

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Ижевский государственный технический
университет имени М. Т. Калашникова»

Кафедра «Ракетостроение»

**Практические занятия и расчетно-графические работы
по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»**

Учебно-методическое пособие для студентов специальности:

24.05.01 – Проектирование, производство и эксплуатация ракет
и ракетно-космических комплексов (квалификация «специалитет»)

15.03.05 – Конструкторско-технологическое обеспечение
машиностроительных производств (квалификация «бакалавр»),

09.03.01 – Информатика и вычислительная техника, профиль
«Автоматизированные системы обработки информации и управления»
(квалификация «бакалавр»)

Составитель: М.А. Святский

Издательство ВФ ИжГТУ
имени М.Т. Калашникова

Воткинск 2022

Рецензент

А.Н. Шельпяков, канд. техн. наук, доцент кафедры «Технология машиностроения и приборостроения» ВФ ИжГТУ имени М.Т. Калашникова

Составитель

М.А. Святский, канд. техн. наук, доцент кафедры «Ракетостроение» ВФ ИжГТУ имени М.Т. Калашникова

**Практические занятия и расчетно-графические работы
по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»**

Методические указания по дисциплине «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника» представляют собой сборник практических занятий и заданий, которые изложены в восьми основных разделах изучаемой дисциплины:

- 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 активных фильтров 1-го и 2-го порядка;
- тема 8. Расчет параметров схемы генератора и мультивибратора на ОУ.

По каждой теме приводится методика решения 1-го – 2-х примеров и их моделирование в среде электронного проектирования и анализа вольтамперных, амплитудно-частотных характеристик исследуемых электронных схем автоматики.

Методические указания предназначены для студентов специальности:

- 24.05.01 – Проектирование, производство и эксплуатация ракет и ракетно-космических комплексов (квалификация «специалитет»),
- 15.03.05 – Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств (квалификация «бакалавр»),
- 09.03.01 – Информатика и вычислительная техника, профиль «Автоматизированные системы обработки информации и управления» (квалификация «бакалавр»).

Учебно-методическое пособие рассмотрено на заседании кафедры «Ракетостроение» (протокол № 2 от 24.02.2022) и рекомендовано к изданию в открытой печати методическим советом ВФ ИжГТУ имени М. Т. Калашникова.

Протокол № _____ от «___» _____ 2022г.

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 расчеты параметров электрических цепей разной сложности.

Цель методических указаний – обучить студентов методам и правилам расчетов, 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 расчета 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. Расчет параметров схем на диодах и стабилитронах;
- тема 2. Расчет параметров схем 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.

Поскольку, в рабочих программах специальностей 15.03.05, 24.05.01, 09.03.01 предусмотрен различный объем 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 расчета типовых задач, а затем они выполняют индивидуальные расчетно-графические и контрольные работы (РГР).

Каждая тема содержит более 30 вариантов индивидуальных заданий. В каждом индивидуальном задании находится 1 – 2 примера выполнения задания. Эти задачи предполагают аналитическое ведение расчета параметров схем, построение графических зависимостей и проверку результатов расчета. Для построения и анализа схем можно использовать программы моделирования схем, (например,

EWB, MC, FASTMEAN, 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 (6)

Цель занятия: приобретение умений и навыков при оценке параметров идеализированных полупроводниковых *p-n* - переходов

1.1. Свойства и параметры полупроводниковых *p-n*-переходов

В электронике используют полупроводниковые (ПП) материалы на основе *p-n* переходов из материалов: *Ge*_(№32), *Si*_(№14) и арсенид галлия *GaAs* (№31 и №33). Свойство ПП *p-n*-перехода – он обладает односторонней проводимостью для тока. *P-N*-переход обладает разным типом проводимости, где *p*-область (анод –собираатель) легирована акцепторной примесью (напр., *In*₅₃⁺), создающая высокую концентрацию дырок (акцепторов *N_A*); *n*-область (катод) легирована донорной примесью (напр., *Li*₀₆⁻), которая создает высокую концентрацию электронов (доноров *N_D*).

Электропроводность *p-n*-перехода зависит от полярности приложенного источн. ЭДС: 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]:

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

где: макс. величина ϕ_K : $\phi_{K(Ge)(300K)} = 0,4$ [В]; $\phi_{K(Si)(300K)} = 0,6 \div 0,8$ [В].

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

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

Тепловой потенциал в ПП: $\phi_T = T \cdot (k/e) = T(1,38 \cdot 10^{-23} / 1,602 \cdot 10^{-19}) = (T/11608)$ [В], (2)

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

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

Собственная концентрация ионизированных атомов n_i ; в объеме ПП составит:

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

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

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

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

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

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

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), составит:

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

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

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

Уровни Ферми в электронном (*n*) и в дырочном (*p*) слое ПП 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* составит:

$$l_0 = d = (d_n + d_p) = \sqrt{[(2\varepsilon_{(Si)} \cdot \varepsilon_0 \cdot \phi_K / e)] \cdot [(1/N_A + 1/N_D)]}, \text{ [нм]}. \quad (8)$$

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

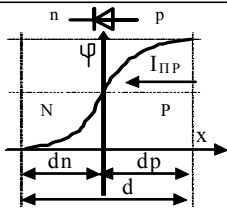


Рис.1. Распределение потенциала вблизи p-n-перехода

$$l_0 = \Delta l = d = \sqrt{[(2\varepsilon_{(S)} \cdot \varepsilon_0 \cdot (\varphi_K - U)/e) / [(1/N_A) + (1/N_D)]}, \text{ [нм]}, \quad (9)$$

где $\varepsilon_{(S)}$, $\varepsilon_{(Ge)}$ – относительная проницаемость материала;
 $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ [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

$$d_n \cdot N_D \cdot S = d_p \cdot N_A \cdot S. \text{ Отсюда, } (d_n/d_p) = (N_A/N_D) = (p/n).$$

Напряженность поля $E_{МАХ}$ в p - n -переходе максимальна на металлургической границе:

$$E_{МАХ} = (2\varphi_K/d) \text{ [В/м]}; \text{ (при этом размер } d \text{ [нм, мкм] - часто неизвестен)} \quad (10)$$

При приложении $U_{ПИТ}$ к p - n -переходу **высота потенциального барьера** изменяется на величину этого напряжения: $\Delta\varphi = (\varphi_K - U_{ПР})$ – 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]:

$$I = I_0(e^{(U_{ПР}/\gamma \cdot \varphi T)} - 1) \text{ [А]}; \quad I_{ОБР} = I_T(1 - e^{-U_{ОБР}/(\gamma \cdot \varphi T)}). \text{ [А]}. \quad (I_T = I_S = I_0) \quad (11)$$

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

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

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

$\gamma_{Ge} = 1,5$; $\gamma_{Si} = 2$ – коэф-ент, 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; $D_n = \varphi_T \cdot \mu_n$; $D_p = \varphi_T \cdot \mu_p$. [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].

$\tau_n, \tau_p = 10^{-8} \dots 10^{-9}$ с – время жизни основных носителей в НЧ p - n -переходах.

На прямой ветви ВАХ необходимо учитывать участок от θ до $U_{Порог}$, где p - n -переход ещё закрыт. Для ММ VD границе $U_{Порог}$ соответствует ток $I_{ПР} = (10^{-4} \dots 10^{-5}) \cdot I_{ПР,МАХ}$.

При $U_{ПОР} \gg E_{СОБ}$ ПП диод открывается и в нем возникает *туннельный пробой* т.е. от величины $U_{ПОР}$ *берут отсчет* $U_{ПР,РАС}$.

$$\text{В реальности } U_{ПР} = U_{ПР,РАС} = (U_{ПР,ИЗМ} = U_{ПР,СПР}) - U_{ПОР}.$$

Для маломощных диодов полагают: $U_{Порог,Ge} = 0,22V$; $U_{Порог,Si} = 0,44V$.

$$U_{ПР} = (\gamma \cdot \varphi T) \cdot \ln[(I_{ПР}/I_{ОБР}) + 1]. \text{ где: } U_{ПР,Ge} \leq 0,39V; \quad U_{ПР,Si} \leq 0,52V. \quad (13)$$

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

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

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

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

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

Приведенная методика позволяет определить параметры ПП p - n -перехода.

1.2. Свойства и параметры полупроводниковых диодов (1с)

Цель занятия: оценка статических параметров и анализ режимов работы диодов.

Прямой ток в диоде возникает при подаче положительного напряжения на анод. Обратный ток диода $I_{OBR} \leq 10^4 \cdot I_{ПР}$, и возникает при подаче отрицательного напряжения на анод. Свойства прямой ветви идеального р-п-перехода отражает вольтамперная характеристика (ВАХ - рис. 2) и описывается выражением:

$$I_{ПР} = I_S(e^{(U_{ПР}/\gamma \cdot \Phi T)} - 1); \quad I_{OBR} = I_T(e^{-U_{OBR}/(\gamma \cdot \Phi T)} - 1). \quad (1)$$

для VD_{Ge} : $e^{[0,39/1,5 \cdot 0,026]} = e^{10} = 22026$; для VD_{Si} : $e^{[0,52/2,0 \cdot 0,026]} = e^{10} = 22026$.

(тепловой ток I_T и ток диффузии I_S соизмеримы с обратным током [3] $I_{OBR} \approx I_T \approx I_S$
 $[I_T(T_2) = I_T(T_0)e^{\alpha_{SI} \Delta T}]$. $\alpha_{SI} = 0,13(1/K)$; $\alpha_{Ge} = 0,09(1/K)$; реально: $I_{OBR, Si} = 10^3 \cdot I_T$.

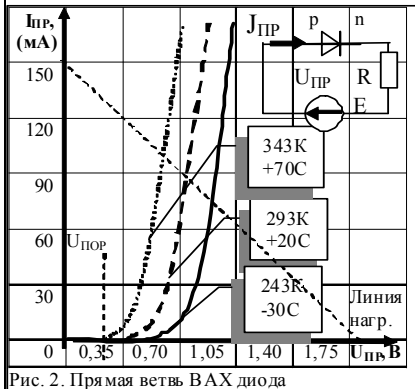


Рис. 2. Прямая ветвь ВАХ диода

Рис. 2. Прямая ветвь ВАХ диода.

Ток $I_{ПР}$ через диод ничтожно мал при малых положительных напряжениях ($U_{ПР} < U_{ПОР}$). Обратный ток I_{OBR} близок к тепловому току $I_{OBR} = I_T$, т.к. его доля по отношению к прямому току составляет $I_{OBR} < I_{ПР} \cdot 10^{-4}$.

$I_{ПР} > 5$ мкА появляется в цепи диода при условии $U_{ПР} > (U_{ПОР} = U_{ПРЮБЯ})$, где: $U_{ПОР(Ge)} \geq 0,22$; $U_{ПОР(Si)} \geq 0,44$ (В). где: $U_{ПР, Ge} \leq 0,39$; $U_{ПР, Si} \leq 0,52$ (В). При анализе $U_{ПОР(Si)}$ исследуют ВАХ диода и строят зависимость: $U_{ПР} = f(I_{ПР})$.

параметры VD: стат (R_0) и диф. сопрот/ (r_d)

$$R_0 = U_{ПР}/I_{ПР}, [Ом]. \quad (2).$$

$$r_d = dU_{ПР}/dI_{ПР} = \Phi T / (I_{ПР} + I_0). \quad (3)$$

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

Решение: При $U_{ПР} = 0,151В$ найдем ток через диод по формуле Эберса-Молла:

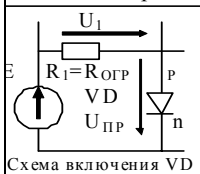


Схема включения VD

$$I = I_0 (e^{\gamma_{Ge} U} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{0,39 \cdot 0,151} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{3,87} - 1) = 1,175 \text{ мА} \quad (4)$$

$$I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,1 / (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300)} - 1) = 1,17 \text{ мА} \quad (5)$$

Пример вычисления экспоненты: $[e^1 = 1_shift_e^X = 2,718]$.

(статическое) $R_0 = U_{ПР}/I_{ПР} = 0,151/1,17 \cdot 10^{-3} = 129$ Ом.

$$\Gamma_{диф}^{-1} = 1/(4610^3) = 2,16 \text{ Ом}; \quad \Gamma_{диф}^{-1} = \frac{dI}{dU} = I_0 \left(\frac{e}{kT} \right) e^{eU/(kT)} = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 386 \cdot 48 = 46 \cdot 10^{-3} \text{ См}, \quad (6)$$

При $I \gg I_0$, $\Gamma_{диф}^{-1} = \frac{dI}{dU} = \left(\frac{e}{kT} \right) (I + I_0) \approx \frac{e}{kT} I$, $\Gamma_{диф} \approx \frac{kT}{e \cdot I} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 1,17 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ Ом}$ (7)

Вар. 2: $r_d = \Phi T / (I_{ПР} + I_0) = 0,026 / (1,17 \cdot 10^{-3} + 25 \cdot 10^{-6}) = 22$ Ом.

($R_{огр} = R_I$): $R_I = (E - U_{ПР})/I_{ПР}$; $R_I = R_{огр} = (5 - 0,151)/0,001175 = 4127$ (Ом). (8)

Используя законы Кирхгофа и Ома можно определить также:

$$E_{II} = (I_{ПР} \cdot R_I + U_{ПР}), \quad (9); \quad U_I = (E_{II} - U_{ПР}). \quad (10)$$

Таблица 1.1. Некоторые физические постоянные в электронике

	Некоторые физические постоянные (const):	Размерность	Прим.
1	Масса электрона: m_e	$9,106 \cdot 10^{-28}$ [гр]	$\underline{9,106 \cdot 10^{-31}}$ [кг]
2	Масса дырки: m_p	$9,106 \cdot 10^{-28}$ [гр]	$9,106 \cdot 10^{-31}$ [кг]
3	Постоянная <i>Больцмана</i> : k	$\underline{1,38 \cdot 10^{-23}}$ [Дж/К]	$0,86 \cdot 10^{-4}$ [эВ/К]
4	Постоянная <i>Планка</i> : h	$6,62 \cdot 10^{-34}$ [Дж·с]	$\underline{4,14 \cdot 10^{-15}}$ [эВ·с];
5	Абсолютная электрическая проницаемость: ϵ_0	$\underline{8,85 \cdot 10^{-12}}$ [Ф/м]	$8,85 \cdot 10^{-14}$ [Ф/см]
6	Абсолютная магнитная проницаемость: μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ [Гн/м]	0,00000125 [Гн/м]
7	Заряд электрона: $e = q$	$\underline{1,602 \cdot 10^{-19}}$ [Кл]	$C = \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot S/dl$

Таблица 1.2. Основные параметры полупроводниковых p-n-переходов

Параметры при температуре T = 300 К		Параметр	<i>Ge</i>	<i>Si</i>	<i>GaAs</i>
1	Ширина запрещенной зоны, [эВ]	$\Delta E_z, \Delta W_z$	<u>0,803</u>	<u>1,12</u>	<u>1,43</u>
2	Собственное удельное сопротивление [Ом·см]	ρ	47	$2,3 \cdot 10^5$	10^8
3	Собственная удельная электропроводность	$\sigma = 1/\rho$	1/47	$1/2,3 \cdot 10^5$	10^{-8}
4	Эффект. масса электрона	m_n/m_o	0,22	1,06	0,07
5	Эффект. масса дырки	m_p/m_o	0,39	0,56	0,5
6	Концентрация атомов	[$см^{-3}$]	$4,42 \cdot 10^{22}$	$5 \cdot 10^{22}$	$2,2 \cdot 10^{22}$
7	Собственная концентрация электронов, [$см^{-3}$]	n_i	$2,4 \cdot 10^{13}$	$1,45 \cdot 10^{10}$	$1,8 \cdot 10^6$
8	Эф. плотн. состояний в зоне проводим, [$см^{-3}$]	N_C	10^{19}	$2,8 \cdot 10^{19}$	$4,7 \cdot 10^{17}$
9	Эф. плотн. состояний в валентной зоне, [$см^{-3}$]	N_V	$6 \cdot 10^{18}$	10^{19}	$7 \cdot 10^{18}$
10	Подвижность электрона, [$см^2/V \cdot c$] = [v/E]	μ_n	3900	1500	8500
11	Подвижность дырок, [$см^2/V \cdot c$] = [v/E]	μ_p	1900	600	400
12	Коэффициент диффузии электронов, [см/с]	D_n	100	36	290
13	Коэффициент диффузии дырок, [см/с]	D_p	45	13	12
14	Дрейфовая скор. насыщения электр-в, [см/с]	$v_{нас}$	$6 \cdot 10^6$	10^7	$6 \cdot 10^6$
15	Дрейфовая скор. насыщения дырок, [см/с]	$v_{нас}$	$6 \cdot 10^6$	$8 \cdot 10^6$	-
16	Относит. диэлектрич-я проницаем., ПП [пФ/см]	$\epsilon_r = \epsilon_0 \epsilon$	16	12	10,9
17	ТКЕ ($\Delta E_z/K$) (темпер. коэф. емкости), [эВ/К]		$-3,9 \cdot 10^{-4}$	$-2,4 \cdot 10^{-4}$	$-4,3 \cdot 10^{-4}$
18	Электрическое поле пробоя, [Е/см]	$E_{пр}$	10^5	$3 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$
19	Время жизни неосновных носителей [с]	τ	10^{-3}	$2,5 \cdot 10^{-3}$	10^{-8}
20	Работа выхода [эВ]	W	4,4	4,8	4,7

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. Электроника. – М.: Высш. шк., 2003. - 616 с.
3. Кононенко В.В. Электротехника и электроника.– Ростов -Д: Феникс, 2004.-740с.
4. Рекус Г.Г., Чесноков В.Н. Лабораторный практикум по электротехнике с основами электроники. - М.: Высш. шк., 2007. - 255 с.

1.3. Расчет схемы простого параметрического стабилизатора (1с)

Расчетная схема и исходные данные приведены на рисунок 3 и в табл. 1.1.

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

Заданы параметры схемы, часть из которых необходимо определить															
№	$U_{ВЫХ} = U_{СТ}$	$k_{СТ}$	$I_{СТ.МИН}$ (мА)	$I_{СТ.МАХ}$ (мА)	$I_{Н}$ (мА)	ΔT ($^{\circ}C$)	$E = U_{ВХ}$ (В)	R_1 (Ом)	R_H (Ом)	$R_{ОП}$ (Ом)	$dU_{ВХ}$ (В)	dU_H (В)	$P_{ИСТ}$ (Вт)	P_H (Вт)	$\eta_{КПД}$ (%)
0	10,5В	17,6	5	30	10	35									

*Необходимо обосновать и выбрать тип опорного диода (стабилитрон) из табл. №1.2 - ПРИЛОЖЕНИЯ 1. (п.п. 1 – 40).

В данном примере - это опорный диод **Д814В**. $U_{ОП}=10,5В$.

$$R_H = U_{ВЫХ}/I_H = 10,5/0,010 = 1050 \text{ Ом.} \quad (1)$$

$$R_{ОП} = U_{ОП.НОМ}/I_{ОП.НОМ} = 10,5/0,0175 = 600 \text{ Ом} \quad (2)$$

Верс.1. $R_1 = (k_{СТ}-1) \cdot rd = (17,6-1) \cdot 12 = 200 \text{ Ом} \quad (3)$

** Последовательно с опорным диодом можно установить простой выпрямит. диод.

Верс.2. $R_1 = (E-U_{ОП})/I_0 = (U_{ВХ}-U_H)/(I_{ОП.НОМ} + I_H) \quad (3')$

$$= (16-10,5)/0,0275 = 5,5/(0,0175+0,01) = 200 \text{ Ом (аналогично), если известно } E.$$

Ток номинальный: $I_{ОП.НОМ} = (I_{ОП.МИН} + I_{ОП.МАХ})/2 = (0,005 + 0,030)/2 = 0,0175А. \quad (4)$

* Если не задан $I_{СТ}$, то его величину берут из условия: 1) $I_{СТ.МАХ} \geq (1,5 \dots 2) I_{Н.МАХ}$.

* Либо, если неизвестен $I_{ОП.НОМ}$ и $I_{Н.НОМ}$, то: 2) $I_{СТ.НОМ} \leq (1/2) I_{ОП.МАХ.СПРАВОЧ.}$

Определим падение напряжения U_{R1} на R_1 при номинальном токе стабилитрона:

$$U_{R1} = R_1 \cdot (I_{ОП.НОМ} + I_H) = 200 \cdot (0,0175 + 0,01) = 5,5В. \quad I_{R1} = I_{ОП.НОМ} + I_H. \quad (5)$$

Определим значение входного напряжения (E) при номинальном токе:

$$1) E = U_{ВХ} = U_{R1} + U_H = 5,5 + 10,5 = 16В. \quad (6)$$

$$* E = U_{ВХ} = (I_{ОП.НОМ} + I_H) \cdot R_1 + U_{ОП} = (0,0175 + 0,01) \cdot 200 + 10,5 = 16В.$$

Определим величину помехи $dU_{ВЫХ}$ при изменении тока от $I_{ОП.МАХ}$ до $I_{ОП.МИН}$:

$$\Delta U_{ВЫХ} = rd \cdot (I_{ОП.МАХ} - I_{ОП.МИН}) = 12 \cdot (0,030 - 0,005) = 0,30В. \quad (7)$$

Определим величину $dE_{ВХ}$ приводящее к изменению тока от $I_{ОП.МАХ}$ до $I_{ОП.МИН}$:

$$dE_{ВХ} = (I_{ОП.МАХ} - I_{ОП.МИН}) \cdot (rd + R_1) = (0,030 - 0,005) \cdot (12 + 200) = 5,30В \quad (8)$$

$$* dE_{ВХ} = (I_{ОП.МАХ} - I_{ОП.МИН}) \cdot [1 + (rd/R_H)] \cdot R_1 + rd = 5,35В$$

Вычислим коэффициент стабилизации $k_{СТ} = k_{СГЛ}$ схемы (если он неизвестен):

$$k_{СТ} = k_{СГЛ} = (dE_{ВХ.0} / dU_{ВЫХ.0}) = 5,3/0,30 = 17,66. \quad [rd_{МИН.} = \varphi T / I_{ОП.МИН.СПР}] \quad (9)$$

$$\text{либо } k_{СТ} = [(R_1/rd_{ДИФ}) + 1] = [(200/12) + 1] = 17,66. \quad [rd_{МИН.} = 0,026/0,003 = 9] \quad (10)$$

Классич. запись коэф. стаб. $K_{СТ} = K_{СГЛ} = (K_{П.УЛ.ВХ} / K_{П.УЛ.ВЫХ}) = (dU_{ВХ} / U_{ВХ}) / (dU_{ВЫХ} / U_{ВЫХ})$.

Значение КПД η ИОН – (источника опорного напряжения):

$$\eta = (P_H / P_{И.НОМ}) = (0,105/0,44) \cdot 100\% = 23,8\%. \quad (1.11). \quad P_{R1} = (U_{R1} \cdot I_{R1}) = 5,5 \cdot 0,0275 = 0,151Вт. \quad (12)$$

где $P_H = (U_{СТ} \cdot I_H) = 10,5 \cdot 0,010 = 0,105Вт$; (1.13); $P_{VD} = (U_{ОП} \cdot I_{ОП.НОМ}) = 0,183Вт$. (14)

$$P_{И.НОМ} = [E \cdot (I_{ОП.НОМ} + I_H)] = 16 \cdot (0,0175 + 0,010) = 0,44Вт. \quad * P_H = P_H + P_{VD} + P_{R1} \quad (15)$$

Вычислим изменение $dU_{ОП}$ при изменении температуры внешней среды на $dT = 35^{\circ}C$:

$$dU_{ОП} = (au_{СТ} \cdot U_{ОП} \cdot dT) / 100\% = (0,09 \cdot 10,5 \cdot 35) / 100 = +0,33В \quad (16)$$

Выражение 1.16 показывает, что при повышении температуры внешней среды на $dT = 35^{\circ}C$ напряжение на выходе стабилизатора повысится на $dU_{ОП} = +0,33В$.

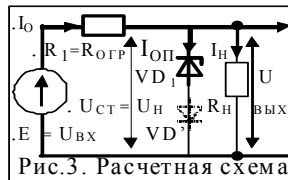


Рис.3. Расчетная схема

РГР № 1. Задание для самостоятельного решения

Таблица №1. Варианты задания [маркировка VD: КС*** и 2С*** – аналогичны]
 Тип опорного диода (стабилитрон) выбрать из табл. №1.2 - ПРИЛОЖЕНИЯ 1. (п.п. 1 – 40).

Задание для группы №1									Задание для группы №2								
№ вар	$U_{ВЫХ}$ (В)	$k_{СТАБ}$ схемы	$I_{СТ.Мин}$ (mA)	$I_{СТ.Мax}$ (mA)	I_H (mA)	ΔT , ($^{\circ}C$)	R_H , (Ом)		№ вар	$U_{ВЫХ}$ (В)	$k_{СТАБ}$ схемы	$I_{СТ.Мин}$ (mA)	$I_{СТ.Мax}$ (mA)	I_H (mA)	ΔT , ($^{\circ}C$)	R_H , (Ом)	
01	3,3	20	15	28	13	25			01	11,5	15	24	28	16	18		
02	3,9	32	20	35		20	220		02	13,5	22	20	22		30	680	
03	4,7	30	18	22	15	15			03	11	25	14	18	12	34		
04	5,6	24	35	40		30	240		04	13	17	20	25		38	660	
05	6,8	15	30	34	20	35			05	16	35	15	24	13	28		
06	9,0	20	15	20		10	900		06	19	29	30	36		18	840	
07	7,0	10	20	30	15	20			07	21	26	28	30	22	25		
08	7,5	28	15	18		15	750		08	23	17,5	23	28		10	1400	
09	8,2	22	13	16	13	30			09	25	19	20	22	17	22		
10	9,5	24	18	23		25	800		10	28	33	14	18		32	2800	
11	10	18,5	20	22	8	40			11	3,3	20	15	28	13	25		
12	11	15	13	18		20	1200		12	3,9	32	20	35		20	220	
13	12	22	7,5	9	6	18			13	4,7	30	18	22	15	15		
14	13	27	7	10		22	2500		14	5,6	24	35	40		30	240	
15	15	27	12	18	10	32			15	6,8	15	30	34	20	35		
16	18	29	8	9		40	3000		16	9,0	20	15	20		10	900	
17	20	24	17	19	13	28			17	7,0	10	20	30	15	20		
18	8,5	24,5	25	27		20	527		18	7,5	28	15	18		15	750	
19	9,5	17	27	30	20	15			19	8,2	22	13	16	13	30		
20	10,5	26	16	20		27	660		20	9,5	24	18	23		25	800	
21	11,5	15	24	28	16	18			21	31	18	23	27	15	40		
22	13,5	22	20	22		30	680		22	6,0	26	20	30		30	350	
23	11	25	14	18	12	34			23	7,5	16	40	50	30	24		
24	13	17	20	25		38	660		24	8,8	26	30	37		28	500	
25	16	35	15	24	13	28			25	11	15	44	50	34	20		
26	19	29	30	36		18	840		26	13	20	32	40		18	660	
27	21	26	28	30	22	25			27	15,5	28	23	33	20	27		
28	23	17,5	23	28		10	1400		28	19	35	30	38		34	800	
29	25	19	20	22	17	22			29	25	34	40	50	28	25		
30	28	33	14	18		32	2800		30	28	25	48	60		20	2330	
31	31	18	23	27	15	40			31	10	18,5	20	22	8	40		
32	6,0	26	20	30		30	350		32	11	15	13	18		20	1200	
33	7,5	16	40	50	30	24			33	12	22	7,5	9	6	18		
34	8,8	26	30	37		28	500		34	13	27	7	10		22	2500	
35	11	15	44	50	34	20			35	15	27	12	18	10	32		
36	13	20	32	40		18	660		36	18	29	8	9		40	3000	
37	15,5	28	23	33	20	27			37	20	24	17	19	13	28		
38	19	35	30	38		34	800		38	8,5	24,5	25	27		20	527	
39	25	34	40	50	28	25			39	9,5	17	27	30	20	15		
40	28	25	48	60		20	2330		40	10,5	26	16	20		27	660	

Знак*означает: в цепь последовательно стабилитрону включить 1 или 2 диода (см. Прил. №1)

ТЕМА 2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ (5с)

2.1. Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной и индуктивной реакцией

В выпрямительных схемах на VD применяют Γ , Π и T -образные сглаживающие фильтры, которые строят на емкостных (C) и /или индуктивных (L) элементах.

Например, если параллельно резистору R_H включена емкость C_Φ , то такой режим работы схемы называют работа на нагрузку с емкостной реакцией, а если совместно с R_H последовательно включена индуктивность L_Φ , то такой режим называют работой на нагрузку с индуктивной реакцией (работа на большую мощность, когда $U > 50B$; $I_L > 1A$) [1].

Снижение помех (сглаживание пульсаций) в шине питания происходит за счет периодического накопления (потенциальной $W_{ЗАР.C}$ в C_Φ) и (кинетической $W_{ЗАР.L}$ в L_Φ) энергии до максимума, с последующей частичной или полной отдачей $W_{ЗАР}$ в нагрузку R_H .

Например, энергия $W_{ЗАР.C}$, затрачиваемая на заряд элемента C_Φ , составляет:

$$W_{ЗАР.C} = (1/2) * (C * U_{C.m}^2) = C * U_C^2; \quad W_{ЗАР.L} = (1/2) * (L * U_{L.m}^2) = (L * U_L^2); \quad [Дж/м^3]$$

Для 1-о-тактной схемы выпр. (n=1): $C_\Phi = I_{ВЫПР} * K_{СГЛ} / (1 * \omega * U_{ВЫП})$; $L_\Phi = U_B * K_{СГЛ} / (1 * I_H * \omega)$.

Для 2-х-тактной схемы выпр. (n=2): $C_\Phi = I_{ВЫПР} * K_{СГЛ} / (2 * \omega * U_{ВЫП})$; $L_\Phi = U_B * K_{СГЛ} / (2 * I_H * \omega)$.

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

При оптимальном значениях C_Φ или L_Φ в 1-о-тактной схеме выполняется условие:

в случае применения C_Φ : $dU_H = U_{ПОМ} = (0,1 \div 0,05) U_H$ и $K_{СГЛ.C} = U_{ВЫПР} / U_{ПОМ} = 10 \dots 15$;

в случае применения L_Φ : $dU_H = U_{ПОМ} = (0,5 \div 0,2) U_H$ и $K_{СГЛ.L} = U_{ВЫПР} / U_{ПОМ} = 2 \dots 4$.

Примечание: в электронике применяют дроссели L_Φ индуктивностью не более **0,8 Гн!**

Классич. запись коэф. сглаж. $K_{СГЛ} = (K_{ПУЛ.ВХ} / K_{ПУЛ.ВЫХ}) = (dU_{ВХ} / U_{ВХ}) / (dU_{ВЫХ} / U_{ВЫХ})$.

Избыточное значение емкости C_Φ ведет к росту тока $I_{ЗАР.C}$ заряда конденсатора.

$$I_{ЗАР.C} = C(U_{ПОМ} / t_H) \leq I_H; \quad t_H = t_{ЗАР.MAX} = (1/4)T = 0,005c; \quad T_{1.ПП} = 0,02c; \quad T_{2.ПП} = 0,01c.$$

Пример 1. Определим значение параметров $U_{ВЫПР}$ и $U_{ОБР}$ в 1-о-тактной схеме

выпрямителя, при: $U_{m.2} = 15,5B$; $U_{ВЫПР.MAX} = 14,1B$; $U_{ПОМ} = 2,42B$; $R_H = 100$; $f = 50Гц$.

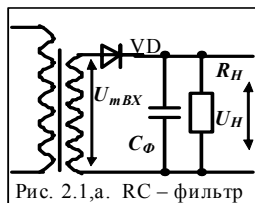
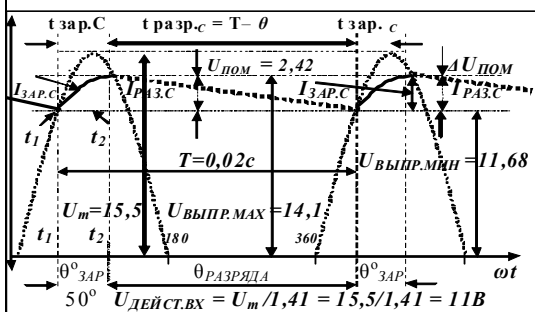


Рис. 2.1.а. RC – фильтр

$$I_H = U_{ВЫХ} / R_H = 14,1 / 100 = 0,141A.$$

Вычислим: $C_\Phi = I_{ВЫПР} * K_{СГЛ} / (U_B * n * \omega)$.

где $K_{СГЛ} = U_{ВЫПР} / U_{ПОМ} = 14,1 / 2,42 = 5,82$; $U_{ПОМ}$ – величина помехи после выпрямления.

$$C_\Phi = I_B * K_{СГЛ} / (U_{ВЫПР} * n * \omega) = 0,141 * 5,82 / (14,1 * 314 * 1) = 0,000185(Ф) = 185мкФ. [с/Ом] \quad (1)$$

Полагаем, что конд. C заряжается в интервале времени = интервалу проводимости диода [$\theta^\circ_{ЗАР} = 90 \dots 10^\circ$] и разряжается в оставшуюся часть периода ($\theta^\circ_{РАЗР} = 360 - \theta^\circ_{ЗАР}$).

