

Документ подписан простой электронной подписью
Информация о владельце:
ФИО: Шебзухова Татьяна Александровна
Должность: Директор Пятигорского института (филиал) Северо-Кавказского
федерального университета
Дата подписания: 23.08.2023 17:23:58
Уникальный программный ключ:
d74ce93cd40e39275c3ba2f58486412a1c8ef96f

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕ-
НИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВЕРО-КАВКАЗСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

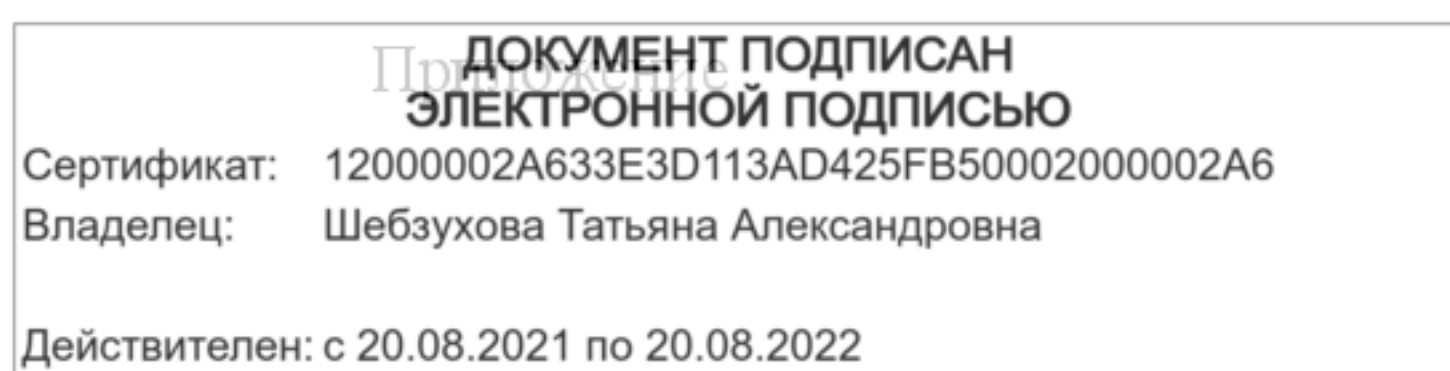
Пятигорский институт (филиал) СКФУ

Методические указания
по выполнению практических работ
по дисциплине «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ЭЛЕКТРО-
НИКА»
для студентов направления подготовки
13.03.02 Электроэнергетика и электротехника

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Содержание

№ п/п		Стр.
	Введение	
1.	Цель и задачи изучения дисциплины	
2.	Оборудование и материалы	
3.	Наименование практических работ	
4.	Содержание практических работ	
4.1	Практическая работа №1 Полупроводниковые элементы	
4.2	Практическая работа №2 Полупроводниковые диоды и стабилитроны	
4.3.	Практическая работа №3 Транзисторные ключи	
4.4	Практическая работа №4 Усилители низкой частоты на транзисторах	
4.5	Практическая работа №5 Источники стабилизированного питания	
4.6	Практическая работа №6 Генераторы гармонических колебаний	
4.7	Практическая работа №7 Мультивибраторы и одновибраторы	
4.8	Практическая работа №8 Триггеры	
4.9	Практическая работа №9 Обработка результатов измерений	
4.10	Практическая работа №10 Расчёт масштабных преобразователей	
4.11	Практическая работа №11 Измерение активной мощности в трехфазных цепях	
4.12	Практическая работа №12 Измерение реактивной мощности в трехфазных цепях	
4.13	Практическая работа №13 Расчет мостовых схем	
4.14	Практическая работа №14 Методы электрических измерений неэлектрических величин.	
5	Учебно-методическое и информационное обеспечение дисциплины	
5.1	Перечень основной и дополнительной литературы, необходимой для освоения дисциплины	
5.2	Перечень учебно-методического обеспечения самостоятельной работы обучающихся по дисциплине	
5.3	Перечень ресурсов информационно-телекоммуникационной сети Интернет, необходимых для освоения дисциплины	

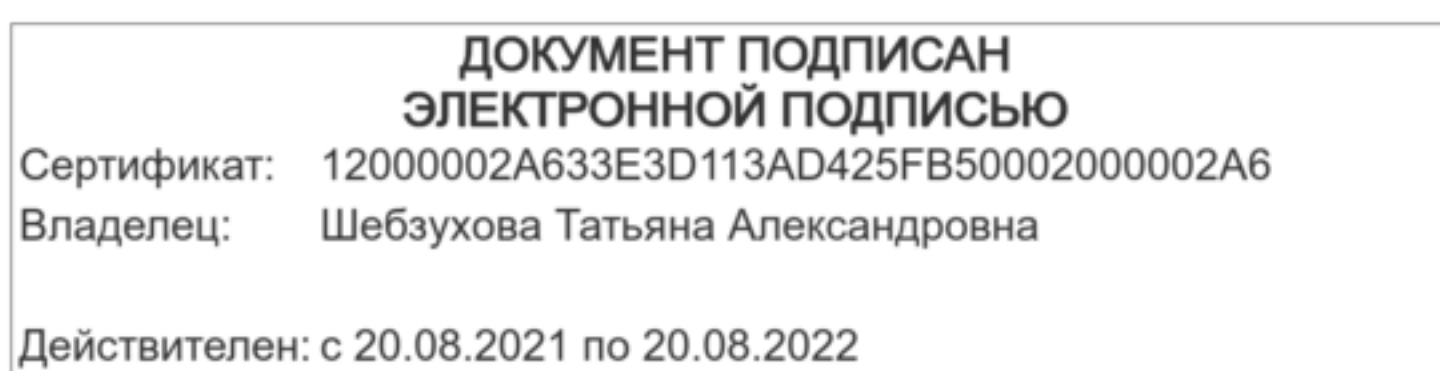


Введение

Практические занятия создают оптимальные дидактические условия для деятельностного освоения студентами содержания и методологии изучаемой дисциплины. Практические занятия занимают преимущественное место при изучении общепрофессиональных и профессиональных дисциплин. Практические занятия проводятся с целью выработки практических умений и приобретения навыков в решении задач, отработки упражнений, выполнении чертежей, производстве расчётов и т.п.

Целью практических занятий является формирование практических умений – профессиональных (выполнять определённые действия, операции, необходимые в последующем в профессиональной деятельности) или учебных, необходимых в последующей учебной деятельности по общепрофессиональным и профессиональным дисциплинам.

Библиографический список содержит сведения о справочной литературе и дополнительных изданиях, необходимых для углубленного изучения отдельных вопросов.



1. Цель и задачи изучения дисциплины

Цель дисциплины является освоение принципов действия полупроводниковых приборов, усилительных, импульсных, логических, цифровых и преобразовательных устройств и основным особенностям их использования в электротехнических и электромеханических установках, освоение современных средств и методов электрических измерений, обработки и представления их результатов.

Задачи дисциплины является в результате изучения дисциплины специалист должен приобрести умение четко представлять принцип действия электронных элементов и устройств, экспериментальным путем определить их параметры и характеристики, а также оценивать технико-экономическую эффективность применения этих устройств, оптимально выбрать средство измерения для поставленной задачи измерения, выполнить измерение, обработать и надлежащим образом представить его результаты.

2. Оборудование и материалы

Аппаратные средства: переносной ноутбук, проектор, доска магнитно-маркерная.

Учебная аудитория для проведения учебных занятий, оснащена оборудованием и техническими средствами обучения.

3. Наименование практических работ

№ Темы дисциплины	Наименование тем дисциплины, их краткое содержание	Объем часов	Из них практическая подготовка, часов
5 семестр			
1	Практическая работа №1. Полупроводниковые элементы. Приобретение умений и навыков при оценке параметров идеализированных полупроводников.	1,5	
2	Практическая работа №2. Полупроводниковые диоды и стабилитроны. Оценка статических параметров и анализ режима работы полупроводниковых диодов и стабилитронов в цепи постоянного тока.	1,5	
3	Практическая работа №3. Транзисторные ключи. Особенности работы транзистора в статическом и динамическом режиме	3	
4	Практическая работа №4. Усилители низкой частоты на транзисторах.	1,5	

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

	Изучение режимов работы и расчет параметров усилителей на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером.		
5	Практическая работа №5. Источники стабилизированного питания. Приобретение умений и навыков оценки параметров схем источников стабилизированного питания, и методами расчета их параметров.	1,5	
6	Практическая работа №6. Генераторы гармонических колебаний. Приобрести навыки расчета генераторов гармонических колебаний.	1,5	
7	Практическая работа №7. Мультивибраторы и одновибраторы. Приобрести навыки расчета генераторов импульсных сигналов.	1,5	
8	Практическая работа №8. Триггеры. Получить практические навыки расчета триггеров.	1,5	
Итого за 5 семестр:		13,5	
6 семестр			
9	Практическая работа №9. Обработка результатов измерений. Приобрести практические навыки обработки результатов измерений и определения погрешности измерений.	1,5	
10	Практическая работа №10. Расчёт масштабных преобразователей. Приобрести практические навыки расчета масштабных преобразователей для аналоговых измерительных приборов.	3	
11	Практическая работа №11. Измерение активной мощности в трехфазных цепях. Приобрести практические навыки расчета и измерения активной мощности в трехфазных цепях	1,5	
12	Практическая работа №12. Измерение реактивной мощности в трехфазных цепях. Приобрести практические навыки расчета и измерения реактивной мощности в трехфазных цепях.	3	
13	Практическая работа №13. Расчет мостовых схем. Приобрести практический навык расчета мостовых схем на переменном и постоянном токе.	1,5	
14	Практическая работа №14. Методы электрических измерений неэлектрических величин. Приобрести навыки владения методами электрических измерений неэлектрических величин.	3	
Итого за 6 семестр:		13,5	
Итого:		27	

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

4. Содержание практических работ

Практическая работа №1. Полупроводниковые элементы

Цель: приобретение умений и навыков при оценке параметров идеализированных полупроводников

Основы теории:

Пусть N - число свободных электронов в единице объема, проводящего материала. Если средняя скорость дрейфа электронов - v_d (см²/с), а заряд электрона e , то за время Δt через поперечное сечение S проводника пройдет заряд Δq , т.е.

$$\Delta q = e \cdot N \cdot v_d \cdot S \cdot \Delta t \quad [\text{Кл}]. \quad (1.1)$$

Разделив (1.1) на Δt , получим ток: $I = (\Delta q / \Delta t) = e \cdot N \cdot v_d \cdot S \quad [\text{А}]. \quad (1.2)$

Если к проводнику длиной l приложена разность потенциалов $(\phi_A - \phi_B) = U$, то напряженность E электрического поля в проводнике составит:

$$E = U/l, \quad [\text{В/м}]; \quad \text{т.к. } U = \int E \cdot dl = (\phi_A - \phi_B) \quad [\text{В}] \quad (1.3)$$

Скорость дрейфа электронов можно определить из выражения:

$$v_d = \mu \cdot E \quad [(\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}) \cdot (\text{В})] = [\text{см}^2/\text{с}]. \quad (\mu - \text{подвижность электронов} - \text{справ.}) \quad (1.4)$$

Подставив (1.3) и (1.4) в выр. (1.2), получим полное выражение для ТОКА:

$$I = (\Delta q / \Delta t) = e \cdot N \cdot \mu \cdot S \cdot (U/l) \quad [\text{Кл/с}] = [\text{А}] \quad (1.5)$$

Электрический ток – есть величина динамическая, и для замкнутой цепи зависит от приращения заряда во времени, с учетом свойств материала (проводимости), т.е. от величины заряда, числа свободных электронов и их подвижности μ .

Выражение $\sigma = \gamma = (e \cdot N \cdot \mu) = (1/\rho) \quad [1/\text{Ом} \cdot \text{м}]$ - выражает проводящие свойства материала – его удельная проводимость (σ) или удельная электропроводность.

Сила тока в проводнике зависит от длины и площади его поперечного сечения:

$$I = (\sigma \cdot S / l) \cdot U = g \cdot U. \quad \text{где } g = (\sigma \cdot S / l) - \text{проводимость} \quad [1/\text{Ом}] \quad (1.6)$$

Между эл-кой проводимостью и сопротивлением существует соотношение:

$$g = (1/R) = \sigma \cdot S/l, \quad [\text{см}]; \quad R = [\rho \cdot (l/S)] = [l / (\sigma \cdot S)] = [l / (e \cdot N \cdot \mu \cdot S)]. \quad (1.7)$$

где $\rho = (1/\sigma) = [1/(e \cdot N \cdot \mu)] = R/(S/l). \quad [\text{Ом} \cdot \text{м}] \quad (\text{удельное сопротивление}). \quad (1.8)$

По величине (ρ) все материалы можно разделить на три группы (табл. 1):

- **проводники** (металлы и их сплавы): $\rho = 0,015 \div 15 \quad [\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}]; \quad \sigma_{\text{мет}} \geq 10^6;$
- **полупроводники и электролиты:** $\rho = 10^{-5} \div 10^8 \quad [\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}]; \quad \sigma_{\text{ПП}} \geq 10^5 \div 10^{-8};$
- **диэлектрики (изоляторы):** $\rho = 10^{10} \div 10^{14} \quad [\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}]. \quad \sigma_{\text{диэл}} \leq 10^{-8};$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

Таблица №1.1. **Удельное сопротивление** металлов, используемых в электронике

N	Хим. элемент	Материал	$\rho = (\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м})$ при $T = 20^\circ\text{C}$	$\alpha = \text{ТКС (+)}$ при $T = 20^\circ\text{C}$
1	Ag	Серебро	<u>0,016</u>	0,0035
2	Cu	Медь	<u>0,017</u>	0,004
3	Al	Алюминий	<u>0,028</u>	0,004
4	Fe	Сталь	0,1 – 0,3 - 0,5	0,006

Свойства полупроводниковых p-n-переходов

Полупроводниковые (ПП) материалы на основе **p-n** переходов из Si (29 % земной коры), германия (Ge), либо арсенид галлия (GaAs) применяют при производстве диодов, транзисторов, интегральных микросхем. (В литосфере содерж. 47% кислорода).

p-n переход – это контакт 2-х ПП, обладающих разным типом проводимости, где катодная n-область легирована **донорной** примесью (**Li⁻**), создающей высокую концентрацию **электронов** (доноров N_D), а анодная p-область легирована **акцепторной** примесью (**In⁺**), создающей высокую концентрацию **акцепторов** (N_A).

p-n переход - основа ПП элемента и обладает односторонней проводимостью тока.

Электропроводность – эл-ская **проводимость** ($s \sim g$) p-n перехода зависит от направления движения тока: высокая – для прямого и низкая – для обратного тока.

В равновесном состоянии высота потенциального барьера (контактная разность потенциалов ϕ_K [1]) между p и n – областями определяется формулой:

$$\phi_K = \phi_T \cdot \ln(N_A \cdot N_D / n_i^2), \text{ либо } \phi_K = (k \cdot T / e) \cdot \ln(n_n \cdot p_p / n_i^2) \text{ [В]}; \quad (1.9)$$

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

$$\phi_T = (k \cdot T / e) = T / 11600 \text{ – тепловой потенциал [В]}; \quad (1.10)$$

k – постоянная Больцмана; **T** – температура; **e** – заряд; **h** – постоянная Планка.

Мах. **контактная разность потенциалов**: $\phi_{K(\text{Ge})} \leq 0,6 \text{ (В)}$, $\phi_{K(\text{Si})} \leq 1,1 \text{ (В)}$.

Номинальная величина: $\phi_{K(\text{Ge})(300\text{K})} = 0,3 \div 0,4 \text{ (В)}$; $\phi_{K(\text{Si})(300)} = 0,7 \div 0,8 \text{ (В)}$.

