем источников стабилизированного питания, и методами расчета их параметров.

Схема, устраняющая колебания напряжения питания при изменении тока в нагрузке, называется стабилизатором напряжения. Существует схемы стабилизаторов с нерегулируемым и регулируемым напряжением, отличающиеся сложностью построения и способом преобразования. Основными параметрами схем стабилизатора являются: отдаваемая мощность и диапазон напряжений и токов в нагрузке, амплитуда пульсаций и коэффициент стабильности.

6.1. Параметрические линейные стабилизаторы на транзисторах

Определяющим критерием при выборе и расчете РЭ являются массообменная характеристика, мощность потребления, точность и стабильность во времени напряжения на нагрузке U_H , высокий КПД (η) и надежность схемы.

Рассмотрим схемы параметрических и компенсационных стабилизаторов, КПД которых зависит от величины мощности потерь на регулируемом элементе.

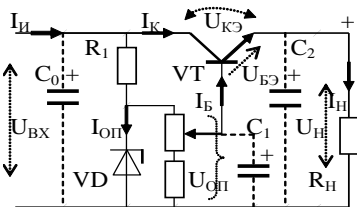


Рис. 6.1.а. Параметрический стабилизатор на транзисторе по схеме с ОК



Рис. 6.1.б. Пример оценки K_{CT} при наличии пульсации напряжений

В схеме параметрического стабилизатора транзистор (VT) включают либо по схеме с общим эмиттером (ОЭ), либо по схеме с общим коллектором (ОК) (эмиттерный повторитель - рис. 6.1). Такая схема обладает невысокой мощностью $P_H \leq 20$ Вт и низким коэффициентом стабилизации $K_{CT} \leq 500$ и $\eta \leq 75$.

Ток в нагрузке I_H зависит от тока базы $I_{Б.VT}$, задаваемого цепью R_1 и стабилитроном VD.

Основные расчетные соотношения для схемы:

$$U_H = (U_{OP} - U_{БЭ.VT}) = (U_{ВХ} - U_{КЭ.VT}); \quad (6.1)$$

$$U_{OP} = (U_{ВХ} - U_{R1}); \quad (6.2)$$

$$U_{R1} = (I_{R1} \cdot R1) = (U_{ВХ} - U_{OP}); \quad (6.3)$$

$$R1 = (U_{ВХ} - U_{OP}) / I_{R1} = U_{R1} / (I_{OP} + I_{Б.VT}); \quad (6.4)$$

$$I_{OP} = [(U_{ВХ} - U_{R1}) / R1] \quad (6.5)$$

$$*(I_{H.Max.} \leq 0,9 \cdot I_{И.Доп.}). \quad (6.6)$$

$$*(I_{H.Max.} \leq 0,8 \cdot I_{К.VT.Доп.}). \quad (6.7)$$

$$*(I_B < I_{Б.Нас.}); \quad *(I_B \approx (\frac{2}{3}) I_{OP.Ном.}). \quad (6.8)$$

$$*(P_{H.Max} \leq 0,9 \cdot P_{И.Доп.}). \quad (6.9)$$

$$I_{И} = (I_H + I_{R1});$$

$$I_H = (U_H / R_H) = I_{Б.VT} \cdot \beta \approx I_{Э.VT}.$$

$$I_B = I_{R1} - I_{VD} = (U_{БЭ} + U_H) / r_{Б}.$$

$$P_H = (P_H + P_{VT} + P_{VD});$$

$$P_H = (I_H \cdot U_H) = (I_H^2 \cdot R_H) = U_H^2 / R_H; \quad (6.10)$$

$$P_{VD} = (I_{OP} \cdot U_{OP}); \quad P_{VT} = (I_{К.VT} \cdot U_{КЭ.VT}); \quad *(P_{VT} \leq 0,9 \cdot P_{VT.Доп.}) \quad (6.11)$$

$$\eta_{CT} = P_{VT} / P_{CT} \leq 0,92. \quad \eta_{И} = P_{CT} / P_H \leq 0,85. \quad (6.12)$$

Пульсации ΔU_H в нагрузке (рис. 6.1,б) в зависимости от изменения тока ΔI_H в нагрузке определяются выходным сопротивлением $r_{Вых.}$ схемы стабилизатора:

$$r_{\text{вых.}} = \Delta U_H / \Delta I_H = 1/S = \varphi_T / I_H. \quad (6.13)$$

где $S = (I_0 / \varphi_T) \exp^{(U_{\text{бэ}} / \varphi_T)} = (I_K / \varphi_T)$ – крутизна.

(при $\varphi_T \approx 0,026 \text{ В}$ и $I_H = 0,1 \text{ А}$ получим $r_{\text{диф.вд.}} \approx 0,26$).

Колебания ΔU_H напряжения падает при снижении величины $r_{\text{диф.}}$ стабилитрона.

Изменение величины ΔU_H составит:

$$\Delta U_H = \Delta U_{\text{оп}} = [r_{\text{диф.}} / (r_{\text{диф.}} + R_1)] \cdot \Delta E_H \approx (r_{\text{диф.}} / R_1) \cdot \Delta E_H. \quad (6.14)$$

* $\Delta U_H \leq 0,02 \cdot U_H$ на выходе схемы (рис. 6.1) при оптимальной нагрузке.

* $r_{\text{диф.}} = \Delta U_{\text{оп}} / \Delta I_{\text{оп}} \approx \varphi_T / I_{\text{оп}} \approx (3 - 10)$ Ом – диф. сопротивление стабилитрона.

$$K_{\text{СТ}} = (\Delta E_H / \Delta U_H) = (R_1 / r_{\text{диф.}}) (\beta_{\text{мин}} / 2) \leq 300 - \text{коэфф-нт стабилизации.} \quad (6.15)$$

Для снижения пульсаций ΔE_H проникающих от источника в схему часто устанавливают фильтрующие конденсаторы C_{Φ} из условия:

$$t_{\text{РАЗР}} = C_{\Phi} \cdot R_H' \approx (3 \div 5)t, \text{ либо } C \cdot U_C = I \cdot t, \quad (t_H = 1/2 T), \text{ откуда } C_{\Phi}' = I \cdot t / \Delta U_{\text{СТ.}}$$

Например, $C_{\Phi.2\text{пп}} = I_H / (\Delta \tilde{U}_{\text{ном}} \cdot 2\omega)$!

Для выбора C_{Φ} достаточным является условие, если $\Delta U_{\text{выпр}} \leq (0,1 \cdot U_{\text{выпр}})$.

При значении $C_{\Phi} > C_{\text{опт}}$ величина $U_{\text{вых.выпр}}$ увеличивается до 1,41 раз.

Очень высокая величина C_{Φ} вызывает рост пикового тока $I_{\text{ДС}}$, который возникает при заряде C_{Φ} за время $t \leq (1/4 \dots 1/8) T$ (мс). [наприм. $t_{\text{ЗАР}} = (1/4)T = 0,005 \text{ с}$].

$$I_{\text{ДС}} \approx C \cdot (\Delta U_{\text{ном}} / t_H); \quad (t_H = t_{\text{ЗАР}}) \quad (6.16)$$

Другое выражение для $I_{\text{ДС}}$ [3]: $I_{\text{ДС}} \approx E_H / \sqrt{2r_H r'_{\text{H}}}$

r_H – выходное сопротивление нестабилизированного источника (выпрямителя);

*Обычно, $r_H = 2 \div 0,1$ Ом (при $P_H = 10 \div 100 \text{ Вт}$ и при $E_H \leq 40 \text{ В}$);

$r'_{\text{H}} = (r_{\text{ВХ}} + R_H) \approx (5 \div 10) \cdot r_H$ – эквивалентная нагрузка, подключенная к источнику.

*Здесь $r'_{\text{H}} = (r_{\text{ВХ}} + R_H)$ сопротивление схемы с подключенной на выходе нагрузкой. В эмиттерном повторителе (в схеме с ОК) выполняется условие: $r_{\text{ВХ}} \approx (5 \div 10) \cdot r_{\text{ВЫХ}}$.

Величина колебаний ΔU_H напряжения источника (выпрямителя) с учетом частоты $f_{\text{пульс.}}$ пульсации (сети) и тока I_H нагрузки, при установке C_{Φ} составляет:

$$\Delta E_H = \Delta U_{\text{ном}} = [I_H / (C_{\Phi} \cdot 2 \cdot 2\omega)] \quad (6.17)$$

Для 2-х-полупериодного выпрямителя $C_{\Phi.опт}$ – на выходе (Г-образ. фильтра):

при $I_H = 0,5 \text{ А}$; $U_H = 20 \text{ В}$; $r_H = 1,18 \text{ Ом}$ и $r'_{\text{H}} = 11 \text{ Ом}$ и $\Delta E_H \approx 1 \text{ В}$;

$$C_{\Phi} = I_2 / (\Delta E_H \cdot 2 \cdot \omega) = 0,5 \text{ А} / [(1 \text{ В} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \text{ Гц})] = 0,0008 \text{ Ф} = 800 \text{ мкФ.} \quad (6.19)$$

Величина пульсаций ΔE_H выпрямителя не должна превышать $\Delta E_H \leq 0,1 \cdot E_H$.

При известном C_{Φ} определим ΔE_H : $\Delta E_H = [I_H / (C_{\Phi} \cdot 2 \cdot \omega)] = 1 \text{ В}$.

Пиковый ток заряда C_{Φ} : $I_{\text{ДС}} \approx C \cdot 2 \Delta E_H / (t_H / 2) = 0,0008 \cdot 2 / 0,005 = 0,32 \text{ А.} \quad (6.20)$

6.2. Пример расчета схем компенсационных стабилизаторов на ОУ

Наиболее известны два типа однополярных стабилизатора на ОУ (рис. 6.2):

1. Однополярные маломощные источники опорных напряжений (ИОН), которые строят по схеме инвертирующ. или неинвертирующ. усилителя на ОУ.

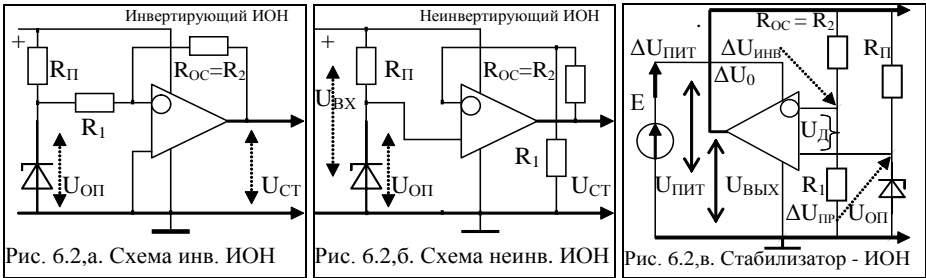


Рис. 6.2. Схемы а, б, в: - источники опорных напряжений (ИОН): $U_{ВЫХ} = U_{СТ}$.