Условие сохранения энергии: энергия заряда = энергии разряда: $Q_{ЗАР} = Q_{РАЗР}$.

$$Q_{РАЗР} = I_H * (2\pi^\circ - \theta^\circ_{ЗАР}) / \omega = 0,141 * (360^\circ - 50^\circ) / (360^\circ * 50) = 0,002428 (Кл). \quad (2)$$

где $\theta_{3AP}^{\circ} = \pi^{\circ} - 2 \cdot \arcsin \cdot (U_{ВЫПР} / U_{м.ВХ}) = 180^{\circ} - 2 \cdot \arcsin \cdot (14,1 / 15,5) = 50^{\circ}$. (3)

проверка (1): $\bar{U}_{ВЫПР} = U_m \cdot \sin(\pi - \theta_{3AP}) / 2 = 15,5 \cdot \sin(180^{\circ} - 50^{\circ}) / 2 = 14,1 В$. (4)

проверка (2): $\theta_{3AP}^{\circ} = 2\pi^{\circ} - [Q_{3AP} / I_H] \cdot (2\pi^{\circ} / T) = 360^{\circ} - [0,002428 / 0,141] \cdot (360^{\circ} / 0,02) = 50^{\circ}$.

По уравнению $Q_{3AP} = C_{\Phi, MAX} \cdot \bar{U}_{ПОМ}$ определим величину $C_{\Phi, MAX}$:

$C_{\Phi, MAX} = Q_{3AP} / \bar{U}_{ПОМ} = 0,002428 / 2,42 = 0,001 (Ф)$; $[Ф = с / Ом]$ (1')

где $\bar{U}_{ПОМ} = d\bar{U}_{ВЫПР}$ – приращение напряжения на C_{Φ} за время его заряда и разряда.

Из условия равенства получаемых и отдаваемых зарядов вычислим $\bar{U}_{ПОМ}$.

$Q_{3AP} = Q_{РАЗР}$ т.е. $C_{\Phi} \cdot \bar{U}_{ПОМ} = (\bar{U}_{ВЫПР} / R_H) \cdot (2\pi - \theta^{\circ}) / \omega$ и $[\tau_{\Phi} = \tau_{РАЗР} = C_{\Phi} \cdot R_H]$.

Откуда: $\bar{U}_{ПОМ} = [\bar{U}_{ВЫПР} / (R_H \cdot C_{\Phi})] \cdot [(2\pi - \theta^{\circ}) / \omega] = [\bar{U}_B / (\tau_{РАЗР})] \cdot [(\theta^{\circ}_{РАЗР} / (2\pi^{\circ} / T))]$, (5)

$\bar{U}_{ПОМ} = [14,1 / (100 \cdot 0,001)] \cdot [(360^{\circ} - 50^{\circ}) / (2\pi^{\circ} / T)] = (14,1 / 0,1) \cdot [(310^{\circ} / (360^{\circ} / 0,02))] = 2,42 В$

Отметим способ записи угла (тэта θ°) в радианах и в градусах: $[t_{3AP} = T \cdot \theta^{\circ} / 2\pi]$,

$[Справ.: 1 рад = 57,296^{\circ}; 1^{\circ} = 1745 \cdot 10^{-3} рад]$; $\theta = \omega \cdot t = 2\pi f \cdot t_{3AP} = 314 \cdot t = 0,87 рад$.
 $\theta = (\theta^{\circ} / 180^{\circ}) \cdot \pi = (50^{\circ} / 180^{\circ}) \cdot \pi = 0,277 \cdot 3,14 = 0,87 рад$; $\theta^{\circ}_{3AP} = \theta \cdot 1 рад = 0,87 \cdot 57,296^{\circ} = 50^{\circ}$. (6)

При условии: $2\pi = 360^{\circ} = T = 0,02 с$ и $t_{3AP} \sim 50^{\circ}$; $t_{3AP} = 0,02 с \cdot 50^{\circ} / 360^{\circ} = 0,00277 с = (1/7) T$;

При $n = 1$ разряд C_{Φ} происходит в интервале $(2\pi^{\circ} - \theta^{\circ}_{3AP}) = (360^{\circ} - 50^{\circ})$; $\theta^{\circ}_{РАЗР} = 310^{\circ}$.

Энергия $Q_{РАЗР}$ разряда C проходит в интервале времени $t_{РАЗР} = T - t_{3AP} = 0,0172 с$.

При $n = 1$ обычно: $t_{3AP} < (1/4) T <= 0,005 с$; $t_{РАЗР} = T - t_{3AP} = (3/4) T = 0,018...0,015 с$. (7)

Из теории: τ_{RC} выбирают в интервале $(4...5) T$: $\tau_{\Phi} = \tau_{RC} = 100(Ом) \cdot 0,001 Ф = 0,1 с = 5 T$. (8)

Теоретически (грубо): $\bar{U}_{ПУЛ} = [\bar{U}_B \cdot \pi / \tau_{\Phi} \cdot \omega] = 14,1 \cdot 3,14 / (0,1 \cdot 314) = 1,41 В$; а более точно

$\bar{U}_{ПУЛ} = (1/2) \cdot [\bar{U}_B / \tau_{\Phi}] \cdot [(2\pi^{\circ} - \theta^{\circ}_{3AP}) / (2\pi^{\circ} / T)] = (1/2) \cdot [14,1 / 0,1 с] \cdot [(360^{\circ} - 50^{\circ}) / (360^{\circ} / 0,02)] = 1,214$. (9)

$\bar{U}_{ПУЛ} = (1/2) \cdot \bar{U}_{ПОМ} = 1,214 В$. В режиме ХХ $u_C = U_{MAX} = U_{ОБР} = 2 \cdot U_{\underline{м}} = 2 \cdot 15,5 = 31 В$ (10)

$\bar{U}_{ПУЛ}$ – величина пульсации напряжения после выпрямления и фильтрации.

2.2. Методика расчета сглаживающих фильтров для схем выпрямителей

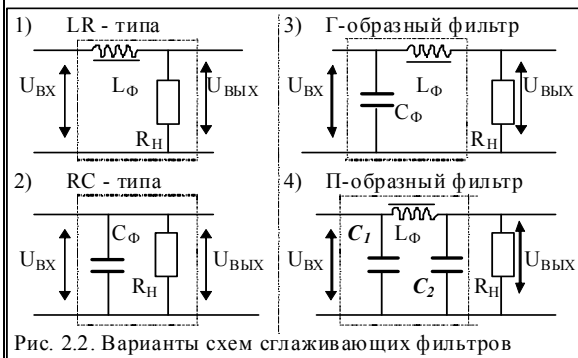


Рис. 2.2. схемы сглаживающих фильтров приведены по мере поглощения ими помех, т.е. снижения величины помех на выходе:

2.2.1: индуктивный (RL-типа);

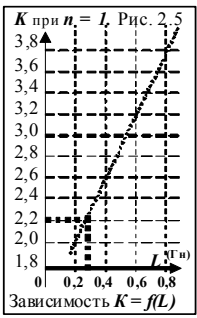
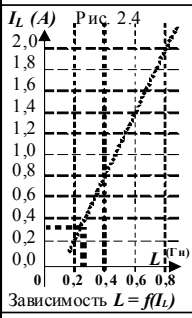
2.2.2: емкостный (RC-типа);

2.2.3: индуктивно-емкостный LC - или «Г-образный»;

2.2.4: комбинированный CLC типа - «П-образный».

Для схемы задано: $\bar{U}_{ВЫП} = 12 В$; $\bar{U}_{ПОМ} = 0,72 В$; $\bar{I}_B = 0,3 А$; $R_H = 40 Ом$; $Z_L \geq 2...5 R_H$.

1) **Схема RL фильтра** (рис. 2.2,1). Определим величину индуктивности дросселя L_Φ .



Коэф. сглаживания помех RL-фильтра в схемах выпрямителей составляет $K_{СГЛЛ} = 2 - 4$. Величину $K_{СГЛЛ}$ маломощн. фильтра не превышает 5, иначе это возможно только в силовых цепях. На рис. 2.4 - 2.5 приведены зависимости $L = f(I_L)$ и $K_{СГЛ} = f(L)$. В цепях выпрямл. L дроссель рационален при: $n = 1$; $I_L = 0,2 \div 2A$; $L = 0,2 \div 0,8 Гн$; $X_L \gg 3R_H$; $R_L \ll (0,1)R_H$. Коэф. сглаживания дросселя составит: $K_{СГЛЛ} = 2-4$. При $n=2$ (частота пульс.=100Гц) L_Φ снизить в 2 раза. На сопротивлении R_L дросселя допустимо падение напряжения: $\bar{U}_{ЛАКТ} \ll (\bar{I}/I_0)U_H$. На сопротивлении

X_L дросселя создается падение переменной составляющей $\bar{U}_{ЛРЕАК}$ поглощаемой катушкой.
 $L_\Phi = (Z_L \cdot K_{СГЛЛ} / n \cdot \omega)$. Полное сопротивление: $Z_L = (X_L + R_L) \gg R_H$. $Z_L \gg (2...5)R_H$. (2)
 (При $n = 1$. $L_\Phi = (U_{ВЫП} \cdot K_{СГЛЛ} / I_{ВЫП} \cdot n \cdot \omega) = 12 \cdot 2,2 / 0,3 \cdot 314 = 0,28 (Гн)$; (3)

2) **Схема RC фильтра** (рис. 2.2,2). Определим величину емкости фильтра C .

При $\bar{U}_{ПОМ} = 0,72В$; коэф. сглаживания помехи: $K_{СГЛ} = \bar{U}_{ВХ} / \bar{U}_{ПОМ} = 12 / 0,72 = 16,6$. (4)
 Для 1-о-тактной схемы: $K_{СГЛ(1)} = 10...20$ и для 2-х тактной схемы: $K_{СГЛ(2)} = 15...40$. (5)
 $C_\Phi = \bar{I}_{ВЫП} \cdot K_{СГЛ} / (n \cdot \omega \cdot \bar{U}_{ВЫП}) = K_{СГЛ} / (R_H \cdot n \cdot \omega)$; $[\Phi = c / Ом]$; n - кол. полупериодов. (6)
 при $K_{СГЛ} = 16,6$, получим: $C_{\Phi,2ПП} = 0,3 \cdot 16,6 / (12 \cdot 314 \cdot 2) = 0,000660 [\Phi = c / Ом]$. (7)
 $C_\Phi = 200...3000 мкФ$ зависит от $I_H = 0,2...2A$ в нагрузке и величины помехи $\bar{U}_{ПОМ}$.

3) **Схема Г-образного LC фильтра** (рис.2.2,3). Дано: $\bar{U}_{ПОМ} = 0,316$; $\bar{U}_{ЛАКТ} = 2v$.

Коэффициент сглаживания помехи: $K_{СГЛП} = \bar{U}_{ВЫП} / \bar{U}_{ПОМ} = 12 / 0,316 = 38$. (8)
 $L_\Phi \cdot C_\Phi = (K_{СГЛ} + 1) / (n^2 \cdot \omega^2)$, например, $L_\Phi \cdot C_\Phi = 39 / (4 \cdot 314^2) = 0,000099 [Гн \cdot \Phi] = [c^2]$. (9)
 При $K_{СГЛЛ} = 2,2$ и $n = 2$: $L_\Phi = \bar{U}_{ВЫП} \cdot K_{СГЛЛ} / (n \cdot I_B \cdot \omega) = 12 \cdot 2,2 / [2 \cdot 0,3 \cdot 314] = 0,14 [Гн = c \cdot Ом]$. (10)
 Тогда: $C_\Phi = (L_\Phi \cdot C_\Phi) / L_\Phi = 0,000099 / 0,14 = 0,000707 (\Phi)$ или $C_\Phi = 707 мкФ$; (11)
 При $K_{СГЛЛ} = 2,2$ и $n = 1$: $L_\Phi = \bar{U}_B \cdot K_{СГЛЛ} / (n \cdot I_B \cdot \omega) = 12 \cdot 2,2 / [1 \cdot 0,3 \cdot 314] = 0,28 Гн$. (12)
 Тогда: $C_\Phi = (L_\Phi \cdot C_\Phi) / L_\Phi = 0,000099 / 0,28 = 0,000353 (\Phi)$ или $C_\Phi = 353 мкФ$;

Можно наоборот, задаться значением C ; и далее определить величину L_Φ .
 Пример. Пусть $K_{СГЛП} = 38$. По вар. 1: $C_{L1} = 1400 мкФ$, $n = 1$; по вар 2: $C_{L2} = 350 мкФ$, $n = 2$.
 По вар.1: $L_{1,2} = (K_{СГЛ} + 1) / (n^2 \cdot \omega^2) \cdot C_{L1} = [(38 + 1) / (2 \cdot 314^2)] \cdot 0,0012 = 0,282 [Гн] (L_\Phi \text{ в норме})$.
 По вар.2: $L_{1,1} = (K_{3В} + 1) / (n^2 \cdot \omega^2) \cdot C_{L2} = [(38 + 1) / (2^2 \cdot 314^2)] \cdot 0,00035 = 0,282 [Гн] (L_\Phi \text{ в норме})$.

4) **Схема П-образного фильтра** (рис. 2.2,4): Дано: $\bar{U}_{ВХ} = 12$; $\bar{U}_{ВЫХ} = 10$; $I = 0,3A$; (13)

$\bar{U}_{ПОМ,С1} = 0,72В$; $\bar{U}_{ПОМ,СХЕМЫ} = 0,01 В$. $K_{СГЛ,С1} = \bar{U}_{ВЫП} / \bar{U}_{ПОМ,С1} = 12 / 0,72 = 16,6$. (14)
 $C_{\Phi,1} = \bar{I} \cdot K_{СГЛ,С1} / (n \cdot \omega \cdot \bar{U}_{ВЫП})$, $C_{\Phi,1} = 0,3 \cdot 16,6 / (2 \cdot 314 \cdot 12) = 0,000660 = 660 мкФ$. (15)

Коэф. сглажив. схемы: $K_{СГЛ,СХ} = K_{СГЛ,С1} \cdot K_{СГЛ,С2} = \bar{U}_{ВХ} / \bar{U}_{ПОМ,СХ} = 12 / 0,01 = 1200$. (16)

где $K_{СГЛ,С2} = K_{СГЛ,СХ} / K_{СГЛ,С1} = 1200 / 16,6 = 72$; $K_{СГЛЛ}$ - примем $= 2,2$ (см. рис. 2.4.)
 Например: $K_{СГЛ,С2} / K_{СГЛЛ} = K_{СГЛ,С2} = 72 / 2,2 = 32,7$; (18)
 При $n = 2$: $L_\Phi \cdot C_{\Phi,2} = (K_{СГЛ,С2} + 1) / (n^2 \cdot \omega^2) = 73 / (4 \cdot 314^2) = 0,000185 (Гн \cdot \Phi)$. ($L = 0,14$).
 $C_{\Phi,2ПП} = \bar{I}_{ВЫП} \cdot K_{СГЛ,С2} / (\bar{U}_{ВЫП} \cdot \omega \cdot n) = 0,3 \cdot 32,7 / (12 \cdot 314 \cdot 2) = 0,00130 \Phi = 1300 мкФ$. (19)

Получим $C_{\Phi 2} = (L_{\Phi} \cdot C_{\Phi}) / L_{\Phi} = 0,000185 / 0,14 = 0,0013$ (Ф) или $C_{\Phi 2} = 1300 \text{ мкФ}$. (20)

При $C_{\Phi 2} = \bar{I}_B \cdot K_{СГЛС2} / (\bar{U}_{ВЫП} \cdot n \cdot \omega)$; $K_{СГЛС2} = C_{\Phi 2} (\bar{U}_{ВЫП} \cdot n \cdot \omega) / \bar{I}_B = 0,0013 [12 \cdot 314 \cdot 2] / 0,3 = 32,6$. (21)

Пример моделирования параметров схемы выпрямителя в среде «Fastmean»

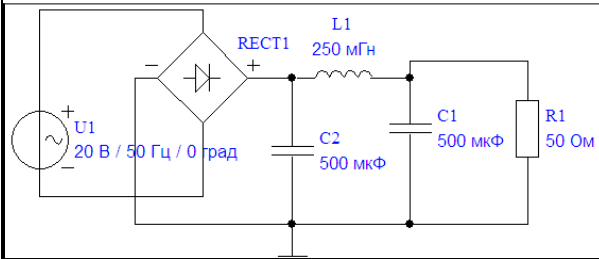
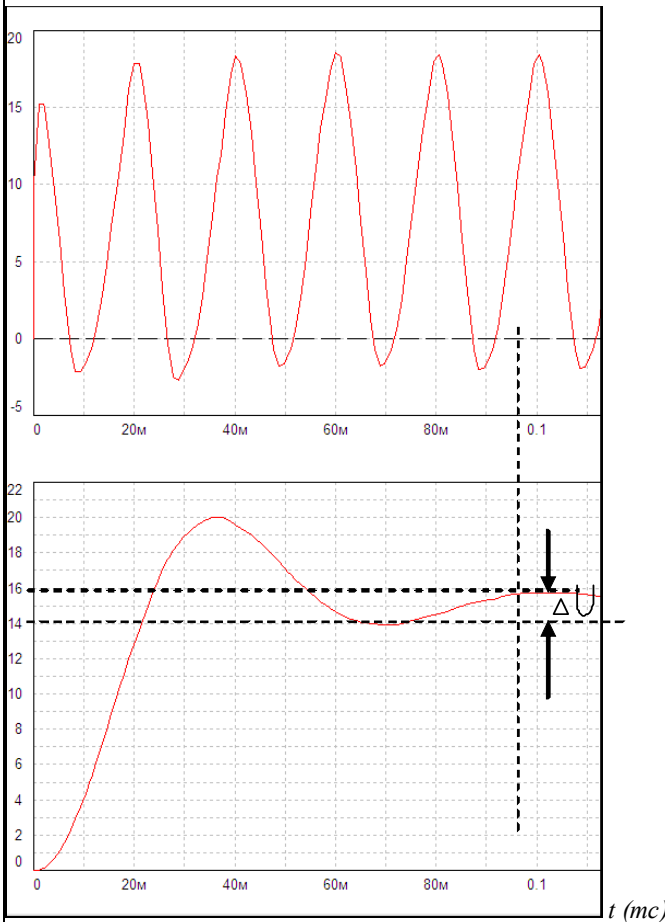


Рис. 2.3. Исследуемая схема выпрямителя с П-образным фильтром



Амплитудная характеристика. Зависимость величины помехи от параметров LC

РГР № 2. Задание для самостоятельного решения

Таблица №3. Выполнить расчет согласно № вар. и рисунок - 2.3.

Для 2-х групп		Задание для первой группы							Задание для второй группы							
№	ω рад/с	m = n	$\bar{U}_{\text{вып}}$ (В)	$d\bar{U}_{\text{вып}}$ (В)	\bar{I}_H (А)	$\bar{U}_{\text{пом}}$ ВЫХ	R_H (Ом)	k СГЛ.1	k СГЛ.2	$\bar{U}_{\text{вып}}$ (В)	$d\bar{U}_{\text{вып}}$ (В)	\bar{I}_H (А)	$\bar{U}_{\text{пом}}$ ВЫХ	R_H (Ом)	k СГЛ.1	k СГЛ.2
01	400	2	25	2,0	0,50			12	22	15	1,8	0,65			9	32
02	300	1	18	2,2	0,40	0,020			20	17	1,4	0,40	0,100		12	
03	320	2	20	1,5	0,45			12	32	20	2,2	0,35			10	10
04	280	1	22	2,3	0,60	0,07		14		23	1,8	0,50	0,027			14
05	260	2	24	2,8	0,40			14	12	25	2,5	0,45			14	18
06	314	2	26	2,2	0,50	0,015			18	30	2,2	0,40	0,022		7	
07	320	1	28	3,1	0,33			11	15	28	1,4	0,55			11	33
08	400	1	30	3,5	0,40	0,025		10		23	2,3	0,50	0,018			18
09	280	2	32	3,3	0,35			13	22	32	1,5	0,45			15	24
10	260	1	35	3,1	0,3	0,032			16	35	3,0	0,40	0,024		9	
11	376	2	15	1,8	0,65			9	32	28	2,4	0,32			12	15
12	300	1	17	1,4	0,40	0,100		12		17	2,0	0,40	0,015		9	
13	320	1	20	2,2	0,35			10	10	15	1,6	0,30			10	18
14	440	2	23	1,8	0,50	0,027			14	13	1,3	0,50	0,010			15
15	314	2	25	2,5	0,45			14	18	20	2,3	0,55			15	20
16	300	2	30	2,2	0,40	0,022		7		14	2,0	0,45	0,018		8	
17	400	1	28	1,4	0,55			11	33	18	2,6	0,35			13	16
18	280	1	23	2,3	0,50	0,018			18	33	3,3	0,50	0,024		10	
19	300	2	32	1,5	0,45			15	24	25	2,3	0,40			12	21
20	314	1	35	3,0	0,40	0,024		9		15	1,3	0,30	0,034		15	
21	330	2	30	1,2	0,45			15	15	25	2,0	0,50			12	22
22	376	1	28	1,8	0,35	0,037			14	18	2,2	0,40	0,020			20
23	350	2	12	1,5	0,50			14	20	20	1,5	0,45			12	32
24	400	2	15	2,2	0,40	0,025		10		22	2,3	0,60	0,07		14	
25	314	1	20	1,7	0,30			12	32	24	2,8	0,40			14	12
26	440	1	28	2,0	0,35	0,015			15	26	2,2	0,50	0,015			18
27	400	1	18	1,5	0,40			10	18	28	3,1	0,33			11	15
28	376	2	22	2,4	0,44	0,020		8		30	3,5	0,40	0,025		10	
29	320	1	25	3,5	0,34			16	22	32	3,3	0,35			13	22
30	400	2	20	1,7	0,55	0,018			13	35	3,1	0,3	0,032			16
31	314	2	28	2,4	0,32			12	15	30	1,2	0,45			15	15
32	350	1	17	2,0	0,40	0,015		9		28	1,8	0,35	0,037			14
33	380	1	15	1,6	0,30			10	18	12	1,5	0,50			14	20
34	400	2	13	1,3	0,50	0,010			15	15	2,2	0,40	0,025		10	
35	314	2	20	2,3	0,55			15	20	20	1,7	0,30			12	32
36	340	1	14	2,0	0,45	0,018		8		28	2,0	0,35	0,015			15
37	376	1	18	2,6	0,35			13	16	18	1,5	0,40			10	18
38	314	2	33	3,3	0,50	0,024		10		22	2,4	0,44	0,020		8	
39	300	2	25	2,3	0,40			12	21	25	3,5	0,34			16	22
40	400	2	15	1,3	0,30	0,034		15		20	1,7	0,55	0,018			13

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. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.
3. Кононенко В.В. Электротехника и электроника. – Ростов -Д: Феникс, 2004. -740с.

ТЕМА 3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА (4с)

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). Схемы ключей строят на VT n-p-n-типа, но при этом, все рассуждения и расчеты справедливы для ключей на VT p-n-p-типа; необходимо только учитывать изменение полярности включения ЭДС и направление токов в схеме.

Схема ключа представляет собой усилительный каскад на одном VT (рис. 3.1).

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

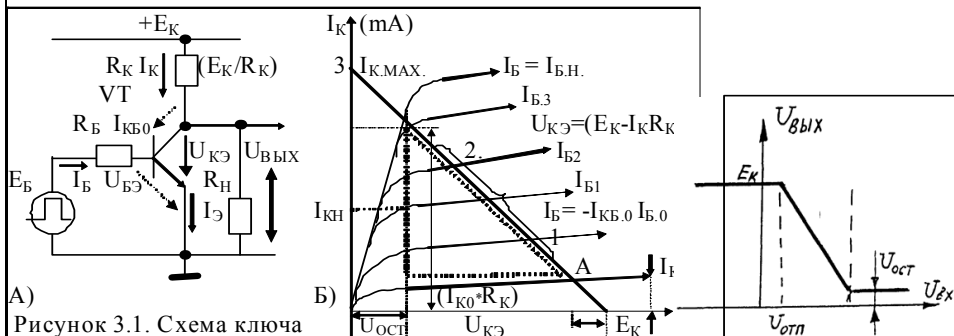


Рисунок 3.1. а) Схема ключа

Рис. 3.1. б) ВАХ работы транзистора.

Рис. 3.2

На базу VT и резистор R_B подключают источник управляющего напряжения $U_{ВХ}$, а в коллекторной цепи с резистором R_K - источник питания E_H . Изменяя напряжение $U_{ВХ}$, можно управлять током базы I_B и коллектора I_K и, следовательно, напряжением $U_{ВЫХ}$ на выходе ключа. Схема ключа в статическом режиме описывается статической передаточной статической ВАХ $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$, которая представлена на рис. 3.2.

Пример расчета параметров ключа на транзисторе КТ350.

ТИП	$h_{21Э}$	$U_{КЭ}$	$I_{К,МАХ}$	$I_{КОБР}$	$P_{МАХ}$	$f_{ГРАН}$	$C_{к,СЭ}$	$U_{КЭ}$	$U_{БЭ}$	E_H	I_H	$R_H = U_{ВХ}$	S	$f_{РАБ}$
n-p-n	(β)	(В)	(А)	мА	(Вт)	МГц	Пф	нас	нас	В	мА	Ом*	нас	МГц
КТ350	30-50	15	0,050	10	0,30	100	25	1,0	0,6	5	-	400	4	1,3

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 составит $I_{К,НАС} = (1/5...2/3)I_{К,МАХ}(СПРАВ)$.

Нагрузочную прямую А-Б по пост. току строят при известных E и $I_{К,РАБ,МАХ} = I_{К,НАС}$.

Она описывается уравнением: $U_{КЭ,НАС} = E_H - (I_{К,НАС} * R_K) = 5 - (0,01 * 400) = 1В$. (3.1)

и строится (рис. 3.1б) аналогично ВАХ VD. $U_{КЭ,НАС,СИ}(СПРАВ) = U_{КЭ,ОСТАТ.} = (0,2 \div 1,0) В$.

Точки пересечения нагрузочной прямой с ВАХ транзистора определяют напряжение 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

$$U_{ВХ} = U^0 = U_{БЭ} \leq 0,4 В \quad (\text{для VT из Si}). \quad \text{Здесь } U_{ВХ, ПОРОГ. СИ} = 0,6-0,8В.$$

При $U_{ВХ} = U^0 = 0,1...0,4 В$ переход «Э-К» закрыт (VT - в режиме отсечки);

$r_{ЭК} = \varphi / I_{КБ0} = 2600$ Ом; I_K минимален, тогда ($I_{КБ0} \leq 10 \mu А$), $U_{ВЫХ} = U_{КЭ,ЗАКР} = E_H$.

При $E_H \geq 5В$ $U_{ВЫХ} = U^1 = (1/2...1)E$; $U_{ВЫХ} = E_H - I_{КБ0} * R_K = 5 - 0,000010 * 400 = 5В$. (3.2)

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

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

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

Условие запираения транзистора ($U_{ВХ.ЗАП.ИР}$) можно записать в виде:

$$U_{ВХ.ЗАП.(NPN)SI} < [I_{КБ.о} * R_B + (U_{БЭ.ЗАП.ИР} = 0,1)] = 0,00001 * 7900 + 0,1 = 0,179 \quad (3.3)$$

$$U_{ВХ.ЗАП.(PNP)Ge} >= [I_{КБ.о} * R_B + (U_{БЭ.ЗАП.ИР} = +0,5)] = 0,00001 * 7900 + 0,5 = 0,579$$

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

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.

Ток базы насыщения для открывания транзистора (VT) составит:

$$I_{Б.НАС} = I_{КН} / \beta_{МИН} = 0,01 / 30 = 330 мкА. \quad (3.4)$$

(Как видно $I_{Б.НАС} < I_{Б.ОТП.ИР}$), поэтому для обеспечения явного переключения VT из области «отсечки» в область «насыщения», необходимо увеличить $I_{Б.НАС}$ на коэф. насыщения ($S = I_{Б.ОТП.ИР} / I_{Б.НАС}$).

$$\text{Токи базы } I_{Б.1} = I_{Б.ГРАН} = S * I_{Б.НАС} = 1,3 * 0,000330 = 430 мкА; \quad (3.5)$$

$$\text{Значение } R_B \text{ составит: } R_B = (U_{ВХ}^1 - U_{БЭ.НАС}) / I_{Б.1} = (4 - 0,6) / (0,00043) = 7,9 кОм \quad (3.6)$$

Падение напряжения на открытом VT составляет: ($U_{БЭ.ОТП.ИР} = U_{БЭ.ОТКР}$)

$$U_{БЭ.ОТП.ИР} >= [R_B * I_{ВХ} / (R_B * \beta_{МАХ})] = 7900 * 5 / (400 * 50) = 1,97 В. \quad (3.7)$$

$$I_{Б.ОТП.ИР} >= U_{ВХ}^1 - U_{БЭ.ОТ.ИР} / R_B = (5 - 1,97) / (7900) = 380 мкА. \quad (3.8)$$

3.2. Динамический (переходный) режим работы ключа

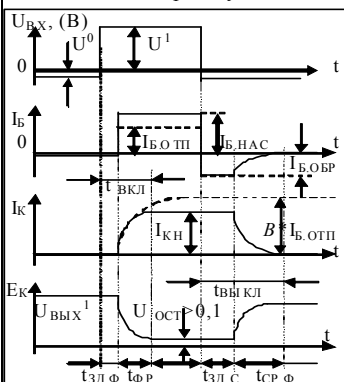
При ступенчатом изменении $U_{ВХ}$ в схеме ключа происходят переходные процессы, которые характеризуются следующими временными интервалами:

$t_{ЗД.Ф.Р}$ - 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 быстродействие ключа. Временные диаграммы J и U в ключе при ступенчатом изменении $U_{ВХ}$ показаны на рис. 3.3.



Для перехода VT из закрытого в состояние насыщения требуется время $t_{ВКЛ}$ включения VT, в которое входит время задержки фронта $t_{ЗД.Ф.Р}$ и длительность переднего фронта $t_{ФР}$:

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

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.

Время задержки фронта обусловлено зарядом базовой емкости C_B закрытого VT до напряжения отпирания $U_{БЭ.ОТП.ИР} = U_{БЭ.ОТКР}$ (см. 3.5).

отпирания $U_{БЭ.ОТП.ИР} = U_{БЭ.ОТКР}$ (см. 3.7).

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

$$t_{ВКЛ} = t_{ЗД.Ф.Р} + t_{ФР} = \tau_p * \ln^* [I_{Б.1} / (I_{Б.1} - I_{Б.НАС})]; \quad (3.11)$$

τ_p - время жизни неосновных носителей [нс]; для $ВЧ_{Т}$ $\tau_p = 2 \div 10$ [нс] [1].

$$\tau_{\beta} = \tau_{\alpha}/\alpha = (2/0.96 = 2,08 \text{ нс}) \text{ пост. времени VT в схеме с ОЭ [нс];} \quad (3.12)$$

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

$$\tau_{\alpha} = 1,2/(2\pi * f_{\text{ГРАН.VT}}) = 1,2/(2 * 3,14 * 100\,000\,000) = 0,000\,000\,002 \text{ с} = 2 \text{ нс}. \quad (3.13)$$

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

где $t_{\text{ЗД.ФР}} = C_{\text{Б}} * R_{\text{Б}} * \ln * [(U^0 + U^1) / (U^1 - U_{\text{БЭ.ОТП}})]$, (нс); (где $U^1 = U_{\text{ВХ}}$) (3.14)

$$t_{\text{ЗД.ФР}} = 0,000\,000\,000\,005 * 7900 * \ln[(0,1 + 4) / (4 - 1,79)] = 25 \text{ [нс]}.$$

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

Время формирования фронта ($t_{\text{ФР}}$) - есть стадия отпираания транзистора.

На этом этапе VT работает в активном режиме.

В базовой цепи течет отпирающий ток $I_{\text{Б.ОТП}}$, а ток коллектора нарастает:

$$I_{\text{К}}(t) = \beta * I_{\text{Б.ОТП}} * [1 - \exp(-t/\tau_{\beta})] = 30 * 0,00038 * [1 - \exp(-0,16/0,002)] = 0,0114 \text{ (А)} \quad (3.15)$$

$$t_{\text{ФР}} = \tau_{\beta} * \ln [\beta_{\text{НОМ}} * I_{\text{Б.ОТП}} / (\beta_{\text{НОМ}} * I_{\text{Б.ОТП}} - I_{\text{К}}(t))], \text{ [нс]}. \quad (3.16)$$

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

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 отпираания $U_{\text{БЭ.ОТП}}$. (3.4)

Ток базы изменит направление и знак и принимает значение:

$$I_{\text{Б.ОБР}} = (-U^0 - U_{\text{БЭ.ОТП}}) / R_{\text{Б}} = (-0,1 - 1,97) / 7900 = -0,000262 \text{ А}. \quad (3.17)$$

Длительность стадии рассасывания заряда - есть время задержки среза:

$$t_{\text{ЗАДЕРЖ.СРЕЗА}} = t_{\text{РАСС.ЗАР}} = \tau_{\beta} * \ln[1 + (S * I_{\text{Б.НАС}} + I_{\text{Б.ОБР}}) / (I_{\text{Б.НАС}} + I_{\text{Б.ОБР}})], \text{ [нс]} \quad (3.18)$$

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

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

При малых запирающих токах длительность стадии среза находят по формуле:

$$t_{\text{СРЕЗА}} = \tau_{\beta} * \ln[(I_{\text{Б.НАС}} - I_{\text{Б.ОБР}}) / I_{\text{Б.ОБР}}] \quad (- - = +). \quad (3.19)$$

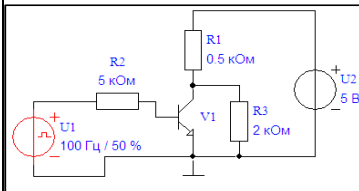
$$t_{\text{СРЕЗА}} = 2,08 \text{ нс} * \ln[1 + ((0,00033 + 0,000262) / 0,000262)] = 2,45 \text{ [нс]}.$$

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

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

$$\tau_{\text{ОТС}} = t_{\text{ПЕР}} + \tau_{\text{К}} = 1 \text{ нс} + (0,000\,000\,000\,025 * 400) = 11 \text{ [нс]}. \quad (3.20)$$

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



В этом случае время выключения составит:

$$t_{\text{ВЫКЛ}} = \tau_{\text{ОТС}} / 1,41 = 7,8 \text{ [нс]}. \quad (3.21)$$

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

Уменьшить время переходных процессов в 1,5 раза можно при введении во входную цепь форсирующего конденсатора $C_{\text{УСК}} = C_{\text{ФОРС}} = 50 = 100 \text{ пФ}$. (рис. 3.4).