При комнатной температуре ($T = 300 \text{ K}$) в ПП материале вся примесь ионизирована, а концентрация собственных носителей очень мала; поэтому концентрация основных носителей равна концентрации примесей: $n_n = N_D$; $p_p = N_A$;

n_i – собственная концентрация ионизированных атомов в данном объеме;

$$n_i = N_i \cdot e^{(-\Delta E_s / 2kT)} \text{ либо } n_i = \sqrt{N_C \cdot N_V \cdot e^{(-\Delta W / 2kT)}}, \text{ [см}^{-3}\text{]} \quad (1.11)$$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

ширина запрещенной зоны в ПП;

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

$$n = N_C \cdot \exp^{-(E_C - E_F)/kT}; \quad p = N_V \cdot \exp^{-(E_F - E_V)/kT}; \quad [n_i^2 = n \cdot p = N_C \cdot N_V \cdot \exp^{(-\Delta E/kT)}]; \quad (1.13)$$

Уровень Ферми в собственном полупроводнике, соответствующий середине ширины запрещенной зоны ΔE составит, например, для кремния и германия:

$$W_{F1} = W_E = -\Delta E_{\text{Э(Si)}}/2 = -0,56 \text{ эВ.} - \Delta E_{\text{Э(Ge)}}/2 = -0,38 \text{ эВ.} \quad (1.14)$$

$\varphi_V = E_V/q$; $\varphi_C = E_C/q$ - **эл. потенциал** верх. и нижн. гран. валентной зоны и зоны проводимости;

$$\varphi_E = 1/2[(E_C + E_V)/q] - \text{электрический потенциал середины запрещенной зоны.}$$

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

$$W_{Fn} = W_E + k \cdot T \cdot \ln(N_D/n_i); \quad W_{Fp} = W_E - k \cdot T \cdot \ln(N_A/n_i) \quad (1.15)$$

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

$$W_{Fn} = W_E + k \cdot T \cdot \ln(N_D/n_i); \quad W_{Fp} = W_E - k \cdot T \cdot \ln(N_A/n_i) \quad (1.15)$$

Ширина p-n-перехода в равновесии (при отсутствии внешнего напряжения), составит: (где $\varepsilon_{\text{(Si)}}$ – относительная, безразмерная),

$$d = (d_n + d_p) = \sqrt{[(2\varepsilon_{\text{(Si)}} \cdot \varepsilon_0 \cdot \varphi_K)/e] \cdot [(1/N_A) + (1/N_D)]}, \quad [\text{нм}]. \quad (1.16)$$

При подаче внешнего напряжения эта ширина составит:

$$d = \sqrt{[(2\varepsilon_{\text{(Si)}} \cdot \varepsilon_0 \cdot (\varphi_K - U))/e] \cdot [(1/N_A) + (1/N_D)]}, \quad [\text{нм}]. \quad (1.17)$$

Поскольку внутри p-n-перехода общий отрицательный заряд ионизированных акцепторов равен общему положительному заряду ионизированных доноров, которые распределены на площади S поперечного сечения p-n-перехода, то $d_n \cdot N_D \cdot S = d_p \cdot N_A \cdot S$.

$$\text{Отсюда следует: } (d_n/d_p) = (N_A/N_D) = (p_p/n_n). \quad (1.18)$$

Напряженность электрического поля в p-n-переходе максимальна на границе

$$E_M = (2\varphi_K/d) \quad [\text{В/м}]. \quad (1.19)$$

При приложении к p-n-переходу внешнего напряжения U высота потенциального барьера изменяется на величину этого напряжения:

$$\Delta\varphi = (\varphi_K - U) - \text{разность потенциалов.}$$

При прямых ($U_{\text{пр}}$) напряжениях p-n-переход сужается, и при обратных ($U_{\text{обр}}$) напряжениях p-n-переход расширяется.

Вольтамперная характеристика (ВАХ) p-n-перехода выражает зависимость между током (I) (или плотностью тока j) через p-n-переход и приложенным напряжением U (урав-

нение Эбн

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$$j = [(e \cdot D_n \cdot p_n/L_n) + (e \cdot D_p \cdot p_p/L_p)] \cdot (\exp^{(U/\varphi_T \cdot \gamma)} - 1). \quad (1.20)$$

где j – плотность обратного тока насыщения;

D_n и D_p – коэффициенты диффузии для электронов и дырок;

L_n и L_p – диффузионная длина пролета электронов (n) и дырок (p);

n_p и p_n – концентрации неосновных носителей заряда.

Для невырожденных полупроводников концентрации неосновных носителей зарядов (p_n – дырок в электронном слое) и (n_p – электронов в дырочном слое) можно определить из выражения:

$$p_n = (n_i^2/N_D), \quad n_p = (n_i^2/N_A); \quad [\text{см}^{-3}]. \quad (1.21)$$

Выражение (1.20) выводится из предположения, что всё внешнее напряжение U приложено только к области p-n-перехода с удельн. проводимостью $[\sigma = \sigma_n + \sigma_p]$.

Проводимость квазинейтральной p-области: $\sigma_p = e \cdot p_p \cdot \mu_p$, (μ_p – подвижность дырок) и проводимость квазинейтральной n-области $\sigma_n = e \cdot n_n \cdot \mu_n$. (μ_n – подвижность эл-нов) намного больше проводимости обедненной области p-n-перехода.

$$[p_p = \sigma_p/(e \cdot \mu_p) = 1/(N_A \cdot e \cdot \mu_p)]; \quad [n_n = \sigma_n/(e \cdot \mu_n) = 1/(N_D \cdot e \cdot \mu_n)]; \quad (1.22)$$

Задания:

Задание №1

Определить разность потенциалов φ_K в Si p-n-переходе при $T=300$ К, если: $U_{ПР} = 0,35$ В; концентрации акцепторов и доноров в дырочной и электронной областях составляют: $N_A = 10^{15}$ и $N_D = 5 \cdot 10^{17}$ (см^{-3}).

Задание №2

Концентрация Ge p-n-перехода $N_D = 10^3 N_A$, причем на каждые 10^8 атомов Ge приходится один атом акцепторной примеси. Концентрации атомов $N_{Ge} = 4,4 \cdot 10^{22}$ (см^{-3}), и **ионизированных атомов** $n_i = 2,4 \cdot 10^{13}$ (см^{-3}). Определить φ_K при $T = 300$ К.

Задание №3

Для полупроводника из Si проводимости в n- и p- областях $\sigma_n = 3,2$ [$1/(\text{Ом} \cdot \text{см})$] и $\sigma_p = 4,8$ [$1/(\text{Ом} \cdot \text{см})$]; $\mu_n = 800$ ($\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$); $\mu_p = 250$ ($\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$). $T = 300$ К.

Определить: 1) контактную разность потенциалов (φ_K); 2) ширину p-n-перехода со стороны n- и p- областей d_n и d_p , а также полную ширину перехода $d = (d_n + d_p)$.

3) напряженность контактного поля E_M ; 4) Как изменится высота потенц. барьера ($\Delta\varphi$), если к p-n-переходу приложить внешнее напряжение: $U_1 = +0,2$ В; $U_2 = - 2$ В.

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

Задание №4

Для полупроводника из Si проводимости в n- и p- областях $\sigma_n = 3,2 [1/(\text{Ом}\cdot\text{см})]$ и $\sigma_p = 0,64 [1/(\text{Ом}\cdot\text{см})]$; $\mu_n = 800 (\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с})$; $\mu_p = 400 (\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с})$. $T = 300 \text{ K}$.

Определить: 1) контактную разность потенциалов (ϕ_K); 2) ширину p-n-перехода со стороны n- и p- областей d_n и d_p , а также полную ширину перехода $d = (d_n + d_p)$.

3) напряженность контактного поля E_M ; 4) Как изменится высота потенц. барьера ($\Delta\phi$), если к p-n-переходу приложить внешнее напряжение: $U_1 = +0,1 \text{ В}$; $U_2 = -1 \text{ В}$.

Задание №5

В идеальном Si p-n-переходе $n_i = 1,45 \cdot 10^{10} (1/\text{см}^3)$; $D_n = 40 \text{ см}^2/\text{с}$; $D_p = 15 \text{ см}^2/\text{с}$; $L_n = 100 \text{ мкм}$; $L_p = 60 \text{ мкм}$; $N_D = 10^{15} (\text{см}^{-3})$; $N_A = 10^{17} (\text{см}^{-3})$; $T = 300 \text{ K}$.

Определить: 1) плотность тока насыщения j_H .

Задание №6

В идеальном Ge p-n-переходе $n_i = 2,45 \cdot 10^{13} (1/\text{см}^3)$; $D_n = 100 \text{ см}^2/\text{с}$; $D_p = 50 \text{ см}^2/\text{с}$; $L_n = 300 \text{ мкм}$; $L_p = 200 \text{ мкм}$; $N_D = 10^{15} (\text{см}^{-3})$; $N_A = 10^{16} (\text{см}^{-3})$; $T = 300 \text{ K}$.

Определить: 1) плотность тока насыщения j_s .

Задание №7

Концентрация доноров в n-области диода с идеальным p-n-переходом равна концентрации акцепторов в p-области, т.е. ($N_D = N_A$). Можно принять, что отношения $D_n/D_p = 3$; $L_n/L_p = 1,5$ не изменились при изменении уровня легирования.

Определить: как изменится плотность тока через такой переход, если концентрацию увеличить в 5 раз.

Задание №8

Плотность тока через идеальный p-n переход при некотором внешнем напряжении U равна $j_1 = 0,2 \text{ А/см}^2$. Известно, что концентрация акцепторов в p-области в 10 раз больше, чем концентрация доноров в n-области. Можно принять, что отношения $D_n/D_p = 2$; $L_n/L_p = 1,2$ не изменялись при изменении уровня легирования.

Определить плотность тока j_2 через аналогичный переход, но с меньшей в 2 раза концентрацией акцепторов, если внешнее напряжение осталось равным U .

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

Задание №9

Ширина запрещенной зоны Si при $T_1 = 300 \text{ K}$, составила $\Delta W = 1,12 \text{ эВ}$. При изменении температуры до $T_2 = 250 \text{ K}$ ширина запрещенной зоны Si изменяется по закону $\Delta W_{(T)} = \Delta W_{(300\text{K})} - \alpha(T - 300\text{K})$, где $\alpha = 2,84 \cdot 10^{-4} \text{ (эВ/К)}$.

Определить, как изменится плотность обратного тока j_s через идеальный Si p-n- переход при уменьшении температуры от T_1 до T_2 .

Задание №10

Определить изменение контактной разности потенциалов ϕ_k , если в Si p-n-переходе, при $T = 300\text{K}$, удельные сопротивление p-области составляло $\rho_p = 1 \text{ (Ом/см)}$, а концентрация доноров составляла: $N_{D1} = 10^{14}$ и $N_{D2} = 10^{16} \text{ (см}^{-3}\text{)}$.

Задание №11

Определить изменение контактной разности потенциалов ϕ_k , если в Ge p-n-переходе, при $T = 320\text{K}$, удельные сопротивление областей: $\rho_p = 2 \text{ (Ом/см)}$, $\rho_n = 1 \text{ (Ом/см)}$; концентрация доноров составляла: $N_{D1} = 10^{15}$ и $N_{D2} = 10^{18} \text{ (см}^{-3}\text{)}$.

Задание №12

Построить линию нагрузки для цепи, содержащей источник $E = 10 \text{ В}$, сопротивление $R_{огр} = 100 \text{ Ом}$ и диод КД102 (используя данные параметров из табл. 2 Приложения 1.).

Определить диапазон возможных прямых токов для прямой ветви (при $T = 300\text{K}$).

Задание №13

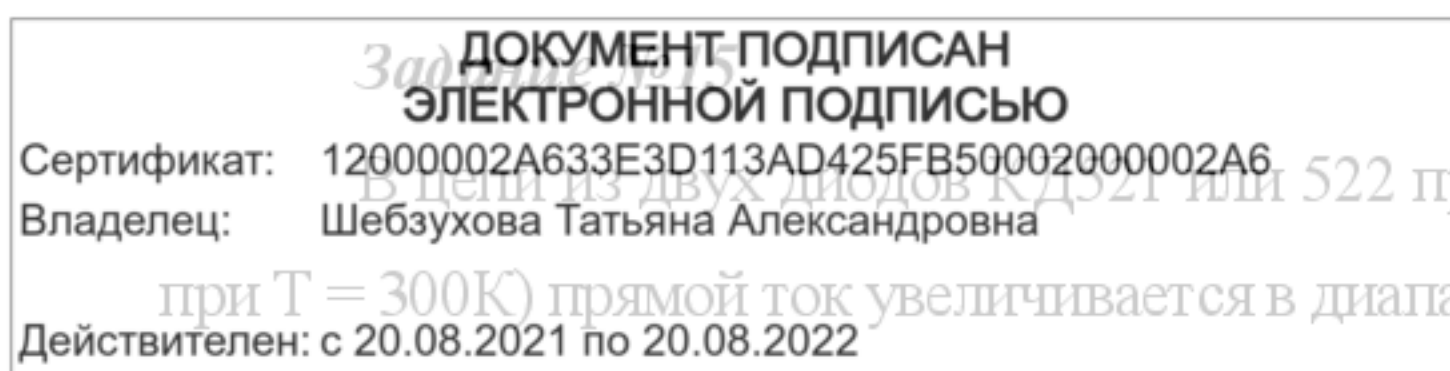
Построить линию нагрузки для цепи, содержащей источник $E = 15 \text{ В}$, сопротивление $R_{огр} = 150 \text{ Ом}$ и диод ГД507 (используя данные параметров из табл. 2 Приложения 1.).

Определить диапазон возможных прямых токов для прямой ветви (при $T = 300\text{K}$).

Задание №14

В цепи из двух диодов Д310 или Д311 при изменении напряжения $U_{пр} = 0,12 \div 0,36 \text{ В}$ (и при $T = 300\text{K}$) прямой ток увеличивается в диапазоне $I_{пр} = 2,5 \div 16 \text{ мА}$.

Определить дифференциальное сопротивление и крутизну характеристики диода.



Определить дифференциальное сопротивление и крутизну характеристики диода.

Задание №16

Плотность пар электрон-дырка в собственном германии, образовавшихся вследствие тепловой генерации, определяется по формуле: $n_i = N \cdot \exp^{(-\Delta E_g / 2 \cdot k \cdot T)} \text{ (см}^{-3}\text{)}$

Определить плотность пар электрон-дырка для $T = 280, 300$ и 320 K .

Предполагается, что ширина зоны (E_g) не изменяется при изменении температуры T .

Задание №17

Кристалл германия находится при $T = 300 \text{ K}$.

Вычислить, на сколько % увеличится его проводимость при увеличении T на 10%?

Задание №18

Плотность пар электрон-дырка в собственном кремнии, образовавшихся вследствие тепловой генерации, определяется по формуле: $n_i = N \cdot \exp^{(-\Delta E_g / 2 \cdot k \cdot T)} \text{ (см}^{-3}\text{)}$

Определить плотность пар электрон-дырка для $T = 273, 300$ и 327 K .

Предполагается, что ширина зоны (ΔE_g) не изменяется при изменении температуры T .

Задание №19

Кристалл кремния находится при $T = 330 \text{ K}$.

Вычислить, на сколько % увеличится его проводимость при увеличении T на 5%?

В Ge p - n -переходе удельное сопротивление p -области $\rho_p = 2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а n -области $\rho_n = 1,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Вычислить ϕ_K при $T = 300 \text{ K}$, приняв концентрацию $n_i = 2,5 \cdot 10^{12}$.

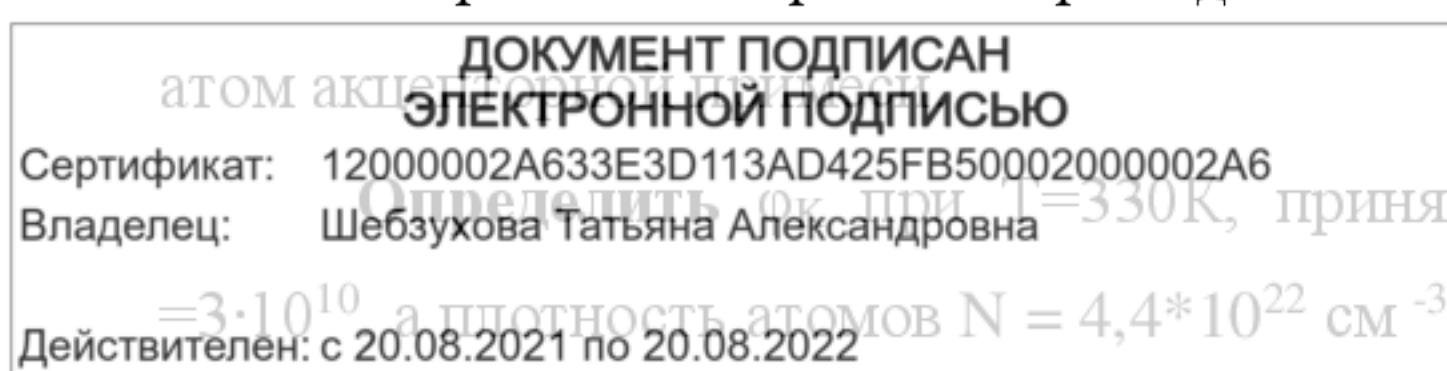
Задание №20

В Si p - n -переходе удельное сопротивление p -области $\rho_p = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а n -области $\rho_n = 2,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Вычислить ϕ_K при $T = 330 \text{ K}$, приняв концентрацию ионизированных атомов $n_i = 2 \cdot 10^{11}$.