Схемы (рис. 6.2) имеют следующие входные и выходные параметры:

$U_{ВХ} \leq 20V$ (выпрямленное напряжение), $U_{СТ} \leq 15V$; $I_{СТ} \leq 10mA$; $R_{ВЫХ} = 1 - 2 \text{ кОм}$.

Для схем (рис. 6.2 а, б, в) справедливы: $U_{ОП} = (1/4 \div 1/2) \cdot U_{Н}$. (*)

а) для схемы рис. 6.2,а: $U_{ВЫХ} = -(R_{ОС}/R_1)U_{ОП}$; $K_{У.ИНВ.} = -(R_{ОС}/R_1) = (2 \div 10)$; (6.21)

б) $U_{ВЫХ} = [(R_{ОС}+R_1)/R_1] \cdot U_{ОП} = [1+(R_{ОС}/R_1)] \cdot U_{ОП}$; $K_{У.НЕ} = [1+(R_{ОС}/R_1)] \leq 15$; (6.22)

$R_{П} = (U_{ВХ} - U_{ОП})/I_{СТ}$; $K_{СТ} = [R_{ВЫХ}/(K_{ОС} \cdot \alpha \cdot R_{Н})]$. Прим: $K_{СТ} = 1000/(10 \cdot 0,001 \cdot 2000) = 50$.

$R_{ВЫХ} = R_{ОУ.ВЫХ} = 0,5 \div 2 \text{ кОм}$; $K_{ОС}$ = коэфф. ОС; ($K_{ОС} = 1$ для повторителя).

Где: $\alpha = 0,001 \div 0,0002$ - величина $\Delta U_{ПУЛЬС.ОУ}$ (здесь α – параметр безразмерный).

в) для схемы рис.6.2,в: $K_{СТ}$ стабилизации определяется коэффициентом ослабления $D = \Delta U_{И}/\Delta U_0$ изменения напряжения смещения при изменении питания ОУ.

$$\Delta U_{ПРЯМ} = [r_{VD}/(r_{VD} + R_{П})] \cdot \Delta U_{ВЫХ}; \quad \Delta U_{ИНВ} = [R_1/(R_1+R_2)] \cdot \Delta U_{ВЫХ}. \quad (6.23)$$

$$U_{ВЫХ} = U_{ОП} \cdot K_U = U_{ОП} [(R_{ОС}/R_1)+1]. \quad (6.24)$$

Из (6.21) следует, что $U_{ВЫХ}$ не зависит от изменения тока $I_{Н}$ и от $U_{ПИТ}$.

Для исключения насыщения ОУ необходимо обеспечить условие:

$$U_{ОП} \leq U_{Н} - 2 \text{ В} \quad \text{или} \quad U_{ВЫХ.} \leq U_{Н} - 2 \text{ В}; \quad (6.25)$$

Выходное напряжение можно регулировать в диапазоне $U_{ВЫХ} = (1/3 \div 7/8) \cdot U_{Н}$.

Для этого достаточно заменить R_2 на переменный резистор той же величины.

$D = \Delta U_{И}/\Delta U_0$. *($D \leq 10000$); (коэф. ослабления влияния пульсаций $\Delta U_{И}$) (*)

Например, при $\Delta U_{И} = 1 \text{ В}$ и $\Delta U_0 = 0,25 \text{ мВ}$, $D = 4000$.

где $\Delta U_0 \leq 0,3 \text{ мВ}$ – напр. смещение нуля на выходе идеального ОУ при $\Delta T = 20^\circ$.

$$K_{СТ} = \Delta U_{ВХ}/\Delta U_{ВЫХ} = D[(r_{VD}/(r_{VD}+R_{П}) - (R_1/(R_1+R_2)))] \approx |D| [R_1/(R_1+R_2)] \quad (6.26)$$

* Входной ток ОУ составляет ($I_{ВХ.ОУ} \leq 0,2 \text{ мА}$), поэтому ток делителя $I_{Д}$ в цепи $R_{ОС}$ и R_1 должен составлять $I_{Д} = 0,5 \div 1 \text{ мА}$. (*)

Для большинства ИОН погрешность составляет $\Delta U_{СТ} \leq 0,01\%$. (см. далее Пр.№1).

6.3. Пример расчета схем параметрических стабилизаторов на ОУ

Схемы (рис. 6.3) имеют следующие входные и выходные параметры:

$U_{CT} \leq 50V$; $J_{CT} \leq 10A$; $U_{Пулс} \leq 10\text{ mV}$; $K_{CT} = 300 \div 1000$ (для несложных схем).

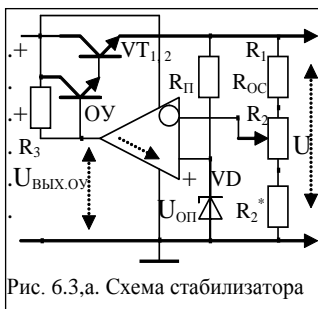


Рис. 6.3.а. Схема стабилизатора

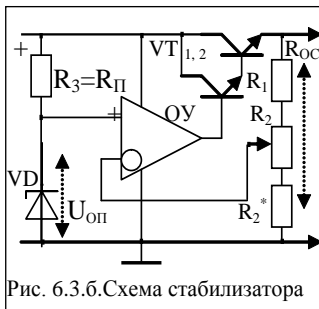


Рис. 6.3.б. Схема стабилизатора

Достоинством стабилизаторов является возможность получения различных по абсолютному значению и знаку стабильных « U_H » при фиксированном $U_{оп}$.

Для увеличения $J_{ВЫХ}$ стабилизатора и

уменьшения $R_{ВЫХ}$ всей схемы, используется повторитель « U » на составном VT, включенном по схеме Дарлингтона. При использовании в схеме (рис. 6.3,а,б) составного транзистора ток в нагрузке может составлять $I_H \geq 1\text{ A}$:

$$I_H \leq I_{OY} \cdot \beta_0 \quad (\beta_0 = \beta_1 \cdot \beta_2) \quad (6.27)$$

$$U_H = (U_{оп}[(R_{oc}/R_2)+1] - U_{БЭ1} - U_{БЭ2}). \quad (6.28)$$

$$P_{VT2} = (U_H - U_H) \cdot I_H = U_{КЭ.VT2} \cdot I_{К.VT2}. \quad (6.29)$$

Для обеспечения стабильности $U_{ВЫХ}$ используется цепь $R_{П}$, VD ($U_{оп}$).

Если эту цепь подключить не по входу схемы (рис 5.3,а), а по выходу схемы (рис. 6.3,б), то ток через стабилитрон VD составит $J_{оп} = U_{оп} \cdot R_1 / (R_2 \cdot R_3)$ и он не будет зависеть от изменения (или колебания) $U_{ВХ}$, т.е. повысится качество $U_{ВЫХ}$.

В данных схемах ОУ охвачен двумя видами обратной связи: ООС и ПОС.

Наличие ПОС приводит к тому, что при включении питания - на выходе ОУ (в принципе) может устанавливаться как (+), так и (-) или даже $U_{ВЫХ} = 0$.

Для установления нужного знака необходима некоторая начальная несимметрия схемы, которая создается за счет выходного VT повторителя « U » на РЭ.

$$U_{ВЫХ} = U_{оп} \cdot (1 + (R_1/R_2)).$$

$$K_{oc} = (1 + (R_1/R_2)) = (2-3). \quad (6.30)$$

Для получения $U_{ВЫХ} < U_{оп}$ применяют регулировку на элементах R_1 , R_2 , R_2^* .

Мощность, рассеиваемая на выходном мощном транзисторе, зависит от падения напряжения « $U_{КЭ}$ » на нем ($U_{КЭ} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$) и тока I_H через К-Э переход VT.

Для обеспечения устойчивой работы схемы, необходимо обеспечить запас $U_{КЭ} \geq 3V$, но не более 10V, для недопущения большой мощности потерь на VT.

С одной стороны, чем больше падение $U_{КЭ}$ на VT, тем выше K_{CT} и тем меньше пульсаций на выходе, но, с другой стороны тем ниже КПД схемы.

6.4. Методика оценки параметрического стабилизатора

Рассмотрим схему (рис. 6.3,а) стабилизатора последовательного действия.

Схема имеет замкнутую ООС на $R_{1,2}$. VT_1 -проходной регулируемый элемент. VT_1 и VT_2 выполняют роль усилителя тока I . (схема - инвертирующий усилитель).

Элементы R_1, R_2, R_2^* образуют делитель стабильного напряжения $U_{ВЫХ}$.

На входе ОУ оно сравнивается с $U_{оп}$. В результате $U_{ВХ.ОУ}$ – есть разность:

$$U'_{ВХ.ОУ} = U_{оп} - U'_{ВЫХ} = U_{СТ} - U_{ВЫХ}(R_2/(R_1+R_2)) \quad (6.31)$$

где: $U'_{ВХ.ОУ}$ – напряжение, усиливаемое ОУ и поступающее в виде $U'_{ВЫХ.ОУ}$.

(доля $U_{ВЫХ}$) на базу VT_1 , так чтобы скорректировать любое изменение $U_{ВЫХ}$, возникающее под влиянием изменения $U_{ВХ}$ и тока в нагрузке R_H .

Работа схемы: если $U_{ВЫХ}$ уменьшается либо под влиянием уменьшения $U_{ВХ}$, либо от увеличения I_H , то $U'_{ВЫХ}$ также уменьшится, а $U_{оп}$ останется постоянным (с некоторой стабильностью). Разность $U_{оп} - U'_{ВЫХ}$ возрастает, поскольку напряжение на инвертирующем входе ОУ станет отрицательным по отношению к $U_{оп}$.

$U'_{ВЫХ.ОУ} = U'_{ВХ}$ становится (+), что вызывает изменение «U» на эмиттерах VT_1, VT_2 в положительном направлении до тех пор, пока не восстановится приближенное равенство $U'_{ВЫХ} = U_{оп}$. Последнее будет иметь место в случае, когда $U_{ВЫХ}$ достигнет значения, которое было до изменения нагрузки или $U_{ВХ}$, т.е. $U_{ВЫХ}$ ОУ вызовет дополнительное отпирание VT, что в свою очередь, приводит к увеличению тока в R_H , которое компенсирует падение на напряжения Э-К на VT и, таким образом, компенсирует снижение $U_{ВЫХ}$. В случае, когда $U_{ВХ}$ возрастает, или I_H уменьшается, процесс в системе протекает в обратном направлении.