Рис. 3.4. Пример моделирования схемы лог. ключа в среде «Fastmean-6»

Литература

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

РГР № 3. Задание для самостоятельного решения

Разработать схему бесконтактного включения нагрузки с помощью транзисторного ключа и реле или опто-тиристора – рис. 3.1. На вход ключа подается сигнал лог. упр. (0 и 1); где: $U_{BX}^0 = 0$ В и U_{BX}^1 – см.табл. № 3. Варианты задания смотри в таблице № 3.

*Справочные параметры транзисторов приведены в таблице №1 и 2 приложения П2.

Таблица 3. Параметры для расчета схемы логического ключа (рисунок 3.1)

Для первой группы								Для второй группы							
№ вар	VT - Si (n-p-n)	E _н (В)	R _н (Ом)	U _{BX} ¹ В	f _{ПЕР} кГц	S Коэф.	I _н (mA)	№ вар	VT - Si (p-n-p)	E _н (В)	R _н (Ом)	U _{BX} ¹ В	f _{ПЕР} кГц	S Коэф.	I _н (mA)
1	КТ201	8	250	4	200	1,6	25	1	КТ203	12	250	8	60	1,2	15
2	КТ302	9	300	6	220	1,5	20	2	КТ207	8	430	6	70	1,1	20
3	КТ503	7	350	5	160	1,4	25	3	КТ208	6	230	4	80	1,4	25
4	КТ601	5	300	3	150	1,3	20	4	КТ209	5	320	4	90	1,5	10
5	КТ605	6	450	4	120	1,2	25	5	КТ502	7	300	6	100	1,6	5
6	КТ602	8	400	5	100	1,1	20	6	КТ501	9	250	8	120	1,1	15
7	КТ301	10	300	5	80	1,4	25	7	КТ509	11	220	8	140	1,4	25
8	КТ312	12	550	6	60	1,3	20	8	КТ321	13	340	10	160	1,3	8
9	КТ358	11	500	7	40	1,2	25	9	КТ3157	12	230	8	180	1,2	18
10	КТ339	13	450	8	50	1,1	20	10	КТ361	10	300	8	200	1,1	24
11	КТ315	10	400	3	80	1,2	25	11	КТ343	8	250	6	220	1,2	12
12	КТ342	9	350	4	100	1,3	20	12	КТ6112	6	340	5	250	1,3	10
13	КТ373	7	300	6	120	1,4	25	13	КТ357	5	450	5	230	1,4	16
14	КТ3102	5	450	5	140	1,1	20	14	КТ668	12	350	8	120	1,5	20
15	КТ608	11	360	5	160	1,6	25	15	КТ313	11	400	6	210	1,6	15
16	КТ617	12	390	4	180	1,7	20	16	КТ632	10	500	7	200	1,1	12
17	КТ3117	10	420	3	200	1,5	25	17	КТ352	9	400	6	180	1,2	18
18	КТ603	8	450	6	220	1,4	20	18	КТ3107	8	300	5	160	1,3	8
19	КТ645	6	500	4	240	1,3	25	19	КТ3108	10	250	8	140	1,4	15
20	КТ638	5	470	4	250	1,2	20	20	КТ345	7	280	6	150	1,2	10
21	КТ306	9	330	5	280	1,3	25	21	КТ3126	8	250	6	130	1,3	22
22	КТ646	7	510	6	300	1,1	20	22	КТ337	6	300	4	120	1,1	18
23	КТ680	8	360	4	350	1,4	25	23	КТ326	5	330	4	110	1,4	15
24	КТ630	9	420	5	330	1,5	20	24	КТ351	8	380	5	100	1,5	14
25	КТ660	10	390	4	350	1,4	25	25	КТ626	10	330	4	110	1,4	16
26	КТ653	6	500	5	130	1,2	20	26	КТ350	6	280	5	80	1,2	10
27	КТ659	8	300	6	180	1,6	25	27	КТ644	12	350	7	60	1,6	15
28	КТ506	11	400	7	200	1,7	20	28	КТ685	9	300	4	40	1,5	20
29	КТ504	5	250	3	150	1,2	25	29	КТ639	5	250	3	50	1,3	13
30	КТ638	13	400	7	320	1,5	20	30	КТ662	10	430	6	70	1,1	11
31	КТ316	7	500	4	280	1,3	25	31	КТ681	8	320	5	100	1,2	16
32	КТ372	9	400	5	380	1,2	20	32	КТ505	10	470	6	200	1,3	18
33	КТ3142	5	250	3	150	1,2	25	33	КТ684	5	250	3	50	1,3	14
34	КТ325	10	300	5	250	1,7	20	34	КТ3127	10	350	6	50	1,3	10
35	КТ368	12	350	4	280	1,3	25	35	КТ3128	8	320	5	100	1,2	25
36	КТ335	5	500	5	380	1,2	20	36	КТ3165	10	510	6	200	1,3	20
37	КТ399	7	250	5	380	1,2	20	37	КТ3109	10	620	6	200	1,3	15
38	КТ382	8	400	7	320	1,5	20	38	КТ347	10	450	6	70	1,1	8
39	КТ3120	7	250	5	380	1,2	20	37	КТ349	10	620	6	200	1,3	15
40	КТ940	8	400	7	320	1,5	20	38	КТ363	10	450	6	70	1,1	8

Тема 4. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА «А» ПО СХЕМЕ С ОЭ (6с)

Пример 1. Расчет параметров усилителя класса «А»

Данные для расчета приведены в табл. 4.1

Таблица 4.1. Расчётные данные для схемы рис. 4.1

Ек,В	f_H	f_B	$I_{м.ВЫХ}$	M_H, db	M_B, db	$U_{м.ВХ}$	$R_H, Ом$
17	300Гц	20кГц	5,5mA	2.5	2.5	500mВ	1000

Используем маломощный тр-тор n-p-n МП35 (Ge):

$h_{21} = \beta_{CP}$	$U_{КЭ.МАХ}$	$I_{К.МАХ}$	$P_{VT.МАХ}$	$f_{VT.МАХ}$	$h_{22} = g_{ВЫХ}$
35	35 В	50mA	150mВт	0,2МГц	2.5мкСм

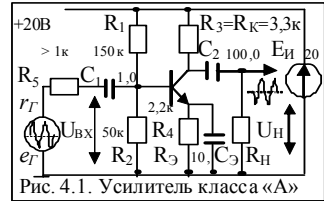


Рис. 4.1. Усилитель класса «А»

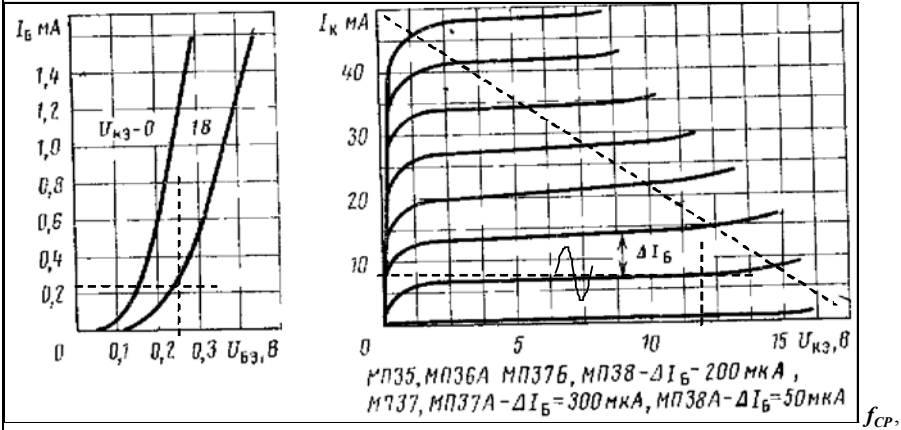


Рис. 4.2. Входная и выходная ВАХ транзистора МП35 (из справочника) [4].

Определим величину тока покоя $I_{К.П}$ в цепи коллектора данного каскада:

$$I_{К.П} = I_{м.ВЫХ} \cdot 1,41 = 1,41 \cdot 0,0055 = 0,0077(A); \quad (\text{диапазон } I_{К.П} = 3 \dots 20 \text{ mA}) \quad (4.1)$$

Ток базы в режиме покоя VT составит: $[I_{КЭ} = U_{КЭ.П} / I_{К.П} = 7 / 0,0077 = 909]$.

$$I_{Б.П} = I_{К.П} / h_{21Э} = 0,0077 / 35 = 0,00022(A); \quad (\text{диапазон } I_{Б.П} = 0,1 \dots 0,35 \text{ mA}) \quad (4.2)$$

Найдём сопротивление нагрузки R_K в цепи коллектора: (* 0,4 – коэф.)

$$R_K = R_3 = 0,4(E_K / I_{К.П}) = 0,4 \cdot 17 / 0,0077 = 883 = 900(Ом). \quad [R_K = R_H] \quad (4.3)$$

Определим величину R_4 в цепи термостабилизации, полагая, что $I_{Э.П} = I_{К.П}$.

$$R_4 = R_Э = 0,2(E_K / I_{Э.П}) = 0,2 \cdot 17 / 0,0077 = 440(Ом). \quad [R_H = 2R_Э]. \quad (4.4)$$

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

$$[X_{C_Э} = R_Э]. \quad C_Э = [10^6 / (2\pi \cdot f_H \cdot 0,1 \cdot R_Э)] = [10^6 / (2\pi \cdot 300 \cdot 0,1 \cdot 440)] = 12 \text{ мкФ}. \quad (4.5)$$

$$* C_Э = S / [2\pi f_H] = I_{К.П} / (2\pi f_H \varphi_T) = 0,000157(\Phi) = 157(\text{мкФ}). \quad [S = (I_{К.П} / \varphi_T)]. \quad (4.*)$$

Определим напряжение $U_{КЭ.П}$ в режиме покоя транзистора: $[V_K = (1/2)E_K]$

$$U_{КЭ.П} = E_K - I_{К.П} \cdot (R_K + R_Э) = 17 - 0,0077 \cdot (900 + 440) = 6,68 = 7 \text{ В}. \quad (4.6)$$

Определим падение напряжения U_{R3} и U_{R4} на резисторах R_3 и R_4 из уравнений:

$$U_{R3} = R_K \cdot I_{К.П} = 900 \cdot 0,0077 = 6,93В; \quad U_{R4} = R_4 \cdot I_{К.П} = 440 \cdot 0,0077 = 3,38В. \quad (4.7)$$

Проверка: $E = U_{KЭП} + U_{R3} + U_{R4} = 6,68 + 6,93 + 3,38 = 17 В.$ (*)

$U_{H.m} = |-E_H| \cdot (R_H / (R_H + R_Э)) = E_H \cdot R_H / (R_H + R_Э) = 17 \cdot 1к / (1к + 0,44к) = 11,8 В.$ (4.5')

Рассчитаем элементы делителя напряжения R_1 и R_2 , формирующих **«точку А»**.

$I_{ДЕЛ} = 3,5 \cdot I_{Б.П} = 3,5 \cdot 0,00022 = 0,00077 А = 0,77 мА.$ (4.9)

$R_1 = (E - U_{R4} - U_{БЭ.П}) / (I_{ДЕЛ} + I_{Б.П}) = (17 - 3,38 - 0,25) / (0,00022 + 0,00077) = 13,5 кОм$ (4.10)

$[U_{БЭ.П.ГЕ} = 0,2 \dots 0,3 В$ – см. вх. ВАХ_{VT}]; **$[U_{БЭ.П.СИ} = 0,58 \dots 0,62 В$ – см. вх. ВАХ_{VT}].**

$R_2 = (U_{R4} + U_{БЭ.П}) / I_{ДЕЛ} = (3,38 + 0,25) / 0,00077 = 4700 Ом = 4,7 кОм.$ (4.11)

Рассчитаем элементы развязывающего фильтра $R_5 = R_Г$ и $C_Г$:

$U_{R5} = U_{R.Г} = 0,15 \cdot E_K = 0,15 \cdot 17 = 2,55 В.$ (4.12)

$R_Г = R_5 = U_{R5} / (I_{ДЕЛ} + I_{К.П}) = 2,55 / (0,00077 + 0,0077) = 300 Ом.$ (4.13)

Ёмкость разделительного конденсатора $C_Г$:

$[X_{CГ} < 0,1 R_{ВХ}]. C_Г = 10^6 / [2\pi \cdot f_H \cdot 0,1 \cdot R_{ВХ}] = 10^6 / [2\pi \cdot 300 \cdot 0,1 \cdot 1200] = 4,4 мкФ.$ (4.14)

где: $R_{ВХОД}$ каскада: **$R_{ВХ} = h_{11Э} = h_{11Б} \cdot (1 + h_{21Э}) = 33 \cdot (1 + 35) = 1200 Ом.$** (4.15)

$h_{11Б} = (\varphi_T / I_{ДЕЛ}) = (0,0258 В / 0,00077 А) = 33,5 (Ом).$ **$[r_{БЭ} = (\beta_{СР} \cdot \varphi_T / I_{К.П}) = 118]$** (*)

$r_{ВХ} = (R_1 || R_2 || r_{БЭ}) = (R_1 \cdot R_2 \cdot r_{БЭ}) / (R_1 \cdot R_2) + (R_1 \cdot r_{БЭ}) + (R_2 \cdot r_{БЭ}) = 114 (Ом).$ (*)

Определим амплитудное значение тока $I_{mВХ}$ на входе каскада:

$I_{mВХ} = 1,2 \cdot I_{mВЫХ} / h_{21Э.НОМ} = 1,2 \cdot 0,0055 / 35 = 0,000188 А = 0,188 мА.$ (4.16)

Найдём коэффициент усиления по напряжению на средних частотах:

$K_{U.СР} = h_{21Э.НОМ} \cdot R_{ЭКВ.ВЫХ} / R_{ВХ} = 35 \cdot 450 / 1200 = 13,5.$ (4.17)

Эквивалентное $R_{ЭКВ.ВЫХ}$ сопротивление каскада: **$[r_{ВЫХ} = (R_K || r_{КЭ})]$**

$R_{ЭКВ.ВЫХ} = (R_K \cdot r_{КЭ}) / (R_K + r_{КЭ}) = 450 (Ом) = R_{ВХ.СЛЕД.КАСК}$ (4.18)

Найдём значение коэф. мощности k_P в относительных единицах и децибелах:

$k_P = h_{21Э} \cdot K_{U.СР} = 35 \cdot 13,5 = 472; k_{P.db} = 10 \cdot \lg k_P = 10 \lg 472 = 27,2 db.$ (4.19)

Ёмкость разделительного конденсатора C_2 определим по формуле:

$C_2 = 10^6 / [\omega_H \cdot 0,1 \cdot (R_{ЭКВ.ВЫХ}) \sqrt{M_H^2 - 1}] = 10^6 / [2\pi \cdot 300 \cdot 0,1 \cdot (450) \cdot \sqrt{2,5^2 - 1}] = 5,3 мкФ.$

Определим велич. коэффициента частотных искажений каскада на ВЧ:

$M_B = \sqrt{1 + (2\pi \cdot f_B \cdot R_{ЭКВ.ВЫХ} \cdot C_0)^2} = \sqrt{1 + (2\pi \cdot 20000 \cdot 463 \cdot 1 \cdot 10^{-8})^2} = 1,27.$ (4.21)

$M_{B.db} = 20 \lg M_B = 20 \lg 1,27 = 2,12.$ (несколько меньше заданного – это хорошо!).

где: $C_0 = 10 нФ = 0,00000001 Ф$ – эквивалентная ёмкость монтажа каскада.

Определим мощности: источника P_H , нагрузки P_H и P_{VT} транзистора:

$P_H = 0,5 \cdot U_{H.m}^2 / R_H = 0,0348 = 0,5 \cdot (K_U \cdot U_{ВХ.м})^2 / R_H = 0,5 \cdot 6,75^2 / 2000 = 0,0114 Вт.$ (4.22)

$P_{VT} = U_{КЭ} \cdot I_K = 4 P_H = 0,088 (Вт).$ **$[I_{Км} = \sqrt{2 P_{VT} / R_H}]$**
 $[P_H = E_H^2 \cdot R_H / (2 \cdot (R_H + R_Э)^2) = 0,0485 Вт].$ (4.23)

$P_H = 2 E_H^2 / R_Э = 2 \cdot 17^2 / 440 = 0,077 Вт.$ (4.24)

$\eta = (P_H / P_H) \cdot 100\% = (0,011 / 0,077) \cdot 100\% = 14,2\%.$ (4.25)

Пример 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)

$E_H = 30V$	$I_{m.VYX} = 3,5mA$	$r_{Г} = 200 \text{ Ом}$	$f_{НЧ} = 200 \text{ Гц}$	$f_{ВЧ} = 20 \text{ кГц}$	$M_H = 2,5 \text{ db}$	$M_B = 2,5 \text{ db}$
-------------	---------------------	--------------------------	---------------------------	---------------------------	------------------------	------------------------

Параметры биполярного п-р-п-типа маломощного транзистора КТ333А

$h_{21.MHH} = 30$	$U_{КЭ} = 40V$	$I_{К.маx} = 0,2A$	$P_{К.маx} = 0,2 \text{ Вт}$	$f_{VT.PP} = 0,2 \text{ МГц}$	$h_{22б} = g_{B.VX} = 3,5 \text{ мкСм}$
-------------------	----------------	--------------------	------------------------------	-------------------------------	---

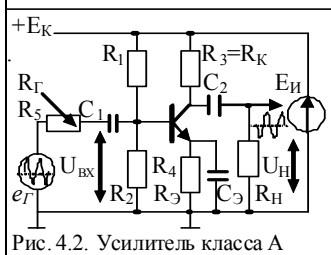


Рис. 4.2. Усилитель класса А

Отметим основные свойства данной схемы:

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

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

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

* Множитель – коэффициент $k_I = 1,3 \div 1,5$ (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:

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

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

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

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

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

4) Определим напряжение на переходе $U_{КЭ.П}$ в режиме покоя:

$$U_{КЭ.П} = E_H - I_{КП} \cdot (R_3 + R_4) = 30 - 0,005 \cdot (2400 + 1200) = 12 \text{ (В)} \quad (4)$$

5) Определим $I_{Б.П}$ в цепи базы: $I_{Б.П} = I_{К.П} / h_{21.MHH} = 0,005 / 30 = 0,166 \text{ mA}$. (5)

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

Для этого определяем падение напряжения dU_{R2} на резисторе R_2 из выр-ния:

$$dU_{R2} = \underline{0,15} \cdot E_H = \underline{0,15} \cdot 30 = 4,5 \text{ В}. \quad (6)$$

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

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

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

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

9) Определим сопротивление резистора R_1 в цепи делителя:

$$R_1 = (U_D - U_{R4} - U_{БЭ.П}) / (I_{Б.П} + I_D) = (25,5 - 3 - 0,65) / (0,00016 + 0,00058) = 29500 \text{ Ом} \quad (9)$$

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

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

10) Определим сопротивление резистора R_2 в цепи делителя:

$$R_2 = (U_{R_4} + U_{БЭ.П}) / I_D = (3 + 0,65) / 0,000583 = 6260 \text{ Ом.} \quad (10)$$

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

$$I_{м.ВХ} = I_{м.ВЫХ} / h_{21.Э.Мин} = 0,005 / 30 = 0,000166 \text{ А} = 0,166 \text{ мА.} \quad (11)$$

12) Определим коэффициент усиления по напряжению на средних частотах:

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

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

$$r_{ВХ} = [r_{БЭ} \parallel R_1 \parallel R_2] = [r_{БЭ} \cdot R_1 \cdot R_2] / [(r_{БЭ} \cdot R_1) + (R_1 \cdot R_2) + (r_{БЭ} \cdot R_2)] = 2460 \text{ Ом.} \quad (13)$$

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

15) $r_{ВЫХ} = r_{ЭКВ} = (R_K \parallel r_{КЭ}) = (2,4 \text{ к}\Omega \parallel 2,0 \text{ к}\Omega) = 1,0 \text{ к}\Omega. \quad (15)$

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

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

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

17) Определим параметры элементов C_1 и $R_3 = (R_F)$ развязывающего фильтра:

$$[X_{C_1} < 0,1 R_{ВХ}]. \quad C_1 = 10^6 / [2\pi \cdot f_H \cdot 0,1 \cdot r_{ВХ}] = 10^6 / [2\pi \cdot 200 \cdot 0,1 \cdot 2460] = 3,2 \text{ мкФ.} \quad (17)$$

где $R_3 = 2,5 r_{ВХ} = d U_{R_2} / (I_D + I_{Б.П}) = 4,5 / (0,0005 + 0,000166) = 6,7 \text{ к}\Omega.$

18) Определим емкость конденсатора C_3 в цепи эмиттера:

$$C_3 = 10^6 / [2\pi \cdot f_H \cdot 0,1 \cdot R_3] = 10^6 / [(2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 0,1 \cdot 1200)] = 6,6 \text{ (мкФ)} \quad (18)$$

* Множитель – коэффициент $k_4 = 0,01$ (справочное значение) [3].

19) Определим емкость разделительного конденсатора C_2 на выходе схемы:

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

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

$$[X_{C_2} < 0,1 R_{ВЫХ}]. \quad C_2 = 10^6 / [(2 \cdot 3,14 \cdot 200) \cdot 0,1 \cdot 1000 \cdot \sqrt{2,5^2 - 1}] = 3,6 \text{ (мкФ)}$$

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:

$$P_H = 0,5 U_{Н.м}^2 / R_H = E^2 \cdot I^2 / (R_H + R_3)^2 = 0,5 \cdot 5,96^2 / 500 = 0,0355 \text{ Вт.} \quad (21')$$

$$P_{VT} = E^2 \cdot I / R_3 = 8 P_{H,Max} = 10^2 / 340 = 0,294 \text{ Вт.}$$

$$P_H = 2 E^2 \cdot I / R_3 = 2 \cdot 10^2 / 340 = 0,588 \text{ Вт.} \quad \eta = P_{H,Max} / P_H = 0,036 / 0,588 = 6,1\%. \quad (22)$$

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. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. – 377 с.

Пример моделирования параметров схемы усилителя в среде «Fastmean-6»

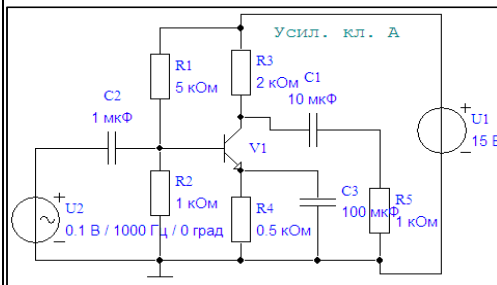


Схема усилителя класса «А»

$$\Gamma_{ВХ, \text{мин}} = 1 \text{ кОм}; r_{Э} = I_{Э} / \varphi_T.$$

$$Z_{ВХ} = h_{21} \cdot Z_{Э}. \quad Z_{Э} = r_{Э}.$$

$$Z_{ВХ, VT} = h_{21} \cdot \varphi_T / I_{Э}.$$

$$U_{ВЫХ} = E_{П} - I_K \cdot R_{Э}.$$

$$I_K = I_{Э} = \frac{10 R_{Э} / (R_1 + R_2) - U_{БЭ}}{R_4}.$$

$$dU_{Б} = dU_{Э} = [(R_1 \cdot R_2) / (R_1 + R_2)] \cdot (I_K / h_{21, Э}).$$

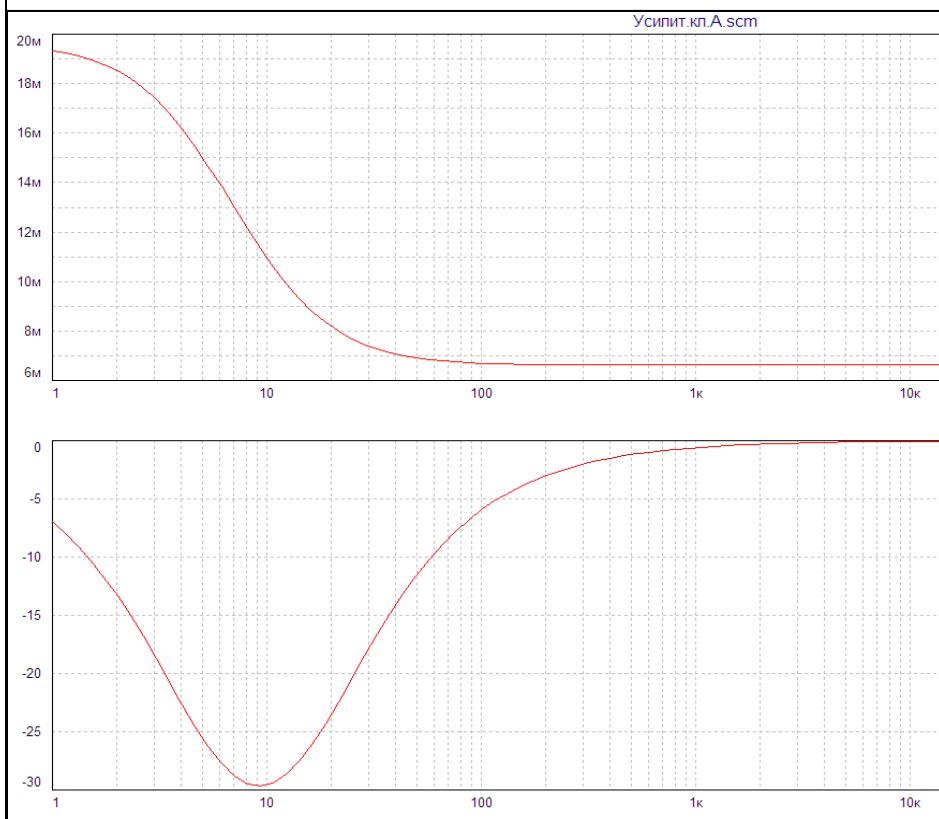
$$dU_{ВЫХ} = dU_{Э} \cdot (R_3 / R_4).$$

$$I_K = [10 \cdot 50 \text{ мк} / (150 \text{ мк} + 50 \text{ мк}) - 0,7] / 2200 =$$

$I, 95 \text{ мА}. \quad k'_U = (R_3 / R_4) > 1.$

$$dU_{ВЫХ} = (110 / h_{21, CP}) = (3,3 \text{ к} / 2,2 \text{ к}) (150 \text{ мк} \cdot 50 \text{ мк}) / (150 \text{ мк} + 50 \text{ мк}) \cdot (0,00195 / h_{21, CP}).$$

Параметры элементов схемы электрической для расчета – на рис. вначале РГР№4.



Фазовая (ФЧ) и частотная (АЧХ) характеристики усилителя класса А.

РГР № 4. Задание для самостоятельного решения

Таблица 4.3. Параметры для расчета схемы «усилителя инвертора» (рис. 4.1)

Для первой группы (см. рис. 4.1)								Для второй группы (см. рис. 4.1)							
№ вар	Тип VT п-р-п	E_n (В)	$I_{н.МАХ}$ (mA)	$U_{ВХ}$ mB	$f_{НИЖН}$ Гц	$f_{ВЕРХ}$ кГц	R_n (Ом)	№ вар	Тип VT п-р-п	E_n (В)	$I_{н.МАХ}$ (mA)	$U_{ВХ}$ mB	$f_{НИЖН}$ Гц	$f_{ВЕРХ}$ кГц	R_n (Ом)
1	КТ201	13	10	50	250	5		1	КТ203	10	8	60	50	15	
2	КТ302	11	12	40	200	10		2	КТ207	12	12	80	60	8	
3	КТ503	19	14	30	220	15		3	КТ208	18	5	60	70	10	
4	КТ601	15	13	40	150	15		4	КТ209	15	15	40	90	20	
5	КТ605	17	16	60	160	20		5	КТ502	16	13	40	80	12	
6	КТ602	16	15	50	120	10		6	КТ501	17	10	60	100	22	
7	КТ301	11	14	30	80	22		7	КТ509	15	15	40	90	20	
8	КТ312	18	10	30	100	5		8	КТ321	19	14	80	120	16	
9	КТ358	20	13	50	80	8		9	КТ3157	11	15	80	140	14	
10	КТ339	12	14	60	60	12		10	КТ361	13	14	100	160	12	
11	КТ315	15	10	40	100	8		11	КТ343	10	12	80	200	8	
12	КТ342	21	18	30	75	14		12	КТ6112	15	13	80	180	10	
13	КТ373	16	12	20	120	16		13	КТ357	18	25	60	220	12	
14	КТ3102	12	8	12	200	11		14	КТ668	22	15	35	150	16	
15	КТ608	18	15	55	160	10		15	КТ313	20	20	45	120	18	
16	КТ617	14	15	70	40	15		16	КТ632	18	15	60	220	6	
17	КТ3117	13	8	80	50	18		17	КТ352	15	20	50	160	10	
18	КТ603	19	13	40	100	18		18	КТ3107	16	10	50	250	4	
19	КТ645	17	18	60	120	16		19	КТ3108	15	15	50	230	15	
20	КТ638	15	20	50	140	14		20	КТ345	12	12	80	120	20	
21	КТ306	14	10	50	160	12		21	КТ3126	14	8	100	210	25	
22	КТ646	12	15	40	180	10		22	КТ337	16	15	120	200	30	
23	КТ680	10	20	30	200	8		23	КТ326	18	20	100	180	20	
24	КТ630	18	25	60	220	6		24	КТ351	12	10	80	160	10	
25	КТ660	16	20	40	240	10		25	КТ626	20	12	80	140	5	
26	КТ653	13	10	50	250	5		26	КТ350	10	8	60	50	15	
27	КТ659	11	12	40	200	10		27	КТ644	12	12	80	60	8	
28	КТ506	19	14	30	220	15		28	КТ685	18	5	60	70	10	
29	КТ504	17	16	60	160	20		29	КТ639	16	13	40	80	12	
30	КТ683	20	25	50	180	14		30	КТ662	20	22	35	120	14	
31	КТ316	20	13	50	80	8		31	КТ681	14	8	100	210	25	
32	КТ372	12	8	12	200	11		32	КТ505	22	15	35	150	16	
33	КТ3142	14	10	50	160	12		33	КТ684	15	15	40	90	20	
34	КТ325	20	13	50	80	8		34	КТ3127	14	8	100	210	25	
35	КТ368	12	8	12	200	11		35	КТ3128	22	15	35	150	16	
36	КТ355	14	10	50	160	12		36	КТ3168	15	15	40	90	20	
37	КТ399	14	10	50	160	12		37	КТ3109	15	15	40	90	20	
38	КТ382	14	10	50	160	12		38	КТ347	15	15	40	90	20	
39	КТ3120	14	10	50	160	12		39	КТ349	15	15	40	90	20	
40	КТ940	14	10	50	160	12		40	КТ363	15	15	40	90	20	

*Основные параметры транзисторов приведены в ПРИЛОЖЕНИИ П2 –табл. 2.1 и 2.2

Тема 5. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ (3с)

Исходные данные для расчета приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1. Расчётные данные для схемы рис. 5.1

E_K	$U_{m,ВХ}$	$R_{ГЕН}$	$f_H, Гц$	$f_B, Гц$	$I_{Э,П}$	R_H	$M_{Н,О}$
10В	4 В	2 ком	100	15000	5mA	1ком	1.1 db

Используем транзистор п-р-п МП111 с пар-рами:

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

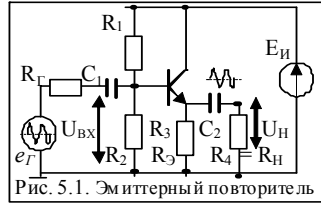


Рис. 5.1. Эмиттерный повторитель

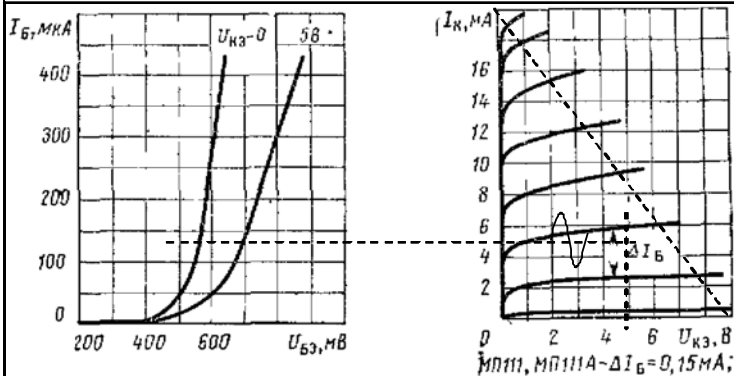


Рис. 5.2. Входная и выходная ВАХ транзистора МП35 (из справочника) [4].