Задание №21

В кристалле германия при $N_D = 10^3 N_A$, на каждые 10^8 атомов Ge приходится один



атом акционерного общества, приняв концентрацию ионизированных атомов n_i

$= 3 \cdot 10^{10}$ а плотность атомов $N = 4,4 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-3}$.

Задание №22

В кристалле кремния при $N_D = 10^3 N_A$, на каждые 10^8 атомов Si приходится один атом акцепторной примеси.

Определить ϕ_K при $T = 300$ К, приняв концентрацию ионизированных атомов $n_i = 3 \cdot 10^{10}$, а плотность атомов $N = 5 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-3}$.

Задание №23

Удельная проводимость кремниевой p-области составила $\sigma_p = 10 \text{ сим/см}$, удельная проводимость n-области $\sigma_p = 1 \text{ сим/см}$. $I_0 = 2 \text{ мкА}$, $T = 300 \text{ К}$.

Вычислить напряжения, при которых ток диода составит: $I_{\text{ДП}} = 1 \text{ мА}$ и $I_{\text{ДП}} = 10 \text{ мА}$.

Задание №24

Удельная проводимость германиевой p-области составила $\sigma_p = 5 \text{ сим/см}$, удельная проводимость n-области $\sigma_p = 3 \text{ сим/см}$. $I_0 = 15 \text{ мкА}$, $T = 330 \text{ К}$. Вычислить напряжения, при которых ток диода будет равен $I_{\text{ДП}} = 2 \text{ мА}$ и $I_{\text{ДП}} = 20 \text{ мА}$.

Задание №25

При $T = 300 \text{ К}$, $U_{\text{ДП}} = 0,21 \text{ В}$ и $I_0 = 15 \text{ мкА}$. Какое напряжение $U_{\text{ДП}}$ следует приложить к германиевому p-n-переходу, чтобы ток вырос в 12 раз при $T = 330$

Задание №26

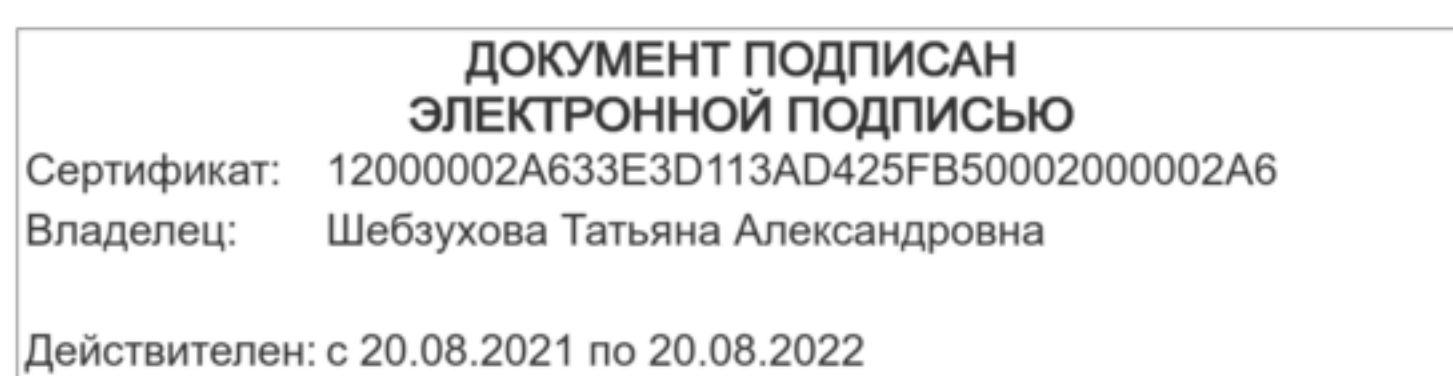
В кремниевом p-n переходе при $T = 300 \text{ К}$, $U_{\text{ДП}} = 0,35 \text{ В}$ и $I_0 = 15 \text{ мкА}$.

Определить, какое напряжение $U_{\text{ДП}}$ следует приложить к переходу, чтобы ток вырос в 8 раз при $T = 350 \text{ К}$.

Задание №27

В германиевом p-n-переходе при $T = 290 \text{ К}$ и при $I_0 = 10 \text{ мкА}$.

Определить: а) какое необходимо приложить $U_{\text{ДП}}$, чтобы получить $I_{\text{ДП}} = I_0$; б) какое необходимо приложить $U_{\text{ДП}}$, чтобы получить $I_{\text{ДП}} = 20 \cdot I_0$;



Практическая работа №2. Полупроводниковые диоды и стабилитроны

Цель: оценка статических параметров и анализ режима работы полупроводниковых диодов и стабилитронов в цепи постоянного тока

Основы теории:

Полупроводниковым диодом называют *p-n*-переход, обладающей односторонней проводимостью, т.е. проводимость (σ) которого зависит от полярности приложенного напряжения или протекающего тока.

Прямой ток в диоде возникает при подаче положительного напряжения на анод. Обратный ток в диоде намного меньше прямого и возникает при отрицательном напряжении на аноде. Свойства прямой ветви идеального *p-n*-перехода отражается вольтамперной характеристикой (рис. 2.1) и описывается выр. (1.20).

$$I = I_S(\exp^{(U/\varphi_T \cdot \gamma)} - 1); \quad j = [(e \cdot D_n \cdot n_p / L_n) + (e \cdot D_p \cdot p_n / L_p)] \cdot (\exp^{(U/\varphi_T \cdot \gamma)} - 1). \quad (1.20')$$

Типовая ВАХ диода приведена на рис. 2.1

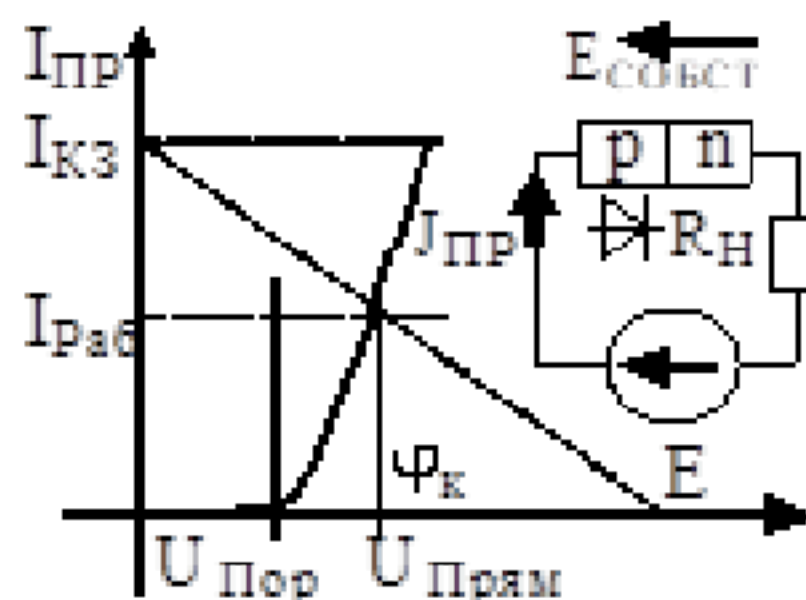


Рис. 2.1. Построение ВАХ и линии нагрузки *p-n*-пер.

Особенность ВАХ реальных диодов – отсутствие заметных токов через диод при малых положительных ($U_{ПР} < U_{Пор}$) и при отрицательных ($U_{ОБР}$) напряжениях. Обратные токи полагают равными нулю, т.к. их доля по отношению к прямому току составляет $I_{ОБР} < I_{ПР} \cdot 10^{-4}$.

$$(\gamma_{Ge} = 1,5; \gamma_{Si} = 2).$$

Заметный прямой ток ($I_{ПР} > 10 \text{ мкА}$) появляется при ($U_{ПР} > U_{Пор}$), где: $U_{Пор(Ge)} \geq 0,15$; $U_{Пор(Si)} \geq 0,4 \text{ (В)}$.

При анализе $U_{Пор(Si)}$ для логических элементов ВАХ диода изображают в виде ступеньки, представляя диод в виде идеального ключа.

К основным параметрам диода относятся статическое сопротивление диода посто-

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

янного тока r_d и динамическое сопротивление (r_d).

$$R_0 = U_{ПР} / I_{ПР}, \text{ (Ом)}.$$

$$r_d = \Delta U_{ПР} / \Delta I_{ПР} = \varphi_T / (I_{ПР} + I_0).$$

Дифференциальное сопротивление характеризует наклон к оси абсцисс ВАХ при данном напряжении на диоде.

Отличие характеристик реального диода от ВАХ идеального р-п-перехода делает практически невозможным аналитический расчет токов и напряжений в реальных схемах с диодом. Поэтому в расчете часто используют либо реальные характеристики диода (справочник), либо определяют рабочую точку диода на пересечении прямой ветви ВАХ с линией нагрузки построенной по эксперименту.

Задания:

Задание №1

Требуется от источника нестабилизированного питания $E_H = 20$ В получить стабилизированное напряжение $U_{OП} = 6,8$ В, при токе в нагрузке $I_H = 15 \pm 10$ мА. ($I_{H \text{ Мин.}} = 5$ мА; $I_{H \text{ Max}} = 25$ мА).

Задание №2

Определить среднее значение выпрямленного напряжения в однополупериодной схеме выпрямителя; амплитуду пульсаций выпрямленного напряжения и обратное напряжение диода, если

$$R_H = 100 \text{ Ом}; R_{OП} = 10 \text{ Ом}; C_H = 1000 \text{ мкФ}; U_2 = 110 \text{ В}; f = 50 \text{ Гц}.$$

Задание №3

2-х полупериодный выпрямитель работает на активную нагрузку. Определить емкость C_F фильтра, среднее действующее и max периодическое значение токов через диод, наибольшее значение тока в переходном процессе при подключении схемы к сети и напряжение XX обмотки w2 трансформатора при условии, что: $I_B = 10$ А; $U_B = 50$ В; $f = 50$ Гц. ($U_{2 \text{ max}} = U_m$); ($U_2 = U_{\text{действ}}$) Примем, что среднее значение падение прямого напряжения на диодах равно $\Delta U_D = 1$ В, а пульсации напряжения на нагрузке должно быть не более 10 %.

Задание №4

В р-п-переходе $U_{ПР} = 0,15$ В вызывает определенный ток носителей заряда при $T = 300$ К. Определить $U_{ПР}$, чтобы $I_{ПР}$ увеличился в 2 раза? Известно, что $I_0 = 10 \text{ мкА}$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

Задание №5

Диод Д310 имеет $I_0 = 30$ мкА при $T = 300$ К и $U_{\text{пр}} = 0,13$ В. Определить температурный коэфф. напряжения (ТКН), если при повышении T на 30°C , $\Delta U = 0,08$ В

Задание №6

На диод Д18, имеющий ток $I_0 = 50$ мкА, подано $U_{\text{пр}} = 0,26$ В при $T = 25^\circ\text{C}$. Определить, на сколько изменится ток $I_{\text{пр}}$ через диод при повышении T на 35°C .

Задание №7

При $U_{\text{пр}} = 0,6$ В предельный ток диода $I_{\text{пр}} = 50$ мА. Если этот диод соединить последовательно с резистором нагрузки $R_{\text{н}} = 100$ Ом, то какова будет наибольшая величина E источника, при которой диод будет работать в безопасном режиме?

Задание №8

Определить сопротивление диода постоянному току при прямом и обратном смещениях, если при $U_{\text{пр}} = 0,1$ В, $I_{\text{пр}} = 5$ мА, а при $U_{\text{обр}} = 100$ В ток $I_{\text{обр}} = 0,25$ мА

Задание №9

Для диода Д310 или Д311 при изменении прямого напряжения от 0,2 до 0,4 В прямой ток увеличивается от 2,5 до 16 мА. Определить крутизну характеристики и дифференциальное сопротивление диода.

Практическая работа №3. Транзисторные ключи

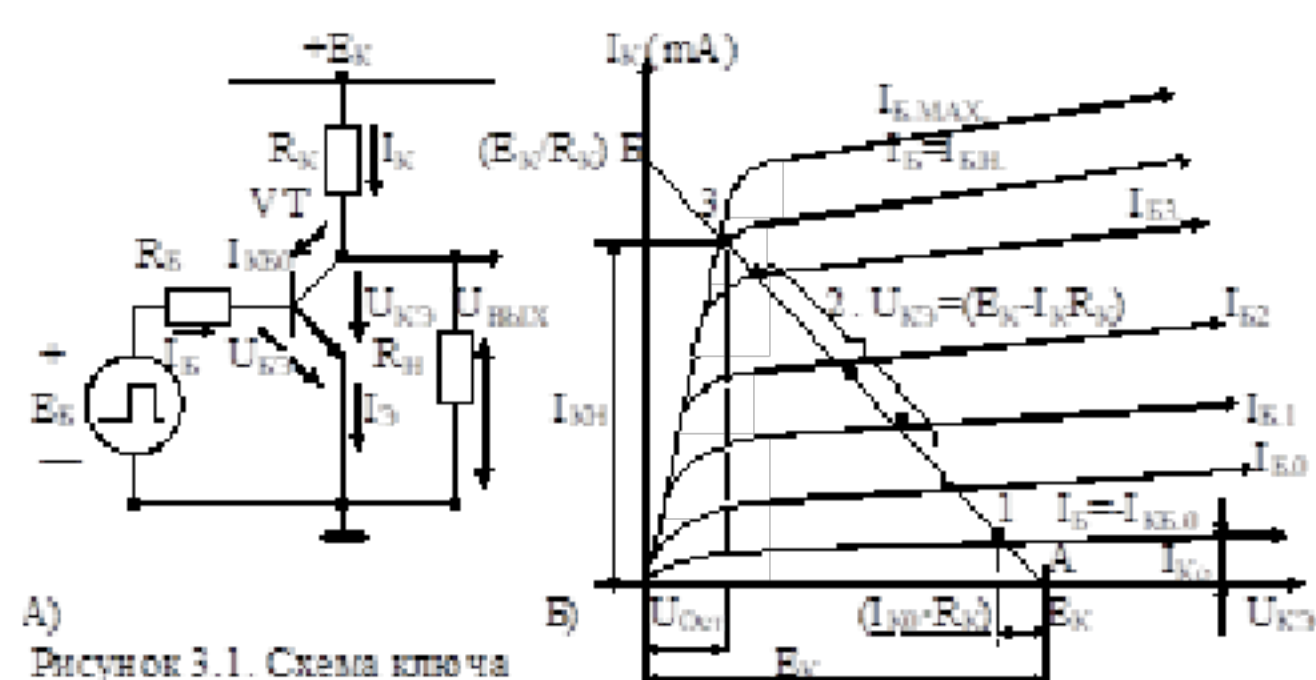
Цель: Расчет статического и динамического режима работы ключа

Основы теории:

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 строят по схеме включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ). В цифровых схемах наиболее часто применяют ключи на транзисторах (VT_{Si}) *n-p-n*-типа. При этом, все рассуждения и расчеты справедливы также для ключей на (VT_{Ge}) *p-n-p*-типа; необходимо только учитывать изменение полярности напряжения ЭДС и направление токов.

Статический режим. Схема ключа на транзисторе *n-p-n*-типа (рис. 3.1,а).



А) Рисунок 3.1. Схема ключа

б) Вольтамперная характеристика (ВАХ) режима работы транзистора.