Т.к. $U_{КЭ1} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ и весь I_H протекает через VT_1 , то КПД схемы зависит от величин $U_{КЭ1}$; VT_2 формирует $I_{Б1}$; на VT_1, VT_2 построены усилители тока.

Например, при $U_{ВХ} = 30V$ и $U_{ВЫХ} = 25V$, $\eta = P_{ВЫХ}/P_{ВХ} = 83\%$.

Для увеличения КПД необходимо уменьшить разность $U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$, однако при этом существует предел ($U_{КЭ1} \geq 3,0V$). Для обеспечения линейности $U_{ВЫХ}$, разность $U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ должна быть больше, чем $U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + U_{КЭ1} \geq 3V$.

Оптимальным будет условие: $U_{ВХ} - U_{ВЫХ} = 3,5V$.

Если R_1 - потенциометр, то $U_{ВЫХ}$ можно регулировать от $U_{ВХ} - 3,5V$ до $U_{оп.вд}$.

Очевидно $U_{ВЫХ}$ схемы стабилизатора не может быть выше $U_{ВХ}$, или меньше, чем $U_{СТ}$, т.к. должно быть $U_{оп} > U'_{ВЫХ}$. K_U ОУ без ООС = $A = \infty$.

$I_{К2}$ с учетом коэф. усиления по току K_i для 2-х VT. $I_{К2} = I_{Б1} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$. где: $\beta = h_{21Э}$.

Цепь ОС для стабилизатора образуется делителем на R_1 и R_2 .

При этом $U_{ВЫХ} = U_{СТ} \cdot (A/(1+A \cdot K_U))$, но $K_U = R_2/(R_1+R_2)$ и $A \gg (R_1+R_2)/R_2$.

Поэтому, $U_{ВЫХ} = U_{СТ} \cdot K_U = U_{СТ} \cdot (R_2/(R_1+R_2))$. (6.32)

Таким образом, $U_{ВЫХ}$ изменяется до тех пор, пока вып. услов. $U'_{ВЫХ} = U_{оп}$.

$$\text{Отношение приращений } \Delta U_{СТ} = \Delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ} = (R_H / r_K) / ((R_2 + R_1) / A \cdot R_2) \quad (6.33)$$

где: R_H - сопротивление нагрузки; $r_K = (1/h_{22Э})$ – диф. сопротивление коллектора VT.

A = коэф. усил. по U для ОУ в разомкнутом состоянии (обычно $A \leq 50000$).

Если VT - пара Дарлингтона, то r_K VT_1 увеличится до $r_{K1.ЭФФ} = r_{K1} \cdot h_{21Э2}$.

Уравнение ошибки $\Delta U_{ВЫХ}$, в зависимости от изменения $\Delta J_{ВЫХ}$, будет иметь вид:

$$\Delta U_{ВЫХ} / \Delta J_{ВЫХ} = (R_H / A) / ((R_1 + R_2) / R_2) \quad (6.34)$$

ПРИМЕР: Выполнить расчет схемы (рис. 6.3) и определить параметры элементов.

ДАНО: $U_{ВЫХ} = 10В$; $I_{ВЫХ} = 1А$; $U_{ВХ.МИН} = 14В$; $U_{ВХ.МАХ} = 20В$. ОУ = К14ОУД7.

ПУСТЬ: $h_{21Э1} = 20$; $r_{К1} = 120 \text{ Ом}$; $U_{БЭ1} = 0,85В$; $h_{21Э2} = 50$; $r_{К2} = 1кОм$; $U_{БЭ2} = 0,7В$.

РЕШЕНИЕ: Выберем стабилитрон, у которого, температурный дрейф точки пробоя (U стабилизации) находится в диапазоне от (5÷8 В). Пусть $U_{ОП} = 5,6 В$.

Из спр.[4] видно, что температурный дрейф минимален при токе $I_{ОП} = 10 \text{ mA}$.

Поэтому, этот ток смещения следует принять при вычислении $R_{СМ}$ ОУ.

Ток протекающий через делитель R_1 , R_2 должен быть больше $I_{СМ.ОУ} = 0,5 \text{ мКА}$.

Возьмем $I_{R1} > 0,5 \text{ мКА}$. С другой стороны, значения R_1 и R_2 необходимо брать малыми для снижения напряжение шума. Если $I_{R1} = 0,1 \text{ ма}$, то условие выполнено.

Резистор R_3 должен обеспечивать необходимый I_B для VT_2 при мин. $U_{ВХ}$.

$$I_{B1} = I_{ВЫХ}/h_{21Э1} = 1А/20 = 50 \text{ mA}. \quad I_{B2} = I_{B1}/h_{21Э2} = 50 \text{ mA}/50 = 1 \text{ ма}.$$

$$R_3 = [U_{ВХ.МИН} - (U_{ВЫХ} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2})]/(I_{B2} + I_{ВЫХ.ОУ}). \quad I_{ВЫХ.ОУ} = 0,1 \div 10 \text{ ма}.$$

Значение $I_{ВЫХ.ОУ}$ выбирают меньше чем, $I_{ВЫХ.ОУ.МАХ} = 10 \text{ ма}$, но больше I_{B2} , потому, что $U_{ВЫХ.ОУ}$ формирует напряжение управления, подаваемое на базу VT_2 .

Выберем $I_{ВЫХ.ОУ} = 2 \text{ ма}$. Тогда $R_3 = [14В - (10В + 0,85В + 0,7В)]/3 \text{ ма} = 816 \text{ Ом}$.

Примечание: Из условия стабильности $U_{ВЫХ}$ возьмем $U_{ВХ.МИН} - U_{ВЫХ} \geq 3,5В$.

Также $U_{ВЫХ.Н.МАХ}$ должно быть меньше, чем $U_{ВЫХ.МАХ.ОУ}$.

Действительно $U_{ПИТ.ОУ}$ (для 2-х-полярного источника $\leq 36В$), а $U_{ВХ.МАХ} \leq 20В$.

Проверим, может ли ОУ отдать мах. ток, необходимый для R_3 .

$$I_{МАХ} = [(U_{ВХ.МАХ} - (U_{ВЫХ} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2}))]/R_3 - I_{B2} = (8,45/816) - 1 \text{ ма} = 10,3 \text{ ма} - 1 \text{ ма} = 9,3 \text{ ма}.$$

Это значение $I_{ВЫХ.ОУ}$ допустимо. Определим $R_{СМ}$ для питания стабилитрона VD.

$$R_{СМ} = (U_{ВЫХ} - U_{СТ})/I_{СМ} = (10В - 5,6В)/10 \text{ ма} = 440 \text{ Ом}.$$

Элементы R_1 и R_2 обеспечивают подачу части $U_{ВЫХ}$ на инвертирующий вход ОУ.

$$I_{R1} \approx I_{R2} = 0,1 \text{ ма}. \quad R_2 = U_{СМ}/I_{R2} = 5,6В/0,1 \text{ ма} = 56 \text{ ком}.$$

$$R_3 = (U_{ВЫХ} - U_{СТ})/I_{СМ} = 4,4В/0,1 \text{ ма} = 44 \text{ ком}.$$

Проверим погрешность стабилизации:

$$\Delta U_{ВХ} = U_{ВХ.МАХ} - U_{ВХ.МИН} = 20В - 14В = 6В. \quad \text{Из уравнений (3) получим:}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{ВЫХ} &= (R_H \Delta U_{ВХ} / r_{К1} \cdot \Phi \Phi) [(R_2 + R_1) / A \cdot R_2] = (r_{К1} \cdot \Phi \Phi = r_{К1} \cdot \beta_2) = 120 \cdot 50; \\ &= \Delta U_{ВХ} [(R_2 + R_1) / A R_2] \cdot [(U_{ВЫХ} / I_{ВЫХ.МАХ}) R_{К1} h_{21Э2}]. \end{aligned}$$

где: $U_{ВЫХ} / I_{ВЫХ.МАХ} = R_{Н.МИН}$; $A = 20000$ – мин. значение K_U ОУ без ОС.

$$\Delta U_{ВЫХ} = 10 \text{ Ом} \cdot 100 \text{ ком} \cdot 6В / 1200 \text{ Ом} \cdot 50 \cdot (20000 \cdot 56 \text{ ком}) = 0,89 \text{ mV при } \Delta U_{ВХ} = 6В.$$

Определим изменение $\Delta U_{ВЫХ}$ под влиянием изменение тока нагрузки $\Delta I_H = 1А$.

$$\Delta U_{ВЫХ} = \Delta I_H (R_H / A) \cdot [(R_1 + R_2) / R_2] = 0,89 \text{ mV}.$$

* При требовании тока в нагрузке ($I_{Н.МАХ} = 3 \div 10А$) необходимо установить мощный составной транзистор, для которого необходимо распределить коэффициенты β_1 , β_2 так, чтобы $\beta_1 \cdot \beta_2 = \beta_0$. Например, $\beta_1 = 30$; $\beta_2 = 20$. тогда, $\beta_0 = 600$.

Далее определяют оставшиеся параметры используя типовой расчет по форм. 6.1 - 6.34, с учетом параметров выбранных VT, ОУ и стабилитрона.

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
4. Алиев И.И. Электротехнический справочник. – М.: Радио, 2000. – 384 с.

РГР № 6. Задание для самостоятельного решения

Выполнить расчет параметров схемы стабилизаторов напряжения:

Данные для расчета приведены в табл. № 6.

Тип стабилизатора для схемы выбрать из таблицы №2 Приложения П2.

№ и параметры транзисторов и ОУ приведены в таблицах №3 и №4 Приложения П3 и П4.