Напряжение E_K (питание схемы) составляет $(0.4-0.5)U_{КЭ}$. Примем $E_K = 10В$.
Считая, что $R_{ГЕН,НОМ}$ велико, поэтому используем схему с ОК, где $R_{ВХ} \gg R_{Г}$.

Определим величину мощности $P_{ГЕН}$ при условии $R_{ВХ} = R_{ГЕН}$:

$$P_{ГЕН} = U_{m,ВХ}^2 / 2R_{ГЕН} = 4^2 / 2 \cdot 2000 = 0,004 \text{ Вт} = 4 \text{ мВт}. \quad (5.1)$$

При такой входной мощности известно, что k_p по мощности $k_{p,db} = 20 \text{ db}$.

$$\text{При } K_{P,db} = 20 \text{ db}; = K_{P,db} = 10 \lg K_P \text{ получим: } K_P = 100 \text{ (раз)}. \quad (5.2)$$

$$\text{Отсюда, выходная мощность составит } P_{ВЫХ} = P_{ГЕН} \cdot K_P = 0,4 \text{ Вт}. \quad (5.3)$$

Определим сопротивления r_K коллекторного перехода по формуле:

$$r_K = 1/h_{22Б} = 1/0,000010 = 100000 \text{ Ом} = 100 \text{ кОм}. \quad (5.4)$$

Значение $R_{ВХ,МАХ}$ каскада составляет $(1/2) r_K$; тогда $R_{ВХ} = 50 \text{ кОм}$.

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

$$M_B = \sqrt{1 + [p \cdot (1 + h_{21Э})]^2}, \quad M_B = \sqrt{1 + [0,015 \cdot (1 + 20)]^2} = 1,048 \quad (5.5)$$

$$\text{где: } p = f_B / f_A = 15000 / 1000000 = 0,015. \quad (5.6)$$

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

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

Определим величину $R_Э$ полагая, что $U_{КЭ,П} = 1/2 E$ и $R_Э \gg R_H$.

$$R_Э = 0,5(E_K / I_{Э,П}) = 0,5 \cdot 10 / 0,005 = 1000 \text{ (Ом)}. \quad (5.7)$$

Определим сопротивление R_H нагрузки:

$$I_{Б,П} = I_{Э,П} / \beta_{НОМ} = 0,25 \text{ mA}.$$

$$R_H = \frac{E_K - U_{KЭ.П}}{I_{Э.П}}, \quad R_H = \frac{10 - 5}{0,005} = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм} \quad (5.8)$$

где: $U_{KЭ.П} = \frac{1}{2} E = 5 \text{ В}$; $I_{Э.П} = 5 \text{ мА}$ - напряжение и ток VT в режиме покоя;

$$\text{Определим ток делителя } I_D = 4I_{Б.П} = 0,25 \cdot 4 = 1 \text{ мА}. \quad (5.9)$$

Используя отношение $R_1 = 4R_2$, из формулы:

$$R_1 + R_2 = E_K / (I_D + I_{БП}) = 10 / 0,00125 = 8000 \text{ Ом}. \quad (5.10)$$

Из условия $R_1 = 4R_2$, выбираем резисторы: $R_1 = 6,4 \text{ кОм}$ и $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$.

Определим ёмкость разделительного конденсатора C_2 :

$$C_2 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{ВВЫХ} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{H2}^2 - 1}}, \quad (R_{ВХ} = R_1) \quad (5.11)$$

где: $R_{ВВЫХ} = R_H = 1 \text{ кОм}$ - 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 :

$$M_{H.0} = M_{H1} + M_{H2}, \quad M_{H1} = 1,1 / 4 = 0,275 \text{ db} \quad (5.12)$$

$$M_{H2} = 3 \cdot M_{H1}, \quad M_{H2} = 3 \cdot 0,275 = 0,825 \text{ db}. \quad (5.13)$$

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

$$C_2 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot (1000 + 50000) \cdot \sqrt{1,0996^2 - 1}} = 0,06 \text{ мкФ} \quad (*)$$

Найдём ёмкость разделительного конденсатора C_1 на входе усилителя:

$$C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{ГЕН} + R_{ВХ}) \cdot \sqrt{M_{H1}^2 - 1}}, \quad (5.14)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot (2000 + 50000) \cdot \sqrt{1,032^2 - 1}} = 0,124 \text{ мкФ}$$

Определим мощности: ($U_{H.m} = U_{ВХ.m} = 4 \text{ В}$)

$$P_H = 0,5 U_{H.m}^2 / R_H = 0,5 \cdot 4^2 / 1000 = 0,008 \text{ Вт} \quad (5.15)$$

$$P_{VT} = 4 P_{H.MAX} = 0,032 \text{ Вт}. \quad (5.16)$$

$$P_H = 2 E_H^2 / R_3 = 20 / 1000 = 0,02 \text{ Вт}. \quad (5.17)$$

$$\text{кпд} = (P_H / P_H) \cdot 100\% = (0,008 / 0,2) \cdot 100\% = 4\%. \quad (5.18)$$

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. Березкина Т.Ф., Гусев Н.Г. Задачник по общей электротехнике с основами электроники. – М.: Высш. шк., 2001. - 377 с.

ГР № 5. Задание для самостоятельного решения

Таблица 5.3. Параметры для расчета схемы «Эмиттерного повторителя»

Для первой группы (см. рис. 5.1)								Для второй группы (см. рис. 5.1)							
№ вар	Тип VT (п-р-п)	Eи (В)	I _{нМАХ} (мА)	U _{мВХ} В	f _{ниЖН} Гц	f _{вЕРХ} кГц	С _{к.вТ} пФ	№ вар	Тип VT (п-р-п)	Eи (В)	I _{нМАХ} (мА)	U _{вХ} ¹ В	f _{ниЖН} Гц	f _{вЕРХ} кГц	С _{к.вТ} пФ
1	КТ201	13	8	4,0	250	5	20	1	КТ940	10	5	3	50	15	60
2	КТ302	11	7	3,0	200	10	50	2	КТ683	12	7	4	60	8	40
3	КТ503	19	9	7	220	15	60	3	КТ504	18	6	6	70	10	50
4	КТ601	17	6	6	160	20	80	4	КТ506	16	8	5	80	12	60
5	КТ605	15	10	5	150	15	50	5	КТ659	15	5,5	4,5	90	14	80
6	КТ602	16	8	4	120	10	40	6	КТ653	17	10	5,6	100	10	90
7	КТ301	18	10	6	100	5	40	7	КТ660	19	6,4	6,8	120	16	70
8	КТ312	20	9	7	80	8	50	8	КТ630	11	5	3,8	140	14	60
9	КТ358	12	6	3	60	12	60	9	КТ680	13	4	3,1	160	12	50
10	КТ339	14	5	4	40	15	50	10	КТ646	15	5,3	3,8	180	10	55
11	КТ315	13	8	2,5	50	18	60	11	КТ306	10	6	2,5	200	8	45
12	КТ342	11	4	3	80	12	80	12	КТ638	18	7	4,6	220	6	40
13	КТ373	19	10	4	100	16	80	13	КТ645	16	8	5,0	250	4	30
14	КТ3102	17	8	5	120	15	70	14	КТ603	15	9	3,5	230	15	50
15	КТ608	15	10	4	140	14	60	15	КТ3117	12	5,2	2,8	120	12	60
16	КТ617	14	7	3,5	160	12	50	16	КТ617	14	8	3,3	210	15	80
17	КТ3117	12	5	2,8	180	10	40	17	КТ608	16	5,5	4,2	200	13	90
18	КТ603	10	4	3,6	200	8	40	18	КТ3102	18	8	5,5	180	6,2	90
19	КТ645	18	5	4,4	220	6	35	19	КТ373	12	6	2,8	160	10	60
20	КТ638	16	6,2	3,3	240	10	40	20	КТ342	20	9	4,8	140	5	50
21	КТ306	13	7	3,0	250	5	20	21	КТ315	10	8	2,6	50	15	60
22	КТ646	11	5	3,0	200	10	50	22	КТ339	12	4	2,8	60	8	40
23	КТ680	19	4	5	220	15	60	23	КТ358	18	5	3,6	70	10	50
24	КТ630	17	6	4,4	160	12	80	24	КТ312	16	6	4,4	80	12	60
25	КТ660	15	5,3	3,3	150	15	50	25	КТ301	15	5	3,4	90	8,2	80
26	КТ653	16	5	4	120	10	40	26	КТ602	17	7	4,6	100	10,2	90
27	КТ659	18	8	5,3	100	5	40	27	КТ605	19	6,4	5,8	120	16	70
28	КТ506	20	1	5,0	80	8	50	28	КТ601	11	5,5	3,8	140	14	60
29	КТ504	12	4,5	3,5	60	12	60	29	КТ503	13	4,5	4,0	160	12	50
30	КТ683	14	5,5	4,8	40	15	50	30	КТ302	15	5,3	3,8	180	10	55
31	КТ316	13	8	3	50	16	60	31	КТ201	10	4,2	2,8	200	8	45
32	КТ372	11	4	2,5	80	14	80	32	КТ3120	18	5	3,6	220	6	40
33	КТ3142	20	4,3	4	100	18	80	33	КТ382	16	8	5,0	250	4	30
34	КТ325	13	8	3	50	16	60	34	КТ399	10	4,2	2,8	200	8	45
35	КТ368	11	4	2,5	80	14	80	35	КТ355	18	5	3,6	220	6	40
36	КТ355	20	4,3	4	100	18	80	36	КТ368	16	8	5,0	250	4	30
37	КТ399	20	4,3	4	100	18	80	37	КТ325	16	8	5,0	250	4	30
38	КТ382	20	4,3	4	100	18	80	38	КТ3142	16	8	5,0	250	4	30
39	КТ3120	20	4,3	4	100	18	80	39	КТ372	16	8	5,0	250	4	30
40	КТ940	20	4,3	4	100	18	80	40	КТ316	16	8	5,0	250	4	30

* Основные параметры транзисторов приведены в ПРИЛОЖЕНИИ П2 - табл. 2.1 и 2.2

Цель занятия: Приобретение умений и навыков построения схем источников стабилизированного питания и методы расчета их параметров

6.1. Линейные параметрические стабилизаторы на транзисторах

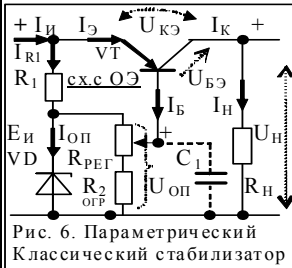


Рис. 6. Параметрический Классический стабилизатор

Схема стабилизации – это выходной каскад блока питания электронной аппаратуры. Её назначение - обеспечение высокой стабильности напряжения на выходе схемы, низкая пульсация помех $U_{ПОМ} < 0,01В$; КПД $> 65\%$.

В схемах параметрических стабилизаторов мощный транзистор (VT) включают по схеме с ОЭ (рис. 6) или по схеме с ОК (эмиттерный повторитель) – рис. 6.1.

Для схемы рис. 6: $R_{ВХ}$ - выс.; $R_{ВЫХ}$ - выс.; $P_H \leq 25 Вт$, $I_H \leq 1А$, КПД $\eta \leq 70\%$, коэф. стабилизации $K_{СТ} \leq 200$.

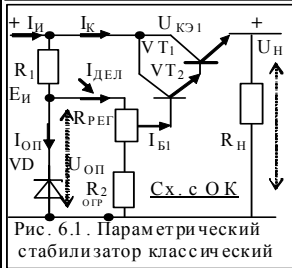


Рис. 6.1. Параметрический стабилизатор классический

Ток I_H зависит от тока базы $I_{Б,VT}$, задаваемого цепью R_1 , а стабилизированное напряжение в нагрузке $U_{ВЫХ} = U_H$ зависит от напряжения $U_{ОП}$ на опорном диоде VD.

Для регулировки напряжения на нагрузке в диапазоне $U_H = (1/2 \div 3/4)E_H$ - в цепь базы транзистора часто вводят делитель из резисторов $R_{РЕГ} + R_{2,ОПР} = (4 \div 8)R_1$.

Для увеличения тока I_H в схеме рис. 6.1 выходные транзисторы часто соединяют по схеме Дарлингтона.

Для повышения стабильности U_H в нагрузке (снижение доли помех - $dU_{ПОМ}$) – в схеме устанавливают ОУ и цепь ОС.

Пример 6.1. Расчет схемы (рис. 6.1). Дано: $I_H = 1,5А$; $U_{ВХ} = 20В$; нестабильность $U_{ВХ}$ (помехи) = $dU_{ВХ} = \pm 2В$; $K_{СТАБ} = 200 \dots 400$; $U_{ВЫХ}$ регулируется в диапазоне: $U_H = 9 \dots 15 В$; [$U_{Н,НОМ} = 12В$]; Для схемы с ОК (эмиттерный повторитель) известно условие: ($R_{ВХ} \gg R_{ВЫХ}$).

Решение: 1. Обоснование выбора n-p-n транзистора VT1: [VT_1 и VT_2 – отдельные]

1) Определим падение напряжения $U_{КЭ1,МАХ} = U_{ВХ} + dU_{ВХ} - U_{Н,МИН} = 20 + 2 - 9 = 13 В$. (1)

2) Мощность транзистора: $P_{VT1} = U_{КЭ1,МАХ} \cdot I_{H,МАХ} = 13 \cdot 1,5 = 19,5 Вт$. (2)

3) Выберем VT_1 из условия: $U_{КЭ1,МАХ,СПР} \geq 1,2 \cdot U_{КЭ1,РАБ}$; $I_{К1,МАХ,СПР} \geq 1,2 \cdot I_{H,МАХ}$.

$P_{VT1,МАХ,СПР} \geq P_{VT1,РАБ}$. Выбираем VT_1 : $KT817$ с параметрами: $U_{КЭ,МАХ,СПР} = 25В$;

$I_{К,МАХ,СПР} = 3А$; $P_{К,МАХ,СПР} = 20 Вт$; $\beta_1 = 20-40$; $\beta_{1,СРЕД} = 30$; $I_{КБ,О,СПР} = 100 (мкА)$;

*Чем больше коэф. передачи тока $\beta_{VT,РАБ}$ – тем меньше величина тока базы VT_1 .

4) Определим $I_{Б1}$ для VT_1 : $I_{Б1} = I_{К2} = I_{К1} / \beta_{1,РАБ} = 1500 мА / 30 = 50 мА$. (3)

5) Определим сопротивление перехода $r_{К1}$: $r_{К1} = \phi_T / I_{КБ,О} = 0,026 / 0,0001 = 260 Ом$. (4)

2. Обоснование выбора n-p-n транзистора VT2: [VT_1 и VT_2 – выполнены отдельно]

1) Определим падение напр. $U_{КЭ2,РАБ} = U_{ВХ} + dU_{ВХ} - U_{Н,МИН} - U_{БЭ1} = 20 + 2 - 9 - 0,6 = 12,4В$. (5)

2) Мощность транзистора: $P_{VT2} = U_{КЭ2,РАБ} \cdot I_{К2} = 12,4 \cdot 0,05 = 0,62 Вт$. (6)

3) Выберем VT_2 из условия: $U_{КЭ2,МАХ,СПР} \geq 1,2 \cdot U_{КЭ2,РАБ}$; $I_{К2,МАХ,СПР} \geq 1,2 \cdot I_{Б1,МАХ}$.

$P_{VT2,МАХ,СПР} \geq P_{VT2,РАБ}$. Выбираем VT_2 : $KT646$ с параметрами: $U_{КЭ2,МАХ,СПР} = 50В$;

$I_{К2,МАХ,СПР} = 0,5А$; $P_{К,МАХ,СПР} = 1 Вт$; $\beta_2 = 40-80$; $\beta_{1,СРЕД} = 50$; $I_{КБ,О,СПР} = 10 (мкА)$;

4) Определим I_{B2} для VT_2 : $I_{B2} = I_{K2}/\beta_{2,СРЕД} = 50 \text{ мА} / 50 = \underline{1,0 \text{ мА}}$. (7)

5) Определим $r_{K2} = \varphi_T / I_{КБ.0.2} = 0,026/0,00001 = \underline{2600 \text{ Ом}}$. (8)

3. **Обоснование выбора опорного диода VD** : *[для VT из Si берут $U_{БЭ.0ТК} = 0,6 \text{ В}$].

Определим опорное напряжение $U_{ОП.VD}$ из заданного условия: $U_H = \underline{9...15 \text{ В}}$:

1) $U_{ОП}' = U_{Н.МАХ} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2} = 15 + (2 \cdot 0,6) = \underline{16,2 \text{ В}}$ (при верхнем полож. движка $R_{РЕГ}$). (9)

2) $U_{ОП}'' = U_{Н.МИН} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2} = 9 + (2 \cdot 0,6) = \underline{10,2 \text{ В}}$ (при нижнем полож. движка $R_{РЕГ}$). (*)

Выберем величину $U'_{ОП} = 16,2 \text{ В} = U_{ОП.РАБ.МАХ}$. Ближайший опорный диод – **КС216Ж**.

Ток рабочий для стабилитрона выбирают из условия: $I_{ОП.РАБ} = (3...6)I_{Б2} = 1,0 \cdot 5 = 5 \text{ мА}$.

Параметры **КС216Ж**: $I_{ОП.МИН} = \underline{0,5 \text{ мА}}$; $I_{ОП.МАХ} = \underline{7,5 \text{ мА}}$; $P_{VD.СРР} = 0,125 \text{ Вт}$;

$r_{ДИФ.СРР} = \underline{70 \text{ Ом}}$; $r_{ДИФ.РАБ} = \varphi_T / I_{ОП.РАБ} = \underline{0,026/5 \text{ мА}} = \underline{5,2 \text{ Ом}}$; $\alpha_{УСТ} = \text{ТКН} = +0,1 [\%/^{\circ}\text{C}]$.

3) Определим $dU_{ОП}$ при изменении dT на $+20^{\circ}\text{C}$ при известном $\text{ТКН} = \alpha_{УСТ} = +0,1 [\%/^{\circ}\text{C}]$.

$$dU_{ОП} = (\alpha_{УСТ} \cdot U_{ОП} \cdot dT) / 100\% = (0,1 \cdot 16 \cdot 20) / 100 = \underline{+0,32 \text{ В}}$$
 (10)

* Результат показывает, что $U_{ОП}$ составит $U_{ОП(T)} = \underline{16,32 \text{ В}}$ при повышении T на 20°C .

4. **Анализ параметров схемы стабилизатора** с учетом выбранных элементов VD и VT .

1) Определим величину $R_1 = R_{ВХ.СХ}$, полагая, что: $I_{R1} = I_{ОП} + I_{ДЕЛ.R} = 5 \text{ мА} + 5 \text{ мА} = \underline{10 \text{ мА}}$.

$$R_{ВХ.СХ} = R_1 = (E_H - U_{ОП}) / I_{R1} = (20 - 16,2) / (0,01) = \underline{380 \text{ Ом}}$$
. (11)

2) Определим величину $R_{РЕГ}$ и R_2 . Протекающий через делитель напряжения ток $I_{ДЕЛ}$, образованный резисторами $R_{РЕГ} + R_2$, должен составлять $(3...6)I_{Б2}$. Возьмем $I_{ДЕЛ} = 4I_{Б2}$.

3) $R_{ДЕЛ} = (R_{РЕГ} + R_2) = U_{ОП} / 4I_{Б2} = 16,2 / (4 \cdot 1,25) = 16,2 / 0,005 = \underline{2700 \text{ (Ом)}}$. (12)

4) Падение напряжения U_{R2} на R_2 : $U_{R2} = U_{Н.МИН} + 2U_{БЭ1,2} = 9 + 0,6 + 0,6 = \underline{10,2 \text{ В}}$. (13)

5) На резисторе $R_{РЕГ}$ падение напряжения составит: $U_{R.РЕГ} = U_{ОП} - U_{R2} = 16 - 10,2 = \underline{5,8 \text{ В}}$. (14)

По соотношению напряжений U_{R2} и $U_{R.РЕГ}$ определим соотношения $R_{РЕГ}$ и R_2 :

6) при $R_{ДЕЛ} = 2700 \text{ Ом}$: $R_2 = 10,2 \cdot (2700/16) = \underline{1720 \text{ (Ом)}}$; $R_{РЕГ} = 5,8 \cdot (2700/16) = \underline{980 \text{ (Ом)}}$; (15)

7) Определим коэф. стабилизации $K_{СТ}$ (коэф. сглаживания) (по классической формуле с достаточной точностью): $K_{СТ} = (K_{ПУЛ.ВХ} / K_{ПУЛ.ВЫХ}) = (dU_{ВХ} / U_{ВХ}) / (dU_{ВЫХ} / U_{ВЫХ})$. (*)

$$K_{СТ} = (U_{ВЫХ} / E_H)^{r_{К1} / r_{VD}} (R_{ДЕЛ} / R_{ВХ}) = (16/20)^{260/5,2} (2700/380) = \underline{266}$$
. (16)

*) Другой способ оценки: $K_{СТ} = (U_{ВЫХ} / U_{ВХ}) (I_H / I_{ОП}) K_{ДЕЛ} = (16/20) (1,5/0,005) \cdot 1,18 = \underline{266}$.

где $K_{ДЕЛ} = [(R_1 + r_d) / R_1] = [(380 + 70) / 380] = \underline{1,18}$ – коэф. делителя опорного диода. (17)

8) По заданному $K_{СТ}$ можно определить $dU_{ВЫХ}$ из выражения: $dU_{ВЫХ} = (dU_{ВХ} / K_{СТ})$. (18)

9) Определим $dU_{ВЫХ}$ на выходе схемы: $dU_{ВЫХ} = dU_{ВХ} / K_{СТ} = (\pm 2/266) = \pm \underline{7,5 \text{ мВ}}$. (19)

10) Определим мощность $P_{И.НОМ}$ источника: $P_{И.НОМ} = E_{И.НОМ} \cdot I_H = 20 \cdot 1,5 = 30 \text{ Вт}$. (20)

11) Определим мощность P_H в нагрузке: $P_{И.НОМ} = U_{И.НОМ} \cdot I_H = 12 \cdot 1,5 = \underline{18 \text{ Вт}}$. (21)

$$P_{УТЛ.НОМ} = U_{КЭ.1.НОМ} \cdot I_{Н.МАХ} = 8 \cdot 1,5 = \underline{12 \text{ Вт}}$$
. (*)

$$P_{И.МАХ} = E_{И.НОМ} \cdot I_H = 22 \cdot 1,5 = \underline{33 \text{ Вт}}$$
. (*)

$$P_{Н.МАХ} = U_{Н.МАХ} \cdot I_H = 15 \cdot 1,5 = 22,5 \text{ Вт}$$
. (*)

$$R_H = U_{ВЫХ} / I_H = 15 / 1,5 = \underline{10 \text{ Ом}}$$
.

$$* P_{УТЛ.МИН} = U_{КЭ.1.МАХ} \cdot I_H = 7 \cdot 1,5 = \underline{10,5 \text{ Вт}}$$
. (*)

12) Определим КПД η схемы стабилизатора при различных режимах её работы:

а) $\eta_{НОМ} = P_{И.НОМ} / P_{И.НОМ} = (18/30) \cdot 100\% = \underline{60\%}$; б) $\eta_{МАХ} = P_{Н.МАХ} / P_{И.НОМ} = (22,5/33) \cdot 100\% = \underline{68\%}$ (22)

6.2. Компенсационные стабилизаторы последовательного типа

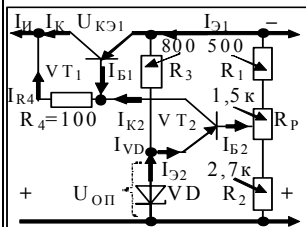


Рис. 6.2. Компенсационный стабилизатор последовательного действия

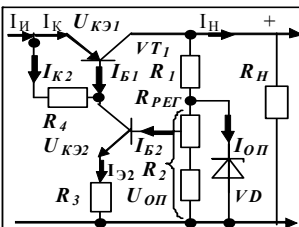


Рис. 6.3. Компенсационный стабилизатор последовательного действия

Пример 6.2.

Пример расчета схемы – рис. 6.2.

Пусть: $U_{ВХ} = 18 В$; $I_{Н} = 1 А$.

$K_{СТАБ} = 200 \dots 400$;

нестабильность $\Delta U_{ВХ} = \pm 2 В$.

Обеспечить регулировку $U_{ВЫХ}$ = $U_{Н}$ в диапазоне $9 \dots 15 В$.

$R_{Н} = U_{ВЫХ} / I_{Н} = 15 / 1 = 15 Ом$.

- Решение:**
- $U_{КЭ1,МАХ} = U_{ВХ} + \Delta U_{ВХ} - U_{Н,МИН} = 18 + 2 - 9 = 11 В$. (1)
 - Определим мощность транзистора: $P_{VT1} = U_{КЭ1,МАХ} \cdot I_{Н,МАХ} = 11 \cdot 1,0 = 11 Вт$. (2)
 - Выберем VT_1 из условия: $U_{КЭ1,МАХ} < U_{КЭ1,МАХ,ДОП}$; $I_{К1} = I_{Н,МАХ} < I_{К1,ДОП}$; $P_{VT1,МАХ} < P_{VT1,МАХ,СПР}$. Выбираем VT_1 типа **КТ816**: $U_{КЭ1,МАХ,СПР} = 35 В$; $I_{К1,МАХ,СПР} = 6 А$; $P_{К1,МАХ,СПР} = 20 Вт$; $\beta_1 = 25 \dots 50$; $r_{к1} = (\varphi_T / I_{КБ,ОБР}) = 260 Ом$; $I_{КБ,ОБР} = 100 (мкА)$.
 - Ток базы VT_1 : $I_{Б1} = I_{Б1} / \beta_{1,НОМ} = 1000 мА / 50 = 20 мА$. Отсюда: $I_{ОП,VD1} \leq 20 мА$. (3)
 - Выберем опорный диод, у которого $U_{ОП} = U_{ВЫХ,МИН} - 1 В = 8 В$. Это **Д814А**: $I_{ОП,МАХ} = 40 мА$; $I_{ОП,НОМ} = 10 мА$; $r_{ДИФ,СПР} = 18 Ом$; $r_{ДИФ,РАБ} = (\varphi_T / I_{ОП,НОМ}) = 2,6 Ом$.
 - Определим макс. напряжение $U_{КЭ2}$ усилительного транзистора VT_2 :
 $U_{КЭ2,МАХ} = U_{ВЫХ,МАХ} - U_{ОП} = 15 - 8 = 7 В$. (4)
 - Исходя из условия $U_{КЭ2,МАХ} < U_{КЭ2,МАХ,СПР}$, выбираем в качестве усилительного элемента VT_2 – **КТ361** с коэф. усиления $\beta_2 = 20 \dots 80$; $U_{КЭ2} = 25$; $I_{К2,МАХ} = 0,05 А$.
 - Полагая, что $I_{К2} = I_{Э2} = I_{Б1,РАБ} = 20 мА$, $I_{Б1,МИН} = 10 мА$, найдем величину резистора R_3 :
 $R_{ВХ} = R_3 = (U_{Н,НОМ} - U_{ОП}) / (I_{Э2} - I_{ОП,НОМ}) = (12 - 8) / (20 - 10) \cdot 10^{-3} = 400 Ом$. (5)
 - Ток базы VT_2 : $I_{Б2} = I_{К2} / \beta_{2,СПР} = 20 мА / 50 = 0,4 мА$. $I_{ОП,VD1} = I_{К2} \leq 20 мА$. (6)
 - Определим ток, протекающий через резистор R_4 : $I_{R4} = I_{К2} + I_{Б1} = 20 + 20 = 40 мА$. (7)
 - Определим R_4 : $R_4 = (U_{ВХ,НОМ} - U_{Н,МАХ}) / (I_{Б1} + I_{К2}) = (18 - 15) / (40 \cdot 10^{-3}) = 75 Ом$. (8)
 - Определим сопротивление резисторов делителя, состоящего из R_1, R_2, R_P :
 $R_{ДЕЛ} = R_1 + R_2 + R_{РЕГ} = (U_{Н,МИН}) / (10 \cdot I_{Б2}) = (9) / 0,004 = 2250 Ом$. (9)
 $R_1 = R_{ДЕЛ} (1 - U_{ОП} / U_{Н,МИН}) = 2250 \cdot (1 - (8/9)) = 250 Ом$. (240 Ом – спр.). (10)
 $R_2 = R_{ДЕЛ} (U_{ОП} / U_{Н,НОМ}) = 2250 \cdot (8/12) = 1500 Ом$. (1,5 кОм – спр.). (11)
 $R_{РЕГ} = R_{ДЕЛ} - R_1 - R_2 = 2250 - 250 - 1500 = 500 Ом$. (0,51 кОм – регулир.). (12)
 - Коэф. стабилизации с делителем ($R_{ДЕЛ}$) из резисторов на выходе
 $K_{СТ} = (U_{ВЫХ,НОМ} / U_{ВХ,НОМ}) \cdot (r_{к1} / r_{VD}) \cdot (R_{ДЕЛ} / R_{ВХ}) = (12/18) \cdot (260/2,6) \cdot (2250/400) = 370$. (13)
где $r_{к1} = 260 Ом$; $R_{ДЕЛ} = 2250 Ом$; $R_{ВХ} = R_3 = 400 Ом$; $r_{ДИФ,РАБ} = 2,6 Ом$.
 - Нестабильность $U_{Н}$: $\Delta U_{Н} = \Delta U_{ВХ} / K_{СТ} = \pm 2 В / 360 = 0,0055 В = \pm 5,5 мВ$. (14)
 - Номинальные мощности источника и нагрузки P и η схемы стабилизатора.
 $P_{ВХ,НОМ} = U_{ВХ,НОМ} \cdot I_{ВХ} = 18 \cdot 1 = 18 Вт$; $P_{Н,НОМ} = U_{Н,НОМ} \cdot I_{Н} = 12 \cdot 1 = 12 Вт$. (15)
 $\eta_{НОМ} = P_{Н,НОМ} / P_{ВХ,НОМ} = 66,6 \%$. (16)
- Аналогично проводят расчет параметров для схемы рис. 6.3.*

6.3. Оценка параметров схемы компенсационного стабилизатора на ОУ

Схемы (рис. 6.4, 6.5) имеют следующие входные и выходные параметры:

$$U_{CT} \leq 50\text{В}; J_{CT} \leq 10\text{А}; U_{ПOM} \leq 10\text{ мВ}; K_{CT} = 300 \div 1000 \text{ (для несложных схем)}.$$

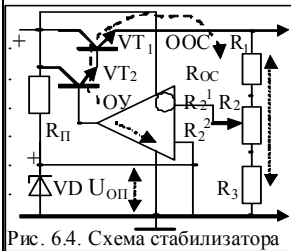


Рис. 6.4. Схема стабилизатора

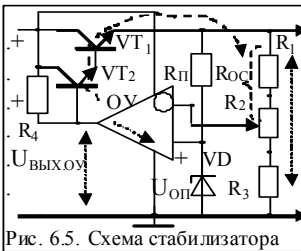


Рис. 6.5. Схема стабилизатора

Для увеличения $I_{ВЫХ}$ схемы и уменьшения ее $R_{ВЫХ}$, используем повторитель «U» на составном VT, включенном по схеме Дарлингтона. При использовании в схеме (рис. 6.4 и 6.5) составных VT – ток в нагрузке может возрастать до $I_H = 3 \dots 10 \text{ А}$:

$$I_H \leq I_{OY.ВЫХ} \cdot \beta_0; \quad (\beta_0 = \beta_1 \cdot \beta_2); \quad \beta_0 = 600 \dots 6000; \quad I_{OY.ВЫХ} = 1 \dots 10 \text{ мА}. \quad (6.17)$$

$$U_H = (U_{OP} / [(R_{OC} / R_2) + 1] - U_{БЭ1} - U_{БЭ2}). \quad (R_{OC} = R_1 + R_2^*) \quad (6.18)$$

$$P_{VT1} = (E_H - U_H) \cdot I_H = U_{КЭ.VT1} \cdot I_{К.VT1}. \quad (6.19)$$

$$U_{ВЫХ} = U_{OP} \cdot (1 + (R_1 / R_2)) = U_{OP} \cdot K_U. \quad K_U = (1 + (R_1 / R_2)) = (2-5) \quad (6.20)$$

Мощность, рассеиваемая на выходном мощном транзисторе VT_1 , зависит от падения напряжения $U_{КЭ.1}$ ($U_{КЭ1} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$) и тока I_H через К-Э переход VT_1 .

Для обеспечения устойчивой работы схемы, необходимо обеспечить запас на $U_{КЭ} \geq 3\text{В}$, но не более 6В , для исключения большой мощности потерь на VT_1 .

С одной стороны, чем больше падение $U_{КЭ.1}$ на VT_1 , тем выше K_{CT} и тем меньше пульсаций на выходе, но, с другой стороны, тем ниже КПД схемы.