Нагрузочная прямая А-Б по постоянному току описывается уравнением (рис. 3.1,б):

$$U_{КЭ} = E_K - (I_K \cdot R_K) \quad (3.1)$$

и строится так же, как для усилительного каскада.

Точки пересечения нагрузочной прямой с ВАХ транзистора определяют напряжения на элементах и ток в последовательной цепи.

В схеме ключа транзистор может находиться (работать) только в одном из 2-х режимов (состояний): либо в **режиме отсечки**, либо в **режиме насыщения**.

Режим отсечки (запирание) осуществляют подачей на вход схемы напряжения

$$U_{ВХ} = U_{БЭ} \leq 0.$$

Под действием $U_{ВХ} = U_{БЭ} \leq 0$ эмиттерный переход транзистора закрыт и его ток $I_E = 0$, т.к. сопротивление перехода $r_{кэ} \rightarrow \infty$. Вместе с тем, через резистор R_B протекает обратный

Режиму отсечки транзистора соответствует

Типовые значения $U_{БЭ}$ для закрытого транзистора Si и Ge ($n-p-n$ и $p-n-p$ типов):

для VT_{Si} : $U_{БЭ} \approx 0$.

для VT_{Ge} : $U_{БЭ} = +0,5 \dots 1$ В; (3.2)

Из выр. (3.2) условие запираания транзистора можно записать в виде:

$$U_{ВХ ЗАП(Si)} > I_{КБ0} \cdot R_B + (U_{БЭ} = 0); \quad U_{ВХ ЗАП(Ge)} \geq I_{КБ0} \cdot R_B + (U_{БЭ} = +0,5 \dots 1 \text{ В}) \quad (3.3)$$

Режим открытого состояния обеспечивается подачей $U_{ВХ} = U_{БЭ Si} \geq 1$ В. Открытое (активное и насыщенное) состояние транзистора соответствует точкам (2 и 3) на нагрузочной прямой (рис. 3.1,б). В этом состоянии через VT и резистор R_K , согласно (3.1), протекает ток $I_{КН}$ насыщения коллектора

$$I_K = I_{КН} = (E_K - \Delta U_{КЭ})/R_K = (E_K - U_{Остат.})/R_K \quad (3.4)$$

где $\Delta U_{КЭ} = U_{Ост} = (0,1 \dots 1)$ В – остаточное напряжение на открытом переходе VT.

Ввиду относительно малого значения $\Delta U_{КЭ}$ по сравнению с напряжением E_K расчет тока $I_{КН}$ открытого транзистора проводят по формуле

$$I_{КН} \approx E_K/R_K \quad (3.5)$$

$$I_B = I_K/\beta = (E_K/R_K) \cdot \beta \quad (3.6)$$

Очевидно, наилучшим для условия (3.6) будет сочетание, когда $E_K \rightarrow E_{K \text{ Max}}$, а R_K и β – минимальны. Тогда условие (3.6) будет иметь вид:

$$I_B \geq (E_{K \text{ Max}}/R_{K \text{ Мин}})/\beta_{\text{Мин}}. \quad (3.7)$$

Если условие (3.7) не выполняется, т.е. $I_B < I_{БН}$, то транзистор находится в активном режиме (например, точка 2 на участке между точками 3 и 1 - рис. 2.1,б).

Условие насыщения транзистора примет вид:

$$I_B \geq I_{БН} = I_{КН}/\beta. \quad (3.8)$$

Степень насыщения характеризует коэффициент насыщения S , показывающий, во сколько раз ток базы I_B должен превышать ток базы насыщения

$$I_B = S \cdot I_{БН} = S \cdot (E_K/R_K) \cdot \beta \quad (3.9)$$

Коэффициент насыщения S характеризует запас надежного отпираания транзистора при воздействии помех, и может составлять:

$$S = Y_{21Э} = h_{21Э}/h_{11Э} = (1,2 \div 2). \quad (3.10)$$

Динамический режим работы транзисторного ключа

В процессе переключения транзистора (рис. 3.3) из закрытого состояния в открытое состояние, он должен пройти во времени три этапа:

1. Транзистор закрыт. Переход Б-Э смещен в обратном направлении и в цепи кол-

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$$I_K = I_{K0}.$$

$$I_K = h_{21Э} \cdot I_B = \beta \cdot I_B.$$

$$I_K = I_{КН} = (\beta \cdot I_{БНАС} \cdot S).$$

Для перехода транзистора из закрытого состояния в состояние насыщения требуется определенное время прохождения трёх этапов. Это время называют временем включения транзистора $t_{вкл}$, в которое входит также время задержки фронта $t_{зд\text{ фр}}$ и длительность переднего фронта $t_{фр}$:

$$t_{вкл} = t_{зд\text{ фр}} + t_{фр}. \quad (3.11)$$

Для быстрого включения VT требуется, чтобы заряд был введен в область базы, а для выключения, наоборот, заряд необходимо удалить из базы. Скорость переключения VT связана с временем протекания переходных процессов.

Режим перенасыщения уменьшает время $t_{вкл}$ транзистора, но увеличивает время его выключения $t_{выкл}$ из-за избыточного накопления неосновных носителей в базе. Время выключения $t_{выкл}$ содержит время задержки среза (время рассасывания) $t_{зд\text{ ср}}$ и время среза $t_{ср}$ (задний фронт), т.е.

$$t_{выкл} = t_{зд\text{ ср}} + t_{ср}. \quad (3.12)$$

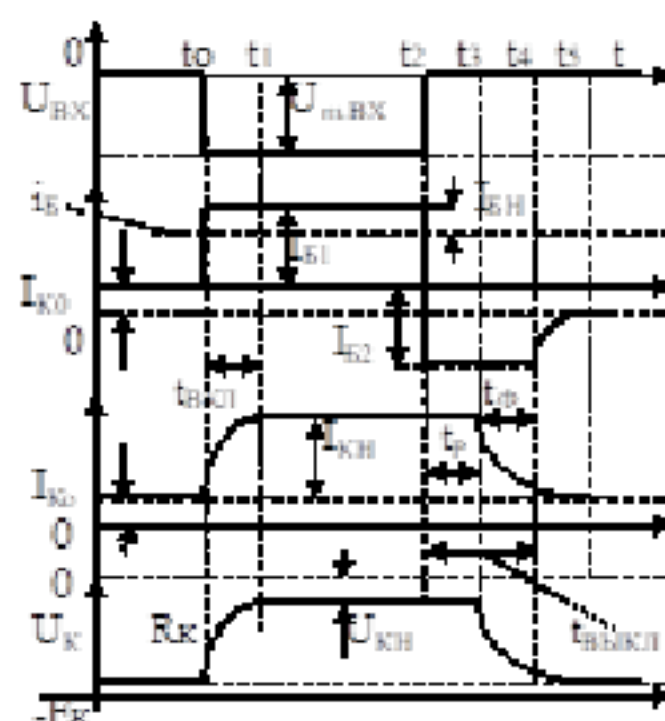


Рис. 3.2. Переходные процессы в транзисторе при переключении

Длительности $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ характеризуют общее быстродействие транзисторного ключа.

Для того, чтобы ускорить процесс включение и выключение транзисторного ключа, (т.е. ускорить введение зарядов и вывод их из базы) на вход схемы ставят ускоряющий конденсатор C_{ϕ} , включаемый параллельно резистору R_{ϕ} . Емкость C_{ϕ} не должна быть большой, т.к. это приведет к увеличению тока заряда и увеличит время переключения из-за большой длительности собственного перезаряда.

Длительность задержки фронта определяется соотношением

$$t_{зд\text{ фр}} = \tau_c \ln[(E_{\text{Б.Отп}}^+ - E_{\text{Б.Зап}}^-)/(E_{\text{Б.Зап}}^- + E_{\text{Б.Отп}}^+)] \quad (3.13)$$

где $E_{\text{Б.Отп}}^+$ отпирающее $U_{\text{ВХ}}$: (+ полярность для $n-p-n$ и “-“ полярность для $p-n-p$).

$E_{\text{Б.Зап}}^-$ – запирающее $U_{\text{ВХ}}$: (- полярность для $n-p-n$ VT и + для $p-n-p$ VT).

$E_{\text{Б.Отп}}^+ = [R_{\phi} \cdot E_{\text{ВХ}} / (R_{\phi} + R_{\text{ВХ}})]$ – напряжение отпираания транзисторного ключа;

$E_{\text{Б.Зап}}^- = -[R_{\phi} \cdot E_{\text{ВХ}} / (R_{\phi} + R_{\text{ВХ}})]$ – напряжение запираания транзисторного ключа $n-p-n$ -типа;

$E_{\text{Б.Зап}}^+ \leq +0,6 \text{ В}$ – напряжение запираания транзисторного ключа $p-n-p$ -типа;

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$\tau_C = R_B \cdot C_{BX}$ – постоянная времени входной цепи; ($C_{BX} = C_K + C_{\Sigma}$)

C_K, C_{Σ} - емкости переходов транзистора (справочное значение).

Длительность фронта составит:

$$t_{\Phi P} \approx \tau_{NE} \cdot \ln[\beta \cdot I_B^+ / (\beta \cdot I_B^+ - I_{K.H})] = \tau_{NE} \cdot \ln[S/(S-1)] \quad (3.14)$$

где $\tau_{NE} = \tau_{\beta} + (\beta + 1)R_K \cdot C_K$ - эквивалентная постоянная времени;

$I_B = I_B^+$ - входной отпирающий ток базы, для транзистора $n-p-n$ -типа;

$\tau_{\beta} \approx \beta \cdot \tau_{\alpha}$ постоянная времени транзистора в схеме с ОЭ;

$$\tau_{\alpha} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_T) \approx 1,2/(2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha}), \quad (3.15)$$

где f_T и f_{α} - граничные частоты транзистора (справочная величина).

Длительность задержки среза $t_{3Д\text{ сР}} = t_P$ определяется соотношением

$$t_P \approx \tau_N \ln \{ (|\Gamma_B^-| + I_B^+) / (|\Gamma_B^-| + I_{B\text{ Нас}}^+) \} \quad (3.16)$$

где $\tau_N \approx \tau_{\beta}/2$ – время жизни неосновных носителей в базе в режиме насыщения;

$\Gamma_B^- \approx E_B^-/R_B$ - ток базы запираения (“–” для транзистора $n-p-n$ -типа).

Длительность среза составит: $t_C \approx \tau_{NE} \ln [(|\Gamma_{B\text{ Нас}}^-| + I_{B\text{ Нас}}^+) / |\Gamma_{B\text{ Нас}}^-|]. \quad (3.17)$

Задания:

Задание №1

Разработать схему управления термостатом, включённом в сеть 220 В. Для обеспечения гальванической развязки транзисторный ключ включает оптотиристор, который коммутирует ток в цепи с термостатом. На вход ключа подается сигнал управления лог. (0 и 1); где: $UBX^0 = 0$ В и $UBX^1 = *$. Исходные данные для расчета и тип транзистора приведены в таблице.

Задание №2

Разработать схему защиты блока питания от перегрузки путем отключения нагрузки с помощью реле. Сигнал перегрузки вырабатывает датчик, у которого норме соответствует $UBX = 0$ В, а перегрузке $UBX = ?$

Таблица – Электрические параметры биполярных транзисторов

Справочные рабочие параметры транзисторов											Параметры для задания						
	ТИП	$h_{21Э}$ (β)	$U_{КЭ}$ (В)	$I_{К\text{ Макс}}$ (А)	$I_{К об}$ μ А	$P_{Мак}$ (Вт)	$f_{гр}$ МГц	C_K Пф	$U_{КЭ}$ $U_{Нас}$	$U_{БЭ}$ $U_{Нас}$	$E_{П}$ В	$I_{Н}$ А	$R_{Н=}$ Ом	$U_{ВХ}$ В	S нас	$T_{мкс}$ $f_{мГц}$	$T^{\circ}C$ $_{Мак}$
1 N	КТ201	20...40	20	0,03	1	0,15	10	100	1		8		400	4	1,9	3 МГц	50
2 P	КТ203	15...30	30	0,03	1	0,15	10	100	0,4		10	0,03		3	1,9	0,3 мкс	50
3 N	КТ202	25...30	20	0,03	1	0,15	5	80	1 В		12		300	2	1,7	2 МГц	60
4 P	КТ208	25...30	20	0,03	1	0,20	5	80	0,3		14	0,04		5	2	0,5 мкс	60
5 N	КТ503	45...90	40	0,15	1	0,35	5	65	0,6		16		400	6	1,5	1 МГц	65

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

6 P	KT502	30...60	40	0,15	1	0,35	5	65	0,6		18	0,06		8	1,5	0,7 мкс	65
7 N	KT504	35...70	300	0,50	10	0,50	20	60	1,0		20		500	5	1,2	10 мГц	70
8 P	KT501	50...100	15	0,30	1	0,35	5	60	0,4		24	0,08		6	1,2	0,5 мкс	70
9 N	KT312	25...50	20	0,06	1	0,20	80	50	0,5		8		200	4	1,8	20 мГц	55
10 P	KT313	40...80	50	0,35	0,5	0,15	200	50	0,5		10	0,02		3	1,3	0,1 мкс	55
11 N	ГТ311	20...40	20	0,08	0,5	0,30	250	40	0,3		12		400	2	1,8	5 мГц	50
12 P	ГТ313	50...100	25	0,08	0,05	0,15	100	40	0,1		14	0,06		8	1,3	0,5 мкс	50
13 N	KT315	30...60	25	0,10	1	0,15	150	45	0,4		16		500	10	1,7	15 мГц	65
14 P	KT361	35...70	25	0,05	1	0,15	100	45	0,4		18	0,04		3	1,3	0,2 мкс	65
15 N	KT339	15...30	25	0,15	1	0,25	100	55	0,6		20		600	4	2	25 мГц	60
16 P	KT337	45...90	12	0,05	1,0	0,15	500	55	0,2		24	0,03		6	1,7	0,3 мкс	60
17 N	KT342	15...30	30	0,05	1	0,25	100	45	0,1		16		440	5	1,9	45 мГц	65
18 P	KT343	20...40	17	0,05	1	0,15	100	45	0,3		14	0,03		10	1,6	0,5 мкс	65
19 N	KT358	25...50	15	0,06	10	0,20	80	40	0,8		12		250	2	1,5	50 мГц	60
20 P	KT357	30...60	12	0,04	5	0,15	100	40	0,3		10	0,04		3	1,5	0,6 мкс	60
21 N	KT3102	35...70	30	0,10	0,05	0,25	100	35	0,5		8		160	4	1,2	60 мГц	65
22 P	KT3107	40...80	30	0,10	0,1	0,30	200	35	0,5		24	0,08		5	1,2	0,6 мкс	65
23 N	<u>KT373</u>	45...90	10	0,05	0,5	0,15	600	30	0,4		20		600	6	1,7	70 мГц	70
24 P	KT3126	50...100	30	0,03	0,5	0,15	500	30	0,4		18	0,02		8	1,2	0,7 мкс	70
25 N	KT3117	40...80	60	0,06	10	0,30	400	25	0,6		8		180	10	1,3	80 мГц	75
26 P	KT3127	45...90	20	0,06	1,0	0,10	600	25	0,4		10	0,04		5	1,6	0,8 мкс	75
27 N	ГТ341	50...100	15	0,05	5,0	0,10	1000	20	0,3		12		450	3	1,6	90 мГц	50
28 P	ГТ346	35...70	15	0,05	5,0	0,10	700	20	0,3		14	0,03		2	1,6	0,9 мкс	50
29 N	KT316	30...60	10	0,06	0,5	0,15	600	25	0,4		16		320	4	1,7	10 мГц	55
30 P	KT326	25...50	30	0,06	0,5	0,15	500	25	0,4		18	0,04		6	1,3	0,1 мкс	55
31 N	KT368	20...40	15	0,13	0,5	0,22	900	20	0,4		20		600	10	1,4	20 мГц	60
32 P	KT363	15...30	18	0,13	0,5	0,15	1000	20	0,35		24	0,06		2	1,8	0,2 мкс	60
33 N	KT3142	20...40	40	0,15	1,0	0,30	600	30	0,4		15		300	8	1,6	30 мГц	70
34 P	KT3128	25...50	40	0,15	1,0	0,30	600	30	0,4		9	0,08		4	1,6	0,3 мкс	70

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Практическая работа №4. Усилители низкой частоты на транзисторах

Цель: изучение режимов работы и расчет параметров усилителей на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером.