Таблица 6. Параметры для индивидуального расчета схемы стабилизатора

Для первой подгруппы								Для второй подгруппы							
№ вар	Схема № рис	E _и (В)	I _{н.Мaх} (mA)	U _{вЫХ} В	ΔE _{ПОМ} В	K _{СТ}	ΔU ПОМ В	№ вар	Схема № рис	E _и (В)	I _{н.Мaх} (mA)	U _{вЫХ} В	ΔE _{ПОМ} В	K _{СТ}	ΔU ПОМ В
1	6.1	13	50	9	0,15			1	6.3,б	20	150	15	0,25		
2	6.3.a	11	250	8	1,0			2	6.1	18	20	13	0,66		
3	6.3,б	19	300	15	0,95			3	6.3.a	16	250	11	0,12		
4	6.1	8	35	5	0,40			4	6.3,б	14	300	10	0,5		
5	6.3.a	13	130	9	0,66			5	6.1	15	35	9	0,12		
6	6.3,б	16	200	12	1,1			6	6.3.a	17	200	12	0,46		
7	6.1	8	20	4	0,45			7	6.3,б	19	450	11	0,32		
8	6.3.a	15	350	11	0,65			8	6.1	11	50	7	0,55		
9	6.3,б	12	300	8	0,55			9	6.3.a	13	250	9	0,1		
10	6.1	14	50	10	0,80			10	6.3,б	15	300	8	0,8		
11	6.3.a	10	250	6	0,25			11	6.1	12	20	8	0,67		
12	6.3,б	18	340	14	1,2			12	6.3.a	10	150	6	0,9		
13	6.1	9	35	5	0,6			13	6.3,б	8	250	5	0,15		
14	6.3.a	8	330	3	0,1			14	6.1	15	35	9	1,0		
15	6.3,б	12	250	8	0,15			15	6.3.a	12	150	8	0,95		
16	6.1	15	30	11	0,35			16	6.3,б	14	200	10	0,40		
17	6.3.a	13	150	8	0,1			17	6.1	16	50	12	0,66		
18	6.3,б	10	200	6	0,22			18	6.3.a	18	250	10	1,1		
19	6.1	7	45	4	0,15			19	6.3,б	20	100	15	0,45		
20	6.3.a	11	300	8	0,33			20	6.1	10	20	6	0,65		
21	6.3,б	14	100	11	0,25			21	6.3.a	12	150	8	0,55		
22	6.1	16	30	10	0,66			22	6.3,б	18	200	13	0,80		
23	6.3.a	12	200	9	0,12			23	6.1	16	40	11	0,25		
24	6.3,б	18	150	15	0,5			24	6.3.a	15	300	9	1,2		
25	6.1	15	40	12	0,12			25	6.3,б	13	200	8	0,6		
26	6.3.a	13	100	8	0,46			26	6.1	12	30	9	0,1		
27	6.3,б	10	150	7	0,32			27	6.3.a	10	250	7	0,15		
28	6.1	12	40	9	0,55			28	6.3,б	8	300	5	0,35		
29	6.3.a	9	250	6	0,1			29	6.1	11	20	9	0,1		
30	6.3,б	7	200	5	0,8			30	6.3.a	15	200	10	0,22		
31	6.1	11	150	8	0,67			31	6.3,б	12	300	8	0,15		
32	6.3.a	14	100	10	0,9			32	6.1	10	100	7	0,33		
33	6.3,б	17	200	13	0,22			32	6.3.a	14	250	10	0,73		
34	6.1	12	300	9	0,33			32	6.3,б	16	150	12	0,53		

ТЕМА 7. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМ ФИЛЬТРОВ НА ОУ (8)

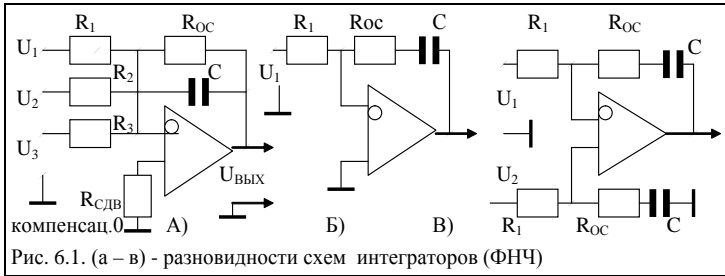
Цель занятия: Анализ схем и расчет параметров активных фильтров нижних и верхних частот, а также полосовых фильтров на операционных усилителях

7.1. Пример расчета схем активных фильтров первого порядка

Фильтры на основе ОУ обладают большим $R_{ВХ}$ и малым $R_{ВЫХ}$.

Схему Σ интегратора можно выполнить в инвер. и прямом включении (рис. 7.1,а):

$$U_{ВЫХ} = - \int_{t^0}^{t_1} (U_1 + U_2 + U_3) dt. \quad (7.27)$$



Если $R_1 = R_2 = R_3$, и $i_c = i \cdot R_1 = i \cdot R_2 = i \cdot R_3$, то выражение имеет вид

$$\Delta U_{ВЫХ} = -(U_1 + U_2 + U_3) / (R_1 \cdot C). \quad (7.28)$$

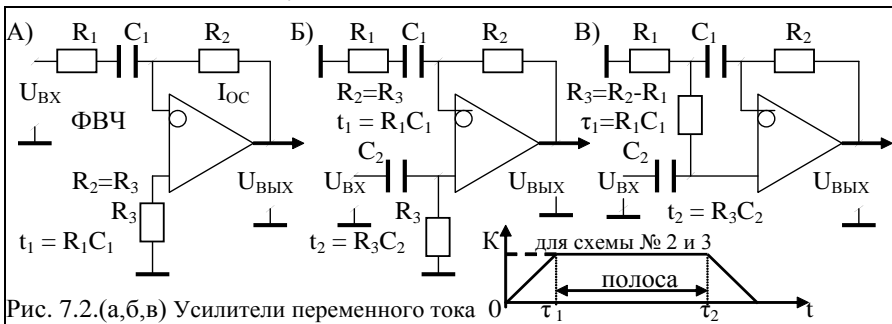
(отношение U/t – есть скорость нарастания выходного напряжения)

Если C включить последовательно с R_{oc} (рис. 7.1,б) то $U_{ВЫХ}$ оказывается линейной функцией $U_{ВХ}$ и интеграла по времени от $U_{ВХ}$. Передаточная функция схемы:

$$U_{ВЫХ} = [- (R_{oc}/R_1) U_1] - \int_{t^0}^{t_1} U_1 dt. \quad (7.29)$$

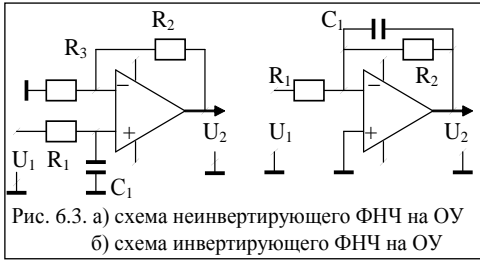
Диф-альная схема (рис. 6.1,в) формирует интеграл от разности 2-х вх-х сигналов:

$$U_{ВЫХ} = \int_{t^0}^{t_1} (U_2 - U_1) dt. \quad (7.30)$$



Для схем (рис. 7.2,б и в) необходимым является условие ($\tau_1 > \tau_2$).

Схемы неинвертирующего (рис.7.3.а) и инвертирующего (рис. 7.3.б) ФНЧ обладают следующими коэффициентами усиления по постоянному току:



$$K_{U.H} = 1 + (R_2/R_3); \quad K_{U.I} = (- R_2/R_1)$$

В схеме (рис. 7.3,б) R_2C -цепь обратной связи ОУ. Номиналы элементов определяют из выражений:

$$R_2 = K_U / (2\pi f_{CP} C_1); \quad R_1 = R_2 / K_U;$$

Это касается также ФВЧ (рис. 7.2).

$$R_1 = 1 / (K_U \cdot 2\pi \cdot f_{CP} \cdot C_1); \quad R_2 = - R_1 \cdot K_U;$$

Активные фильтры 1-го порядка имеют спад 6db/окт. амплитудной характеристики за частотой f_{CP} . При увеличении частоты в 2 раза (за f_{CP}), в два раза снижется его коэффициент усиления, т.е. амплитуда на выходе. Для ФВЧ при уменьшении f входного сигнала в 2 раза (за частотой f_{CP}), его $U_{ВЫХ}$ снижается в 2 раза.

Для увеличения крутизны спада $U_{ВЫХ}$ (или подавления $U_{ВХ}$) применяют схемы фильтров более высокого порядка.

7.2. Примеры схем активных фильтров первого и второго порядка

Порядок фильтра (n) определяется чередованием одноименных звеньев.

Схемы активных фильтров на VT или ОУ обладают большим коэффициентом K_U , K_I , большим $R_{ВХ}$ и малым $R_{ВЫХ}$ для согласования с сопротивлением R_H .

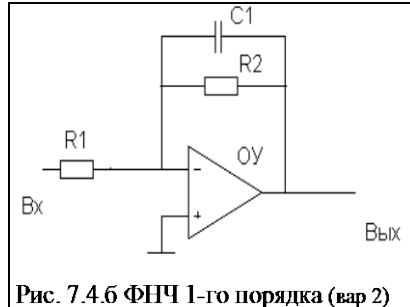
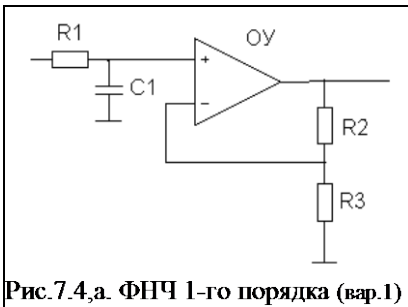
Элементы RC фильтра можно устанавливать как на входе схемы, так и в цепи обратной связи ОУ, в том числе в прямом и инверсном включении - рис. 6.4. При использовании ОУ с полевыми транзисторами на входе - снижаются ограничения на величину резистора R_I ; при этом частоту среза f_{CP} фильтра можно сделать очень низкой, используя конденсатора небольшой емкости ($C \leq 1$ мкФ).