Пример 6.3. Расчет схемы стабилизатора (рис. 6.4) с параметрами:

$$E_{ВХ} = 12\text{В}; \Delta E_{ВХ} = \pm 2\text{В}; I_{H,MAX} = 2\text{А}; U_H = 6 - 9\text{В};$$

Решение: 1. Выбираем тип РЭ – регулирующего элемента (VT_1) из условий:

$$U_{КЭ,MAX} = E_{ВХ} + dE_{ВХ} - U_{H,MIN} = 8\text{В}, \text{ которое } U_{КЭ,MAX} \leq (2/3)U_{КЭ,MAX,СПР}.$$

$$P_{KMAX} = U_{КЭ,MAX} \cdot I_{H,MAX} = 8 \cdot 2 = 16\text{ Вт}, \text{ которое } < P_{KMAX,СПР} \cdot I_{H,MAX} \leq (3/4)I_{K,MAX,СПР}.$$

Этим условиям удовлетворяет транзистор типа КТ908А с параметрами:

$$I_{K,MAX,СПР} = 10\text{ А}, \quad P_{KMAX,СПР} = 50\text{ Вт}, \quad \beta = 80, \quad U_{КЭ,MAX,СПР} = 65\text{ В}.$$

2. Рассмотрим возможность получения заданных параметров схемы при использовании в качестве усилительного элемента - ОУ (см. рис. 6.5,а) из условий:

$$U_{ВЫХ.ОУ} = U_{БЭ} + U_{H,MAX} = 0,6 + 9 = 9,6\text{ В} < U_{ВЫХ,MAX,ОУ}. \quad (6.21)$$

$$I_{ВЫХ.ОУ} = I_{Б,MAX} = I_{H,MAX} / (1 + \beta_{MAX}) = 25\text{ мА} < I_{ВЫХ,MAX,ОУ}. \quad (6.22)$$

где $U_{ВЫХ,MAX,ОУ}$ и $I_{ВЫХ,ОУ}$ – предельные значения выходных параметров ОУ.

По справочнику выбираем ОУ – К157УД1, для которого справедливы параметры:

$$U_{ВЫХ,MAX,ОУ} = 12\text{ В}; \quad I_{ВЫХ,MAX,ОУ} = 300\text{ мА}.$$

Если условие 6.21 не выполняется, то в качестве усилительного элемента следует использовать транзистор. В этом случае следует обратиться к примеру № 6.1. При несоблюдения условия 6.22 в качестве РЭ используют составные транзисторы, например, КТ 972, КТ973; КТ829, КТ853; КТ825, КТ827; и др. (см. рис. 6.4).

$$\text{Тогда } I_{ВЫХ.ОУ} = I_{H,MAX} / (1 + \beta_1 \beta_2) < I_{ВЫХ,MAX,ОУ}. \quad (6.23)$$

где β_1, β_2 – коэф. усиления по току двух транзисторов, например, КТ608 + КТ908.

3. В качестве опорного напряжения $U_{OP} = U_{CT} < U_{H,MIN}$ используем стабилитрон

$$\text{КС133А с параметрами: } U_{OP} = 3,3\text{ В}; \quad r_d = 65\text{ Ом}; \quad I_{OP,НОМ} = 10\text{ мА}.$$

4. Определяем сопротивление балластного резистора R_B , полагая, что

$$I_{\text{оп.ном}} \gg I_{\text{вх.оу}}; \quad R_{\text{бал}} = (E_{\text{вх.сп}} - U_{\text{оп}}) / I_{\text{оп.ном}} = 0,9 \text{ кОм.}$$

5. Для расчета величин резисторов R_1, R_2, R_3 предположим, что движок в потенциометре R_2 стоит в крайнем верхнем положении. Тогда выходное напряжение схемы стабилизатора имеет заданное (const.) минимальное значение.

При крайнем нижнем положении движка R_2 выходное напряжение максимально.

$$\text{В этом случае } U_{\text{н.мин}} = U_{\text{вых.оу}} - U_{\text{бэ}} = [R_1 / (R_2 + R_3) + 1] \cdot U_{\text{оп}} - U_{\text{бэ.1}} \quad (6.24)$$

$$\text{Во втором случае } U_{\text{н.мах}} = [(R_1 + R_2) / R_3 + 1] \cdot U_{\text{оп}} - U_{\text{бэ.1}} \quad (6.25)$$

Если $R_3 = 1 \text{ кОм}$, то из уравнения (6.24) и (6.25) находим: $R_1 = 0,5 \text{ кОм}$; $R_2 = 0,5 \text{ кОм}$.

Определим коэффициент стабилизации схемы, применив общую формулу (6.26)

$$K_{\text{ст.мин}} = [(U_{\text{н.мин}} / E_{\text{вх.мах}}) (R_1 / R_{\text{вх}})] K_{\text{дел}} = [(6/14) (100 / (1000/10000))] 10,8 = 343.$$

где $R_i = r_k^* = r_k / (1 + \beta)$ – внутреннее сопротивление РЭ (транзистора). $r_k = \varphi_T I_k$.

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{э}} / K_{\text{оу}}, \quad K_{\text{дел}} = [(R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3)] \quad (6.27)$$

$$\text{тогда } K_{\text{ст.мах}} = [(U_{\text{н.мин}} / E_{\text{вх.мах}}) (r_{k1} / r_{\text{э}}) (K_{\text{оу}} / (1 + \beta_1))] \cdot K_{\text{дел}} = 1,2 \cdot 10^7. \quad (6.28)$$

где $K_{\text{оу}}$ – коэффициент усиления ОУ без обратной связи (справ. значение).

6.4. Оценка параметров схемы компенсационного стабилизатора на ОУ

Рассмотрим схему компенсационного стабилизатора (рис. 6.5).

$$U_{\text{вх.оу}} = U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}} (R_2 / (R_1 + R_2)) \quad (6.29)$$

где: $U_{\text{вх.оу}}$ – напряжение, усиливается ОУ и поступающее в виде $U_{\text{вых.оу}}$ (доля $U_{\text{вых}}$) на базу VT_1 , так чтобы скорректировать любое изменение $U_{\text{вых}}$, возникающее под влиянием изменения $U_{\text{вх}}$ и тока в нагрузке R_H .

Работа схемы: если $U_{\text{вых}}$ уменьшается под влиянием уменьшения $U_{\text{вх}}$, либо от увеличения I_H , то $U_{\text{вых}}$ также уменьшится, а $U_{\text{оп}}$ остаётся постоянным (с некоторой стабильностью). Разность $U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}}$ возрастает, поскольку напряжение на инвертирующем входе ОУ станет более отрицательным по отношению к $U_{\text{оп}}$.

$U_{\text{вых.оу}} = U_{\text{вх}}$ становится (+), что вызывает изменение «U» на эмиттерах VT_1, VT_2 в положительном направлении до тех пор, пока не восстановится приближенное равенство $U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}}$. Последнее будет иметь место в случае, когда $U_{\text{вых}}$ достигнет значения, которое было до изменения нагрузки или $E_{\text{вх}}$, т.е. $U_{\text{вых}}$ ОУ вызовет дальнейшее 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 $U_{\text{вых}}$. В случае, когда $E_{\text{вх}}$ возрастает, или I_H уменьшается, процесс в системе протекает в обратном порядке.

Т.к. $U_{\text{кэ1}} = E_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ и весь I_H протекает через VT_1 , то КПД схемы зависит от величины $U_{\text{кэ1}}$; VT_2 формирует $I_{\text{б1}}$; на VT_1, VT_2 построены усилители тока.

Например, при $E_{\text{вх}} = 30V$ и $U_{\text{вых}} = 25V$, $\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = 83\%$.

Для увеличения КПД необходимо уменьшить разность $E_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$, однако при этом существует предел ($U_{\text{кэ1}} \geq 3,0V$). Для обеспечения линейности $U_{\text{вых}}$, разность $E_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ должна быть больше, чем $U_{\text{бэ1}} + U_{\text{бэ2}} + U_{\text{кэ1}} \geq 3V$.

Оптимальным будет условие: $E_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = 3,5V$.

Если R_1 – потенциометр, то $U_{\text{вых}}$ можно регулировать от $E_{\text{вх}} - 3,5V$ до $U_{\text{оп.вд}}$.

Очевидно, $U_{\text{вых}}$ схемы стабилизатора не может быть выше $E_{\text{вх}}$, или меньше, чем $U_{\text{оп}}$, т.к. должно быть $U_{\text{оп}} > U_{\text{вых}}$. K_U ОУ без ООС = А = бесконечно большой. $I_{\text{к2}}$ с учетом коэф. усиления по току K_i для 2-х VT . $I_{\text{к2}} = I_{\text{б1}} \beta_1 \beta_2$ где: $\beta = h_{21\text{э}}$.

Цепь ОС для стабилизатора образуется делителем на R_1 и R_2 .

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

Поэтому, $U_{ВЫХ} = U_{ОП} \cdot K_U = U_{СТ}(R_2/(R_1+R_2))$. (6.30)

Таким образом, $U_{ВЫХ}$ изменяется до тех пор, пока выполн. условие $U_{ВЫХ} = U_{ОП}$.

Отношение приращений $K_{СТ} = dU_{ВЫХ}/dE_{ВХ} = (R_H/r_K)((R_2+R_1)/A \cdot R_2)$ (6.31)

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

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

Если VT - пара Дарлингтона, то $r_K VT_1$ увеличится до $r_{К1.ЭФФ} = r_{К1} \cdot h_{21Э2}$.

Уравнение ошибки $dU_{ВЫХ}$, в зависимости от изменения $dJ_{ВЫХ}$, будет иметь вид:

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dJ_{ВЫХ}} = \frac{(R_H/A)((R_1+R_2)/R_2)}{1} \quad (6.32)$$

Пример 6.4: Расчет схемы (рис. 6.5,6) и определить параметры элементов.

Дано: $U_{ВЫХ} = 10В$; $I_{ВЫХ} = 1А$; $E_{ВХ.МИН} = 14В$; $E_{ВХ.МАХ} = 20В$. 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 $(5 \div 8 В)$. Пусть $U_{ОП} = 5,6 В$.

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

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 напряженности шума. Если $I_{R1} = 0,1 \text{ мА}$, то условие выполнено.

Резистор R_4 должен обеспечивать необходимый I_B для VT_2 при $E_{ВХ.МИН}$.

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

$$R_4 = [E_{ВХ.МИН} - (U_{ВЫХ} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2})]/(I_{B2} + I_{ВЫХ.ОУ}). \quad I_{ВЫХ.ОУ} = 1 \div 10 \text{ мА}.$$

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 $R_4 = [14В - (10В + 0,85В + 0,7В)]/3 \text{ мА} = 816 \text{ Ом}$.

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

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

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

Проверим, может ли ОУ отдать макс. ток, необходимый для R_4 .

$$I_{МАХ} = \{[E_{ВХ.МАХ} - (U_{ВЫХ} + U_{БЭ1} + U_{БЭ2})]/R_4 - I_{B2}\} = (8,45/816) - 1 \text{ мА} = 10,3 \text{ мА} - 1 \text{ мА} = 9,3 \text{ мА}.$$

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

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

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

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

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

Проверим погрешность стабилизации:

$dE_{ВХ} = E_{ВХ.МАХ} - E_{ВХ.МИН} = 20В - 14В = 6В$. Из уравнений (6.31 и 6.32) получим:

$$dU_{ВЫХ} = (R_H \cdot dE_{ВХ} \cdot r_{К1.ЭФФ})/[(R_2+R_1)/A \cdot R_2] = (r_{К1.ЭФФ} = r_{К1} \cdot \beta) = 120 \cdot 50;$$

$$= dE_{ВХ} \cdot [(R_2+R_1)/AR_2] \cdot [U_{ВЫХ}/I_{ВЫХ.МАХ}] \cdot R_{К1} \cdot h_{21Э2}.$$

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

$$dU_{ВЫХ} = 10 \text{ Ом} \cdot 100 \text{ ком} \cdot 6В/120 \text{ Ом} \cdot 50 \cdot (20000 \cdot 56 \text{ ком}) = 0,89 \text{ мВ при } dE_{ВХ} = 6В.$$

Определим изменение $dU_{ВЫХ}$ под влиянием изменение тока нагрузки $dI_H = 1А$.

$$dU_{ВЫХ} = dI_H(R_H/A) \cdot [(R_1+R_2)/R_2] = 0,89 \text{ мВ}.$$

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.

Тип VT (1 - 2 шт.) выбрать самостоятельно. Если ОУ указан в схеме, то - выбрать самостоятельно.

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

Таблица 6. Параметры для индивидуального расчета схемы стабилизатора

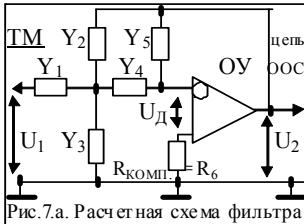
Для первой группы								Для второй группы							
№ вар	Схема № рис	$E_{и}$ (В)	$\Delta E_{пом}$ В	$I_{н,MAX}$ (мА)	$U_{ВЫХ}$ В	$\Delta U_{пом}$ В	Кст	№ вар	Схема № рис	$E_{и}$ (В)	$\Delta E_{пом}$ В	$I_{н,MAX}$ (мА)	$U_{ВЫХ}$ В	$\Delta U_{пом}$ В	Кст
1	6.1	13	0,15	50	9			1	6.3	20	0,25	150	15		
2	6.2	11	1,0	250	8			2	6.4	18	0,66	20	13		
3	6.3	19	0,95	300	15			3	6.5	16	0,12	250	11		
4	6.4	8	0,40	35	5			4	6.1	14	0,5	300	10		
5	6.5	13	0,66	130	9			5	6.2	15	0,12	35	9		
6	6.1	16	1,1	200	12			6	6.3	17	0,46	200	12		
7	6.2	8	0,45	20	4			7	6.4	19	0,32	450	11		
8	6.3	15	0,65	350	11			8	6.5	11	0,55	50	7		
9	6.4	12	0,55	300	8			9	6.1	13	0,1	250	9		
10	6.5	14	0,80	50	10			10	6.2	15	0,8	300	8		
11	6.1	10	0,25	250	6			11	6.3	12	0,67	20	8		
12	6.2	18	1,2	340	14			12	6.4	10	0,9	150	6		
13	6.3	9	0,6	35	5			13	6.5	8	0,15	250	5		
14	6.4	8	0,1	330	3			14	6.1	15	1,0	35	9		
15	6.5	12	0,15	250	8			15	6.2	12	0,95	150	8		
16	6.1	15	0,35	30	11			16	6.3	14	0,40	200	10		
17	6.2	13	0,1	150	8			17	6.4	16	0,66	50	12		
18	6.3	10	0,22	200	6			18	6.5	18	1,1	250	10		
19	6.4	7	0,15	45	4			19	6.1	20	0,45	100	15		
20	6.5	11	0,33	300	8			20	6.2	10	0,65	20	6		
21	6.1	14	0,25	100	11			21	6.3	12	0,55	150	8		
22	6.2	16	0,66	30	10			22	6.4	18	0,80	200	13		
23	6.3	12	0,12	200	9			23	6.5	16	0,25	40	11		
24	6.4	18	0,5	150	15			24	6.1	15	1,2	300	9		
25	6.5	15	0,12	40	12			25	6.2	13	0,6	200	8		
26	6.1	13	0,46	100	8			26	6.3	12	0,1	30	9		
27	6.2	10	0,32	150	7			27	6.4	10	0,15	250	7		
28	6.3	12	0,55	40	9			28	6.5	8	0,35	300	5		
29	6.4	9	0,1	250	6			29	6.1	11	0,1	20	9		
30	6.5	7	0,8	200	5			30	6.2	15	0,22	200	10		
31	6.1	11	0,67	150	8			31	6.3	12	0,15	300	8		
32	6.2	14	0,9	100	10			32	6.4	10	0,33	100	7		
33	6.3	17	0,22	200	13			33	6.5	14	0,73	250	10		
34	6.4	12	0,33	300	9			34	6.1	16	0,53	150	12		
35	6.5	12	0,33	300	9			35	6.2	16	0,53	150	12		
36	6.1	11	0,67	150	8			36	6.3	12	0,15	300	8		
37	6.2	14	0,9	100	10			37	6.4	10	0,33	100	7		
38	6.3	17	0,22	200	13			38	6.5	14	0,73	250	10		
39	6.4	12	0,33	300	9			39	6.1	16	0,53	150	12		
40	6.5	12	0,33	300	9			40	6.2	16	0,53	150	12		

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

Цель занятия: Анализ и расчет параметров схем активных фильтров НЧ и ВЧ, а также полосовых фильтров на основе операционных усилителей.

ФИЛЬТРЫ. Методика расчета параметров активных фильтров на ОУ (12с)

I. Структурная схема инвертирующего фильтра на ОУ с многопетлевой ОС



позволяет реализовать активный фильтр НЧ и ВЧ второго порядка т.е. для случая $n_2 = \pm 40\text{db/дек}$.

Запишем передаточную функцию для фильтра 7.а:

$$U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = (-Y_1 \cdot Y_4) / [Y_3 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + (Y_2 \cdot Y_4)] \quad (7.а)$$

Для схемы ФНЧ 2-го порядка можно записать передаточную функцию (7.а) в операторной форме:

$$U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = -H \cdot \omega_0^2 / (p^2 + a \cdot p \cdot \omega_0 + \omega_0^2). \quad (7.б)$$

Сравнивая выр. (7.а и 7.б), отметим следующее:

- для того чтобы числитель не был функцией p , в качестве Y_1 и Y_4 нужно использовать резистивные проводимости ($g = 1/R$);
- для того чтобы получить в знаменателе член, независимый от p , в качестве Y_2 нужно использовать резистивные проводимости ($g = 1/R$);
- для того чтобы получить член p^2 в знаменателе, в качестве Y_3 и Y_5 нужно использовать емкостные проводимости ($b_C = 1/X_C = 2\pi fC$).

Запишем ур-я для определения параметров пассивных элементов схемы - рис. 7.а:

$$Y_1 = g_1; \quad Y_2 = g_2; \quad Y_3 = pC_1; \quad Y_4 = g_3; \quad Y_5 = pC_2; \quad (\text{оператор Лапласа } p = j\omega); \quad (7.в)$$

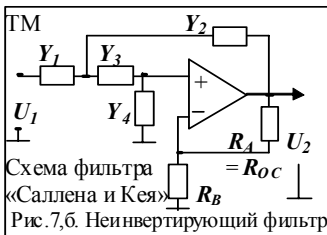
$$K_0 = H - \text{коэф. передачи инвертирующей схемы на частоте среза } (f_{\text{СР}} = f_0);$$

Для ФНЧ и ПФ $f_{\text{т.ОУ}}$ единичного усиления должна удовлетв. условию: $f_{\text{т.ОУ}} > f_0 K_0$, (7.е)

Для ФВЧ неравенство еще жестче: частота единичного усиления $f_{\text{т.ОУ}} \geq 10 f_0 K_0$. (7.ж)

II. Структурная схема неинвертирующего фильтра 2-го порядка на ОУ

В схемах фильтров на ОУ усиление нормируют за счет величин R_A и R_B в цепи ООС.



Каждый 2-х-полосный элемент в схеме рис. 7,б может быть резистором или конденсатором.

Передаточная функция схемы в общем виде:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_H \cdot Y_1 \cdot Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot Y_4 - K_H \cdot Y_2 \cdot Y_3}. \quad (7.а)$$

Коэффициент усиления
неинвертирующего ОУ:

$$K_H = 1 + (R_A/R_B). \quad (7.б)$$

Из структурной схемы (рис. 7.б) можно получить ФНЧ, если в качестве Y_1 и Y_3 использовать g проводимости, а в качестве Y_2 и Y_4 – b проводимости ($b = 1/X_C$), т.е.

$$Y_1 = 1/R_1, \quad Y_2 = j\omega C_1 = pC_1, \quad Y_3 = 1/R_2, \quad Y_4 = pC_2. \quad (7.в)$$

7.1. Схема инвертирующего ФНЧ второго порядка

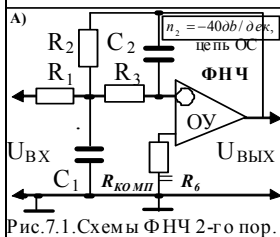


Рис.7.1. Схемы ФНЧ 2-го пор.

Соотношения для расчета при неравенст. $R_1, R_2, R_3; C_1, C_2$:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3}) \quad (7.1.1); \quad K_0 = H = -(R_2/R_1) \quad (7.1.2)$$

$$\alpha = [(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3) / R_1] \cdot \sqrt{C_2 / (C_1 \cdot R_2 \cdot R_3)} \quad (7.1.3)$$

$$C_1 = (4/\alpha^2) \cdot (H+1) C_2 \quad (7.1.4)$$

При условии $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_3 = R$ – формулы упрощаются:

$$f_0 = 1/(2\pi \cdot R \cdot C), \quad (7.1.5); \quad R = 1/(2\pi \cdot f_0 \cdot C), \quad (7.1.6)$$

$$C = 1/(2\pi \cdot f_0 \cdot R), \quad (7.1.7); \quad \alpha = (2R_1 + R)/R_1 \quad (7.1.8)$$

Для АЧХ с макс. плоской (пологой) характеристикой (ф. Баттерворта) берут $\alpha = 1,41$.

Однако при $R_1 = R_3 = R$ получим $\alpha \geq 2$, а при $R_1 = R$ получим $\alpha = 3$.

При таких значениях α АЧХ фильтра не имеет подъема на частотах, близких к f_0 .

Значение коэф. затухания $\alpha = 1,41$ можно получить при неравенстве R_1, R_2, R_3 .

Решим систему ур. в общем виде. Зададим значение емкости $C_2 = K/2\pi \cdot f_0$ (7.1.9)

и найдем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_2$ (7.1.10)

Через величины параметров K, f_0, α, K_0 (H) выразим остальные величины ФНЧ:

$$C_1 = (4/\alpha^2)(H+1)C_2 \quad (7.1.11); \quad R_1 = \alpha/(2HK) \quad (7.1.12); \quad R_2 = H \cdot R_1 \quad (7.1.13); \quad R_3 = \alpha/[2(H+1)K] \quad (7.1.14)$$

Пример 1. Расчет параметров ФНЧ 2-го порядка (рис. 7.1) с макс. плоской характеристикой (для фильтра Баттерворта) при условии: $\alpha = 1,41, f_0 = 10 \text{ кГц}; H = K_0 \geq 10$.

Решение. 1. Схема ФНЧ 2-го порядка содержит ОУ с многопетлевой ООС, которая обеспечивает заданный наклон АЧХ в полосе ограничения $n = -40 \text{ (дБ/дек)}$.

2. Выбираем ОУ (из табл. Прил. 3) по частоте единичного ус. $f_{T,OU} \geq f_0 \cdot K_0 = 100 \text{ кГц}$.

Для ОУ типа $\mu A-741$ $f_T = 1 \text{ МГц}$, т.е. последнее неравенство выполняется с запасом.

3. Зададимся значением мин. емкости $C_2 = 1,0 \text{ нФ}$ по номограмме на рис. 7.Х.

4. Найдем вспомогательный коэф.: $K = 2\pi f_0 \cdot C_2 = 6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 6,28 \cdot 10^{-5}$. (7.1.10)

Найдем величину емкости C_1 : $C_1 = (4/\alpha^2) \cdot (H+1) C_2 = (4/2) \cdot (10+1) \cdot 1 \text{ нФ} = 22 \text{ нФ}$. (7.1.11)

5. Определим значения R_i и коэф. усиления K_0 в схеме фильтра: $[K_0 \cdot U_{ВХ} = U_{ВЫХ}]$.

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot 10 \cdot 6,28 \cdot 10^{-5}} = 1122 \text{ Ом}; \quad R_2 = H R_1 = 11226 \text{ Ом}; \quad R_3 = \frac{\alpha}{2(H+1)K} = 1020 \text{ Ом}$$

6. Проверим значение коэф. затухания (демпфирования) α, K_0 и частоту среза f_0 :

$$\alpha = [(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3) / R_1] \cdot \sqrt{C_2 / (C_1 \cdot R_2 \cdot R_3)} = 1,41; \quad K_0 = -R_2/R_1 = -10 = U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{0,000000022 \cdot 0,00000001 \cdot 11226 \cdot 1020}} \approx 10032,6 \text{ Гц}$$

7. Учитывая (по справочнику) для ОУ - $\mu A-741$ значение $I_{ВХ} = 40 \text{ нА}$, определим величину $U_{СМ}$: $U_{СМ} = I_{ВХ} [R_3 + (R_1 || R_2)] = 40 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,000080 \text{ В} = 80 \text{ мВ}$, которое можно компенсировать на входе ОУ, подключив между неинвертирующим входом и общей шиной резистор $R_{СМЕЩ} = R_6 = [R_3 + (R_1 \cdot R_2) / (R_1 + R_2)] = 2,04 \text{ кОм}$.

Выводы: Величины R_1 и R_3 удовлетворяет условию: $R_{Мин} \geq 1 \text{ кОм}$. (см. ур. 7.г).

Величины: $f_{0,задан} = f_{0,пров}$ при $\Delta f = 0,32\%$; для фильтра Баттерворта: $\alpha_{ВЫБ} = \alpha_{ПРОВ}$

При $C_1 = C_2 = C_0 = 1 \text{ нФ}, R_1 = R_3 = R_0 = 15923$ и $T_0 = 0,0001 \text{ с}$ - получим: $\tau_0 = 0,0000159 \text{ с}$.

7.2. Схема инвертирующего ФВЧ второго порядка

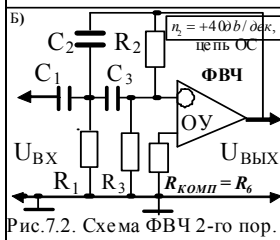


Рис.7.2. Схема ФВЧ 2-го пор.

Схему можно получить, если поменять местами C_i и R_i .
Для схемы фильтра 2-го порядка передаточная функция в комплексной операторной форме записи, имеет вид:

$$(U_{ВЫХ}/U_{ВХ}) = -H \cdot p^2 / (p^2 + \alpha \cdot p \cdot \omega_0 + \omega_0^2) \quad (\leftarrow \text{инвертирование}).$$

Соотношения для расчета при неравенст. $R_1, R_2, R_3; C_1, C_3$:

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{C_2 \cdot C_3 \cdot R_1 \cdot R_2}); \quad (7.2.1); \quad K_0 = H = -C_1 / C_2; \quad (7.2.2)$$

$$\alpha = (C_1 + C_2 + C_3) \sqrt{R_1 / (R_2 C_2 C_3)}; \quad (7.2.3); \quad C_1 = (4/\alpha^2)(H+1)C_2; \quad (7.2.4)$$

При условии $C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R$, выражения упрощаются:

$$f_0 = 1 / (2\pi \cdot R \cdot C), \quad (7.2.5); \quad K_0 = H = -C_1 / C_2, \quad (7.2.6); \quad \alpha = 2 + (C_1 / C_2), \quad (7.2.7)$$

$$R = 1 / (2\pi \cdot f_0 \cdot C); \quad C = 1 / (2\pi \cdot f_0 \cdot R). \quad (7.2.8); \quad (7.2.9)$$

Для АЧХ с макс. плоской (пологой) характеристикой (ф. Баттерворта) берут $\alpha = 1,41$.

Для этого следует задать значения $C_1 = C_3 = C$,

Значение коэф. затухания $\alpha = 1,41$ можно получить при неравенстве R_1, R_2, R_3 .

Решим систему ур. в общем виде. Зададим значение емкости $C_2 = K / 2\pi \cdot f_0$ (7.2.10)

и найдем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_2$ (7.2.11)

Через величины параметров K, f_0, α, H выразим величины R_1, R_2, R_3 :

$$R_1 = 2 / [K(2+1/H)]; \quad (7.2.12); \quad R_2 = H(2+1/H) / \alpha K; \quad (7.2.13); \quad R_3 = R_1 || R_2. \quad (7.2.14)$$

Пример 2. Расчет параметров ФВЧ 2-го порядка (рис. 7.2) с макс. плоской (пологой) характеристикой (фильтр Баттерворта) при: $\alpha = 1,41, f_0 = 10 \text{ кГц}; H = K_0 = 10$;

Решение: 1. Используем схему ФВЧ на основе ОУ с многопетлевой ООС, которая может обеспечить заданный наклон АЧХ в полосе ограничения $n = +40 \text{ (db/дек)}$.

2. Выбираем ОУ (из табл. Прил. 3) по частоте единичного ус. $f_{т.оу} \geq f_0 \cdot K_0 = 100 \text{ кГц}$. Для ОУ типа $\mu\text{A}-741$ $f_T = 1 \text{ МГц}$, т.е. последнее неравенство выполняется с запасом.

3. Зададим значение емкости C_2, C_3 по номограмме на рис. 7.X. $C_2 = C_3 = 1,0 \text{ нФ}$.

4. Находим вспомогательный коэф.: $K = 2\pi f_0 \cdot C_2 = 6,28 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 6,28 \cdot 10^{-5} \text{ (1/Ом)}$. Определим величину емкости C_1 : $C_1 = (4/\alpha^2)(H+1)C_2 = (4/2)(10+1)0,00000001 = 22 \text{ нФ}$.

5. Определим значения R_i и коэф. усиления K_0 в схеме фильтра: $[K_0 \cdot U_{ВХ} = U_{ВЫХ}]$.

$$R_1 = 2 / [K(2+1/H)] = 15165,0 \text{ Ом}; \quad R_2 = H(2+1/H) / \alpha K = 237159,0 \text{ Ом}.$$

$$R_3 = R_1 || R_2 = (R_1 \cdot R_2) / (R_1 + R_2) = 14253 \text{ Ом}.$$

6. Проверяем полученное значение частоты f_0 , коэф. α и K_0 :

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{C_2 C_3 R_1 R_2}); \quad \alpha = (C_1 + C_2 + C_3) \sqrt{R_1 / (R_2 C_2 C_3)}; \quad K_0 = -C_1 / C_2 = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}.$$

7. Учитывая (по справочнику) для ОУ - $\mu\text{A}-741$ значение $I_{ВХ} = 40 \text{ нА}$, определим величину $U_{см}$: $U_{см} = I_{ВХ}(R_3 + (R_1 || R_2)) = 40 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^3 = 0,000080 \text{ В} = 80 \text{ мВ}$, которое необходимо скомпенсировать на входе ОУ, подключив между неинвертирующим входом и общей шиной резистор $R_{смещ} = R_5 = [R_3 + (R_1 \cdot R_2) / (R_1 + R_2)] = 2,04 \text{ кОм}$.

Выводы: Величина $R_{мин}$ удовлетворяет условию: $R_{мин} > 1 \text{ кОм}$. (см. ур. 7.г).

При $C_1 = C_2 = C_0 = 1 \text{ нФ}, R_1 = R_3 = R_0 = 14253$ и $T_0 = 0,0001 \text{ с}$ - получим: $\tau_0 = 0,000015 \text{ с}$.

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{mВЫХ} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.3. Схема инвертирующего полосового фильтра

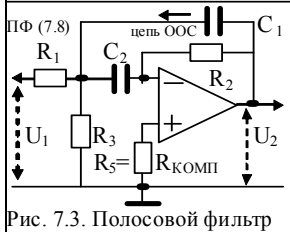


Рис. 7.3. Полосовой фильтр

Схема - рис. 7.3, построена на основе схемы рис. 7,б.

Для схемы ПФ 2-го порядка передаточная функция в комплексной операторной форме имеет вид:

$$(U_{ВЫХ}/U_{ВХ}) = -H \cdot \rho \omega_0 / (\rho^2 + \alpha \rho \omega_0 + \omega_0^2).$$

Запишем выражение для оценки параметров Q , f_0 и K_0 при неравенстве $R_1, R_2, R_3; C_1, C_2$: $K_0 = (2Q^2)$,

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3}), \quad (7.3.1); \quad K_0 = (-R_2/R_1), \quad (7.3.2)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}, \quad (7.3.3); \quad Q = \pi R_2 C_1 f_0; \quad Q = (1/2). \quad (7.3.4)$$

При условии $R_1 = R_2 = R_3; f_0 = 1/(2\pi \cdot R \cdot C)$. (7.3.5)

Для получения высокой добротности Q значения R_1, R_2, R_3 должны быть различны.

Порядок расчета фильтра с заданной добротностью Q : Ширина полосы $B = f_0/Q$. (Гц)

Задаемся величиной C_2 по рис. 7.X и определяем параметры схемы фильтра:

вспомогательный коэф. $K = 2\pi f_0 \cdot C_2$, (7.3.6); $B = f_0/Q$. – ширина полосы пропуск. (7.3.7)

$$R_1 = 1/(HK); \quad (7.3.8); \quad R_2 = 1/[2Q + H]K; \quad (7.3.9); \quad R_3 = 2Q/K \quad (7.3.10)$$

где: $(R_1 || R_2) = (R_1 \cdot R_2)/(R_1 + R_2); \quad R_3 = (R_1 || R_2)$ (7.3.11)

Для ПФ условие $C_1 = C_2 = C$ выбирают редко, тогда, $C_1 = (4/\alpha^2)(H+1)C_2$. (7.3.12)

Пример 3. Расчет параметров полосового фильтра при: $f_0 = 10 \text{ кГц}; K_0 = 10$.

Выберем по рис. 7.X значение величины $C_2 = 1 \text{ нФ}$, зависящей от частоты f_0 и значения $R_i \geq 10 \dots 1 \text{ кОм}$ для фильтров на ОУ с его входным и выходным сопротивлением.

1) Из выражения $C_2 = K/2\pi f_0$ находим значение вспомогательного коэффициента:

$$K = \omega_0 \cdot C_2 = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_2, \quad K = 2 \cdot 3,14 \cdot 10000 \cdot 0,000\,000\,001 = 0,0000628. \quad (7.3.6)$$

2) Определим величины $R_1 \dots R_3$ и C_1 .

$$R_1 = 1/10 \cdot 0,0000628 = 1592,3; \quad R_3 = 2 \cdot 0,5/0,0000628 = 15923,5.$$

$$R_2 = R_1 || R_3 = (R_1 \cdot R_3)/(R_1 + R_3) = 1447 \text{ Ом}; \quad R_2 = 1/[2Q + H]K = 1447 \text{ Ом}. \quad (7.3.8)$$

$$C_1 = (4/\alpha^2)(H+1)C_2 = (4/2)(10+1)0,000\,000\,001 = 22 \text{ нФ}. \quad (7.3.10)$$

Если $R_{\text{мин}} < 1 \text{ кОм}$, то необходимо выбрать новое значение C_2 и пересчитать K и R_i .