Основы теории:

4.1. Усилитель классе А - схема усилителя-инвертора (рис. 4.1).

При малом входном сигнале (десятки мВ) рабочую точку транзистора выбирают исходя из требуемых статических характеристик транзистора.

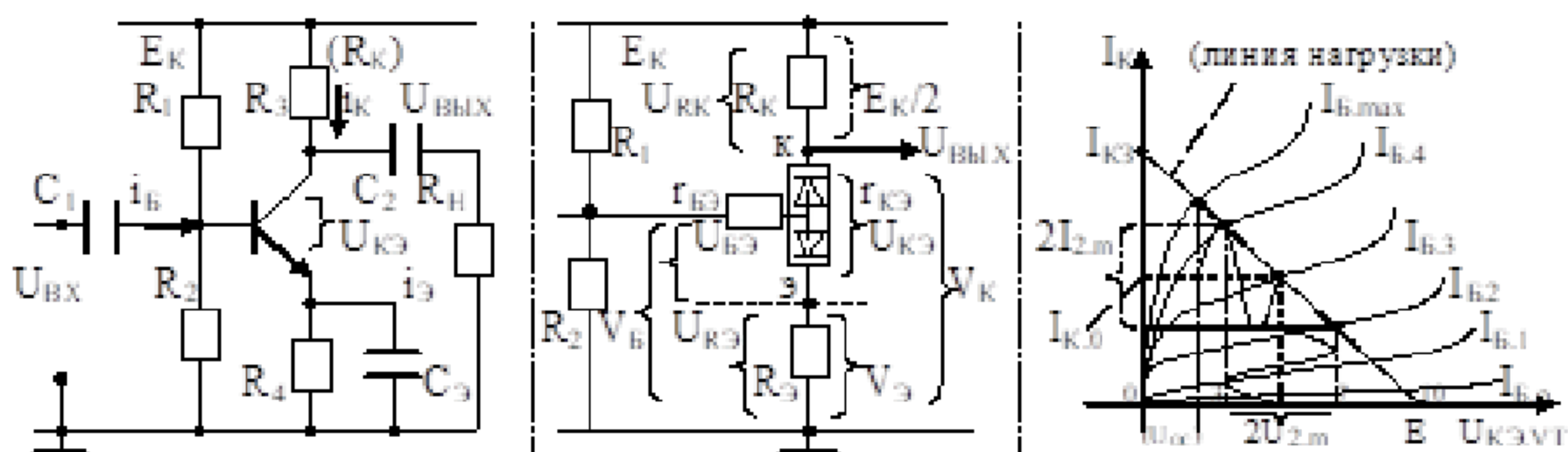


Рис.4.1. а) схема усилителя; б) модель питания схемы; в) линия нагрузки усилителя

$$I_{K \text{ Max}} = I_{K3} = E_K / (R_K + R_{Э}) \quad (4.1)$$

Если транзистор открыт полностью, то сопротивление перехода $r_{кэ} \approx 0$ и согласно уравнения (4.1) на резисторах R_K и $R_{Э}$ падает все напряжение E_K .

Задавая величину сигнала в цепи базы, меняют положение рабочей точки за счет изменения тока покоя $I_0 = I_{K \text{ Нач}}$ и падения напряжения $U_0 = U_{кэ}$ на транзисторе.

Рабочую точку транзистора выбирают также исходя из динамического режима работы транзистора, т.е. из амплитуды U_{m2} в зависимости от U_{m1} .

Для малоомощных биполярных транзисторов в режиме А, значение тока покоя составляет $I_0 = I_{K \text{ Нач}} \approx (0,1 \div 0,3) I_{K \text{ Max}} \approx \underline{5 \div 15 \text{ мА}}$ при токе $I_{B \text{ Нач}} \approx (80 \div 160) \mu\text{А}$.

Для обеспечения положения рабочей точки А необходимо выполнение условий:

$$V_K = U_{ВЫХ} \approx (1/2) \cdot E_K. \quad (4.2)$$

$$U_0 = U_{кэ} \approx (1/3 \div 2/5) \cdot E_K; \quad U_0 \leq U_{m2}, \quad (4.3)$$

$$V_{Э} = U_{RЭ} \approx (1/6 \div 1/10) \cdot E_K;$$

где индекс $V_{Э}$, V_K , V_B - **соответствует потенциалу** между электродом и землей;

индексы $U_{БЭ}$, $U_{кэ}$, $U_{БК}$ - **соответствуют падению напряжения** на электродах.

В соответствии с 2-м зак. Кирхгофа $E = V_K + U_{кэ} + V_{Э}$. $1 = (1/2) + (1/3 \div 2/5) + (1/6 \div 1/10)$.

$$\underline{U_{RК} + U_{кэ} + V_{Э} = 10 = (5 + 3,3 + 1,7) = (5 + 4 + 1)}.$$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

В том числе, максимальные значения напряжения, тока и мощности на элементах, не должны превышать предельных значений:

$$U_{KЭ} + U_{m2} < U_{2.max}. \quad I_0 + I_{m2} < I_{2max}. \quad U_0 \cdot I_0 + U_{m2} \cdot I_{m2} < P_{VTmax}. \quad (4.4)$$

Величина $U_{KЭ}$ ограничена амплитудой U_{Hm} отрицательной полуволны (для $n-p-n$ VT) и положительной полуволны ($p-n-p$ VT) и определяется выражением:

$$2U_{Hm} = |-E_{II}| R_H / (R_H + R_{Э}) = E_{II} \cdot R_H / (R_H + R_{Э}). \quad [2U_{Hm} \leq 0,5E] \quad (4.5)$$

Например, (при $E = 10$ В и $R_H = 2$ к) $\rightarrow 2U_{Hm} = 10 \cdot 2 / (2 + 2) = 5$ В. $U_{Hm} = 2,5$ В.

При этом мощность в нагрузке составляет:

$$P_H = 0,5 \cdot 2U_{Hm}^2 / R_H = E_{II}^2 \cdot R_H / (2 \cdot (R_H + R_{Э})). \quad (4.6)$$

Например, $[0,5 \cdot 2 \cdot 2,5^2 / 2000 = 10^2 \cdot 2000 / (2 \cdot (2000 + 2000)^2) = 6,25$ мВт]; ($I_H = 3,5$ мА).

Мах. значение мощности достигается при условии $R_K > R_{Э}$ и $R_H \approx R_{Э}$, т.е.

$$P_{HMax} = E_{II}^2 / 8R_{Э}. \quad [10^2 / (8 \cdot 2000) = 6,25$$
 мВт]. (4.7)

Мощность, потребляемая от источника питания, составляет:

$$P_{II} = 2E_{II}^2 / R_{Э}, \quad [2 \cdot 10^2 / (2000) = 100$$
 мВт].

КПД составит: $\eta = P_{HMax} / P_{II} = 1/16 \approx 6,25\%$; $[6,25/100 = 6,25\%]$

Мощность P_{VT} , рассеиваемая на VT, максимальна в режиме покоя.

$$P_{VT} = E_{II}^2 / R_{Э} = 8P_{HMax}; \quad [10^2 / 2000 = 50$$
 мВт]; $P_{II} = P_{VT} + P_{RK} + P_{RЭ}$.

Усилитель класса В - двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах разного типа проводимости (рис. 4.2а,б) позволяет получить существенно более высокую мощность в нагрузке и высокий КПД.

При $U_{BX} = 0$ оба транзистора закрыты, т.к. не обеспечено напряжение смещения в области базы. Следовательно, в схеме ток покоя составляет $I_0 \rightarrow I_{K0}$, что характерно для работы транзистора в режиме класса В. Мах. размах напряжения на нагрузке U_H при питании $|+E_{II}| = |-E_{II}|$ достигает значения $U_{Hm} = (E_{II} - U_{Oст})$, если учитывать, что транзисторы могут работать на границе насыщения, при $U_{KЭ} \rightarrow 0$.

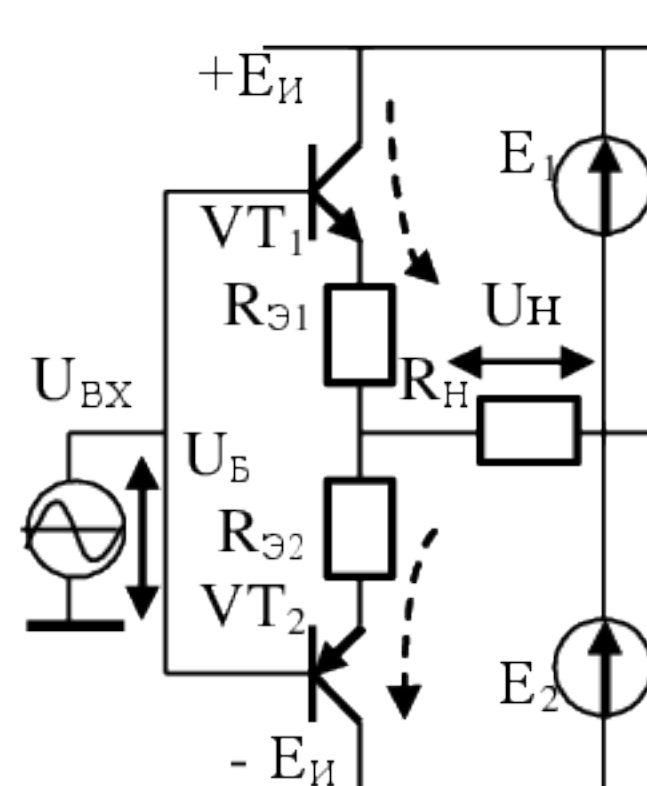
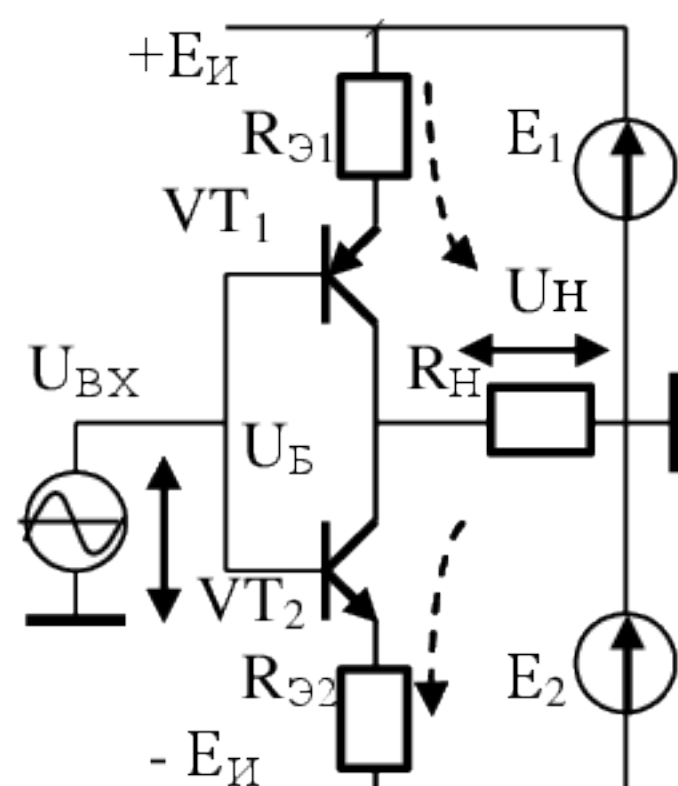


Рис.4.2б. Схема ЭП (ОК)

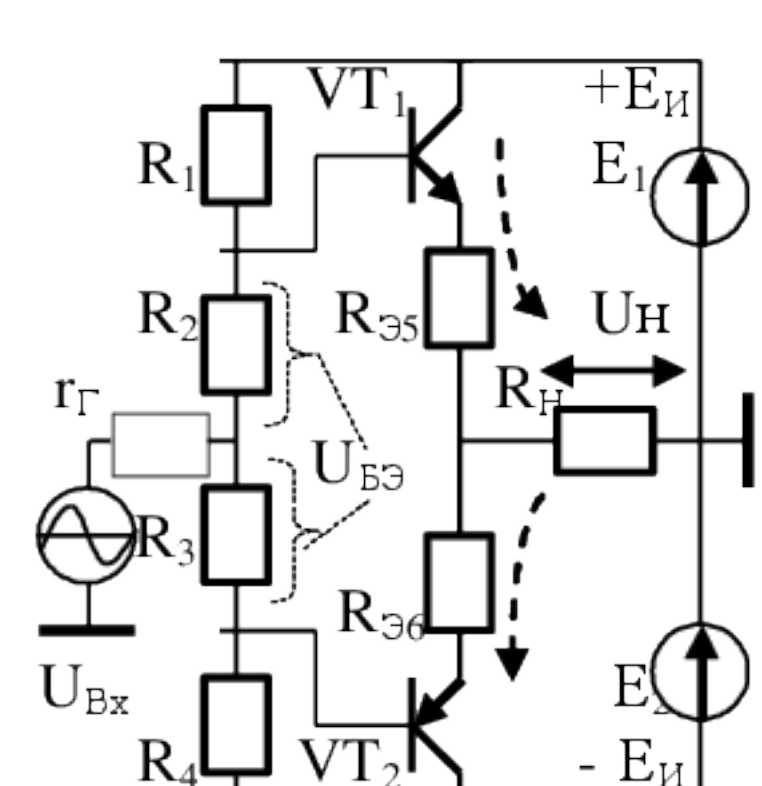


Рис. 4.3. Схема ЭП (ОК)

При полном размахе напряжения U_H в нагрузке мощность составит:

$$P_{H,Max} = E^2_{II}/2R_H. \text{ [при } E=10 \text{ В и } R_H=2000 \rightarrow 10^2/(2 \cdot 2000) = 25 \text{ мВт}]. \quad (4.8)$$

Мощность, отдаваемая источником питания, составит $P_{II} = 2E_{II} \cdot I_{H,m}/\pi$.

[При $E=10 \text{ В}$ и $I_{H,m}=5 \text{ мА} \rightarrow 2 \cdot 10 \cdot 0,005/3,14 = 31,84 \text{ мВт}$].

$$\eta = P_{H,Max}/P_{II} = \pi/4 = 78,5\% \quad [\eta = 25 \text{ мВт}/31,84 \text{ мВт} = 78,5\%] \quad (4.9)$$

При полной амплитуде напряжения на нагрузке U_{Hm} транзистор рассеивает max. мощность. В случае $U_{Hm} = (2/\pi)E_{II}$, на каждом VT рассеивается мощность

$$P_{VT,Max} = (1/\pi^2)(E^2_{II}/R_H). \text{ [(1/3,14}^2)(10^2/2000 = 1,6 \text{ мВт}]. \quad (4.10)$$

$$[U_{Hm} = (2/\pi)E_{II} = (2/3,14) \cdot 10 = 6,37 \text{ В; т.е. } U_{Hm,Max} \leq 0,64 \cdot E_{II}]$$

Усилитель класса АВ - двухтактный эмиттерный повторитель (рис. 4.3) позволяет снизить нелинейные искажения, возникающие из-за кривизны начального участка входных характеристик транзистора. Работа схемы основана на том, что через транзисторы VT₁ и VT₂ задают начальный ток покоя I_0 , равный:

$$I_0 = (0,04 \div 0,08) \cdot I_{H,m}. \quad (4.11)$$

Для задания тока I_0 следует приложить между базами VT₁ и VT₂ напряжение

$U_{БЭ} = U_{СМ} \approx 0,55 \div 0,65 \text{ В}$, являющееся начальным условием работы транзистора.

Величину $U_{СМ}$ формируют резисторами R₂ и R₃ или набором диодов.

Если $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, то оба транзистора имеют равный потенциал покоя.

Резисторы R_{5э} и R_{6э}, создающие в схеме отрицательную обратную связь по току, обеспечивают стабилизацию тока покоя I_0 в широком диапазоне температур.