Схемы неинвертирующего (рис. 7.4,а и 7,4.г) и инвертирующего (рис. 7.4,б,в) обладают следующими коэффициентами усиления на постоянном токе:

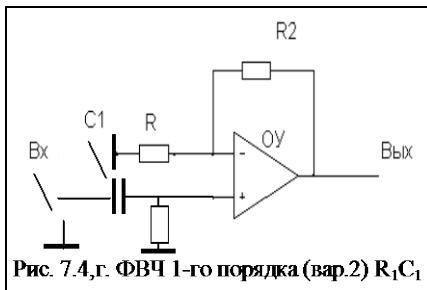
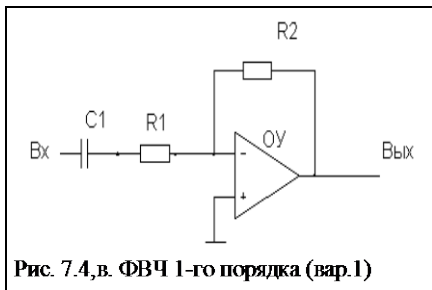
$$K_{U.H} = 1 + (R_2/R_3); \quad K_{U.I} = (- R_2/R_1). \quad (7.28)$$

Для схемы (рис. 7.4,б) номиналы элементов RC можно найти из выражений:

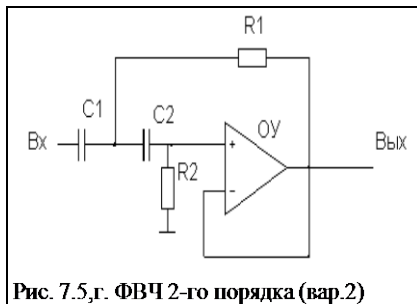
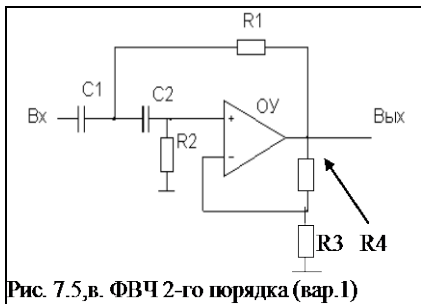
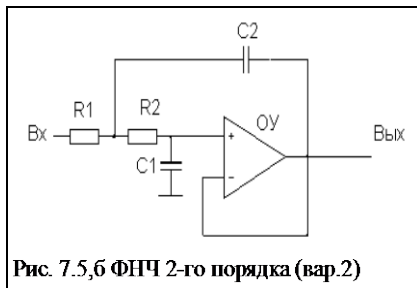
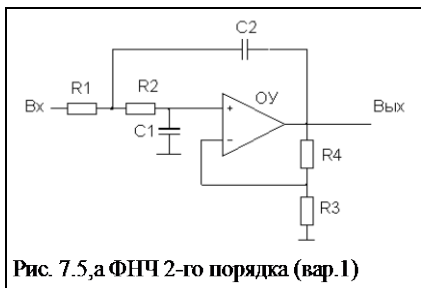
$$R_2 = K_U / (2\pi f_{CP} C_1); \quad R_1 = R_2 / K_U; \quad (7.29)$$



Для схемы ФВЧ (рис. 7.4,в, г) $R_1 = 1 / (K_U \cdot 2\pi \cdot f_{CP} \cdot C_1); \quad R_2 = - R_1 / K_U; \quad (7.30)$



На рис. 7.5,а - рис. 7.5,г приведены варианты схем ФНЧ и ФВЧ 2-го порядка в неинвертирующем включении. В схемах рис. 7.5,а и рис. 7.5,в $K_U > 1$, а схемы рис. 7.5,б и рис. 7.5,г – есть повторители напряжения, т.е. их $K_U = 1$.



В зависимости от коэф. усиления ОУ, определяемого соотношением R_4 и R_3 , можно построить разные типы фильтров: Бесселя, Баттерворта, Чебышева с критическим затуханием, т.е. с различной степенью демпфирования (сжатия).

Если на рис. 7.5,а и рис. 7.5,в убрать резисторы R_3 и R_4 и инверсный вход ОУ соединить с выходом, т.е. $K_U = 1$, то получим фильтры с критическим затуханием.

Соотношение величин резисторов и конденсаторов для каждого типа фильтра определяется с помощью табличных или справочных коэффициентов.

Предположим, что: $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$.

Тогда для схемы интегратора (рис. 7.5,б) можно записать: $f_{ср} \cdot R \cdot C \approx 0,102$.

Необходимо учитывать, что при подаче сигнала $E_{г}$ на вход фильтра его выходное сопротивление будет складываться с сопротивлением R_1 и влиять на частоту среза. Поэтому, нельзя выбирать величины резисторов слишком малыми.

Сопротивление резисторов должно удовлетворять условию:

$$(R_1 \cdot R_2 \cdot R_{BX}) / (R_1 + R_2 + R_{BX}) \geq R_{H \text{ мин.}}$$

где $R_{H \text{ мин}}$ — мин. допустимое сопротивление нагрузки на выходе ОУ;

R_{BX} — входное сопротивление следующего за фильтром каскада.

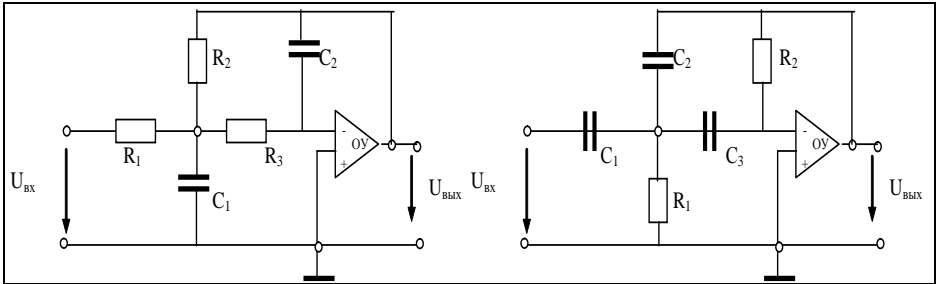
Схема фильтра ФВЧ показана на рис. 7.5,в и рис. 7.5,г.

Как и в случае ФНЧ, для ФВЧ полагаем: $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$.

Для ФВЧ можно записать значение критического затухания. $f_{CP} \cdot R \cdot C \approx 0,24$.

7.3. Методика расчета фильтров НЧ и ВЧ второго порядка

I. Расчет фильтра НЧ второго порядка (схема, рис. 7.6).



(схема, рис. 7.6)

(схема, рис. 7.7)

1. Примерное значение емкости C_2 можно выбрать по табл. 7.1; при этом значение ($R_i \approx 100 = 10000 \text{ Ом}$) фильтра определяют его вход. и выход. сопротивление.

Таблица 7.1. Примерная зависимость величины C от рабочей частоты f фильтра.

Частота (Гц)	1	10	100	1000	10 000	15 000	100 000	1 000 000
Вел.С (мкФ)	1000-200	100-20	10-2	1-0,2	0,1-0,02	≈ 15 нФ	0,01-0,002	0,001-0,0002

Находим значение вспомогательного коэффициента: $k = \omega_0 \cdot C_2 = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_2$.

Если $f = 15 \cdot 10^3 \text{ Гц}$, то, выберем значение $C_2 = 1,5 \cdot 10^{-8} (\Phi) = 15 \text{ нФ}$,

$$k = 2 \cdot 3,14 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-8} = 0,001413 = (C \cdot 2\pi \cdot f) = (C \cdot 2\pi \cdot (1/T)) = (C \cdot 2\pi \cdot 1/R_C) = (2\pi/R).$$

2. Выполним расчет значения всех элементов схемы фильтра: ($\alpha = \sqrt{2}$)

C_1, R_1, R_2 и R_3 по форм. (2.6). $H = k_0 = 100$;

$$C_1 = \frac{4}{\alpha^2} (H+1) \frac{k}{2\pi f_0}, \quad R_1 = \frac{\alpha}{2Hk}, \quad R_2 = \frac{\alpha}{2k}, \quad R_3 = \frac{\alpha}{2(H+1)k}. \quad (1.6)$$

$$C_1 = (4/2) \cdot (100+1) \cdot (0,0014) / (2 \cdot 3,14 \cdot 15 \cdot 10^3) = 3,0 \cdot 10^{-6} (\Phi) = 3 \text{ мкФ} = (4/\alpha^2) \cdot (H+1) \cdot C_2.$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot 100 \cdot 0,0014} = 5,1 (\text{Ом})?; \quad R_3 = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot (100+1) \cdot 0,0014} = 5 (\text{Ом})?; \quad R_2 = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot 0,0014} = 505 (\text{Ом}).$$

3. Проверим значения частоты среза f_0 и усиления k_0 по формулам

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad k_0 = -R_2 / R_1. \quad (1.8)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{3,0 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^{-8} \cdot 505 \cdot 5}} = 14,94 (\text{кГц}), \dots k_0 = -R_2 / R_1 = 505 / 5 = 101$$

Расчетные значения не должны отличаться от заданных более чем на $\pm 10\%$.

4. Рассчитаем коэффициент усиления k_0 в децибелах для построения ЛАЧХ,
 $k_{0, \text{Доб}} = 20 \lg k_0$. $k_{0, \text{Доб}} = 20 \lg 101 = 40,1$ (1.9)

5. Определим параметры ОУ. Выбирают ОУ из справочника или из пакета EWB.

$R_{\text{ВЫХ.ОУ}} \leq R_{\text{Min}}/10 \leq 0,5$ (мало!); $R_{\text{ВХ.ОУ}} \geq 10R_{\text{Max}} \geq 5050$; $f_{\text{T.ОУ}} \geq k_0 f_0 \geq 1,5 \cdot 10^6$ Гц.
 где R_{Min} и R_{Max} – R в схеме фильтра, $f_{\text{T.ОУ}}$ – частота единичного усилителя ОУ.

II. Расчет фильтра ВЧ второго порядка (схема рис. 7.7.)

1. Зададим значение емкости конденсаторов $C_1 = C_3 = C$ (не более 22 нФ) и найдем значение вспомогательного коэффициента $k = 2\pi f_0 \cdot C$. (1.10)

$C_1 = C_3 = C = 1,5 \cdot 10^{-8}$ (Ф) = 15 нФ; $k = 2 \cdot 3,14 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-8} = 0,001413 = (2 \cdot \pi / R)$.

2. Рассчитаем значения всех элементов схемы фильтра: C_2, R_1, R_2 по форм. (2.11).

Полученные величины округлим по ряду E12.

$$C_2 = \frac{C}{H}; \quad R_1 = \frac{\alpha}{k(2+1/H)}; \quad R_2 = \frac{H(2+1/H)}{\alpha k}. \quad (2.11)$$

$$C_2 = \frac{1,5 \cdot 10^{-8}}{100} = 1,5 \cdot 10^{-10} = 150 \text{ пФ}$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{0,0014 \cdot (2 + \frac{1}{100})} = 503 \text{ (Ом)} \quad (\text{в норме})$$

$$R_2 = \frac{100(2+1/100)}{\sqrt{2} \cdot 0,0014} = 101520 \text{ (Ом)} \quad (\text{немного завышено})$$

2. Проверим значения частоты среза f_0 и усиления k_0 по формулам

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 C_3 R_1 R_2}}, \quad k_0 = H = -C1/C2$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{1,5 \cdot 10^{-10} \cdot 1,500 \cdot 10^{-8} \cdot 503 \cdot 101520}} = 14856 \text{ (Гц)},$$

$$k_0 = H = -C1/C2 = \frac{1,5 \cdot 10^{-8}}{1,5 \cdot 10^{-10}} = 100$$

3. Рассчитаем коэффициент усиления k_0 в децибелах для построения ЛАЧХ,
 $k_{0, \text{(db)}} = 20 \lg k_0 = 20 \lg 100 = 20 \cdot 2 = 40 \text{ db}$.