3. Проверим значения f_0 и коэф. усиления K_0 : $K_0 = -R_2/R_1 = -10$. $[K_0 \cdot U_{ВХ} = U_{ВЫХ}]$.

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3}) = 9775,7 \text{ Гц} \quad \Delta f_0 = 2,24\% \quad (7.3.1)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}} = 0,934. \text{ Проверка: } Q = \pi R_2 C_1 f_0; = 0,94.$$

Выводы: Расчетное значение f_0 близко к заданному. Погрешность $\Delta < \pm 2,5\%$.

При $C_1 = C_2 = C_0 = 1 \text{ нФ}, R_1 = R_3 = R_0 = 15923$ и $T_0 = 0,0001 \text{ с}$ – получим: $\tau_0 = 0,000\,0159 \text{ с}$.

Существует закономерность: период сигнала $T_0 \geq (5-10) \cdot \tau_0$ (« τ – постоянная времени»).

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{\text{ввых}} \ll 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.4. Схема неинвертирующего ФНЧ второго порядка

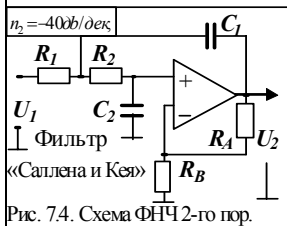


Рис. 7.4. Схема ФНЧ 2-го пор.

В зависимости от коэф. усиления ОУ, определяемого выр. $K_U = 1 + (R_A/R_B)$, можно построить фильтр Бесселя, Баттерворта или Чебышева с критическим затуханием α – характеризующим степень затухания, демпфирования (сжатия). Если на рис. 7.4 убрать резисторы R_A и R_B и замкнуть ООС, то $K_U = 1$, т.е. получим схему ФНЧ с критическим затуханием $\alpha=1$. $f_{CP} = f_{3дб} * (f_{3дб}/f_{CP})$. (7.4.1)

Соотношения для расчета при неравенстве $R_1, R_2; C_1, C_2$:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}); \quad (7.4.2);$$

$$H = K_0 = K_{НННВ} = 1 + (R_A/R_B); \quad (7.4.3)$$

$$\alpha = [(C_2/R_1) + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - K_H)]\sqrt{R_1 R_2 / C_1 C_2}, \quad \alpha = f_{CP} R C = 0,102. \quad (7.4.4)$$

$$R_1 = 2/\alpha K, \quad (7.4.5); \quad R_2 = \alpha/(2mK), \quad (7.4.6); \quad C_2 = mK/2\pi f_0; \quad (7.4.7)$$

При условии $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$ приведенные формулы упрощаются.

$$f_0 = 1/(2\pi R C); \quad (7.4.7). \quad R = 1/(2\pi f_0 C); \quad (7.4.8). \quad *(R_A/R_B) = (R_1 + R_2).$$

Величины R_A и R_B выбирают из условия: $R_B = R_A * (2 - \alpha)$, (7.4.9); $K_H = 1 + (R_A/R_B)$. (7.4.10)

Значение критического затухания: $\alpha = 3 - K_H > 0$. $\alpha = f_{CP} * R * C = 0,102$ (7.4.11)

При $R_1 = R_2 = R$ в схеме ФНЧ рис. 7.4 можно выбрать значение $\alpha = 1,4$, что позволяет добиться макс. плоской характеристики. При $K_H \gg 3$ значение $\alpha = 0$, т.е. усиление на частоте среза f_0 стремится к бесконечности ($K_H = \text{бескон}$) и фильтр возбуждается.

Рекомендуется следующий порядок расчета при заданной величине $\alpha = 1,41$.

Задаем значение C_1 , определяем вспомогательный коэф. $K = 2\pi f_0 C_1$, (7.4.12)

вычисляем все параметры схемы фильтра и коэф. m : $m = \alpha^2/4 + (K_H - 1)$ (7.4.13)

При $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$ постоянная времени $\tau_0 = RC$; $T_0 = (1/f_0)$. (7.4.14)

Пример 4. Рассчитать фильтр Баттерворта с частотой $f_{3дб} = 10 \text{ кГц}$ и $\alpha = 1,41$.

В качестве ОУ – $\mu\text{A}-741$, параметры которого перечислены в ПРИЛОЖЕНИИ ПЗ.

Решение. Из табл. 7.4 находим $f_{3дб}/f_{СРЕЗА} = 1$, поэтому $f_{3дб} = f_{СРЕЗА}$.

По номограмме рис. 7.Х выберем $C_1 = 3 \text{ нФ}$. $(R_1 * R_2 * R_{ВХ}) / (R_1 + R_2 + R_{ВХ}) \geq R_{НМНН}$.

В цепи ООС примем значение $R_A = 10 \text{ кОм}$ и вычислим значение R_B :

$$R_B = R_A * (2 - \alpha) = 10 \text{ кОм} (2 - 1,414) = 5,86 \text{ кОм}. \quad (7.4.9) \quad \tau_1 = R_1 C_1; \quad \tau_2 = R_2 C_2$$

С учетом выбранного типа фильтра (Баттерворта) определим его параметры:

$$K_0 = K_{НННВ} = (R_A/R_B) + 1 = (10 \text{ кОм} / 5,9 \text{ кОм}) + 1 = 2,69. \quad [K_0 * U_{ВХ} = U_{ВЫХ}].$$

$$K = 2\pi f_0 * C_1 = 6,28 * 10000 * 0,000 \text{ 000 003} = 0,000188 \text{ [1/Ом]}. \quad (7.4.8)$$

$$m = \alpha^2/4 + (K_H - 1) = (1,41^2/4) + (2,69 - 1) = 0,3515. \quad (\text{коэф.фициент}) \quad (7.4.9)$$

$$C_2 = m * K / 2\pi f_0 = 0,3515 * 0,000188 / (6,28 * 10000) = 1,05 \text{ нФ}. \quad (7.4.10)$$

$$R_1 = 2/\alpha K = 2/1,414 * 0,000188 = 7523; \quad R_2 = \alpha/(2mK) = 1,414/2 * 0,3515 * 0,000188 = 10700.$$

Выводы: Значение R_i удовлетворяет желаемое ($R_i \geq 1 \text{ кОм}$) для любого типа ОУ.

При неравенстве $R_1, R_2; C_1, C_2$: $\alpha = 3 - K_H = 3 - 2,69 = 0,31$, (7.4.8). Условие $\alpha \neq 0$.

При $R_1 = R_2 = R = 5308 \text{ Ом}$ $C_1 = C_2 = C = 3 \text{ нФ}$, $T_0 = 0,00033 \text{ с}$, $\tau_0 = 15,9 \text{ мкс}$.

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{mВЫХ} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.5. Схема неинвертирующего ФВЧ второго порядка

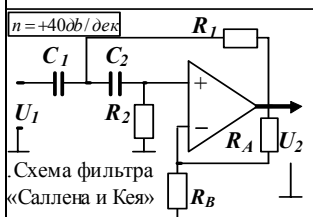


Схема фильтра

«Саллена и Кея»

Рис. 7.5. Схема ФВЧ 2-го пор.

Для расчета параметров схемы (рис. 7.5) необходимо:

1) Выбрать тип фильтра: Баттерворта, Бесселя, Чебышева и величину f_{3db} . Для выбранного типа фильтра найти величину отношения f_{3db}/f_{CP} (по табл. 7.4).

Если отношение f_{3db}/f_{CP} не = 1, то необходимо найти

f_{CP} по выражению: $f_{CP} = f_{3db} \cdot (f_{3db}/f_{CP})$. (7.5.1)

(в выр. 7.4.1 – отношение, а в выр. 7.5.1 – произведение).

2) Если R_1, R_2, R_3 не равны, то задав величину C , запишем соотношения для расчета парам-ов $f_0, \alpha, R_{1,2}$:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}), \quad (7.5.2);$$

$$\alpha = [(C_1/R_2) + (C_2/R_2) + (C_2/R_1)(1-K_H)]\sqrt{R_1 R_2 / C_1 C_2}. \quad (7.5.3)$$

$$R_1 = (\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K_H - 1)})/4K, \quad (7.5.4);$$

$$R_2 = [4/(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K_H - 1)})] \cdot (1/K), \quad (7.5.5)$$

3) Если выполняется условие: $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ – то уравнения упрощаются:

$$f_0 = 1/(2\pi \cdot RC), \quad (7.5.6); \quad R = 1/[2\pi f_{CP} \cdot C], \quad (7.5.7); \quad \alpha = 3 - K_H \quad (7.5.8)$$

Для ФВЧ критическое затухание может составить: $\alpha = f_{CP} \cdot RC = 0,240$. (7.5.9)

4) Из табл. 7.4 выбрать величину α в соответствии с выбранным типом фильтра и определим величины K, K_H, R_A, R_B : вспомогательный коэф. $K = 2\pi \cdot f \cdot C$ (7.5.10)

$$\text{Коэф. усиления в полосе пропускания } K_{НЕИН} = 1 + (R_A/R_B). \quad (7.5.11)$$

$$\text{Задать величину } R_A \text{ и найти величину } R_B \text{ по форм.: } R_B = R_A \cdot (2 - \alpha). \quad (7.5.12)$$

5) Вычислить постоянные времени τ : $\tau_1 = R_1 C_1$, (7.5.13), $\tau_2 = R_2 C_2$. (7.5.14)

Пример 5. Пусть Фильтр имеет характеристику Чебышева с неравномерностью $1db$, частотой среза $f_{3db} = 3 \text{ кГц}$ и коэф. демпфирования $\alpha = 1,059$ (смотри таблицу 7.4).

В качестве ОУ возьмем - $\mu A-741$; его параметры приведены в ПРИЛОЖЕНИИ ПЗ.

Решение. Из табл. 7.1 выбираем $(f_{3db}/f_{CP}) = 1,218, \alpha = 1,059$; поэтому,

$$f_{CP} = f_{3db} \cdot (f_{3db}/f_{CP}) = 3 \text{ кГц} \cdot (1,218) = 3,654 \text{ кГц}. \quad (7.5.1)$$

$$\text{Положим } C = C_1 = C_2 \text{ и } R = R_1 = R_2. (R_1 \cdot R_2 \cdot R_{BX}) / (R_1 + R_2 + R_{BX}) \gg R_{НМИН}$$

Величину конденсатора $C = 22 \text{ нФ}$ выбираем по рисунку 7.X и определяем

$$\text{величину } R = 1/[2\pi f_{CP} \cdot C] = 1/[2\pi \cdot 3,654 \text{ кГц} \cdot 0,022 \text{ мкФ}] = 1,98 \text{ кОм}. \quad (7.5.7)$$

$$K = 2\pi \cdot f \cdot C = 6,28 \cdot 3,654 \cdot 0,000 \text{ 000 } 022 = 0,000505. \quad (7.5.7)$$

В цепи ООС выберем значение $R_A = 10 \text{ кОм}$ и вычислим значение R_B :

$$R_B = R_A \cdot (2 - \alpha) = 10 \text{ кОм} \cdot (2 - 1,059) = 9,41 \text{ кОм}. \quad (7.5.10)$$

$$K_0 = K_{НЕИН} = (R_A/R_B) + 1 = (10 \text{ кОм}/9,41 \text{ кОм}) + 1 = 2,05. \quad (7.5.11) \quad [K_0 \cdot U_{BX} = U_{ВЫХ}].$$

$$\text{При } R_1 \neq R_2, \quad R_1 = (\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K_H - 1)})/4K = 2051 \text{ Ом}. \quad (7.5.4)$$

$$R_2 = [4/(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K_H - 1)})] \cdot (1/K) = 2568 \text{ Ом}. \quad (7.5.5)$$

$$\alpha = 3 - K_H = 3 - 2,05 = 0,95; \quad (7.5.8), \quad \tau_1 = R_1 C_1 = 45 \text{ мкс}; \quad (7.5.13), \quad \tau_2 = R_2 C_2 = 56 \text{ мкс} \quad (7.5.14)$$

Выводы: Параметр $\alpha = 0,95$ вместо $1,059$, т.е. превысил погрешность $\Delta > 5\%$; $\Delta \alpha = 10,2\%$.

При $C_1 = C_2 = C = 22 \text{ нФ}, R_1 = R_3 = R_0 = 1980$ и $T_0 = 0,00033 \text{ с}$ – получим: $\tau_0 = 0,0000435 \text{ с}$.

*) Если $T_0 = (6)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{mВЫХ} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.6. Схема неинвертирующего полосового фильтра

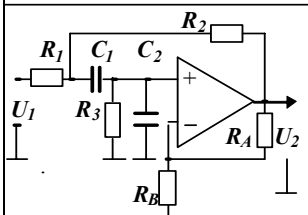


Рис. 7.6. Схема полосового фильтра

Соотношения для расчета при неравен. R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 :

$$f_0 = (1/2\pi) \sqrt{(R_1 + R_2)/(R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2)} \quad (7.6.1);$$

$$\alpha' = (C_1/R_3) + (C_1 + C_2)/R_1 + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - K_H) \quad (7.6.2);$$

$$Q = (1/\alpha) = \sqrt{(R_1 + R_2)(C_1 \cdot C_2)/(R_1 \cdot R_2 \cdot R_3)} (1/\alpha') \quad (7.6.3)$$

$$K_0 = (H/\alpha) = (K_H \cdot C_1)/(R_1 \cdot \alpha') \quad (7.6.4)$$

Из формулы оценки добротности Q следует, что при коэф. затухания $\alpha=0$ добротность Q полосового фильтра стремится к бесконечности, т.е. Q очень сильно зависит от изменения коэф. K_H усиления на полосе пропускания.

Поэтому, такая схема используется лишь для ПФ с добротностью $Q = 10 \dots 15$.

Порядок расчета параметров фильтра при заданной добротности:

Выбирают величину C_1 по графику – рис. 7.Х и определяют вспомогательный коэф.

$$K = 2\pi f_0 \cdot C_1 \quad (7.6.5)$$

$$\text{Вычисляют значения: } C_2 = 0,5 \cdot C_1 \quad (7.6.6)$$

$$R_1 = 2/K, \quad (7.6.7); \quad R_2 = 2/(3K), \quad (7.6.8); \quad R_3 = 4/K, \quad (7.6.9); \quad K_H = (6,5 - 1/Q)/3, \quad (7.6.10)$$

Пример 6. Рассчитать параметры схемы неинвертирующего ПФ (рис. 7.6).

Дано. Частота $f_1 = 1000 \text{ Гц}$; $f_2 = 2000 \text{ Гц}$; $\alpha = 1,41$.

Выбираем по рис. 7.Х значение $C_2 = 40 \text{ нФ}$, тогда $*[R_0 = 1/2\pi f_0 \cdot C_0 = 2815 \text{ Ом.}]$

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{1000 \cdot 2000} = 1414 \text{ Гц.} \quad (7.6.2)$$

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = 1414 / (2000 - 1000) = 1,41. \quad (7.6.3)$$

$$K = 2\pi f_0 \cdot C_1 = 6,28 \cdot 1414 \cdot 0,000\ 000\ 040 = 0,0003552. \quad (7.6.6)$$

$$C_1 = 0,5 C_2 = 20 \text{ нФ.} \quad (7.6.7)$$

$$R_1 = 2/K = 2/0,0003552 = 5630 \text{ Ом.} \quad (7.6.8)$$

$$R_2 = 2/(3K) = 2/(3 \cdot 0,0003552) = 1876 \text{ Ом.} \quad (7.6.9)$$

$$R_3 = 4/K = 4/0,0003552 = 11261 \text{ Ом.} \quad (7.6.10)$$

$$K_H = (6,5 - 1/Q)/3 = (6,5 - 1/1,414)/3 = 1,931. \text{ Округлим } K_H = 2. \quad (7.6.11)$$

Примем $R_A = 10 \text{ кОм}$ и определим величину R_B из условия $K_H = (R_A/R_B) + 1$.

$$\text{Получим } (R_A/R_B) = K_H - 1 = 2. \quad R_B = R_A/2 = 5 \text{ кОм.} \quad [K_0 \cdot U_{ВХ} = U_{ВЫХ}].$$

Проверим условия: $f_0 = (1/2\pi) \sqrt{(R_1 + R_2)/(R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2)} = 1414,3 \text{ Гц.} \quad (7.6.1);$

$$Q = (1/\alpha) = \sqrt{(R_1 + R_2)(C_1 \cdot C_2)/(R_1 \cdot R_2 \cdot R_3)} (1/\alpha') = 0,000\ 000\ 000\ 07944 \cdot (1/\alpha') = 0,709$$

$$\alpha' = (C_1/R_3) + (C_1 + C_2)/R_1 + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - K_H) = 0,000\ 000\ 000\ 11192 \quad (7.6.2);$$

$$\alpha = 1/Q = 1/0,709 = 1,408; \quad K_0 = (H/\alpha) = (K_H \cdot C_1)/(R_1 \cdot \alpha') = 0,0952. \quad (7.6.4)$$

Выводы:

1) Величина $R_{\text{МИН}} = 1,8 \text{ кОм}$, т.е. $R_{\text{МИН}} > 1 \text{ ком}$, поэтому величина C выбрана верно.

2) При $C_1 = C_2 = C = 40 \text{ нФ}$, $R_1 = R_3 = R$ и $T_0 = 0,0001 \text{ с}$ - получили: $R_0 = 2815$; $\tau_0 = 0,00014 \text{ с}$.

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{\text{мВЫХ}} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.7. Схема инвертирующего полосового фильтра с || обратной связью

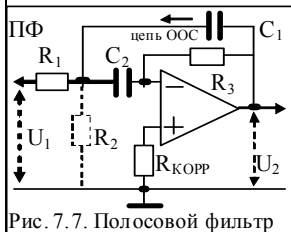


Рис. 7.7. Полосовой фильтр

Схема ПФ (рис. 7.7) может содержать, либо не содержать резистор R_2 . Резистор R_2 позволяет устанавливать желаемую величину коэф. усиления $K_{\text{проп}}$ в полосе пропускания.

Приведем расчет для 2-х случаев.

Процедура расчета для схемы без резистора R_2 .

1) Необходимо выбрать величины f_1 и f_2 и тип ОУ, который имеет на этих частотах запас $A > 2Q^2$. (7.7.1)

где $A = (10-100)$ – коэф. усиления скорректированного ОУ

2) Для выбранных частот f_1 и f_2 найти f_0 и Q по формулам: $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$ (7.7.2)

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) \text{ - (добротность - коэф. стабильности)} \quad (7.7.3)$$

Если условие $Q > 15$, то следует использовать схему универсального фильтра.

Если наоборот, $Q < 15$, то следует выбрать желаемое значение $K_{\text{проп}}$.

4) Определим коэф. усиления в полосе пропускания $K_{\text{проп}}$: $K_{\text{проп}} \leq 2Q^2$. (7.7.4)

3) Выбрать по графику (рис. 7.X) для заданной частоты f_0 величину $C = C_1 = C_2$ и вычислить величины R_i : (требования к R_i : любое $R_{\text{мин}}$ должно быть не менее 1 ком).

$$R_1 = 1 / [4\pi f_0 \cdot Q \cdot C]; \quad (7.7.5) \quad R_3 = 1 / [2\pi f_0 \cdot C]. \quad (7.7.6)$$

$$\text{Если } R_3 > R_1, \text{ то } K_{\text{проп}} = R_3 / 2R_1. \quad (7.7.7); \quad [K_0 \cdot U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}]. \quad (7.7.8)$$

Пример 7. Рассчитать параметры схемы ПФ с || обратной связью без R_2 (рис. 7.7).

Отсутствие R_2 обеспечивает макс. значение коэф. усиления в полосе пропускания.

Задано: $f_1 = 4,5 \text{ кГц}$. $f_2 = 5,5 \text{ кГц}$.

Используем ОУ – $\mu\text{A}-741$, параметры которого приведены в ПРИЛОЖЕНИИ ПЗ.

Решение. $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{4,5 \text{ кГц} \cdot 5,5 \text{ кГц}} = 4,975 \text{ кГц};$ (7.7.2)

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = 4975 / (4500 - 5500) = 4,975. \quad (7.7.3)$$

Выберем величину конденсаторов $C = C_1 = C_2 = 2 \text{ нФ}$.

Определим коэф. усиления в полосе пропускания $K_{\text{пр}} < 2Q^2 = 2 \cdot 4,975^2 = 49,5$. (7.7.4)

Из формулы (7.7.5 – 7.7.6) находим R_1 и R_3 : $[K_0 \cdot U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}].$

$$R_1 = 1 / [4\pi \cdot (4975 \text{ Гц}) \cdot 4,975 \cdot 0,00000002] = 1607 \text{ Ом}. \quad (7.7.5)$$

$$R_3 = 1 / (2\pi \cdot 4975 \text{ Гц} \cdot 0,00000002) = 16004 \text{ Ом}. \quad (7.7.6); \quad K_{\text{проп}} = R_3 / 2R_1 = 5. \quad (7.7.7)$$

Выводы:

1) Величина $R_{\text{мин}} = 1,6 \text{ кОм}$, т.е. $R_{\text{мин}} > 1 \text{ ком}$, поэтому величина C выбрана верно.

*) Это требование достигнуто после многократного подбора вел. C и перерасчета R_i .

2) Величина $K_{\text{проп}} = 49,5$ удовлетворяет условию запаса $A > 2Q^2$ на частоте среза.

*) На частоте среза $f_0 = 5 \text{ кГц}$ практически любой ОУ (из справочника) имеет $A > 50$.

3) При $C_1 = C_2 = C = 2 \text{ нФ}$, $R_3 = R$ и $T_0 = 0,0002 \text{ с}$ - получили: $R_0 = 16000$; $\tau_0 = 0,000032 \text{ с}$.

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{\text{мвх}} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

7.8. Схема инвертирующего полосового фильтра с || обратной связью

Процедура расчета для схемы (рис. 7.8) с резистором R_2 .

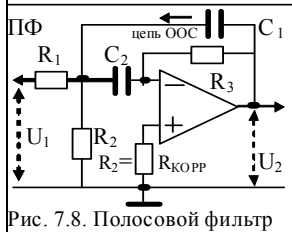


Рис. 7.8. Полосовой фильтр

1) Выбрать частоту f_1 и f_2 , а также тип ОУ, который имеет на этих частотах запас $A > 2Q^2$. (7.8.1)

где $A = (10-100)$ – коэф. запаса по усилению ОУ.

2) Для выбранных f_1 и f_2 найдем f_0 и Q по формулам:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}. \quad (7.8.2)$$

Добротность – коэф. стабильности $Q = f_0 / (f_2 - f_1)$. (7.8.3)

3) Если условие $Q < 15$, то следует выбрать желаемое

значение коэффициента усиления в полосе пропускания ($K_{\text{проп}}$).

Выбор $K_{\text{проп}}$ ограничен условием $K_{\text{проп}} \ll 2Q^2$, (7.8.4)

4) Выбрать по графику (рис. 7.X) величину $C = C_1 = C_2$ для заданной частоты f_0 и вычислить величины R_i : (требования к $R_{\text{мин}}$: оно должно быть не менее 1 ком).

$$R_1 = Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C \cdot K_{\text{проп}}] \quad (7.8.5)$$

$$R_2 = Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C \cdot (2Q^2 - K_{\text{проп}})] \quad (7.8.6)$$

$$R_3 = 2Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C]. \quad (7.8.7)$$

4) Проверить величины $\omega_0 = \sqrt{(R_1 + R_2) / (R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2)}$. (7.8.8)

5) Проверить величину коэф. пропускания $K_{\text{проп}}$: $K_{\text{проп}} = R_3 / 2R_1$. (7.8.9)

Пример 8. Рассчитать параметры схемы ПФ с || обратной связью с R_2 (рис. 7.8).

В схеме установлен резистор R_2 . Задано: $f_1 = 760 \text{ Гц}$, $f_2 = 890 \text{ Гц}$, $K_{\text{проп.зад}} = 10$.

Используем ОУ – $\mu\text{A}-741$, параметры которого приведены в ПРИЛОЖЕНИИ ПЗ.

Решение. $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{760 \text{ Гц} \cdot 890 \text{ Гц}} = 822 \text{ Гц}$; $[T_0 = 1 / f_0 = 0,001216 \text{ с}]$.

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = 822 / (890 - 760) = 6,326. \quad (7.8.3)$$

Проверим значение коэф. усиления A и $K_{\text{п}}$: $A \gg 2Q^2 = 2 \cdot 6,326^2 = 80$. (7.8.1)

$$K_{\text{проп}} \leq 2Q^2 = 2 \cdot 6,326^2 = 80. \quad (7.8.2) \quad [K_0 \cdot U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}]$$

Величины конденсаторов: $C = C_1 = C_2 = 50 \text{ нФ}$ выбираем по графику - рис. 7.X.

Определим величины резисторов R_1, \dots, R_3 . $R_0 = 1 / 2\pi f_0 \cdot C = 3874 \text{ Ом}$.

$$R_1 = Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C \cdot K_{\text{п}}] = 6,326 / [2\pi \cdot (822,4) \cdot (0,00000005) \cdot 10] = 2,450 \text{ кОм} \quad (7.8.5)$$

$$R_2 = Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C \cdot (2Q^2 - K_{\text{п}})] = 6,326 / [2\pi \cdot 822,4 \cdot 0,00000005 \cdot (12,65 - 10)] = 9,240 \text{ Ом}. \quad (7.8.6)$$

$$R_3 = 2Q / [2\pi \cdot f_0 \cdot C] = 2 \cdot 6,326 / [2\pi \cdot 822,4 \cdot 0,00000005] = 49,0 \text{ кОм}. \quad (7.8.7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{(2450 + 9240) / (24,50 \cdot 9,240 \cdot 49,000 \cdot (0,0005)^2)} = 2054, \text{ (мало, а нужно } 5162) \quad (7.8.8)$$

$$K_{\text{проп}} = R_3 / 2R_1 = 49,0 \text{ кОм} / 2 \cdot (2,45 \text{ кОм}) = 10,02. \quad (7.8.9)$$

Выводы:

1) Величина $R_{\text{мин}} = 2,45 \text{ кОм}$, т.е. $R_{\text{мин}} > 1 \text{ ком}$, поэтому величина C выбрана верно.

*) Это требование достигнуто после многократного подбора вел. C и перерасчета R_i .

2) Условие $A > 80$ и условие $K_{\text{проп}} = 10,02$ – совпадает с заданным, т.к. на частоте резонанса $f_0 = 822 \text{ Гц}$ практически любой ОУ (из справочника по ОУ) имеет $A > 80$.

3) При $C_1 = C_2 = C = 40 \text{ нФ}$, $R_1 = R_3 = R$ и $T_0 = 0,0012 \text{ с}$ - получили: $R_0 = 3874$; $\tau_0 = 0,00019 \text{ с}$.

*) Если $T_0 = (5-10)\tau_0$, то погрешность оценки амплитуды $\Delta U_{\text{мвх}} < 1\%$ (см. табл. 7.1).

Активные фильтры Бесселя (1), Баттерворта (2) и Чебышева (3,4) (табл. 7.4)

Таблица 7.4. Значения коэф. затухания α и добротности Q при: $R = R_1 = R_2$; $C = C_1 = C_2$.

Тип фильтра [Q – добротность]	коэф. зат. $\alpha = 1/Q$	отношение $f_{3,db}/f_{CP}$
1) Бесселя	$\sqrt{3}$	1,732
2) Баттерворта	$\sqrt{2}$	1,414
3, 4) Чебышева		
Неравномерность $\frac{1}{2}$ db	1,578	1,390
Неравномерность 1 db	1,059	1,218
Неравномерность 2 db	0,886	1,074
Неравномерность 3 db	0,766	1,000

Схема активного фильтра может быть преобразована (построена) по типу: Бесселя, Баттерворта и Чебышева (графики АЧХ – рис. 7.1), которые отличаются друг от друга коэф. затухания α , добротностью Q и отношением частот ($f_{3db}/f_{СРЕЗА}$), т.е. АЧХ фильтра определяется индивидуальными коэф-тами перечисленных фильтров.

Добротность Q связывает среднюю частоту полосы пропускания и ее ширину на уровне $3db$.

Фильтр Бесселя обладает убывающей по радиусу АЧХ (гр. 1); на частоте среза $\alpha=1,73$; Фильтр Баттерворта обладает полой АЧХ (гр.2), у которого на частоте среза $\alpha=1,41$; Фильтр Чебышева обладает крутой АЧХ с выбросами (гр. 3, 4) на частоте среза (рис. 7.1).

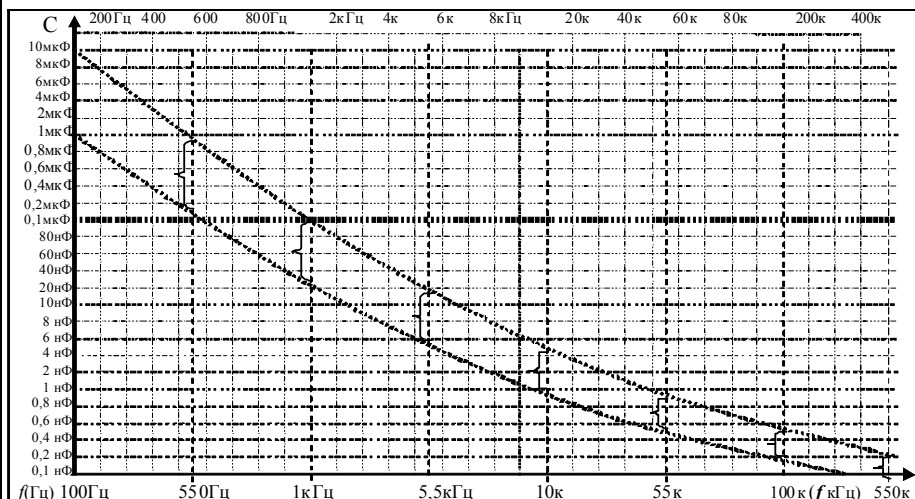


Рис. 7.X. График зависимости величины C_ϕ в схеме фильтра от f_i при $R_\phi = 1-10 \text{ кОм}$. Величина C может быть условно выбрана в диапазоне двух линий графика.

Таблица 7.X. Приближенная зависимость C_ϕ от частоты f_0 фильтра (см. рис. 7.X)

Частота f_0 (Гц)	100	550	1000	5500	10 000	55 000	100 000	550 000
Вел. C (мкФ)	10-1 мкФ	0,9-0,2 нФ	100-30 нФ	20-6нФ	5-1нФ	0,9-0,5нФ	0,55-0,2нФ	200-100нФ

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.

Пример моделирования параметров схемы фильтра ПФ в среде «Fastmean»

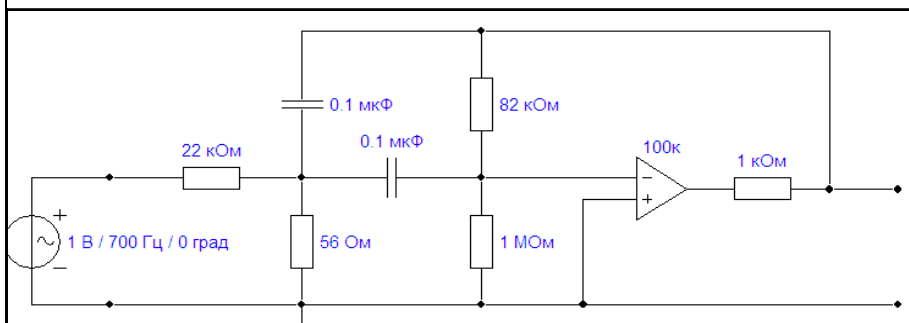
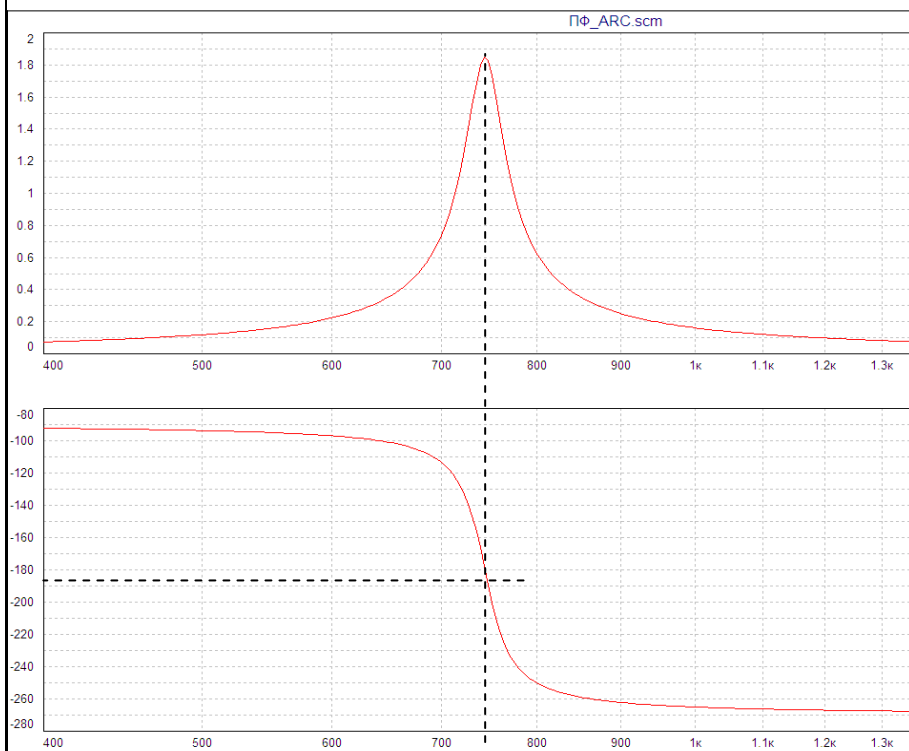


Рис. 7.8. Схема активного полосового фильтра на операционном усилителе



Передаточная частотная (АЧ) и фазовая (ФЧ) характеристики полосового фильтра

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.