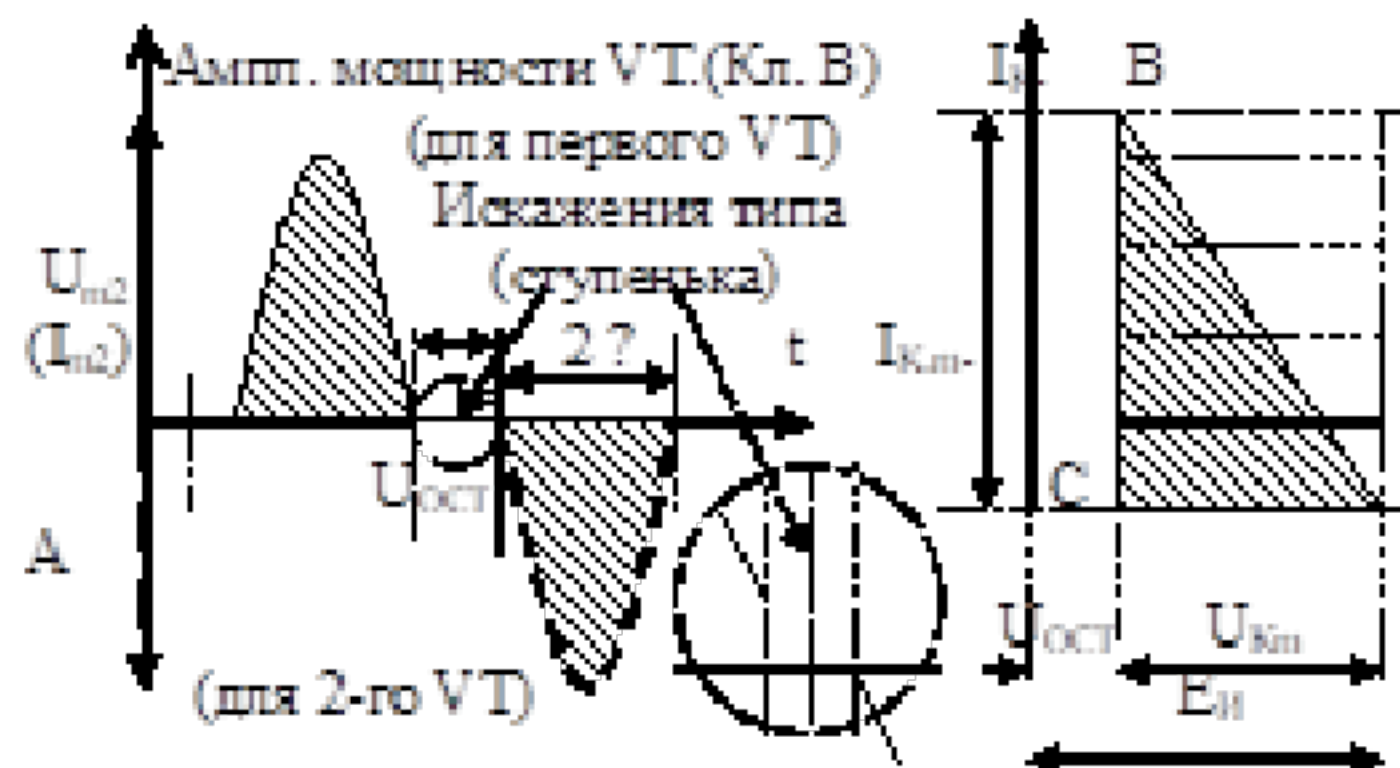


Рис. 4.4. Режимы работы транзистора в усилителе Класса В, и АВ, включенного по схеме с ОЭ и треугольник мощности

Вместе с тем резисторы R_{5э} и R_{6э} включены последовательно с R_H и снижают мощность в нагрузке. R₅ и R₆ являются элементами защиты VT₁ и VT₂ от перегрузки в случае их полного открывания. Мощность, выделяемую транзисторами обоих плеч усилителя, необ-

Напряжение $U_{OCT(SI)} = U_{KЭ\text{ Мин}} \approx 1 \text{ В}$ в цепи К-Э находят из выходных характеристик этих транзисторов VT_1 и VT_2 . Напряжение U_{OCT} должно отсекают нелинейную часть выходных характеристик в области малых значений $U_{KЭ\text{ Мин}}$ (рис. 4.4). Выделяемую окончательным каскадом мощность

$$P_{VT} = U_{K.m} \cdot I_{K.m} / 2 \quad (4.14)$$

определяют графически как площадь треугольника ABC (рис. 4.4).

В соответствии с рис. 4.4, E_K должно удовлетворять условию:

$$E_K \geq U_{K.m} + U_{OCT} \leq (0,4 \div 0,5) U_{K\text{ Доп.}} \quad (4.15)$$

При значениях $I_0 < 1\% I_{H.m}$ увеличиваются нелинейные искажения сигнала типа «ступенька». Рост начального тока $I_0 > 10\%$ приводит к росту среднего тока $I_{K\text{ ср}}$, потребляемого от ист. питания. $I_{K\text{ ср}} = I_{K.m} / \pi$.

КПД и потребляемая каскадом мощность от источника составят:

$$\eta = (P_{VT} / P_{II}) \cdot 100\%. \quad P_{II} = 2 E_{II} \cdot I_{K\text{ ср}}. \quad (4.16)$$

Для расчета параметров входной цепи (начального и макс. значения напряжения U_{B0} и $U_{B.m}$ при средней величине U_K) пользуются входными характеристиками транзисторов (для режима В). Начальный и макс. токи базы составят:

$$I_{B0} = I_{K0} / \beta_{\min}, \quad I_{B.m} = I_{K.m} / \beta_{\min}. \quad (4.17)$$

$$\text{Затем определяют величину} \quad U_{BX.m} = U_{B.m} + U_{ВЫХ.m} \quad (K_u \leq 1) \quad (4.18)$$

$$\text{подсчитывают входную мощность} \quad P_{BX} = (1/2) U_{BX.m} \cdot I_{B.m} \quad (K_i > 1) \quad (4.19)$$

$$\text{и коэффициент усиления по мощности} \quad K_P = P_{ВЫХ} / P_{BX}. \quad (K_P = K_u \cdot K_i) \quad (4.20)$$

Задания:

Задание №1

Выполнить расчет усилителя класса А и АВ - соединив их последовательно. Данные для расчета и параметры транзисторов приведены в таблице. Для усилителя кл. А - задано R_H ; для усилителя кл. АВ – задан ток в нагрузке I_H .

Таблица – Биполярные транзисторы сгруппированы в 2 строки (комплементарная пара)

Рабочие параметры транзисторов										Исходные параметры для расчета						
	ТИП	$h_{21Э}$ (β)	$U_{KЭ}$ (В)	$I_{K\text{ Max}}$ (А)	$I_{K\text{ об}}$ (μ А)	P_{Max} (Вт)	$f_{гр}$ МГц	C_K Пф	$U_{KЭ}$ $U_{нас}$	E_{II} В	I_H А	R_H Ом	$U_{ВХ}$ mВ	$f_{мин}$ Гц	$\Gamma_{ген}$ кОм	f_{max} кГц
1 pnp	КТ201	20...60	20	0,03	1	0,15	30	100	1	16		4400	140	300	1	30
1 pnp	КТ203	15...40	30	0,03	1	0,15	30	100	0,4	16	0,03		60	400	1	40
2 pnp	КТ206	40...80	15	0,05	1	0,15	35	80	1 В	12		2200	30	500	0,8	50
2 pnp	КТ204	20...60	20	0,03	1	0,20	45	80	0,3	12	0,05		125	50	0,8	5
3 pnp	КТ205	15...40	30	0,03	1	0,35	25	65	0,6	18		1800	60	70	1,2	7
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6						35	65	0,6	18	0,10		80	270	1,2	27
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна				10	0,50	40	60	1,0	24		1200	50	200	1,4	20
4 pnp	КТ501	20...60	15	0,30	1	0,35	25	60	0,4	24	0,25		125	420	1,4	40
5 pnp	КТ502	20...60	15	0,30	1	0,35	25	60	0,4	24	0,25		125	420	1,4	40
Действителен:	с 20.08.2021 по 20.08.2022			0,06	1	0,20	80	50	0,5	15		3000	30	100	0,9	10

5 pnp	КТ313	30 ... 100	50	0,35	0,5	0,15	200	50	0,5	15	0,05		63	150	0,9	15
6 npn	КТ311	20 ... 60	20	0,08	0,5	0,30	250	40	0,3	22		2500	220	125	1	12
6 pnp	КТ313	40 ... 100	25	0,08	0,05	0,15	100	40	0,1	22	0,08		120	250	1	25
7 npn	КТ315	20 ... 90	25	0,10	1	0,15	150	45	0,4	20		3000	55	75	1,1	8
7 pnp	КТ361	20 ... 80	25	0,05	1	0,15	100	45	0,4	20	0,05		350	55	1,1	5
8 npn	КТ339	25 ... 50	25	0,15	1	0,25	100	55	0,6	12		3300	40	125	0,5	12
8 pnp	КТ337	30 ... 60	12	0,05	1,0	0,15	500	55	0,2	12	0,04		140	25	0,5	5
9 npn	КТ342	25 ... 250	30	0,05	1	0,25	100	45	0,1	16		4400	25	40	0,6	4
9 pnp	КТ343	30 ... 60	17	0,05	1	0,15	100	45	0,3	16	0,03		150	140	0,6	14
10 npn	КТ358	25 ... 100	15	0,06	10	0,20	80	40	0,8	14		2700	35	50	0,7	5
10 pnp	КТ357	20 ... 100	12	0,04	5	0,15	100	40	0,3	14	0,04		85	350	0,7	35
11 npn	КТ3102	50 ... 200	30	0,10	0,05	0,25	100	35	0,5	16		1600	120	60	0,8	10
11 pnp	КТ3107	70 ... 140	30	0,10	0,1	0,30	200	35	0,5	16	0,10		200	80	0,8	8
12 npn	КТ373	20 ... 60	10	0,05	0,5	0,15	600	30	0,4	18		2000	50	70	0,9	7
12 pnp	КТ3126	25 ... 100	30	0,03	0,5	0,15	500	30	0,4	18	0,04		150	170	0,9	20
13 npn	КТ3117	40 ... 200	60	0,06	10	0,30	400	25	0,6	20		2500	30	80	1	8
13 pnp	КТ3127	25 ... 150	20	0,06	1,0	0,10	600	25	0,4	20	0,06		230	280	1	28
15 npn	КТ316	20 ... 60	10	0,06	0,5	0,15	600	25	0,4	12		2800	100	100	1,2	10
15 pnp	КТ326	25 ... 100	30	0,06	0,5	0,15	500	25	0,4	12	0,06		200	60	1,2	16
16 npn	КТ368	50 ... 300	15	0,13	0,5	0,22	900	20	0,4	14		4200	80	70	0,4	14
16 pnp	КТ363	40 ... 120	18	0,13	0,5	0,15	800	20	0,35	14	0,13		180	120	0,4	12
17 npn	КТ3142	25 ... 100	40	0,15	1,0	0,30	600	30	0,4	20		2200	120	30	0,5	5
17 pnp	КТ3128	25 ... 100	40	0,15	1,0	0,30	600	30	0,4	20	0,12		80	80	0,5	8
18 npn	КТ608	25 ... 80	60	0,4	10	0,50	100	50	1,0	16		1000	70	55	0,6	6
18 pnp	КТ626	30 ... 80	45	0,45	10	3	45	50	0,85	16	0,25		170	250	0,6	25
19 npn	КТ630	40 ... 120	60	0,2	1,0	0,5	50	55	0,3	22		800	250	40	0,7	4
19 pnp	КТ6329	40 ... 100	45	0,8	0,1	3	80	55	0,50	22	0,20		25	140	0,7	14
20 npn	КТ646	40 ... 200	60	0,8	10	3	200	40	0,85	18		600	130	50	0,8	5
20 pnp	КТ644	40 ... 100	45	0,8	0,1	3	80	40	0,50	18	0,40		300	150	0,8	15
21 npn	КТ972	> 600	60	3	1	8	100	35	1,5	15		400	200	60	0,6	12
21 pnp	КТ973	> 600	60	3	1	8	100	35	1,5	15	1,0		120	260	0,6	25
22 npn	КТ815	40 ... 80	36	1,5	50	10	30	90	0,6	24		300	50	100	0,5	10
22 pnp	КТ814	40 ... 80	36	1,5	50	10	30	90	0,6	24	0,8		150	40	0,5	4
23 npn	КТ817	25 ... 60	36	6	100	25	30	100	0,6	20		200	40	90	0,4	10
23 pnp	КТ816	25 ... 60	36	6	100	25	3	100	0,6	20	1,2		140	72	0,4	7
24 npn	КТ819	15 ... 60	32	10	1	60	3	80	2,0	16		150	100	30	0,3	15
24 pnp	КТ818	15 ... 60	32	10	1	60	3	80	2,0	16	2,5		210	130	0,3	12
25 npn	КТ829	> 600	35	5	200	40	7	65	2,0	14		80	30	40	0,2	5
25 P	КТ853	> 600	35	5	200	40	7	65	2,0	14	2,0		300	140	0,2	14

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Практическая работа №5. Источники стабилизированного питания

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

Основы теории:

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

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

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

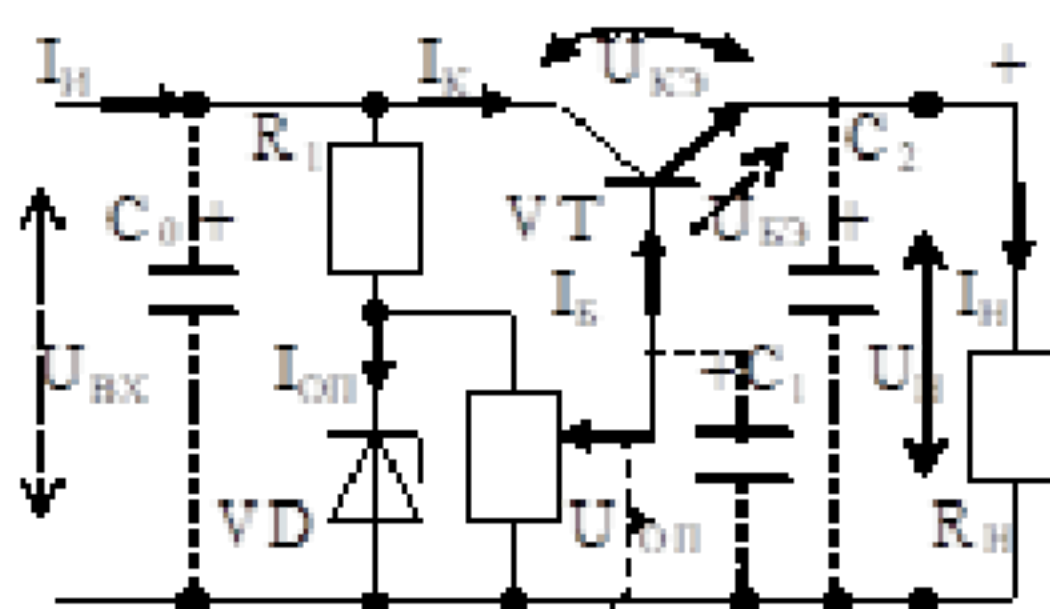


Рис. 5.1. Параметрический стабилизатор на транзисторе по схеме с ОК

В схеме параметрического стабилизатора транзистор (VT) включают либо по схеме с общим эмиттером (ОЭ), либо по схеме с общим коллектором (ОК) (эмиттерный повторитель - рис. 5.1). Такая схема обладает невысокой мощностью $P_H \leq 20$ Вт и низким коэффициентом стабилизации $K_{CT} \leq 500$ и $\eta \leq 75$.