Литература основная

1. Рекус Г.Г. Основы электротехники и промышленной электроники в примерах и задачах с решениями: Учебное пособие. – М.: Высш. шк., 2008. – 343 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 2001. - 620 с.
3. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
4. Алиев И.И. Электротехнический справочник. – М.: Радио, 2000. – 384 с.

РГР № 7. Задание для самостоятельного решения

Выполнить расчет параметров активного фильтра на ОУ.

Представить временные диаграммы сигналов в контрольных точках схемы.

Данные для расчета приведены в таблице № 7.2.

Справочные данные ОУ приведены в таблице 3 Приложения 3.

Для идеализированного ОУ: ток $I_{\text{Вых.ОУ}} = 5 \text{ мА}$, $\Delta U_0 = 0,5 \text{ мВ}$ при $\Delta T = 20^\circ$.

Таблица 7.2. Параметры для индивидуального задания

Для первой группы							Для второй группы						
№	№ схемы	f_{1-} кГц	f_{2-} кГц	$U_{\text{Вх}}$ мВ	$U_{\text{Вых}}$ В	$R_{\text{н}}$ Ом	№	№ схемы	f_{1-} кГц	f_{2-} кГц	$U_{\text{Вх}}$ мВ	$U_{\text{Вых}}$ В	$R_{\text{н}}$ Ом
1	Рис. 7.4а	2	8	100	10	1500	1	Рис. 7.6	20	80	115	12	2500
2	Рис. 7.4б	12	25	15	12	3500	2	Рис. 7.7	10	100	100	10	1500
3	Рис. 7.4в	6	40	100	6	1000	3	Рис. 7.5а	60	400	50	8	2000
4	Рис. 7.4г	50	200	120	8	5000	4	Рис. 7.5б	50	300	80	6	8000
5	Рис. 7.5а	10	50	100	10	4000	5	Рис. 7.5в	100	500	50	5	4000
6	Рис. 7.5б	3	25	50	12	1500	6	Рис. 7.5г	30	250	120	10	2200
7	Рис. 7.5в	8	20	150	5	1300	7	Рис. 7.4а	80	200	50	12	3300
8	Рис. 7.5г	6	44	100	10	2000	8	Рис. 7.4б	60	440	100	6	1000
9	Рис. 7.6	3,0	60	150	5	2500	9	Рис. 7.4в	30	600	150	5	1500
10	Рис. 7.7	1,2	10	50	8	3000	10	Рис. 7.4г	12	90	50	10	5000
11	Рис. 7.4а	3,0	8	80	6	4000	11	Рис. 7.6	30	60	80	8	8000
12	Рис. 7.4б	1,5	6	60	6	2000	12	Рис. 7.7	15	55	60	5	6000
13	Рис. 7.4в	11	50	80	5	1500	13	Рис. 7.5а	10	85	50	12	4000
14	Рис. 7.4г	2,2	12	50	10	2200	14	Рис. 7.5б	22	120	100	4	3000
15	Рис. 7.5а	80	160	100	8	2000	15	Рис. 7.5б	8	160	150	8	1000
16	Рис. 7.5б	7	100	120	12	1500	16	Рис. 7.5в	70	200	50	6	2500
17	Рис. 7.5в	30	300	150	5	2500	17	Рис. 7.5г	100	300	50	9	3500
18	Рис. 7.5г	12	120	100	10	1000	18	Рис. 7.4а	20	110	120	11	1500
19	Рис. 7.6	20	220	100	6	3000	19	Рис. 7.4б	10	220	50	8	4000
20	Рис. 7.7	1,5	15	120	12	2000	20	Рис. 7.4в	15	150	120	10	2200
21	Рис. 7.4а	3,6	36	80	5	2500	21	Рис. 7.4г	36	360	50	8	1500
22	Рис. 7.4б	1,5	18	90	9	5000	22	Рис. 7.6	15	180	90	12	7000
23	Рис. 7.4в	3	30	90	10	2500	23	Рис. 7.7	30	300	50	5	7500
24	Рис. 7.4г	44	200	60	6	3200	24	Рис. 7.5а	40	250	60	6	1600
25	Рис. 7.5а	4,5	50	150	8	2800	25	Рис. 7.5б	5	50	100	10	1800
26	Рис. 7.5б	2,7	27	50	10	2400	26	Рис. 7.5в	27	270	50	5	1400
27	Рис. 7.5в	30	150	90	9	2000	27	Рис. 7.5г	9	50	50	9	2500
28	Рис. 7.5г	2	44	80	12	4000	28	Рис. 7.4а	22	44	60	8	3000
29	Рис. 7.6	8	88	60	6	2800	29	Рис. 7.4б	18	180	90	9	1800
30	Рис. 7.7	4	60	40	12	1800	30	Рис. 7.4в	30	200	80	8	3800
31	Рис. 7.4а	10	80	60	6	2800	31	Рис. 7.4г	18	88	90	9	2000
32	Рис. 7.4б	6	60	40	12	1800	32	Рис. 7.6	40	140	80	8	3000
33	Рис. 7.4в	15	150	40	12	3800	33	Рис. 7.6	4	20	80	8	4000

ТЕМА 8. РАСЧЕТ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА И МУЛЬТИВИБРАТОРА НА ОУ

8.1. Расчет параметров схемы мультивибратора на ОУ

Исходные данные для расчёта приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1. Расчётные параметры схемы и справочные параметры ОУ

Тип ОУ	$U_{ПОР} = \beta \cdot U_{НАС}$	Длительность $t_{ИМП}$	$U_{П,В}$	$U_{ВЫХ,МАХ}$	$R_{Н,МИН}$	$V_{И,ВЫХ}$
153УД5	$\beta = 0.55 = \gamma$	20 мс	15	10 В	2 кОм	0.1 В/мкс

Примем, что $U_{НАС} = U_{ВЫХ\max}$

Исходя из формулы:

$$U_{ВХ.ПОР} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{НАС}, \quad (8.1)$$

определим отношение сопротивления для R_1 и R_2 :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{НАС}}{U_{ПОР}} - 1, \quad \beta = \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (8.2)$$

Сумма сопротивлений R_1 и R_2 должна удовлетворять соотношению:

$$R_1 + R_2 = 3 \cdot R_{Н\min}, \quad (8.3)$$

Используя (8.2) и (8.3) получаем формулы:

$$R_1 = 3 \cdot \beta \cdot R_{Н\min}, \quad (8.4)$$

$$R_2 = 3 \cdot R_{Н\min} - R_1, \quad (8.5)$$

$$R_1 = 3 \cdot 0.55 \cdot 2 \cdot 10^3 = 3.296 \text{ Ом} = 3,3 \text{ кОм}$$

$$R_2 = 3 \cdot 2 \cdot 10^3 - 3.296 \cdot 10^3 = 2703 \text{ Ом} = 2,7 \text{ кОм}$$

Зададимся сопротивлением R_1 исходя из условия:

$$5 \cdot R_{Н\min} \leq R_0 \leq 100 \text{ кОм}, \quad R_0 = 56 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 56 \text{ кОм} \quad (8.6)$$

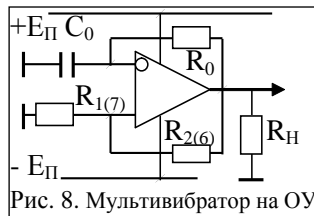
Определим ёмкость синхронизирующего конденсатора (Φ) (8.7):

$$C = \frac{t_i}{R \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)} \quad C = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{56 \cdot 10^3 \cdot \ln \left(1 + 2 \cdot \frac{3,3\text{к}}{2,7\text{к}} \right)} = 2.89 \cdot 10^{-7}$$

Выбираем значение $C_0 = 0.33 \text{ мкФ}$ марки К53-1-0.33мкФ $\pm 10\%$.

Определим длительности t_ϕ и t_c генерированных импульсов по формуле:

$$f = 1 / [2RC \cdot \ln(1 + 2R_1 / R_2)] \quad t_\phi = t_c = \frac{U_{НАС}}{V U_{ВУХ}}, \quad t_\phi = t_c = \frac{10}{0.1} = 100 \text{ мкс} \quad (8.8)$$



8.2. Расчет параметров схемы ждущего мультивибратора на ОУ

Исходные данные для расчёта приведены в таблице 8.2. и таблице 8.3.

Таблица 8.2. Расчётные данные для схемы

Тип ОУ	$U_{ПОР} = \beta \cdot U_{НАС}$	Длительность импульса	Период повт. запуска имп-сов
К140УД6	$\beta = 0.1$	$t_{ИМП} = 2 \text{ мс}$	$T = 60 \text{ мс}$

Таблица 8.3. Параметры ОУ К140УД6

Уп, В	U _{ВЫХ.МАХ} , В	R _{Н.МИН}	V _{И.ВЫХ}
15	12	2 кОм	2.5 В/мкс

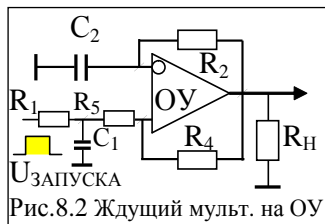


Рис.8.2 Ждущий мулт. на ОУ

Примем: $U_{НАС} = U_{ВЫХ \max}$. Исходя из формулы: $U_{ПОР} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot U_{НАС}$, (8.1)

определяем отношение сопротивления R_4 и R_5 : $(R_4/R_5) = (U_{НАС}/U_{ПОР}) - 1$, (8.2)

Сумма R_4 и R_5 должна удовлетворять условию: $(R_4 + R_5) = (3 \cdot R_{Н.МИН})$ (8.3)

Используя (8.2 и 8.3) получим: $R_5 = 3 \cdot \beta \cdot R_{Н.МИН}$, $R_5 = 3 \cdot 0.1 \cdot 2 \cdot 10^3 = 600$ Ом (8.4)

$$R_4 = 3 \cdot R_{Н \min} - R_5, \quad R_4 = 3 \cdot 2 \cdot 10^3 - 600 = 5400 \text{ Ом} \quad (8.5)$$

Зададим R_2 исходя из условия: $5 \cdot R_{Н \min} \leq R_2 \leq 100$ кОм, $R_2 = 56 \cdot 10^3$ Ом (8.6)