РГР № 7. Задание для самостоятельного решения

Выполнить расчет параметров активного фильтра – на операционном усилителе (ОУ).
Данные для расчета приведены в таблице № 7.2. и в таблице.3 Приложения 3 (для ОУ).

Таблица 7.2. Параметры для индивидуального задания

Для первой группы						Для второй группы							
№	№ схемы	f_1 кГц	f_2 кГц	K_0	Q/a	Тип фильтра	№	№ схемы	f_1 кГц	f_2 кГц	K_0	Q/a	Тип фильтра
1	Рис.7.1-НЧ	1,0	-	5	$\alpha=1,41$	Баттерворта	1	Рис.7.4-НЧ	3,0	-	-	-	Чебышева
2	Рис.7.3-ПФ	4,0	-	7	-	Чебышева	2	Рис.7.7-ПФ	3,4	4,4	-	-	Чебышева
3	Рис.7.2-ВЧ	2,0	-	12	$\alpha=1,73$	Бесселя	3	Рис.7.5-ВЧ	4,0	6,0	-	$\alpha=1,059$	Чебышева
4	Рис.7.6-ПФ	1,5	2,5	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	4	Рис.7.8-ПФ	1,2	2,2	6	$\alpha=1,41$	Баттерворта
5	Рис.7.4-НЧ	3,0	-	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	5	Рис.7.1-НЧ	5,5	-	5	$\alpha=1,41$	Баттерворта
6	Рис.7.7-ПФ	3,5	4,5	-	-	Чебышева	6	Рис.7.3-ПФ	6,6	-	12	-	Чебышева
7	Рис.7.5-ВЧ	2,0	-	-	$\alpha=1,059$	Чебышева	7	Рис.7.2-ВЧ	22,0	-	9	$\alpha=1,73$	Бесселя
8	Рис.7.8-ПФ	3,4	4,4	8	$\alpha=1,41$	Баттерворта	8	Рис.7.6-ПФ	4,4	5,2	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта
9	Рис.7.1-НЧ	3,0	-	10	$\alpha=1,41$	Баттерворта	9	Рис.7.4-НЧ	16,0	-	-	-	Чебышева
10	Рис.7.3-ПФ	5,0	-	12	-	Чебышева	10	Рис.7.7-ПФ	12,0	14,0	-	-	Чебышева
11	Рис.7.2-ВЧ	6,2	-	7	$\alpha=1,41$	Баттерворта	11	Рис.7.5-ВЧ	8,0	10,0	-	$\alpha=0,886$	Чебышева
12	Рис.7.6-ПФ	4,0	6,0	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	12	Рис.7.8-ПФ	1,5	2,5	10	$\alpha=1,41$	Баттерворта
13	Рис.7.4-НЧ	1,5	-	-	-	Чебышева	13	Рис.7.1-НЧ	8,5	-	11	$\alpha=1,41$	Баттерворта
14	Рис.7.7-ПФ	1,2	2,2	-	-	Чебышева	14	Рис.7.3-ПФ	3,5	-	9	-	Чебышева
15	Рис.7.5-ВЧ	8,0	-	-	$\alpha=0,886$	Чебышева	15	Рис.7.2-ВЧ	12,0	-	8	$\alpha=1,73$	Бесселя
16	Рис.7.8-ПФ	6,6	7,4	9	$\alpha=1,41$	Баттерворта	16	Рис.7.6-ПФ	7,5	8,5	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта
17	Рис.7.1-НЧ	2,5	-	4	$\alpha=1,41$	Баттерворта	17	Рис.7.4-НЧ	22,0	-	-	-	Чебышева
18	Рис.7.3-ПФ	3,6	-	6	-	Чебышева	18	Рис.7.7-ПФ	3,5	4,5	-	-	Чебышева
19	Рис.7.2-ВЧ	4,8	-	8	$\alpha=1,73$	Бесселя	19	Рис.7.5-ВЧ	8,0	10,0	-	$\alpha=0,766$	Чебышева
20	Рис.7.6-ПФ	3,6	4,4	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	20	Рис.7.8-ПФ	7,5	8,5	15	$\alpha=1,41$	Баттерворта
21	Рис.7.4-НЧ	5,5	-	-	-	Чебышева	21	Рис.7.1-НЧ	4,0	-	13	$\alpha=1,41$	Баттерворта
22	Рис.7.7-ПФ	2,8	3,8	-	-	Чебышева	22	Рис.7.3-ПФ	8,0	-	8	-	Чебышева
23	Рис.7.5-ВЧ	6,0	-	-	$\alpha=1,576$	Чебышева	23	Рис.7.2-ВЧ	12,0	-	6	$\alpha=1,73$	Бесселя
24	Рис.7.8-ПФ	4,4	5,2	15	$\alpha=1,41$	Баттерворта	24	Рис.7.6-ПФ	10,0	15,0	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта
25	Рис.7.1-НЧ	10,0	-	12	$\alpha=1,41$	Баттерворта	25	Рис.7.4-НЧ	3,5	-	-	-	Чебышева
26	Рис.7.3-ПФ	25,0	-	9	-	Чебышева	26	Рис.7.7-ПФ	11,0	13,0	-	-	Чебышева
27	Рис.7.2-ВЧ	20,0	-	5	$\alpha=1,41$	Баттерворта	27	Рис.7.5-ВЧ	1,0	2,0	-	$\alpha=1,576$	Чебышева
28	Рис.7.6-ПФ	12,0	14,0	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	28	Рис.7.8-ПФ	1,2	2,2	4	$\alpha=1,41$	Баттерворта
29	Рис.7.4-НЧ	12,0	-	-	-	Чебышева	29	Рис.7.1-НЧ	2,0	-	6	$\alpha=1,41$	Баттерворта
30	Рис.7.7-ПФ	8,0	10,0	-	-	Чебышева	30	Рис.7.3-ПФ	4,5	-	8	-	Чебышева
31	Рис.7.5-ВЧ	6,0	-	-	$\alpha=0,766$	Чебышева	31	Рис.7.2-ВЧ	24,0	-	12	$\alpha=1,73$	Бесселя
32	Рис.7.8-ПФ	7,5	8,5	11	$\alpha=1,41$	Баттерворта	32	Рис.7.6-ПФ	6,6	7,4	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта
33	Рис.7.1-НЧ	8,0	-	13	$\alpha=1,41$	Баттерворта	33	Рис.7.4-НЧ	3,3	-	-	-	Чебышева
34	Рис.7.3-ПФ	16,0	-	7	-	Чебышева	34	Рис.7.7-ПФ	3,6	4,4	-	-	Чебышева
35	Рис.7.2-ВЧ	14,0	-	9	$\alpha=1,73$	Бесселя	35	Рис.7.5-ВЧ	2,8	3,8	-	$\alpha=1,059$	Чебышева
36	Рис.7.6-ПФ	1,0	2,0	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта	36	Рис.7.8-ПФ	4,4	5,2	7	$\alpha=1,41$	Баттерворта
37	Рис.7.4-НЧ	12,0	-	-	-	Чебышева	37	Рис.7.1-НЧ	8,5	-	9	$\alpha=1,41$	Баттерворта
38	Рис.7.7-ПФ	10,0	15,0	-	-	Чебышева	38	Рис.7.3-ПФ	15,5	-	11	-	Чебышева
39	Рис.7.5-ВЧ	18,0	-	-	$\alpha=1,059$	Чебышева	39	Рис.7.2-ВЧ	25,0	-	14	$\alpha=1,73$	Бесселя
40	Рис.7.8-ПФ	11,0	13,0	10	$\alpha=1,41$	Баттерворта	40	Рис.7.6-ПФ	12,0	14,0	-	$\alpha=1,41$	Баттерворта

* Тип фильтра – смотри табл. 7.4 в методичке. * Параметры ОУ приведены в Приложении ПЗ.

ТЕМА 8. РАСЧЕТ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА И МУЛЬТИВИБРАТОРА (6)

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:

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

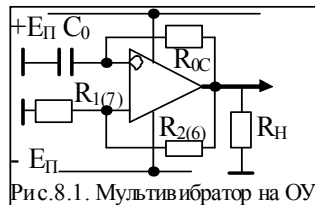


Рис.8.1. Мультивибратор на ОУ

определим отношение сопротивлений для R_1 и R_2 :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{НАС}}{U_{ПОР}} - 1, \quad \beta = \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1/3 \quad (8.2)$$

Сумма сопротивлений R_1 и R_2 должна удовлетворять соотношению:

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

Используя (8.2) и (8.3) получаем формулы:

$$R_1 = 3\beta \cdot R_{Н,мин}, \quad R_1 = 3 \cdot 0.55 \cdot 2 \cdot 10^3 = 3.296 \text{ Ом} = 3,3 \text{ кОм} \quad (8.4)$$

$$R_2 = 3 \cdot R_{Н,мин} - R_1, \quad R_2 = 3 \cdot 2 \cdot 10^3 - 3.296 \cdot 10^3 = 2703 \text{ Ом} = 2,7 \text{ кОм} \quad (8.5)$$

Зададимся сопротивлением R_{0C} исходя из условия:

$$5 \cdot R_{Н,мин} \leq R_{0C} \leq 100 \text{ кОм}, \text{ возьмём } R_{0C} = 56 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 56 \text{ кОм} \quad (8.6)$$

Определим ёмкость синхронизирующего конденсатора (Φ)

$$C_0 = \frac{t_i}{R_{0C} \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)} \quad C_0 = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{56 \cdot 10^3 \cdot \ln \left(1 + 2 \cdot \frac{3,3\text{к}}{2,7\text{к}} \right)} = 2.89 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} \quad (8.7)$$

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:

$$f = 1/[2RC \cdot \ln(1 + 2R_1/R_2)] = 1/[2R_{0C} \cdot C_0 \cdot \ln(1 + 2R_1/R_2)] = 21,87 \text{ Гц}$$

$$t_{\Phi\text{ФРОНТА}} = t_{\text{СПАД}} = \frac{U_{НАС}}{V_{ИВУХ}}, \quad t_\Phi = t_C = \frac{10}{0.1} = 100 \text{ мкс} \quad (8.8)$$

8.2. Релаксационные автогенераторы (стр. 203 - 204. Кауфман. Т.1.)

Для решения задач управления двигателями на переменном токе применяют релаксационные генераторы прямоугольной, треугольной, трапецидальной формы.

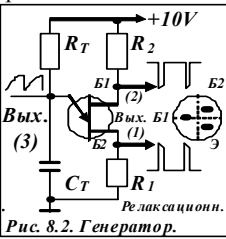


Рис. 8.2. Генератор.

Генератор пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе представляет собой **ПП** с одним **p-n**-переходом (2-х-базовый диод с одним эмиттером). Схема содержит **RC**-времязадающую цепь, определяющую частоту колебаний. Схема генератора (рис. 1) имеет три выхода:

- 1) выход положительного импульса;
- 2) выход отрицательного импульса;

3) выход пилообразного напряжения на заряжающейся емкости.

Пример 1. Схема построена на транзисторе КТ 117, который характеризуется соотношениями параметров: $\eta = 0,58$; $R_T = 100 \text{ кОм}$; $C_T = 0,05 \text{ мкФ}$.

Вычислить частоту $f_{Г}$; определить значение R_T для частоты генерации $f_{Г} = 400 \text{ Гц}$.

В номинальном режиме работы схемы резисторы R_1 и R_2 мало влияют на $f_{ГЕН}$.

Однако R_1 и R_2 определяют ток заряда $I_{ЗАР}$ времязадающего конденсатора C_T .

C_T заряжается через R_T до напряжения $U_Э$, достаточного для отпирания перехода **B_1 -эмиттер**; при этом резко возрастает проводимость участка (**B_1 -эмиттер**) и ток, протекающий через цепь (**R_1 - B_1 -эмиттер**) и разряжает конденсатор C_T .

Когда U_C на C_T станет меньше $U_Э$, обеспечивающего прямое смещение перехода, начинается новый цикл заряда. В результате на эмиттере формируется пилообразное U , соответствующее чередующейся разрядке C_T . На R_1 возникает **(+) импульс**, обусловленный возникновением и прекращением $I_{ПАЗ}$ разряда, а на B_2 — **отрицат. имп.**, вызванный падением U на межбазовом сопротивлении R_{BB} во время заряда C_T .

Решение. Поскольку $f_{ГЕН}$ обратно пропорциональна периоду **заряда - разряда** **RC**-цепи, а формируемое при этом U изменяется по **экс.** закону, то для вычисления $f_{ГЕН}$, проще, для записи, использовать нат. лог. $f_0 = 1/[R_T C_T \ln\{1/(1-\eta)\}]$. (8.1)

Решение ур-я в общем случае позволяет получить приближенные результаты, поскольку точное значение η (для конкретного экземпляра VT) неизвестно.

По этой причине практически редко «потенциал запуска» дает равенство $U_E = U_P$.

Можно записать $\eta = [R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})] |_{I_E=0}$, (8.2)

а межбазовое сопротивление определяется по формуле: $R_{BB} = (R_{B1}+R_{B2}) |_{I_E=0}$.

Эти выражения позволяют вычислить сопротивление, при котором $I_E = 0$.

Напряжение $U_{R_{BB}}$ на резисторе R_{BB} и напряжение между базой B_1 и выводом от перехода обычно обозначают через $U_{R_{B1}}$, тогда: (R_1 и R_2 — лучше - подстроечные)

$$U_{R_{B1}} = \eta U_{R_{BB}} |_{I_E=0}. \quad (8.3)$$

Для удовлетворения равенства $U_E = U_P$, напряжение перехода должно быть больше напряжения $U_{R_{B1}}$, при котором открывается эмиттерный переход.

$$\text{Запишем } U_E = U_P = U_{R_{B1}} + U_J = \eta U_{R_{BB}} + U_J. \quad (8.4)$$

Пока U не достигло значения U_P , ток эмиттера I_E очень мал (мкА).

При открывании эмиттерного перехода ток I_E резко возрастает и одновременно снижается сопротивление R_{B1} и напряжение U_{B1} . Это означает возникновение отрицательного сопротивления, что является условием возникновения генерации.

Напряжение на прямо смещенном VD изменяется от **0,65** до **0,7** В и незначительно зависит от T° . Если подставить соответствующие значения в ур. (8.1), то

$$f_0 = 1/[100 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} \cdot \ln\{1/(1-0,58)\}] = 1/(5 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(2,38)) = 231 \text{ Гц}.$$

Для повышения $f_{ГЕН}$ до 400 Гц необходимо уменьшить номинал сопротивления R_T

$$R_T = 1/[f_0 \cdot C_T \ln\{1/(1-\eta)\}] = 1/(400 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(2,38)) = 57,66 \text{ кОм}. \quad (8.5)$$

8.3. Автоколебательный симметричный мультивибратор (генератор)

(стр. 205 - 206. Кауфман. Т.1.)

Импульсные генераторы строят на базе релаксационных схем, к которым относятся мультивибраторы, одновибраторы и триггеры.

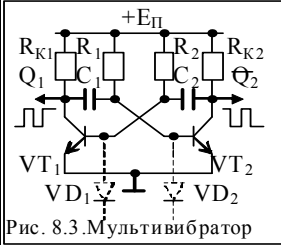


Рис. 8.3. Мультивибратор

Схема мультивибратора (рис. 5.3) - есть 2-х-каскадный усилитель на VT с базовыми времязадающими и взаимно перекрестными RC связями между каскадами. С каждого из коллекторов VT можно снимать f в виде прямоугольных импульсов в противофазе по отношению первого выхода к другому. Мультивибратор - разновидность насыщенного ключа - (2-х каскадный аperiodический усилитель), выход каждого из которых замкнут на вход.

Ключ - инвертирующий усилитель, который может переключаться из состояния отсечки в состояние насыщения. Переключаемый инвертор (VT) будет находиться в том или ином состоянии определенное время, в течение которого базовый ток работает в режиме насыщения или отсечки. Времязадающие RC цепи, определяют временные интервалы между включением и выключением каждого VT . Напряжение на коллекторе закрытого VT_1 близко к напряжению $E_{П}$ питания. Поскольку при этом VT_2 включен (насыщен), то напряжение U_{C2} соответствует напряжению $U_{К,НАС2} = 0,1 В$. Емкость C_1 оказывается включенной последовательно с R_1 между $E_{П}$ и $U_{К,НАС2}$. Конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1 , удерживая транзистор VT_1 в режиме отсечки, пока произведение I^*R_1 не уменьшится настолько, чтобы $U_{БЭ1}$ достигло такого значения, при котором схема переключается (примерно $0,6 В$).

Когда транзистор VT_1 включается, напряжение $U_{КЭ}$ падает до напряжения насыщения $U_{К,НАС1}$. Тогда изменяется напряжение, приложенное к базе $U_{БЭ2}$ благодаря заряду конденсатора C_2 ; VT_2 быстро переходит в режим отсечки и ПОС вызывает автоматическое повторение цикла.

Задано. Дано: $E_{П} = 10 В$; VT_1 и VT_2 - ММ. $C_1 = C_2 = 0,05 мкФ$; $R_Б = R_1 = R_3 = 47 кОм$; $R_К = R_2 = R_4 = 1 кОм$. Рассчитать временные параметры T_1 и T_2 , рабочую частоту, величины сопротивлений R_1 и R_2 , необходимые для получения частоты $f = 400 Гц$.

Решение. Процесс заряда конденсатора через резистор описывается уравнением $(1 - \exp^{-T/RC})$, где $T = \tau$. Для определения рабочей частоты f_0 соответствующее выражение для расчета длительности периода T имеет следующий вид (для момента, когда VT_1 начинает переходить в проводящее состояние):

$$T_1 = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[\frac{(2E_{П} - U_{КЭ,НАС} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right]. \quad (8.1)$$

Преобразуем (упростим) выражение, сохранив точность:

$$E_{П} - U_{БЭ} (1 - \exp^{-T/RC}) = E_{П} - U_{КЭ,НАС}. \quad (1 - \exp^{-T/RC}) = \frac{(E_{П} - U_{КЭ,НАС})}{(E_{П} - U_{БЭ})}. \quad (8.2)$$

$$(-\exp^{-T/RC}) = \left[\frac{(E_{П} - U_{КЭ,НАС})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right] - 1; \quad (\exp^{-T/RC}) = \left[\frac{(E_{П} - U_{КЭ,НАС})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right] + 1. \quad (8.3)$$

Заменяем единицу 1 на выражение $1 = \frac{(E_{П} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})}$, тогда

$$(\exp^{-T/RC}) = \left[\frac{(E_{П} - U_{КЭ,НАС})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right] + \frac{(E_{П} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})} = \left[\frac{(2E_{П} - U_{КЭ,НАС} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right].$$

и преобразуем ур-е, заменив операцию с экспонентой на операцию потенцирование

(т.е. переходим от \exp к \ln). $(T/RC) = \ln \left[\frac{(2E_{П} - U_{КЭ,НАС} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right]$.

$$T = RC \cdot \ln \left[\frac{(2E_{П} - U_{КЭ,НАС} - U_{БЭ})}{(E_{П} - U_{БЭ})} \right].$$

После подстановки значений параметров, получим:

$$T = RC \cdot \ln \left[\frac{(2 \cdot (10 - 0,1 - 0,7))}{(10 - 0,7)} \right] = RC \cdot \ln (2,9, 2,9, 3) = RC \cdot \ln 1,98 = 0,68 RC. \quad (8.4)$$

Если мультивибратор симметричный, т.е. $R_1 = R_3$ и $C_1 = C_2$, то $T_1 = T_2$ и $f =$

$$f_0 = 1 / (T_1 + T_2) = 1 / (0,68 \cdot 2RC) \quad (8.5)$$

$$T_1 = 0,68 R_1 C_1 = 0,68 \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} = 1,598 \cdot 10^{-3}. \quad (8.6)$$

$$f_0 = 1 / (0,68 \cdot 2RC) = 1 / (2 \cdot 1,598 \cdot 10^{-3}) = 313 Гц. \quad (8.7)$$

Определим R_1 и R_3 для $f_0 = 400 Гц$: $R = 1 / (0,68 \cdot 2fC) = 1 / (0,68 \cdot 2 \cdot 400 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6}) = 36,8 кОм$.

Выходные импульсы с амплитудой $U_{ВВХ} \cong E_K$ имеет длительность $t_{И}$

$$t_{И} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \{ [2E_K + I_{КБ0} \cdot (R_1 - R_{K1})] / (E_K + I_{КБ0} \cdot R_1) \} \quad (8.8)$$

$$\text{и длительность паузы } t_{П} = R_2 \cdot C_2 \cdot \ln \{ [2E_K + I_{КБ0} \cdot (R_2 - R_{K2})] / (E_K + I_{КБ0} \cdot R_2) \} \quad (8.9)$$

$$\text{Период следования и частота импульсов составят: } T = t_{И} + t_{П}; \quad (8.10)$$

При условии $E_K \gg I_{КБ0} \cdot R$, $E_K \gg I_{КБ0} \cdot R_2$ выражения (8.8) и (8.9) упрощаются:

$$t_{И} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 2 = 0,69 \cdot R_1 \cdot C_1. \quad (\text{на уровне } 0,5 U_{ВВХ. МАХ.}) \quad (8.11)$$

Иногда длительность импульса измеряют на уровне $0,5 U_{ВВХ. МАХ.}$

$$t_{П} = R_2 \cdot C_2 \cdot \ln 2 = 0,69 \cdot R_2 \cdot C_2. \quad (\text{на уровне } 0,5 U_{ВВХ. МАХ.}) \quad (8.12)$$

$$\text{Длительность заднего фронта при отпирании } VT_2 \quad t_{ФР} = 3\tau_a. \quad (8.13)$$

$$\text{где } \tau_a = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_T) = 1,2 / (2\pi \cdot f_a) - \text{постоянная времени (* см. работу ключа)} \quad (8.14)$$

f_T и f_a - граничные частоты транзистора (справочное).

$$\text{Длительность переднего фронта при запираии } VT_2 \quad t_{ФР} = 3R_{K2} \cdot C_2 \quad (8.15)$$

$$\text{Условие насыщения открытого транзистора } R = \beta_{МИН} \cdot R_K. \quad (8.16)$$

Сквасжность - параметр импульсного периодического сигнала, равный отношению периода повторения импульсов к длительности одиночного импульса.

Max. сквасность последовательности вых-х импульсов

$$q_{max.} = T/t_{И} = (\beta_{МИН} / 3) + 1. \quad * q = (T/t_{И}) \quad (8.17)$$

Основные этапы расчета

Транзистор выбирают исходя из условий быстродействия и допустимого $U_{КЭ}$.

Для обеспечения малой длительности фронта вых. импульса необходимо выполнение условия:

$$1) f_0 >= (3 \div 10) \cdot (1/t_{И}) \quad (f_0 - \text{граничная частота транзистора}) \quad (8.18)$$

Напряжение источника питания и токи должны быть меньше допустимых:

$$E_K = U_{К. ДОП.} \quad (8.19)$$

$$I_{КН} = I_{К. ДОП.} \quad (8.20)$$

2) Выбирая величину R_K определяют ток $I_{КН}$ и проводят проверку условия (8.20).

3) Проводят расчет базовых сопротивлений R_1 и R_2 согласно (8.16).

4) Проводят расчет емкостей C_1 и C_2 .

Для несимметричного мультивибратора выбирают условие: $C_1 \ll C_2$ и $R_1 \ll R_2$.

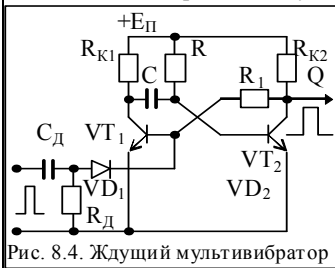


Рис. 8.4. Ждущий мультивибратор

8.4. Ждущий мультивибратор на биполярных VT

Принципиальная схема представлена на рис. 8.4. Загорможенный режим мультивибратора обеспечивается подачей выходного сигнала $U_{ВВХ2}$ с коллектора транзистора VT_2 на базу транзистора VT_1 через R_1 . Во всем остальном, процессы в этой схеме сходны с процессами обычного автоколебательного мультивибратора (см. рис. 8.4). Длительность входного импульса должна быть короче ожидаемой длительности выходного импульса.

1) Для расчета параметров схемы (рис. 8.4) использовать **выборочно** формулы №8.1...8.20.

2) Далее. Длительность положительного импульса на коллекторе VT_2 рассчитывается по формуле, аналогичной формуле (8.8):

$$t_{И} = R \cdot C \cdot \ln \{ [3E_K + I_{КБ0} \cdot (R - R_{K1})] / (E_K + I_{КБ0} \cdot R) \} = R \cdot C \cdot \ln 2. \quad (8.21)$$

Сопротивление резистора R в цепи базы может быть достаточно малым, чтобы транзистор VT_2 мог находиться в режиме насыщения. При слишком большом значении R ждущий мультивибратор не будет иметь устойчивого состояния и перейдет в режим генерации. Таким образом, для обеспечения больших длительностей $t_{И}$ необходимо изменять емкость C , а не изменять сопротивление R .

8.5. 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	$U_{\text{ПОР}} = \beta U_{\text{НАС}}$	Длительность импульса	Период повторения запусков импульсов
К140УД6	$\beta = 0.1$	$t_{\text{ИМП}} = 2 \text{ мс}$	$T = 60 \text{ мс}$

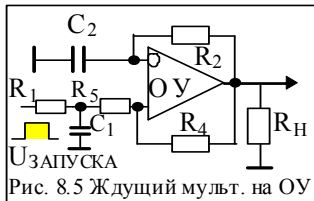


Рис. 8.5 Ждущий мульта. на ОУ

Таблица 8.3. Параметры ОУ К140УД6

$U_{\text{П}}, \text{ В}$	$U_{\text{ВЫХ.МАХ.}}, \text{ В}$	$R_{\text{Н.МИН}}$	$V_{\text{И.ВЫХ}}$
15	12	2 кОм	2.5 В/мкс

Примем: $U_{\text{НАС}} = U_{\text{ВЫХ.МАХ}}$. Исходя из формулы:
$$U_{\text{ПОР}} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} U_{\text{НАС}}, \quad (1)$$

определяем отношение сопротивления R_4 и R_5 : $(R_4/R_5) = (U_{\text{НАС}}/U_{\text{ПОР}}) - 1, \quad (2)$

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

Используя (8.2) и (8.3) получим: $R_5 = 3 \cdot \beta \cdot R_{\text{Н.МИН}}$, $R_5 = 3 \cdot 0.1 \cdot 2 \cdot 10^3 = 600 \text{ Ом} \quad (4)$

$R_4 = 3 \cdot R_{\text{Н.МИН}} - R_5$, $R_4 = 3 \cdot 2 \cdot 10^3 - 600 = 5400 \text{ Ом} \quad (5)$

Зададим R_2 исходя из условия: $5 \cdot R_{\text{Н.МИН}} \leq R_2 \leq 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 56 \cdot 10^3 \text{ Ом} \quad (6)$

Определим ёмкость синхронизирующего конденсатора (Φ) (3,3 мкФ) (7)

Длит. $t_{\text{ФР}}$ и $t_{\text{СН}}$: $f = 1/[2R_2C_2 \cdot \ln(1 + 2R_4/R_5)]$, $t_{\text{Ф}} = t_{\text{С}} = \frac{U_{\text{НАС}}}{V_{\text{ИВЫХ}}}$, $t_{\text{Ф}} = t_{\text{С}} = \frac{12}{25} = 48 \text{ мкс} \quad (8)$

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

Время восстановления схемы: $t_{\text{ВОССТ}} = C_2 \cdot R_2 \cdot \ln\left(1 + \frac{R_5}{R_4 + R_5}\right), \quad (9)$

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

Ампл. вх-х запускающих имп-сов: $|E_{\text{ВХ}}| = 1.35 \cdot |E_{\text{Н}}|$, $|E_{\text{ВХ}}| = 1.35 \cdot 1.2 = 1.62 \text{ В} \quad (10)$

Длит. вх-х запуск. имп. $\tau_{\text{МИН}}$: $\tau_{\text{МИН}} = \frac{1.2 \cdot U_{\text{НАС}}}{V_{\text{ИВЫХ}}}$, $\tau_{\text{МИН}} = \frac{1.2 \cdot 12}{25} = 5.76 \text{ [мкс]} \quad (11)$

Сопротивление резистора R_1 : $R_1 = 7.5 \cdot R_5$, $R_1 = 7.5 \cdot 600 = 4500 \text{ Ом} \quad (12)$

Значение C_1 (нФ): $C_1 = \frac{1.5 \cdot \tau_{\text{МИН}}}{R_1}$, $C_1 = \frac{1.5 \cdot 5.76 \cdot 10^{-6}}{4500} = 19.2 = 20 \text{ нФ} \quad (13)$

РГР № 8. Задание для самостоятельного решения

1. Согласно задания, приведенного в таблице № 8.4 - для рисунков №8.1 и 8.5 использовать ОУ, № которого (в Приложении 3) совпадает с № выполняемого варианта.

2. Согласно задания, приведенного в таблице № 8.4 - для рисунков №8.3 использовать транзистор (VT), № которого (в Приложении 2) совпадает с № выполняемого варианта.

* В таблице 8.4 для заданий (схемы № 8.3) R_H считать как $R_{K,2} = R_{K,4}$ (ОМ); $R_{Б,1} = R_{Б,3}$; (кОМ).

Таблица 8.4. Параметры для индивидуального задания

Для первой группы (рис. 8.1, 8.3, 8.5)								Для второй группы (рис. 8.1, 8.3, 8.5)								
№	Рис - схема	Ен В	$\beta = \gamma$	T-пер (мкс)	C ₁ ,C ₂ мкФ	R _{Б,1,3} кОМ	Зап. им. t - мкс	R _{К,2,4} R _H , Ом	№	Ен В	$\beta = \gamma$	T-(мкс) период	C ₁ ,C ₂ мкФ	R _{Б,1,3} кОМ	Зап. им. t - мкс	R _{К,2,4} R _H , Ом
1	8.1		0,5	-	-	-	100	1250	1		0,33	-	-	-	35	1250
2	8.3	15		-	0,01	33	-	1150	2	10		-	0,10	25	-	1150
3	8.5	12	0,2	40	-	-	300	2000	3	18	0,21	36	-	-	35	1200
4	8.1		0,4	-	-	-	40	1800	4		0,55	-	-	-	150	1800
5	8.3	10		-	0,025	47	-	4000	5	12		-	0,15	33	-	1400
6	8.5	15	0,4	50	-	-	10	2200	6	16	0,66	10	-	-	80	1220
7	8.1		0,8	-	-	-	20	3300	7		0,75	-	-	-	60	1330
8	8.3	16		-	0,033	22	-	1000	8	14		-	0,20	27	-	1000
9	8.5	10	0,15	100	-	-	50	1500	9	14	0,88	50	-	-	50	2150
10	8.1		0,6	-	-	-	70	1500	10		0,80	-	-	-	120	2500
11	8.3	14		-	0,10	15	-	1800	11	11		-	0,25	18	-	1800
12	8.5	8	0,25	120	-	-	25	1600	12	9	0,9	250	-	-	100	1600
13	8.1		0,9	-	-	-	55	1350	13		0,44	-	-	-	25	1350
14	8.3	15		-	0,15	27	-	1300	14	13		-	0,30	20	-	2300
15	8.5	10	0,33	16	-	-	75	2000	15	6	0,32	25	-	-	150	2200
16	8.1		0,75	-	-	-	15	1250	16		0,40	-	-	-	120	1250
17	8.3	9		-	0,20	33	-	1350	17	14		-	0,33	44	-	1350
18	8.5	12	0,11	30	-	-	45	1000	18	8	0,85	15	-	-	10	1000
19	8.1		0,12	-	-	-	35	1400	19		0,5	-	-	-	70	1400
20	8.3	18		-	0,25	51	-	1220	20	15		-	0,39	51	-	1220
21	8.5	15	0,21	36	-	-	35	2150	21	12	0,2	125	-	-	65	2150
22	8.1		0,55	-	-	-	150	1900	22		0,4	-	-	-	45	1900
23	8.3	10		-	0,33	47	-	1750	23	10		-	0,42	42	-	1750
24	8.5	18	0,66	10	-	-	80	1600	24	15	0,4	40	-	-	300	1600
25	8.1		0,75	-	-	-	60	1510	25		0,8	-	-	-	40	1510
26	8.3	12		-	0,047	42	-	1450	26	16		-	0,47	60	-	1450
27	8.5	16	0,88	50	-	-	50	1250	27	10	0,15	50	-	-	10	1250
28	8.1		0,80	-	-	-	120	1300	28		0,6	-	-	-	20	1300
29	8.3	14		-	0,055	39	-	1800	29	14		-	0,56	15	-	1200
30	8.5	14	0,9	250	-	-	100	1380	30	8	0,25	100	-	-	50	1180
31	8.1		0,44	-	-	-	25	2800	31		0,9	-	-	-	70	1220
32	8.3	11		-	0,075	24	-	1800	32	15		-	0,62	20	-	1300
33	8.5	9	0,32	25	-	-	150	2000	33	10	0,33	120	-	-	25	1500
34	8.1		0,40	-	-	-	120	1200	34		0,75	-	-	-	55	2000
35	8.3	13		-	0,082	27	-	1400	35	9		-	0,68	24	-	2200
36	8.5	6	0,88	15	-	-	10	1500	36	12	0,11	16	-	-	75	1500
37	8.1		0,38	-	-	-	70	1800	37		0,12	-	-	-	15	1600
38	8.3	14		-	0,47	15	-	2200	38	18		-	0,75	60	-	1800
39	8.5	8	0,22	125	-	-	65	1200	39	15	0,22	30	-	-	45	2500
40	8.1		0,55	-	-	-	45	1600	40		0,33	-	-	-	35	1000

ПРИЛОЖЕНИЕ П1.1 (Для РГР №1 – РГР №8)

$$r_{\text{диф}} = (dU_{\text{пр}}/dI_{\text{пр}}) = (\varphi_T/I_{\text{пр}}).$$

($r_{\text{диф}}$ – вычислить самостоятельно).