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

Основные расчетные соотношения для схемы:

$$U_H = (U_{OP} - U_{БЭ.VT}) = (U_{ВХ} - U_{КЭ.VT}) \quad (5.1)$$

$$U_{OP} = (U_{ВХ} - U_{OP}) = (U_{ВХ} - U_{OP}), \quad (напряжение опорное на стабилитроне) \quad (5.2)$$

$$U_{OP} = (U_{ВХ} - U_{OP}) = (U_{ВХ} - U_{OP}), \quad (напряжение на ограничивающем резисторе) \quad (5.3)$$

$$R_1 = (U_{ВХ} - U_{OP}) / I_{R1} = [U_{ВХ} - (U_H + U_{БЭ})] / I_{R1} = U_{R1} / (I_{OP} + I_{Б.VT}); \quad (5.4)$$

$$I_{OP} = [(U_{BX} - U_{R1})/R_1] \text{ (ток стабилизации через стабилитрон)} \quad (5.5)$$

$$I_{II} = (I_H + I_{R1}); \quad *(I_{H \text{ Max}} \leq 0,9 \cdot I_{II \text{ Доп.}}) \quad (5.6)$$

$$I_H = (U_H/R_H) = I_{B.VT} \cdot \beta \approx I_{Э.VT}. \quad *(I_{H \text{ Max}} \leq 0,8 \cdot I_{K.VT \text{ Доп.}}) \quad (5.7)$$

$$I_B = I_{R1} - I_{VD} = (U_{БЭ} + U_H)/r_B. \quad *(I_B < I_{B \text{ Нас.}}); \quad *(I_B \approx (2/3) I_{OP \text{ Ном.}}) \quad (5.8)$$

$$P_{II} = (P_H + P_{VT} + P_{VD}); \quad *(P_{H \text{ Max}} \leq 0,9 \cdot P_{II \text{ Доп.}}) \quad (5.9)$$

$$P_H = (I_H \cdot U_H) = (I_H^2 \cdot R_H) = U_H^2/R_H; \quad (5.10)$$

$$P_{VD} = (I_{OP} \cdot U_{OP}); \quad P_{VT} = (I_{K.VT} \cdot U_{КЭ.VT}); \quad *(P_{VT} \leq 0,9 \cdot P_{VT \text{ Доп.}}) \quad (5.11)$$

$$\eta_{CT} = P_{VT}/P_{CT} \leq 0,92. \quad \eta_{II} = P_{CT}/P_{II} \leq 0,85. \quad (5.12)$$

Пульсации ΔU_H в нагрузке (рис. 5.2) в зависимости от изменения тока ΔI_H в нагрузке определяются выходным сопротивлением $r_{Вых.}$ схемы стабилизатора:

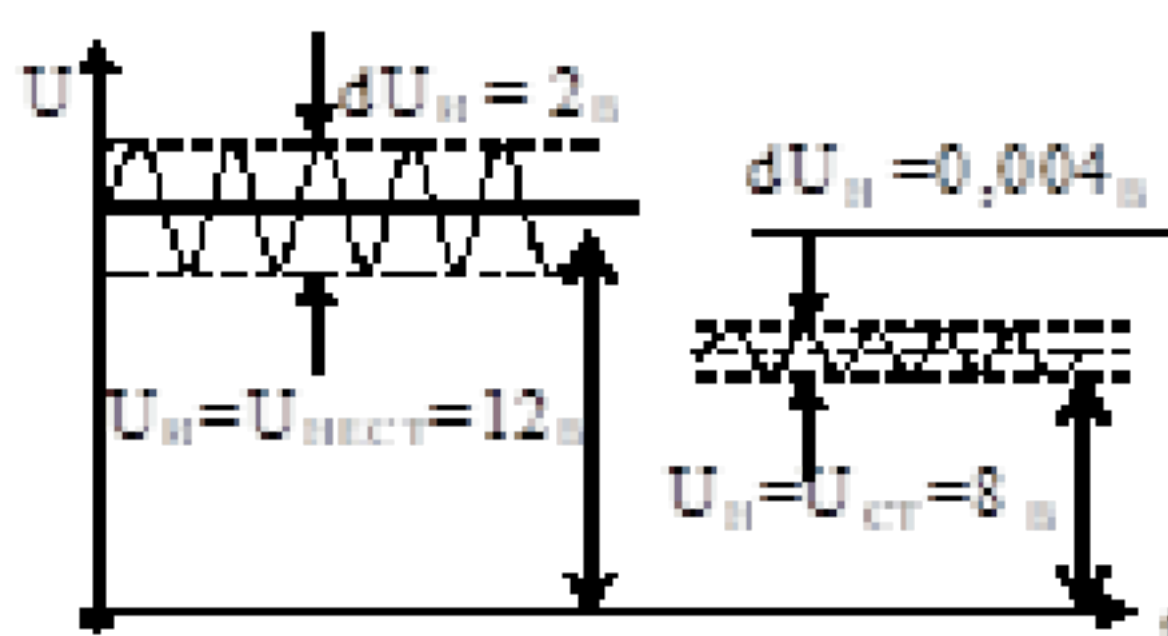


Рис. 5.2. Пример оценки K_{CT} при наличии пульсации напряжений

$$r_{Вых.} = \Delta U_H / \Delta I_H = 1/S = \varphi_T / I_H. \quad (5.13)$$

где $S = (I_0/\varphi_T) \exp^{(U_{БЭ}/\varphi_T)} = (I_K/\varphi_T)$ – крутизна. (при $\varphi_T \approx 0,026$ В и $I_H = 0,1$ А получим $r_{Вых.} \approx 0,26$).

Колебания ΔU_H напряжения сглаживаются благодаря малой величине $r_{Диф.}$ стабилитрона.

Изменение величины ΔU_H составит:

$$\Delta U_H = \Delta U_{OP} = [r_{Диф.}/(r_{Диф.} + R_1)] \cdot \Delta U_{II} \approx (r_{Диф.}/R_1) \cdot \Delta U_{II} \quad (5.14)$$

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

$r_{Диф.} = \Delta U_{OP} / \Delta I_{OP} \approx \varphi_T / I_{OP}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

$$K_{CT} = (\Delta U_H / \Delta U_{II}) = (R_1 / r_{Диф.}) \leq 200 \text{ - коэффициент стабилизации.} \quad (5.15)$$

Для снижения чувствительности к пульсациям ΔU_{II} источника – часто на входе и выходе схемы стабилизатора ставят $C_{0.Ф}$ и $C_{2.Ф}$ из условия:

$$\tau_{РАЗР} = C_{0.Ф} \cdot R_H' \approx (3 \div 5)T, \quad \text{либо } C \cdot \Delta U = I \cdot t, \quad \text{откуда } C_{Ф} = I \cdot t / \Delta U$$

[0,001 = 0,5 А · 0,02 с / 5В].

$$[0,001 = 0,5 \text{ А} \cdot 0,02 \text{ с} / 5 \text{ В}]$$

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Достаточно для выбора $C_{0.Ф}$ является условие, если $\Delta U_{ВЫПР} \leq (0,1 \cdot U_{ВЫПР})$.
При оптимальном значении $C_{0.Ф}$ величина $U_{ВЫХ.ВЫПР}$ увеличится в 1,41 раз.

Очень высокая величина C вызывает рост пикового тока I_{DS} при заряде C длительностью до $t \leq (20/2) \text{ мс}$ (для схемы мостового выпрямителя), амплитудой:

$$I_{DS} \approx U_H / \sqrt{r_H \cdot r'_H} = 12 / (\sqrt{2 \cdot 1,18 \cdot 11}) = 12 / 5 = 2,35 \text{ А.} \quad (5.16)$$

Величина колебаний ΔU_H напряжения источника (выпрямителя), с учетом частоты $f_{\text{пульс}}$ пульсации (сети) и тока I_H нагрузки, при установке C_0 составляет:

$$\Delta U_H = [I_H / (C_0 \cdot \sqrt{2f_{\text{пульс}}})] \cdot [1 - \sqrt{r_H / 2r'_H}]; \quad [T = (1/2f) = 0,01 \text{ с}] \quad (5.17)$$

$$\text{или } C_{\Phi,0} = T / (U_H / I_H) = 0,00166 \text{ (Ф)} = [I_H / (\Delta U_H \cdot \sqrt{2f_{\text{пульс}}})] \cdot [1 - \sqrt{r_H / 2r'_H}]. \quad (5.18)$$

Более точное значение C_{Φ} – на выходе выпрямителя (Г-обр. фильтра) составит:

$$C_{0,\Phi} = [I_2 \cdot (K_{\text{ПУЛ.П.}} \cdot K_{\text{ВЫПР.П.}})] / (\Delta E_H \cdot \sqrt{2f_{\text{ПУЛ}}}) = [(0,5 \text{ А} \cdot 0,9 \cdot 0,66)] / (5 \text{ В} \cdot \sqrt{2 \cdot 50 \text{ Гц}}) = 600 \text{ мкФ.}$$

где $\Delta E_H \leq 0,2 \cdot E_H = 0,2 \cdot 25 \text{ В} = 5 \text{ В}$ (для схем выпрямителей с оптим. нагрузкой).

$f_{\text{ПУЛ}}$ – частота пульсаций напряжения на выходе выпрямителя ($f = 2 \cdot 50 \text{ Гц}$);

r_H – выходное сопротивление нестабилизированного источника (выпрямителя);

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

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

В данном случае r'_H это $(r_{BX} + R_H)$ схемы стабилизатора с подключенной на выходе нагрузкой.

В эмиттерном повторителе (в схеме с ОК) выполняется условие: $r_{BX} \approx (5 \div 10) \cdot r_{ВЫХ}$.

Например, при $I_H = 1 \text{ А}$; $U_H = 12 \text{ В}$; $\Delta E_H \approx 3 \text{ В}$; $r_H = 1,18 \text{ Ом}$ и $r'_H = 11 \text{ Ом}$ получим:

$$C_0 = [1 \text{ А} / (3 \text{ В} \cdot \sqrt{2 \cdot 50 \text{ Гц}})] \cdot [1 - \sqrt{1,18 \text{ Ом} / 2 \cdot 11 \text{ Ом}}] = 0,00166 \text{ Ф} \approx 1700 \text{ мкФ.}$$

и наоборот, при $C_0 = 0,0017 \text{ Ф}$:

$$\Delta U_H = [1 \text{ А} / (0,0017 \text{ Ф} \cdot \sqrt{2 \cdot 50 \text{ Гц}})] \cdot [1 - \sqrt{1,18 \text{ Ом} / 2 \cdot 11 \text{ Ом}}] = 2,95 \text{ В} \approx 3 \text{ В.}$$

$$I_{DS} \approx 12 \text{ В} / \sqrt{2 \cdot 1,18 \text{ Ом} \cdot 11 \text{ Ом}} = 2,35 \text{ А при } E_H \approx 12 \text{ В} \quad (5.16')$$

Пример схем стабилизаторов повышенной мощности приведен на рис. 5.3 – 5.5.

Для регулировки напряжения на нагрузке в диапазоне $U_H = (2/3 \div 6/8)E_H$ в цепь базы транзистора (или в цепь входа ОУ) вводят резистор $R_2 \approx (5 \div 10)R_1$.

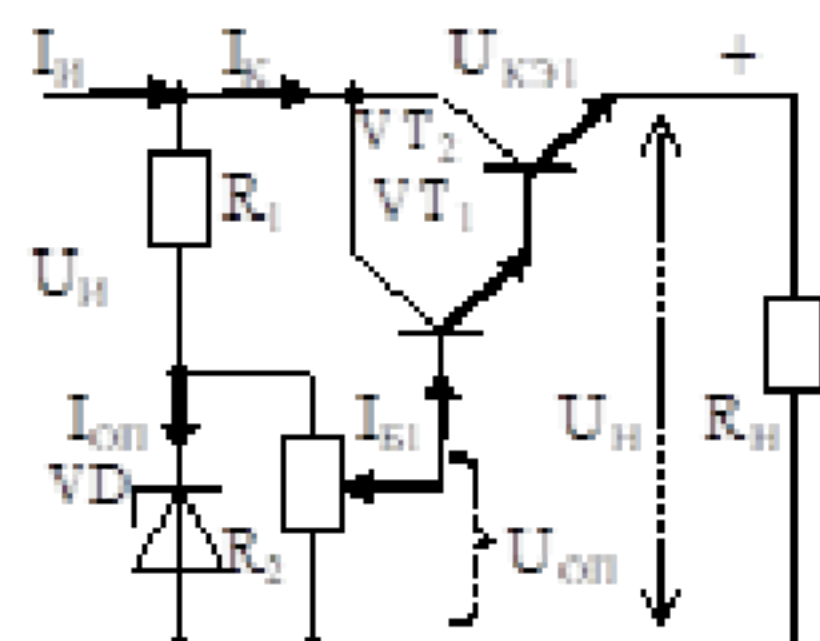


Рис. 5.3. Стабилизатор на составном транзисторе.

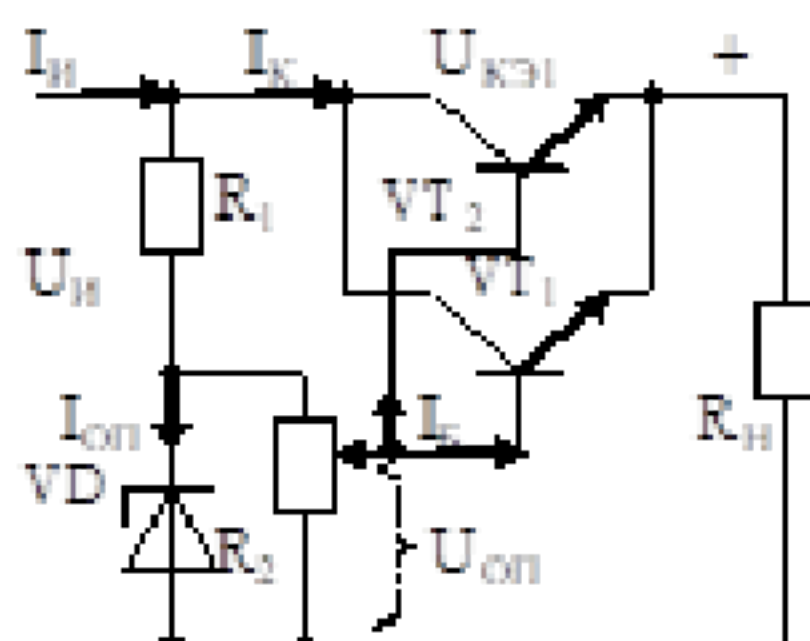


Рис. 5.4. Стабилизатор с параллельным включен. транзисторов

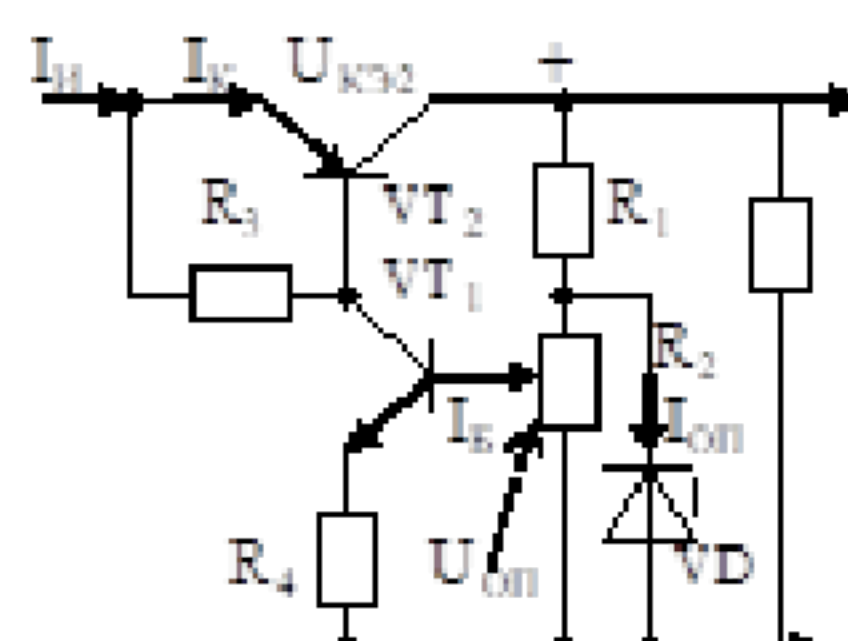


Рис. 5.5. Стабилизатор по схеме с общим эмиттером

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

в схеме стабилизатора выходные транзисторы (рис. 5.3 – схема Дарлингтона), либо включают параллельно

$$U_{\text{оп}} \leq U_{\text{и}} - 2 \text{ В} \quad \text{или} \quad U_{\text{вых.}} \leq U_{\text{и}} - 2 \text{ В}; \quad (5.20)$$

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

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

$$D = \Delta U_{\text{и}} / \Delta U_0. \quad (* (D \leq 10\,000)); \quad (\text{коэфф. ослаблен. влияния пульсац. } \Delta U_{\text{и}}) \quad (5.21)$$