Определим ёмкость синхронизирующего конденсатора (Φ) (3,3 мкФ) (8.7):

$$C_2 = \frac{t_i}{R_2 \cdot \ln \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right)}, \quad C_2 = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{56 \cdot 10^3 \cdot \ln \left(1 + \frac{1}{9} \right)} = 3.39 \cdot 10^{-6}$$

Длит. $t_{\Phi P}$ и $t_{CП}$: $f = 1/[2R_2C_2 \cdot \ln(1+2R_4/R_5)]$, $t_{\Phi} = t_C = \frac{U_{НАС}}{V_{УВЫЛ}}$, $t_{\Phi} = t_C = \frac{12}{2.5} = 4.8$ мкс (8.8)

Время восстановления схемы: $t_{ВОССТ} = C_2 \cdot R_2 \cdot \ln \left(1 + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right)$, (8.9)

$$t_{ВОССТ} = 0.22 \cdot 10^{-6} \cdot 56 \cdot 10^3 \cdot \ln \left(1 + \frac{600}{6 \cdot 10^3} \right) = 1.17 \text{ (мс)}$$

Ампл. вх-х запускающих имп-сов: $|E_{ВХ}| = 1.35 \cdot |E_n|$, $|E_{ВХ}| = 1.35 \cdot 1.2 = 1.62$ В (8.10)

Длит. вх-х запуск. имп. $\tau_{МИН}$: $\tau_{\min} = \frac{1.2 \cdot U_{НАС}}{V_{УВУХ}}$, $\tau_{\min} = \frac{1.2 \cdot 12}{2.5} = 5.76$ [мкс] (8.11)

Сопротивление резистора R_I : $R_1 = 7.5 \cdot R_5$, $R_1 = 7.5 \cdot 600 = 4500$ Ом (8.12)

Значение C_1 (нФ): $C_1 = \frac{1.5 \cdot \tau_{\min}}{R_1}$, $C_1 = \frac{1.5 \cdot 5.76 \cdot 10^{-6}}{4500} = 19.2$ нФ (8.13)

РГР № 8. Задание для самостоятельного решения

№ 8.1. Выполнить расчет параметров автоколебательного мультивибратора (на транзисторах, на ОУ или на ИМС) с параметрами, приведенными в таблице № 8.4.

№ 8.2. Выполнить расчет параметров ждущего мультивибратора (на транзисторах, на ОУ или на ИМС) с параметрами, приведенными в таблице № 8.4.

Для выбора типа ОУ или ИМС использовать источник [2].

*Тип и параметры ОУ приведены в Приложении ПЗ, таблица 3.

Таблица 8.4. Параметры для индивидуального задания

Для первой подгруппы (см. рис. 8.1)								Для второй подгруппы (см. рис. 8.2)							
№	№ ОУ	f-кГц	T-(мс) период	U _{ВХ} В	U _{ВЫХ} В	Зап. имп. t - мкс	R _н , Ом	№	№ ОУ	f-кГц	T-(мс) период	U _{ВХ} В	U _{ВЫХ} В	Зап. имп. t - мкс	R _н , Ом
1	1		80	5	10	1	1250	1	30	20		10	15	1	1250
2	2	120		10	15	2	1150	2	29		100	5	10	2	1150
3	3		400	5	10	3	2000	3	28	60		2	5	3	1200
4	4	50		8	12	4	1800	4	27		300	2	8	4	1800
5	5		500	5	10	3	4000	5	26	100		1	5	3	1400
6	6	30		2	5	1	2200	6	25		250	5	12	1	1220
7	7		600	4	12	2	3300	7	24	80		3	5	2	1330
8	8	60		10	10	5	1000	8	23		440	4	10	5	1000
9	9		800	8	8	4	1500	9	22	30		5	15	4	2150
10	10	12		5	5	3	1500	10	21		900	2	5	3	2500
11	11		60	8	12	1	1800	11	20	30		4	8	1	1800
12	12	15		6	6	2	1600	12	19		55	3	6	2	1600
13	13		85	5	8	5	1350	13	18	110		3	5	5	1350
14	14	22		3	5	2	1300	14	17		120	5	10	2	2300
15	15		160	5	10	3	2000	15	16	8		10	15	3	2200
16	16	70		5	12	1	1250	16	15		700	2	5	1	1250
17	17		300	8	15	4	1350	17	14	300		1	5	4	1350
18	18	120		12	16	4	1000	18	13		210	6	12	4	1000
19	19		220	5	10	3	1400	19	12	200		4	5	3	1400
20	20	15		12	12	2	1220	20	11		150	2	12	2	1220
21	21		360	5	8	5	2150	21	10	36		5	5	5	2150
22	22	15		9	9	1	1900	22	9		180	4	9	1	1900
23	23		300	5	9	10	1750	23	8	300		2	5	10	1750
24	24	44		6	6	8	1600	24	7		250	3	6	20	1600
25	25		800	10	15	6	1510	25	6	45		5	10	6	1510
26	26	27		5	5	7	1450	26	5		280	4	5	7	1450
27	27		500	5	9	5	1250	27	4	90		3	8	5	1250
28	28	220		6	8	8	1300	28	3		440	4	6	8	1300
29	29		600	4	6	2	1800	29	2	80		5	10	2	1200
30	30	40		5	14	10	1380	30	1		1000	4	7	10	1180
31	1		500	6	6	2	1280	31	10	60		3	9	7	1220
32	2	70		4	14	10	1000	32	11		2000	7	8	5	1300
33	3		25	4	14	10	1200	33	15	90		6	6	3	1500
34	4	120		4	14	10	1500	34	17		800	5	4	10	1000

ПРИЛОЖЕНИЕ П2. (Для РГР №3 – РГР №5)

Таблица № 2. Параметры биполярных транзисторов выпуска 1980 ... 2000 г

№	ТИП	VT	h _{21Э} , β	U _{КЭ} , В	I _{К, макс} , А	P _{Макс} , Вт	I _{КБ.О.} , μА	f _{Тр} , МГц	U _{КЭ Нас.} , В	U _{БЭ Нас.} , В	С _К , пФ
01	p-n-p	КТ201А	20...60	20	0,03	0,15	1	10	0,7	1,6	20
01	p-n-p	КТ203А	20...60	60	0,03	0,15	1	5	1,0	1,3	10
02	p-n-p	КТ302Г	50...100	15	0,05	0,10	1	10	2	2,5	10
02	p-n-p	КТ207А	20...50	20	0,15	0,20	1	10	0,3	1,5	35
03	p-n-p	КТ301Г	20...40	20	0,02	0,15	0,5	60	3	2,5	10
03	p-n-p	КТ208;09	20...80	20	0,15	0,20	1	5	0,4	1,5	50
04	p-n-p	КТ312А	20...100	20	0,03	0,20	1	80	0,5	1,1	5
04	p-n-p	КТ321А	20...60	30	0,06	0,20	1	60	0,5	1,0	5
05	p-n-p	КТ306А	20...60	15	0,03	0,15	0,5	300	0,3	1,0	5
05	p-n-p*	КТ313А*	30...100	50	0,3	0,3	0,5	200	0,5	1,5	12
06	p-n-p	КТ315А	30...90	25	0,1	0,15	1	250	0,4	1,1	7
06	p-n-p	КТ361А	20...80	25	0,1	0,15	1	250	0,4	0,7	9
07	p-n-p	КТ316А	20...60	10	0,03	0,15	0,5	600	0,4	1,1	3
07	p-n-p	КТ337А	30...60	12	0,03	0,15	1	500	0,2	1,1	6
08	p-n-p	КТ339А	25...50	25	0,025	0,25	1	300	0,6	1	2
08	p-n-p	КТ326А	20...90	15	0,05	0,2	0,5	250	0,3	1,2	5
09	p-n-p	КТ325А	30...90	15	0,03	0,25	0,5	800	0,5	0,4	3
09	p-n-p	КТ3128	20...60	40	0,03	0,15	1	700	0,4	0,9	5
10	p-n-p	КТ342А	50...250	30	0,05	0,25	0,05 мкА	250	0,1	0,9	8
10	p-n-p	КТ345А	20...60	20	0,2	0,3	0,5	350	0,3	0,8	15
11	p-n-p	КТ358А	20...80	15	0,03	0,10	1	80	0,8	1,1	6
11	p-n-p	КТ357А	20...60	15	0,04	0,15	5	100	0,3	1,0	7
12	p-n-p	КТ355А	40...80	15	0,03	0,25	0,5	1500	0,3	0,8	2
12	p-n-p	КТ363А	20...60	15	0,03	0,15	0,5	1200	0,3	0,9	2
13	p-n-p	КТ372А	20...50	15	0,04	0,05	0,5	2400	0,1	0,9	2
13	p-n-p	КТ349А	20...80	15	0,04	0,2	1	300	0,3	1	8
14	p-n-p	КТ368А	50...80	15	0,05	0,15	0,5	900	0,1	1,1	5
14	p-n-p	КТ347А	30...60	17	0,05	0,15	1	500	0,3	1,2	6
15	p-n-p	КТ3102А	100...250	50	0,20	0,25	0,05 мкА	200	0,5	0,5	6
15	p-n-p	КТ3107А	70...140	45	0,10	0,3	0,1	250	0,2	1	7
16	p-n-p	КТ3117А	40...200	60	0,40	0,3	10	300	0,6	1,2	10
16	p-n-p	КТ3108А	50...150	60	0,2	0,3	0,2	250	0,4	0,9	10
17	p-n-p	КТ3120А	40...100	15	0,02	0,1	0,5	1800	0,5	1	8
17	p-n-p	КТ3127А	25...100	20	0,25	0,1	1	600	0,8	0,7	15
18	p-n-p	КТ3142А	20...40	40	0,15	0,3	1	600	0,4	0,65	10
18	p-n-p	КТ3126	25...100	30	0,03	0,1	0,5	500	1,2	1,2	5
19	p-n-p	КТ399	40...80	20	0,04	0,15	0,5	1500	0,7	1	2
19	p-n-p	КТ371А	30...80	20	0,04	0,15	0,5	3000	0,3	0,9	2
20	p-n-p	КТ503А	40...100	25	0,15	0,35	1	5	0,6	1,2	20
20	p-n-p	КТ501А	20...80	15	0,30	0,35	1	5	0,4	1,5	50
21	p-n-p	КТ504А	15...100	350	1,0	0,35	50	20	1,0	0,9	30
21	p-n-p	КТ502А	40...120	25	0,15	0,35	1	5	0,6	1,2	20
22	p-n-p	КТ506А	30...150	800	1,0	0,8	1	10	0,6	1,3	40
22	p-n-p	КТ505А	25...140	300	1,0	1	50	20	1,8	1,3	70
23	p-n-p	КТ605А	20...40	250	0,1	0,4	20	40	0,8	1	7
23	p-n-p	КТ626А	40...250	45	0,5	0,5	10	75	1,0	1,5	100
24	p-n-p	КТ608А	20...80	60	0,4	0,5	10	200	1	1,3	15
24	p-n-p	КТ632А	50...80	120	0,1	0,5	1	200	0,5	0,65	5
25	p-n-p	КТ630А	40...120	120	1	0,8	1	50	0,3	1	15
25	p-n-p	КТ639А	40...100	45	1,5	1	0,1	80	0,5	0,65	50
26	p-n-p	КТ645А	20...200	60	0,3	0,5	10	200	0,5	1,2	5
26	p-n-p	КТ644А	40...120	60	0,6	1	0,1	200	0,4	1,2	8
27	p-n-p	КТ646А	20...200	60	1	1	10	250	0,85	1	10
27	p-n-p	КТ661А	20...80	40	1	1	10	200	1	1	10
28	p-n-p	КТ660А	100...200	45	0,8	0,5	1	200	0,5	0,9	15
28	p-n-p	КТ662А	40...100	45	0,8	0,5	10	80	0,5	0,9	10
29	p-n-p	КТ680А	85...300	25	0,6	0,35	10	120	0,5	0,8	10
29	p-n-p	КТ681А	85...300	25	0,6	0,35	10	120	0,5	0,9	10
30	p-n-p	КТ683А	40...120	150	1,0	1,2	1	150	0,45	1	15
30	p-n-p	КТ685А	40...120	40	0,6	0,6	0,05 мкА	200	0,4	1	8