Таблица №1.1. Параметры полупроводниковых диодов (выборочно)

№	ТИП		$U_{\text{пр.В}}$	$I_{\text{пр.МАХ.А}}$	$I_{\text{обр.мкА}}$	$U_{\text{обр.В}}$	$t_{\text{восст.нс}}$	$f_{\text{МАХ.}}$	$C_{\text{бар.пФ}}$	$r_{\text{диф(Ом)}}$
1	Д2В	Ge	1,0	0,016	100	30	3000	100 кГц	0,2	
2	Д7Б	Ge	0,5	0,300	100	100	5,0	2,4 кГц	5,0	
3	Д9Б	Ge	1,0	0,040	250	10	5,0	100 кГц	5,0	
4	Д18	Ge	0,62–1,0	0,016	2–50	20	100	50 мГц	20	20,0
5	Д20	Ge	1,0	0,050	100	20	100	50 мГц	0,5	10,0
6	Д101–Д103	Si	1,2	0,030	10,0	75	500	150 кГц	800	
7	Д104–Д106	Si	1,0	0,030	5,00	100	500	150 кГц	800	
8	Д219	Si	1,0	0,050	1,0	70	0,5	50 мГц	15	
9	Д220	Si	1,5	0,050	1,0	50	0,5	50 мГц	15	
10	Д223	Si	1	0,050	1,00	50	0,6	20 мГц	50	
11	КД102	Si	1,0	0,100	0,10	150	2000,0	5 кГц	2,50	
12	КД103	Si	1,1	0,100	50,0	75	1000,0	20 кГц	20,0	
13	КД105	Si	0,8	0,300	100,0	400	5	1 кГц	400	
14	Д226 (мет)	Si	1	0,300	50,0	400	5	1 кГц	400	
15	КД208	Si	1,0	1,0	300,0	100	10	1 кГц	800	
16	КД209	Si	1,2	0,70	100,0	400	10	1 кГц	800	
17	КД212	Si	0,8–1,2	1,00	50,0	200	300,0	100 кГц	50	
18	КД221	Si	1,4	0,50	100,0	200	4	50 кГц	300	
19	КД243	Si	1,2	1,0	10,0	50	5	1 кГц	15	
20	КД247	Si	1,0	1,0	5,0	100	10	150 кГц	8,0	
21	Д310	Ge	0,40–0,55	0,50	20	20	150	10 мГц	15	
22	Д311	Ge	0,55	0,040	100	30	50	10 мГц	3	
23	Д312	Ge	0,50	0,05	100	100	500	10 мГц	3	
24	КД401	Si	0,030	1,0	5,00	75	2000	150 кГц	1,0	
25	ГД402	Ge	0,030	0,45	50,0	15	0,5	100 кГц	0,8	$r_{\text{диф}}=4,5$
26	КД407	Ge	0,050	0,65	5,00	24	0,4	10 мГц	5,0	$r_{\text{диф}}=1,0$
27	КД409	Si	0,500	1,2*	0,5	24	0,1	0,8 мГц	2,0	$r_{\text{диф}}=1,0$
28	КД420	Si	0,050	1,0	0,05	24	0,5	30 мГц	1,0	$r_{\text{диф}}=1,0$
29	ГД507	Ge	0,5–0,70	0,035	50	30	100	0,8 мГц	0,8	
30	ГД508	Ge	0,4–0,65	0,010	60	10	200	75 мГц	0,75	
31	ГД511	Ge	0,6–1,5	0,050	50	12	200	75 мГц	1,0	
32	КД503	Si	0,70–1,0	0,020	4,0	30	10	50 мГц	2,5	
33	КД504	Si	0,75–1,2	0,300	2,0	40	10	50 мГц	20	
34	КД509	Si	1,0	0,100	5,0	50	4,0	40 мГц	1,5	
35	КД510	Si	1,1	0,200	5,0	50	4,0	40 мГц	4,0	
36	КД512	Si	1,0	0,020	5,0	15	1,0	100 мГц	1,0	
37	КД513	Si	1,1	0,100	5,0	50	4,0	100 мГц	4,0	
38	КД520	Si	0,7–1,0	0,050	1,0	15	4,0	100 мГц	3,0	
39	КД521	Si	1,0	0,050	1,0	75	4,0	40 мГц	4,0	
40	КД522	Si	1,1	0,100	5,0	50	4,0	40 мГц	4,0	
41	КД226(п.л)	Si	1,4	1,50	50,0	600	1,5	35 кГц	15	
42	КД202	Si	0,9	4,00	1000,0	50	1000,	5 кГц	70	
43	КД206	Si	0,6–1,2	6,0	700,0	400	400	20 кГц	750	
44	КД210	Si	0,6	5,00	4500	800	500	5 кГц	400	
45	КД213	Si	0,85–1,0	10,0	200	200	200	100 кГц	400	
46	Д214–Д215	Si	1,2	10,0	3000,0	100,0	2000,0	1 кГц	200	
47	Д242–Д248	Si	1,0	10,0	3000,0	200,0	2000,0	2 кГц	200	
48	КД922	Si	0,55	10,0	5,0	20	100,0	1 мГц	10	
49	КД2997	Si	0,85–1,0	30,0	200	200	200,0	100 кГц	200	
50	КД2999	Si	0,85–1,1	20,0	200	200	20,00	100 кГц	10	

* Напряжение прямое $U_{\text{пр.В}}$ может возрастать на 10% при повышении раб. температуры T на 50°C .

** Ток прямой $I_{\text{пр.МАХ.А}}$ может возрастать на 10% при повышении рабочей температуры T на 50°C .

ПРИЛОЖЕНИЕ П1.2 (продолжение) (Для РГР №1 – РГР №8) . [r_{дио} = (φ_r/I_{оп})

Таблица № 1.2. Опорные диоды (стабилизаторы) общего назначения (1980 г.)

№	тип	U _{оп} В ± ΔU	I _{оп} мин мА	I _{оп} ном мА	I _{оп} макс мА	P _{макс} Вт	r _{ст} Ом	U _{пр} [*] В	α _{уст} %/°С	δU _{оп макс} В		
1	КС133	3,3 ±10%	3	10	81	0,3	65	1	-0,11	± 0,33		
2	КС139	3,9 ±10%	3	10	79	0,3	60	1	-0,1	± 0,39		
3	КС147	4,7 ±10%	3	10	56	0,3	56	1	-0,09	± 0,47		
4	КС156	5,6 ±10%	3	10	55	0,3	46	1	+0,05	± 0,56		
5	КС162	6,2 ± 10%	3	10	22	0,15	35	1	-0,06	± 0,32		
6	КС168	6,8 ±10%	3	10	45	0,3	28	1	0,06	± 0,68		
7	КС170	7,0 ±10%	3	10	20	0,15	20	2	0,02	± 0,4		
8	КС175	7,5 ±10%	3	5	18	0,15	16	2	0,04	± 0,4		
9	КС182	8,2 ±10%	3	5	17	0,15	14	2	0,08	± 0,8		
10	КС191	9,1 ±10%	3	5	15	0,15	18	2	0,06	± 0,5		
11	КС210Б	10 ± 10%	0,5	4	14	0,125	22	1	+ 0,07	± 0,13		
12	КС211Б	11 ± 10%	0,5	4	12	0,125	22	1	+ 0,092	± 0,18		
13	КС212Ж	12 ± 10%	0,5	4	11	0,125	25	1	+ 0,095	± 0,18		
14	КС213Б	13 ± 10%	0,5	5	10	0,125	25	1	+ 0,08	± 0,19		
15	КС215Ж	15 ±10%	0,5	5	8,3	0,125	30	1	+0,1	± 0,15		
16	КС216Ж	16 ±10%	0,5	5	7,5	0,125	35	1	+0,1	± 0,17		
17	КС218Ж	18 ±10%	0,5	5	6,9	0,125	40	1	+0,1	± 0,19		
18	КС220Ж	20 ±10%	0,5	5	6,2	0,125	45	1	+0,1	± 0,21		
19	КС510	10 ± 10%	1	5	79	1,0	25	1	0,10	± 0,22		
20	КС512	12 ± 10%	1	5	67	1,0	25	1	0,10	± 0,22		
21	КС515	15 ± 10%	1	5	53	1,0	25	1	0,10	± 0,25		
22	КС518	18 ± 10%	1	5	45	1,0	25	1	0,10	± 0,25		
23	КС520	20 ± 10%	3	10	22	0,50	50	1	0,01	± 0,32		
24	КС522	22 ± 10%	1	5	37	1,0	25	1	0,10	± 0,32		
25	КС524	24 ± 10%	3	10	19	0,50	40	1	0,10	± 0,32		
26	КС527	27 ± 10%	1	5	30	1,0	40	1	0,10	± 0,32		
27	Д818(пр)	9,0 ± 2%	3	10	33	0,3	50	0,8	0,02	± 0,10		
28	Д808	8,0 ± 10%	3	5	33	0,2	6	1	+0,07	± 0,5		
29	Д809	9,0 ± 10%	3	5	29	0,2	10	1	+0,07	± 0,5		
30	Д810	10 ± 10%	3	5	26	0,2	12	1	+0,07	± 0,5		
31	Д811	11 ± 10%	3	5	23	0,2	14	1	+0,07	± 0,5		
32	Д813	13 ± 10%	3	5	20	0,2	16	1	+0,07	± 0,5		
33	Д814А	8 ± 10%	3	5	40	0,34	18	1	+0,07	± 1,5		
34	Д814Б	9 ± 10%	3	5	36	0,34	20	1	+0,08	± 1,5		
35	Д814В	10 ± 10%	3	5	32	0,34	22	1	+0,09	± 1,5		
36	Д814Г	11 ± 10%	3	5	29	0,34	24	1	+0,085	± 1,5		
37	Д814Д	13 ± 10%	3	5	24	0,34	26	1	+0,095	± 1,5		
38	Д816А	22 ± 10%	10	100	230	5 Вт	7,0	1	+0,12	± 1,0		
39	Д816Б	27 ± 10%	10	70	180	5 Вт	8,0	1	+0,12	± 1,0		
40	Д816В	33 ± 10%	10	45	150	5 Вт	10	1	+0,12	± 1,0		
41	Д815В	8,2 ±10%	50	200	950	8 Вт	1,0	2	+0,07	± 1,0		
42	Д815Г	10 ±10%	25	200	800	8 Вт	1,8	2	+0,08	± 1,0		
43	Д815Д	12 ±10%	25	150	650	8 Вт	2,0	1	+0,09	± 1,0		
44	Д815Е	15 ± 10%	25	150	550	8 Вт	2,5	1	+0,10	± 1,0		
45	Д815Ж	18 ± 10%	25	100	450	8 Вт	3,0	1	+0,11	± 1,0		
46	КС107	0,7 ±10%	1	10	100	0,125	12	1	-0,3	стабистор		
47	КС113	1,3 ±10%	1	10	100	0,18	15	1	-0,3	стабистор		
48	КС115	1,5 ±10%	1	3	100	0,2	35	1	-0,3	стабистор		
49	КС119	1,9 ±10%	1	10	100	0,26	65	1	-0,4	стабистор		
50	КС126А	2,7 ±10%	1	5	135	0,4	80	1	-0,075	стабистор		

Цветная маркировка VD: КС133 –Гол; КС139 –Зел; КС147 –Син; КС156 –Оранж; КС168 –Красн.

ПРИЛОЖЕНИЕ П2

Таблица 2.1. Параметры биполярных транзисторов (п-р-п) проводимости

№	Марка VT	Наз- начен.	f _{гр} , МГц	h _{21Э} (β)	U _{кЭ} (В)	I _к (А)	P (вт)	I _{кББ} (μА)	U _{кЭ} НАС	U _{БЭ} НАС	h ₁₁ Ом	h ₁₂ (10 ⁻³)	h ₂₂ мкСм	г _{БЭ} (Ом)	г _к (кОм)	С _к пФ	τ _к нс
01	КТ201	НЧ	1	20-60	20	0,03	0,15	0,5	0,7	1,6	300	3	2	200	2к	20	
02	КТ302	НЧ	1	50-100	15	0,03	0,10	1	2	2,5	300	3	2	200	0,1к	10	
03	КТ503	НЧ	5	40-100	25	0,15	0,35	1	0,6	1,2	250	3	5	100	1к	20	
04	КТ601	ВЧ	40	15-30	50	0,03	0,2	3	1,0	1,5						15	0,6
05	КТ605	ВЧ	40	10-40	45	0,10	0,4	20	1,8	1						7	100
06	КТ602	ВЧ	40	20-60	80	0,07	0,6	3	3,0	3						4	0,3
07	КТ301	ВЧ	60	10-30	30	0,05	0,15	0,5	3	2,5	300	3	3			10	4,5
08	КТ312	ВЧ	80	10-50	20	0,06	0,20	1	0,8	1,1						5	0,5
09	КТ358	ВЧ	80	20-80	15	0,03	0,0	1,0	0,5	1,1						6	
10	КТ339	ВЧ	100	25-50	25	0,05	0,25	1	0,6	1			3			2	25
11	КТ315	ВЧ	100	20-80	25	0,10	0,15	1	0,4	1,1	40		0,3			10	300
12	КТ342	ВЧ	100	25-250	30	0,05	0,25	1	0,1	0,9						8	0,15
13	КТ373	ВЧ	100	50-100	30	0,05	0,20	0,50	0,1	0,9						8	0,2
14	КТ3102	ВЧ	100	100-250	50	0,10	0,25	0,1	0,5	0,5						6	100
15	КТ608	ВЧ	100	20-80	60	0,40	0,50	10	1,0	2,0						15	0,8
16	КТ617	ВЧ	200	30-60	20	0,40	0,50	10	0,7	1,0						15	0,12
17	КТ3117	ВЧ	200	40-100	50	0,40	0,30	10	0,6	1,2						15	0,4
18	КТ603	ВЧ	200	20-70	30	0,30	0,5	3	1,0	1,5						15	0,4
19	КТ645	ВЧ	200	20-200	60	0,30	0,5	10	0,5	1,2						5	
20	КТ638	ВЧ	200	50-350	110	0,1	0,1	0,5	1,5	1							
21	КТ306	ВЧ	300	20-60	15	0,05	0,15	0,5	0,3	1						5	
22	КТ646	ВЧ	100	40-80	50	0,50	1,0	10	1,0	1,2						10	0,12
23	КТ680	ВЧ	120	85-300	25	0,60	0,35	10	0,5	0,8						10	10
24	КТ630	ВЧ	50	40-80	60	0,80	0,8	1,0	0,3	1,1	500					15	0,15
25	КТ660	ВЧ	200	100-200	45	0,80	0,5	1	0,5	0,9						15	
26	КТ653	ВЧ	50	40-300	130	1,00	0,8-2,2	50,0	0,5	0,7							
27	КТ659	ВЧ	30	>35	60	1,00	1,00	0,5	0,9	0,7							
28	КТ506	НЧ	10	30-80	100	1,0	2	10	0,55	1,0						30	
29	КТ504	НЧ	20	15-50	100	1,0	2	10	0,35	0,9						30	
30	КТ683	ВЧ	150	40-120	150	1,00	1,2	1	0,45	1						15	15
31	КТ316	СВЧ	600	30-60	10	0,03	0,15	0,5	0,4	1,1						3	
32	КТ372	СВЧ	600	20-50	30	0,05	0,05	0,50	0,1	0,9						5	
33	КТ3142	СВЧ	600	20-40	40	0,15	0,30	1,0	0,4	0,6						30	
34	КТ325	СВЧ	800	30-90	25	0,06	0,15	1	0,4	0,4						3	
35	КТ368	СВЧ	900	50-80	15	0,05	0,15	0,5	0,2	1,1						5	
36	КТ355	СВЧ	1500	80-300	15	0,04	0,22	0,5	0,6	1,1						3	
37	КТ399	СВЧ	1500	40-80	20	0,04	0,15	0,5	0,7	1						2	
38	КТ382	СВЧ	1800	40-330	18	0,04	0,11	0,8	0,6	0,6							
39	КТ3120	СВЧ	1800	>40	15	0,04	0,1	0,5	0,7	0,7							
40	КТ940	ВЧ	90	25-50	160	0,50	1,2	50	1,5	1,8						5,5	
41	КТ801	НЧ	10	30-60	80	2,00	5,0	50	2,0	1,2				0,1к		100	
42	КТ805	НЧ	1	30-60	25	5,00	30	50	0,6	2,5				0,01к		100	
43	КТ812	НЧ	1	10-40	80	8,00	50	50	2,5	2,5				0,01к		100	
44	КТ815	НЧ	3	40-80	25	1,50	10	50	0,6	5				0,1к		100	
45	КТ817	НЧ	0,1	20-40	25	3,00	20	100	1,5	1,5				1к		60	
46	КТ837	НЧ	0,1	10-40	80	7,00	30	50	2,5	1,5				0,05к		100	
47	КТ819	НЧ	3	20-40	100	10,0	60	1ма	1,0	1,5				0,1к		300	
48	КТ825	НЧ	3	>750	60	20,0	100	1ма	2,0	3				1к		500	
49	КТ829	НЧ	3	>750	80	8,00	50 вт	1ма	2,0	1,5				1к		300	
50	КТ972	ВЧ	100	>750	60	3,00	8 вт	1ма	1,5	0,7						70	

Таблица №2.3. Биполярные германиевые транзисторы выпуска до 1980 г. (старые)

1	п-р-п	МП35-37	НЧ	10	35	20 В	150 мА	0,20 вт	1	0,3	1,5						35	
2	п-р-п	МП38	НЧ	10	35	20 В	150 мА	0,20 вт	1	0,3	1,5						35	
3	р-н-р	МП20-21	НЧ	3 кт	100	25 В	300	0,15	0,5-50	0,3	0,9	3000	200				30	2мкС
4	р-н-р	МП25-26	НЧ	2 кт	35	40 В	300	0,20	5-75	0,25	1,2	1000	1,5				20	2мкС
5	р-н-р	МП39-41	ВЧ	60кГ	30	20 В	150	0,15	10	3	2,5		3				10	2...4
6	р-н-р	МП42	НЧ	5 кт	50	20 В	150	0,20	1	0,4	1,0	130	15-55				50	
7	п-р-п	П308	ВЧ	300	40	15 В	120	0,15	0,5	0,3	1,0	10					5	
8	р-н-р*	П416	ВЧ	200	65	50 В	120	0,10,3	0,5	0,5	1,5						12	
9	р-н-р	П422	ВЧ	250	60	25 В	50 мА	0,15	0,5	0,6	0,9	40	0,3				7	300

Таблица 2.2. (продолжен.) Биполярные кремниевые транзисторы р-п-р - проводимости

№	Марка VT	Наз- начен.	fгр, мГц	h _{21Э} (β)	UкЭ (В)	Iк (А)	P (вт)	IкБд (μА)	UкЭ НАС	UБЭ НАС	h ₁₁ (Ом)	h ₁₂ (10 ⁻³)	h ₂₂ МКСМ	ГБЭ (Ом)	rк (кОм)	Ск пФ	τк нс
01	КТ203	НЧ	1	20-60	20	0,03	0,15	1	1,0	1,3		300	3	2	150	2 к	10
02	КТ207	НЧ	1	20-40	50	0,03	0,15	1	0,3	1,5		300	3	2	150	2 к	35
03	КТ208	НЧ	5	20-60	20	0,15	0,20	1	0,3	1,5				5	150	10 к	50
04	КТ209	НЧ	5	20-60	15	0,30	0,20	1	0,4	1,5				5	100	10 к	50
05	КТ502	НЧ	5	40-120	25	0,15	0,35	1	0,6	1,2	250	3	5	100	1 к	20	
06	КТ501	НЧ	5	20-60	15	0,30	0,35	1	0,4	1,5				5	150	10 к	50
07	КТ509	НЧ	20	15-100	400	0,02	0,3	0,50	1,0	1,0							30
08	КТ321	ВЧ	60	20-60	30	0,05	0,15	0,5	0,3	1							5
09	КТ3157	ВЧ	60	>50	250	0,07	0,20	0,1	1,0	1							
10	КТ361	ВЧ	100	20-80	25	0,05	0,15	1	0,3	0,7						6	0,5
11	КТ343	ВЧ	100	30-60	17	0,05	0,15	1	1,3	0,45						10	0,5
12	КТ6112	ВЧ	100	60-150	50	0,10	0,45	0,05	0,7	0,7						30	0,8
13	КТ357	ВЧ	100	20-60	12	0,04	0,10	5	1,7	0,5			5			8	0,5
14	КТ668	ВЧ	200	70-140	50	0,20	0,5	15	0,3	0,7						8	
15	КТ313	ВЧ	200	30-100	30	0,05	0,25	0,5	0,8	1,1						2	
16	КТ632	ВЧ	200	40-100	45	0,10	0,5	0,1	0,50	0,50							
17	КТ352	ВЧ	200	25-120	20	0,20	0,30	1,0	0,7	0,7							
18	КТ3107	ВЧ	200	70-140	40	0,10	0,30	0,1	0,5	1						7	1,0
19	КТ3108	ВЧ	200	50-150	60	0,20	0,30	0,2	0,25	-							
20	КТ345	ВЧ	350	20-60	20	0,20	0,15	1	0,3	1,1						15	0,8
21	КТ3126	ВЧ	400	25-100	40	0,05	0,30	1,0	0,7	1,2						30	
22	КТ337	ВЧ	500	30-60	12	0,03	0,15	1,0	0,2	0,2						6	
23	КТ326	ВЧ	500	20-70	20	0,05	0,25	0,5	0,3	1,2						5	
24	КТ351	ВЧ	200	20-80	20	0,40	0,30	1,0	0,6	0,6							
25	КТ626	ВЧ	45	40-80	45	0,50	4	10	1,0	1,5			100			150	
26	КТ350	ВЧ	100	20-200	20	0,60	0,30	1,0	1,0	1							
27	КТ644	ВЧ	100	20-60	30	0,60	1,0	10	0,4	1,3						30	0,8
28	КТ685	ВЧ	200	40-120	40	0,60	0,6	0,05	0,4	1						8	8
29	КТ639	ВЧ	80	40-100	45	0,80	3	10	0,50	1,25						50	0,5
30	КТ662	ВЧ	80	40-100	45	0,80	0,5	10	0,5	0,9						10	10
31	КТ681	ВЧ	120	80-300	30	0,80	0,30	10,0	0,5	0,7						2	
32	КТ505	НЧ	20	25-50	100	1,00	1-5	100	0,7	1,3						30	
33	КТ684	ВЧ	40	40-250	45	1,50	0,8	0,10	0,5	0,6						10	10
34	КТ3127	СВЧ	600	45-90	20	0,06	0,1	1,0	0,8	0,7						25	
35	КТ3128	СВЧ	600	25-100	40	0,05	0,30	1,0	0,6	0,9						30	
36	КТ3165	СВЧ	750	>25	40	0,03	0,15	0,1	0,65	0,65							
37	КТ3109	СВЧ	800	20-200	30	0,05	0,17	0,1	1,0	1,0							
38	КТ347	СВЧ	1000	20-80	20	0,05	0,15	1	0,3	1,2						20	
39	КТ349	СВЧ	1000	20-80	20	0,04	0,15	1	0,3	1,2						4	
40	КТ363	СВЧ	1200	30-60	15	0,05	0,15	0,50	0,4	1						5	0,3
41	КТ6115	ВЧ	100	80-160	40	1,50	1,0	0,1	0,5	0,5						30	0,8
42	КТ629	ВЧ	200	20-80	40	1,00	1	10	1	1						100	
43	КТ661	ВЧ	200	20-80	40	1,00	1	10	1	1						10	
44	КТ814	НЧ	3	40-80	25	1,50	10	50	0,6	1,2				100		100	
45	КТ802	НЧ	3	25-50	100	5,00	50	100	0,6	1,5				100		120	
46	КТ816	НЧ	3	25-50	25	6,00	20	100	0,6	1,5				1 к		120	
47	КТ818	НЧ	7	15-30	40	10,0	60	1 ма	1,5	3						500	
48	КТ827	НЧ	10	> 750	80	20,0	100	1 ма	1,0	1,5				1 к		300	
49	КТ853	НЧ	3	> 750	100	5,00	10	1 ма	1,0	1,5						300	
50	КТ973	ВЧ	100	>750	60	3,00	8	1 ма	1,5	0,8						70	

Таблица №2.3. Биполярные германиевые транзисторы выпуска до 1980 г. (старые)

1	п-р-п	ГТ311	ВЧ	500	45	12	100мА	0,15	1	0,2	1						6	
2	р-н-р	ГТ308	ВЧ	250	50	25	120мА	0,15	1	0,4	0,7	40					9	
3	р-н-р	ГТ313	ВЧ	200	20-200	12	30 мА	0,10	5	0,7	0,6						2	
4	р-н-р	ГТ320	ВЧ	80	20-80	12	300 мА	0,20	10	2,4	0,5						8	0,5
5	р-н-р	ГТ321	ВЧ	60	50-80	50	200 мА	0,15	500	2,5	1,3						80	0,6
6	р-н-р	ГТ347	ВЧ	250	30-100	15	50 мА	0,15	1,0	0,3	0,8						6	
7	р-н-р	ГТ402	НЧ	1	30-80	25	500 мА	0,5	20	0,3	1,0			1	0,2к	100	100	
8	р-н-р	ГТ403	НЧ	0,03	20-60	30	1,2А	1,0 вт	50	0,5	0,8				0,2к		100	
9	р-н-р	ГТ404	НЧ	1	60-150	25	500 мА	0,6	25	0,3	0,4				0,2к		100	
10	р-н-р	ГТ405	НЧ	1	30-80	25	500 мА	0,5	25	0,35	1			1	0,2к	100	100	

ПРИЛОЖЕНИЕ ПЗ

Параметры аналоговых операционных усилителей (ОУ) вып. 1990 – 2000 г.

№	Тип ОУ (Шифр)	$K_{U-MAX} \cdot 10^3$	U _{см} , мВ	f, МГц	R _{ВХ} , МОм	I _{ВХ} , нА	$\Delta I_{ВХ}$, мкА	V _{ВЫХ} , В/мкс	K _{ос.сф.} , дБ	U _{ВЫХ} , В	R _{н.Мин.} , кОм	U _{сф.ВХ} , В	U _{н.В}	Интгр. мА	R _{ВЫХ} , Ом
*	K140УД1а, б	1...4	10	5	0,04	1мА	1	0,5	60	±3	5	±3	±6,3	6	700
1	K140УД6	70	5	1	2	30	0,01	2,5	70	±12	2	±11	±15	2,8	
2	K140УД7	50	4	0,8	0,4	200	0,05	0,3	70	±10,5	2	±12	±15	2,8	
3	K140УД8	50	30	3	10 ³	0,2 н	0,15 н	2	80	±10	1	±10	±15	5	
4	K140УД11	25	5	15	—	500	0,2	50	70	±12	2	±10	±15	8	
5	K140УД12	25	5	0,5	50	7,5	3 нА	<0,8	70	±12	5	±10	±15	0,03	
6	K140УД14	50	2	0,3	30	2	0,2 н	0,05	85	±13	10	±13,5	±15	0,6	
7	K140УД17	200	0,075	0,4	—	4	3,8 н	0,1	106	±12	2	±13	±15	4	
8	K140УД18	50	10	1	—	1	0,2 н	2	70	±11,5	2	—	±15	4	
9	K140УД20	50	5	0,55	—	200	0,05	0,3	70	±11,5	2	±12	±15	2,8	
10	K140УД22	25	13	5	—	0,2	0,05 н	12	80	±11	2	±10	±15	10	
11	K153УД1	15	7,5	1	0,01	1500	0,5	0,6	65	±9	2	±8	±15	6	
12	K153УД2	20	7,5	1	0,3	1500	0,5	0,6	70	±10	2	±12	±15	3	
13	K153УД3	25	2	1	0,3	200	0,05	0,2	80	±10	2	±12	±15	3,6	
14	K153УД4	5	5	1	0,2	400	0,15	0,12	70	±4	5	±5	±6	0,7	
15	K153УД5	250	1	0,1	0,3	100	0,02	0,005	110	±10	2	±12	±15	3,5	
16	K153УД6	50	2	0,7	0,7	75	0,01	0,5	80	±10	2	±12	±15	3	
17	K154УД1	150	3	1	-	20	0,01	10	86	±1	2	±10	±15	0,12	
18	K154УД2	100	2	15	0,5	100	—	150	86	±10	2	±10	±15	6	
19	K154УД3	8	9	15	-	220	0,03	80	80	±9,5	2	±10	±15	7	
20	K154УД4	8	6	1	-	1200	0,3	400	74	±10	2	-	±15	7	
21	K157УД1	50	5	0,5	—	500	0,15	0,5	-	±12	0,2	±1±6	±3±8	9	
22	K157УД2	50	10	1	—	500	0,15	0,5	80	±13	—	±18	±15	7	
23	K544УД1	100	15	1	10 ³	0,05	0,02 н	5	80	±10	2	±10	±15	3,5	
24	K544УД2	20	30	15	10 ³	0,2	0,1 н	20	70	±10	2	±12	±15	6	
25	K551УД1	500	1,5	0,8	1	100	0,02	-	100	±10	2	±8	±15	5	
26	K551УД2	5	5	0,8	1	2000	1	0,03	70	±10	2	±8	±15	10	
27	K553УД1	15	7,5	1	0,2	1500	0,5	0,2	65	±10	2	±8	±15	6	
28	K553УД2	20	7,5	1	0,3	1500	0,5	0,6	70	±10	2	±12	±15	6	
29	K574УД1	50	50	10	10 ⁴	0,5	0,2 н	50	60	±10	2	-	±15	8	
30	K574УД2	25	50	1	-	0,3	0,15 н	10	70	±10	2	—	±15	5	
31	K1401УД1	2	5	-	0,1	150	0,03	0,5	70	±12,5	2	—	±15	8,5	
32	K1401УД2	5	5	1	-	150	0,03	-	70	±12	2	—	±15	3	
33	K1401УД3	50	6	-	-	250	0,1	-	70	±12	-	±12	±2±16	2,5	
34	K1407УД1	10	6	1	—	10мк	2	25	72	±3-2	2	±1±10	±3±12	8	
35	K1407УД2	50	5	3	—	150	0,05	0,5	70	±10	100	±1±11	±2±13	0,1	
36	K1407УД3	10	5	3	—	5000	1	5	76	±4	2	±1±10	±2±12	2	
37	K1407УД4	3	5	3	—	500	0,06	3	70	±0,65	2	±1±5	±2±6	2,5	
38	K1408УД1	100	5	0,8	—	20	3 нА	2	80	±21	5	±23	±27	4	
39	K1409УД1	20	15	-	—	50	0,03	4	-	±12	1,8	±10	±15	6	
40	K140УД23	50	7	20	—	0,1	0,02 н	30	85	±12	2	±11	±15	7	

Источник: Гусев В.Г, Гусев Ю.М. «Электроника» (стр. 362-369). – М.: Высш.шк., 2001. - 620 с.
Бульчев А.Л, Галкин В.И. Аналоговые ИС. Минск, 1994 г. - 380 с.

Содержание

Введение03
1. Тема 1. Расчет параметров схем на диодах и стабилитронах;.....	04
2. Тема 2. Расчет параметров схем сглаживающих фильтров;.....	10
3. Тема 3. Расчет параметров схемы логического ключа на транзисторе;.....	15
4. Тема 4. Расчет параметров эмиттерного повторителя на транзисторе;.....	19
5. Тема 5. Расчет усилителя на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ;	25
6. Тема 6. Расчет параметров источников стабилизированного питания;.....	28
7. Тема 7. Расчет параметров фильтров с рабочей частотой до 200 кГц;.....	35
8. Тема 8. Расчет параметры схемы генератора и мультивибратора на ОУ;.....	43
Приложение П1 – справочные параметры диодов (выборочно).....	51
Приложение П2 – справочные параметры транзисторов (выборочно).....	53
Приложение П3 – справочные параметры отечественных ОУ.....	55

Учебное издание

Практические занятия и расчетно-графические работы по курсу «Электротехника и электроника» - раздел «Электроника»

Учебно-методическое пособие для студентов специальности:

24.05.01 - «Проектирование, производство и эксплуатация ракет и ракетно-космических комплексов», квалификация «специалитет»,

15.03.05 – Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств, квалификация «бакалавр»,

09.03.01 – Автоматизация систем обработки информации и управления, квалификация «бакалавр».

Составитель: Святский Михаил Александрович

Председатель методического совета: Б.А. Сентяков

Подписано в печать 20.02.2021.

Печать оперативная

Объем 1,1 усл.п.л.

Тираж 25 экз.

Воткинский филиал Ижевского государственного технического университета имени М.Т.Калашникова. 427430, г.Воткинск, ул.Шувалова,1, www.vfistu.ru
E-mail: vfistu@mail.ru, тел.8-(34145) 5-15-00