№	ТИП	VT	h _{21Э} , β	U _{кЭ} , В	K _{кmax} , А	P _{Max} , Вт	КБ.О, мА	f _{TP} , МГц	U _{кЭ} Нас, В	U _{БЭ} Нас, В	С _к , пФ	
31	п-п-п	КТ972	>750	60	3,0	1-8	1ма	100	1,5	0,75	70	
31	п-п-п	КТ973А	>750	60	3,0	1-8	1ма	100	1,5	0,75	70	
32	п-п-п	КТ815А	25...50	25	1,5	1-10	50	3	0,6	1,2	100	
32	п-п-п	КТ814А	40...80	25	1,5	1-10	50	3	0,6	1,3	100	
33	п-п-п	КТ817А	25...50	25	3,0	1-20	100	3	0,6	1,5	120	
33	п-п-п	КТ816А	25...50	25	6,0	1-20	100	3	0,6	1,3	120	
34	п-п-п	КТ819А	20...40	100	10	2-60	1 ма	3	1,0	1,5	300	
34	п-п-п	КТ818А	20...40	100	10	2-60	1 ма	3	1,0	1,7	300	

ПРИЛОЖЕНИЕ ПЗ (для РГР №6 – РГР №8)

Таблица № 3. Параметры операционных усилителей выпуска 1966 ... 2000 г

№	Наименование микросхем и их параметры	Серия и тип	Аналог	Корпус
1	ОУ средней точности, с защитой от КЗ: U _{CM} = 10мВ; I _{BX} = 100нА; R _{BX} = 1 Мом; K ≥ 30000;	К140УД6 КР140УД6	MC1456C (1966 г)	301.8-2 201.8-1
2	ОУ средней точности с защитой от КЗ: U _{CM} = 9 мВ; I _{BX} = 0,4 мкА; R _{BX} = 400 кОм; K ≥ 30000;	К140УД7 А,Б КР140УД7 А,Б	μА741С (1966 г)	301.8-2 201.8-1
3	ОУ средней точности с полевыми транзисторами на входах; U _{CM} = 50мкВ; I _{BX} = 0,2 нА; K > 40000; r _{ВЫХ} = 2 В/мкс;	К140УД8 (А-В) КР140УД8	μА740С (1966 г)	301.8-2 201.8-1
4	ОУ быстродействующий: r _{ВЫХ} = 50В/мкс; K ≥ 25000	К140УД11	LM318	301.8-2
5	ОУ микроомный с регулируем. потребляемой мощностью: U _{CM} = 5мВ; I _{BX} = 50нА; I _{ПОТ} = 0,18мА; K ≥ 100000; V = ±15В	К140УД12 КР140УД12	μА776С	301.8-2
6	ОУ прецизионный с малой потребляемой мощностью: U _{CM} = 2мВ(А); I _{BX} = 2нА; f _T = 0,3МГц; K ≥ 50000; R _{BX} = 30МОм	К140УД14 А,Б КР140УД14 А,Б	LM308	301.8-2
7	ОУ прецизионный: U _{CM} = 80мкВ; I _{BX} = 4нА; K = 200000	К140УД17	OP-07E	301.8-2
8	ОУ быстроед. : f _T = 2,5 МГц; U _{CM} = 10 мВ; R _{BX} = 1 Том	КР140УД18	LF-355	201.12-1
9	ОУ двоярный с внутр. част. корр.: U _{CM} = 5мВ; I _{BX} = 0,2мкА; K ≥ 20000(±5В); 5000(±15В) R _{BX} = 0,4МОм; r _{ВЫХ} = 0,3 В/мкс	К140УД20 А,Б КР140УД20	MA747 μА747С	201.14-10 201.14-1
10	ОУ средней точности: U _{CM} = 7,5мВ; I _{BX} = 1,5мкА; K ≥ 20000	К153(553)УД2	LM301	301.8-2
11	ОУ средней точности: U _{CM} = 2мВ; I _{BX} = 0,2мкА; K ≥ 25000	К153УД3	μА709А	301.8-2
12	ОУ микроомный: U _{CM} = 5мВ; I _{BX} = 0,4мкА; K ≥ 5000; f _T = 0,7МГц	К153УД4	нет	301.12-1
13	ОУ средней точности: U _{CM} = 1,5мВ; I _{BX} = 100нА; K = 500000;	KM551УД1	К153УД5	201.14-8
14	ОУ средней точности: U _{CM} = 2мВ; I _{BX} = 75нА; K ≥ 50 000	К153УД6	LM301А	301.8-2
15	ОУ быстр.: U _{CM} = 3мВ; I _{BX} = 20нА; I _{ПОТ} = 0,1мА; K ≥ 200 000	154УД1	HA2700	301.8-2
16	ОУ быстродейств.: U _{CM} = 2мВ; I _{BX} = 100нА; K ≥ 100000.	154УД2	-	301.8-2
17	ОУ быстродействующий: U _{CM} = 8мВ; I _{BX} = 200 нА; K ≥ 8000	154УД3	AD509	301.8-2
18	ОУ быстродейств.: U _{CM} = 5 мВ; I _{BX} = 1 мкА; t _{вСТ} = 600 нс;	154УД4	HA2520	301.8-2
19	ОУ ср. мощи.: I _H = 300мА; U _{CM} = 5мВ; I _{BX} = 500нА; K ≥ 50000	К157УД1	нет	201.9-2
20	ОУ двоярный: K ≥ 50000 (50 Гц); K = 300 - 800 (20 кГц)	К157УД2	LM301	201.14-1
21	ОУ: U _{CM} = 30мВ; I _{BX} = 0,15нА; V _{ВЫХ} = 2 В/мкс; K ≥ 50000;	КР544УД1 А,Б	μА740	2101.8-1
22	ОУ: U _{CM} = 30мВ; f _T = 15МГц; r _{ВЫХ} = 20В/мкс; K = 20000	КР544УД2А,Б	CA3130	2101.8-1
23	ОУ 2-х-кан.: U _{CM} = 5 мВ; I _{BX} = 2 мкА; K ≥ 5000;	КМ551УД2 А, Б	A739С	201.14-8
24	ОУ: U _{CM} = 50мВ; I _{BX} = 0,5нА; r _{ВЫХ} = 50 В/мкс; K ≥ 20000;	К574УД1 А, Б	AD513	301.8-2
25	ОУ 2-х-кан.: U _{CM} = 15мВ; r _{ВЫХ} = 12В/мкс; f _T = 3МГц; R _{BX} = 1ГОм;	К574УД2	TL083	301.12-1
26	ОУ счетверенный: K ≥ 1200; f _T = 2,5 МГц; R _{BX} = 1 МОм;	К1401УД1	LM2900	201.14-3
27	ОУ счетверенный: U _{CM} = 7 мВ; I _{BX} = 250 нА; K ≥ 15 000	К1401УД2	LM324	201.14-9
28	ОУ: U _{CM} = 10мВ; I _{BX} = 10мкА e _ш = 5 нВ/√Гц (10 кГц)	К1407УД1	нет	301.8-2
29	ОУ программир.: E _П = ±(1,2...13)В; I _{BX} = 0,15мкА K = 50000	КР1407УД2	LM4250	2101.8-2
30	ОУ: E = 2х20; U _{CM} = 8мВ; I _{BX} = 40нА; K ≥ 50000; r _{ВЫХ} = 2,5В/мкс	КР1408УД1	LM343	201.14-1

Содержание

Введение	03
1. Тема 1. Расчет параметров схем на диодах и стабилитронах;.....	07
2. Тема 2. Расчет параметров схем сглаживающих фильтров;.....	11
3. Тема 3. Расчет параметров схемы логического ключа на транзисторе;.....	15
4. Тема 4. Расчет параметров эмиттерного повторителя на транзисторе;.....	20
5. Тема 5. Расчет усилителя на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ;	25
6. Тема 6. Расчет параметров источников стабилизированного питания;.....	29
7. Тема 7. Расчет параметров фильтров с рабочей частотой до 200 кГц;.....	36
8. Тема 8. Расчет параметры схемы генератора и мультивибратора на ОУ;.....	42
Приложение П1 – справочные параметры маломощных диодов.....	47
Приложение П2 – справочные параметры маломощных транзисторов.....	48
Приложение П3 – справочные параметры некоторых ОУ.....	49

Методические указания

к проведению практических занятий и расчетно-графических работ по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»

для студентов, обучающихся по специальностям:

151001.62 – «Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств», профиль – «Технология машиностроения»,

160400.65 - «Проектирование, производство и эксплуатация ракет и ракетно-космических комплексов»,

230101.62 – «Автоматизация систем обработки информации и управления»

М.А. Святский.

Сдано в печать _____. Формат 60x84/16. Усл. печ. л. _____.
Уч. –изд. л. _____. Тираж ___ экз. Заказ № _____

Отпечатано на ризографе Издательства ГОУ ВО «ИжГТУ»
426069, г.Ижевск, Студенческая,7