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

Например, при $\Delta U_{\text{и}} = 2 \text{ В}$ и $\Delta U_0 \leq 0,5 \text{ мВ}$ получим $D = 4\,000$.

$$K_{\text{ст}} = D [r_{\text{диф. VD}} / (r_{\text{диф. VD}} + R_1) - R_2 / (R_2 + R_{\text{ос}})] \approx |D| \cdot [R_2 / (R_2 + R_{\text{ос}})]. \quad (5.22)$$

* Входной ток ОУ составляет ($I_{\text{вх. ОУ}} \leq 0,2 \text{ мА}$), поэтому ток делителя $I_{\text{д}}$ в цепи $R_{\text{ос}}$ и R_2 должен составлять $I_{\text{д}} = 0,5 \div 1 \text{ мА}$. (*)

При использовании в схеме (рис. 5.7) составного транзистора ток в нагрузке может превышать величину $I_{\text{н}} \geq 1 \text{ А}$ и составлять:

$$I_{\text{н}} \leq I_{\text{ОУ}} \cdot \beta_0. \quad (\beta_0 = \beta_1 \cdot \beta_2.) \quad (5.23)$$

$$U_{\text{н}} = (U_{\text{оп}} \cdot [(R_{\text{ос}} / R_2) + 1] - U_{\text{БЭ1}} - U_{\text{БЭ2}}). \quad (5.24)$$

$$P_{\text{VT2}} = (U_{\text{и}} - U_{\text{н}}) \cdot I_{\text{н}} = U_{\text{КЭ. VT2}} \cdot I_{\text{К. VT2}}.$$

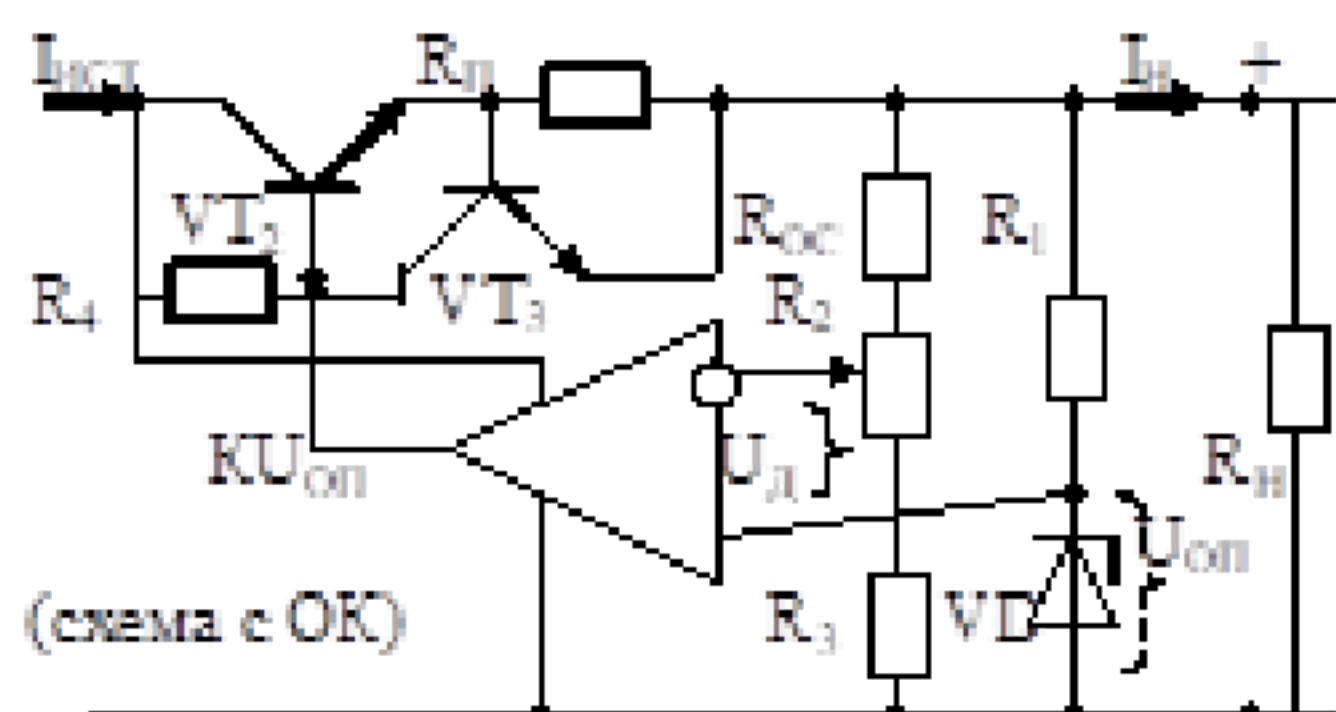


Рис. 5.8. Стабилизатор с ограничением тока

Для защиты схем стабилизаторов от выхода из строя при случайном коротком замыкании, в схему вводят цепь защиты на элементах ($R_{\text{п}}$ и VT_3), которые будут ограничивать ток $I_{\text{к}}$ мощного транзистора при возникновении большого падения напряжения $U_{\text{КЭ. VT}}$. Если падение напряжения на резисторе $R_{\text{п}}$ превысит величину $U_{\text{БЭ. VT3}} \approx 0,6 \text{ В}$, то произойдет открывание транзистора VT_3 , а это вызовет снижение напряжения на базе VT_2 , т.е. $U_{\text{БЭ. VT2}} < U_{\text{оп}}$ и, следовательно, частичное закрывание VT_2 .

$$\text{Уровень ограничения тока составит: } I_{\text{К2. ОГР}} \approx 0,6 / R_{\text{п}}. \quad (5.25)$$

$$\text{Например, при } I_{\text{К. ОГР}} \approx 1 \text{ А, } R_{\text{ОГР}} \text{ составит: } R_{\text{п}} = U_{\text{БЭ. 3}} / I_{\text{К2. ОГР}} = 0,6. \text{ Ом.} \quad (5.26)$$

Задача:

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

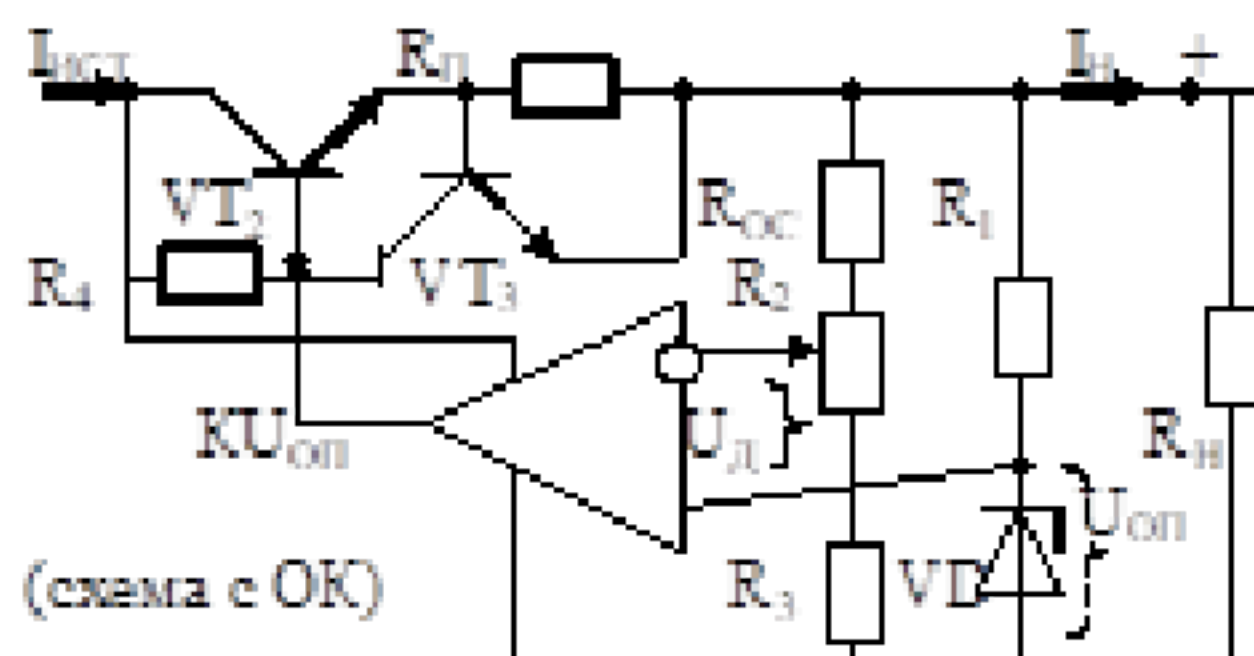
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

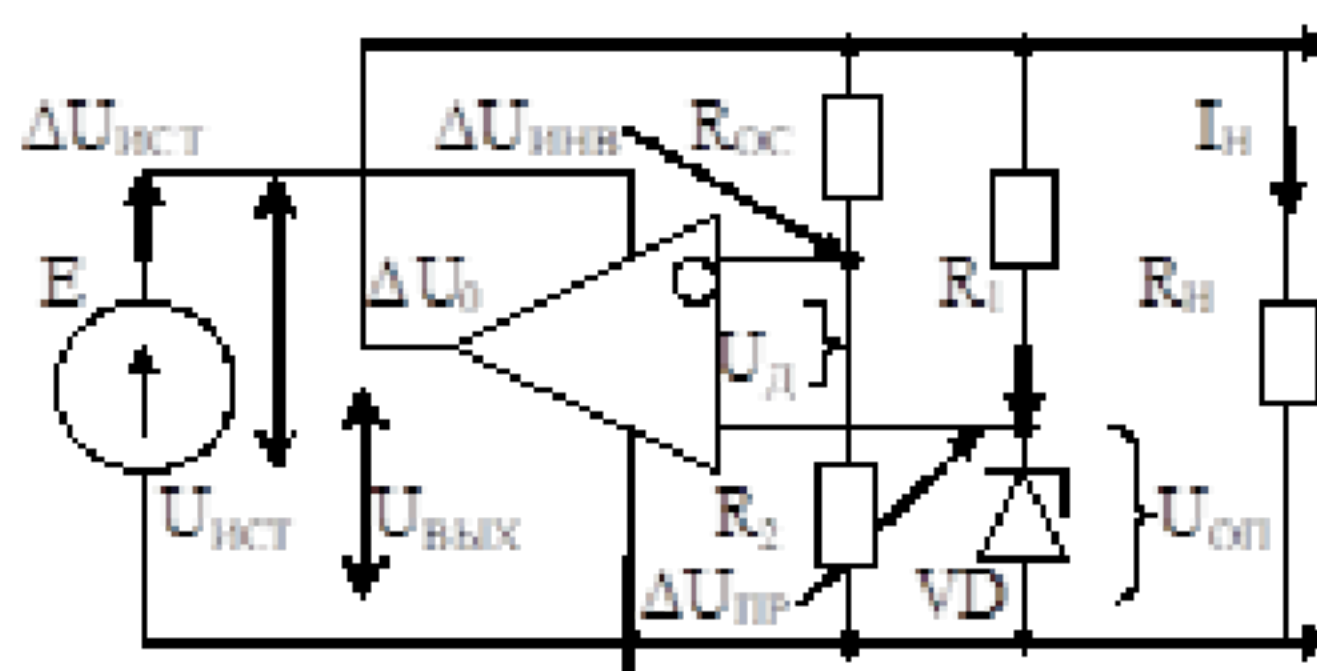
Вычислить параметры стабилизатора напряжения, обеспечивающего ток $I_{\text{н}} = 6 \text{ А}$ и

$U_H = 15 \text{ В}$, при: $U_{II} = 20 \text{ В}$; $I_{\text{Вых.ОУ}} \leq 10 \text{ мА}$.



Задание №2

Выполнить расчет параметров схемы стабилизатора на ОУ для $U_H = 15 \text{ В}$, при $I_H \leq 10 \text{ мА}$, $U_{II\text{Max}} = 19 \text{ В}$ и $\Delta U_{II} = 2 \text{ В}$; $\Delta U_0 = 0,3 \text{ мВ}$.



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Практическая работа №6. Генераторы гармонических колебаний

Цель: приобрести навыки расчета генераторов гармонических колебаний

Основы теории:

Генераторами (электронными генераторами) называют устройства, преобразующие с помощью усилительных приборов энергию источника электропитания в энергию электрических колебаний заданной частоты и формы. Основным классификационный признак - принцип управления режимом работы генератора. По этому признаку различают генераторы с независимым возбуждением, режимом работы которых управляют от внешнего источника переменного напряжения, и генераторы с самовозбуждением - автогенераторы. По форме выходных колебаний различают генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний и генераторы колебаний несинусоидальной формы (прямоугольной, пилообразной и др.), которые называются релаксационными (или импульсными) генераторами.

Гармонические колебания в генераторах поддерживаются резонансными контурами либо другими резонирующими элементами (кварцевые резонаторы, объемные резонаторы, и др.), или с помощью фазирующих RC-цепей, включаемых в цепь ОС усилителей. Первые называются LC-генераторами, вторые – RC-генераторами гармонических колебаний.

В общем виде генераторы гармонических колебаний содержат активный элемент (АЭ) (или усилитель (У) и частотно-избирательную схему (или частотно-избирательный четырехполосник) - (ЧИЧ). Структурная схема генератора изображена на рис 1.1, где в качестве ЧИЧ могут быть использованы резонансные LC-контур, кварцевые резонаторы, RC-, RL-, LRM-цепи.

В зависимости от генерируемых частот генераторы гармонических колебаний (ГГ) подразделяются на генераторы высоко-, низко- и - инфра-низко- частотных колебаний (ВЧ, НЧ, ИНЧ). ГГ ВЧ имеют диапазон: 100 МГц-100 кГц; НЧ- 100 кГц-10 Гц; ИНЧ – от 10 Гц и ниже. RC - автогенераторы применяются для генерирования НЧ синусоидальных колебаний. Они содержат ЧИЧ на RC-элементах. Частота, генерируемая RC генераторами, называется квазирезонансной поскольку ЧИЧ на RC - элементах не обладает резонансными свойствами как, например, LC-контур.

В автоколебательных RC- генераторах используются усилители, охваченные ПОС, где коэффициент усилителя, охваченного ПОС равен:

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

$$K_{\text{ПОС}} = \frac{K_y}{1 + K_y K_{\text{ЧИЧ}}}$$

K_u - коэффициент усиления усилителя без ОС

$K_{ЧИЧ}$ - коэффициент передачи ЧИЧ.

$$\begin{cases} K_u K_{ЧИЧ} \geq 1 \\ \phi_u + \phi_{ЧИЧ} = 2\pi n \end{cases}$$

Т.е. необходимо, чтобы соблюдался баланс амплитуд (т.е. чтобы потери, вносимые ЧИЧ, компенсировались усилителем, и чтобы сдвиг фаз, создаваемый У и ЧИЧ в кольцевой схеме был равен нулю или кратен 2π (т.е. чтобы соблюдался баланс фаз).

Как и для LC-генератора, условием возбуждения RC-генератора является выполнение соотношения (1.2), т.е. если усиительное звено осуществляет фазовый сдвиг 180° и коэффициент усиления величина действительная и отрицательная ($-K_u$)($-K_{ЧИЧ}$) 1, то для самовозбуждения такого усилителя необходимо, чтобы частотно-зависимая обратная связь также вносила фазовый сдвиг равный 180° . При неизменном фазовом сдвиге в усилителе коэффициент усиления - величина действительная и положительная. Самовозбуждение в этом случае возможно, когда фазовый сдвиг в цепи частотно-зависимой обратной связи (при действительном коэффициенте передачи $K_{ЧИЧ}$) равен нулю и $K_u K_{ЧИЧ} \geq 1$

По принципу построения RC-генераторы подразделяются на две основные группы:

- генераторы с поворотом фазы сигнала в цепи обратной связи на $\pm 180^\circ$
- генераторы, у которых фазовый сдвиг сигнала в цепи ОС на определенной частоте равен нулю.

Рассмотрим первую группу RC-генераторов - с фазовым сдвигом в цепи обратной связи, (с ФС в ОС). Эта группа генераторов содержит однокаскадный усилитель по схеме с ОЭ, фаза выходного напряжения которого отличается от фазы входного на 180° . Условие баланса фаз может быть выполнено, если частотно-зависимая цепь ОС также обеспечивает поворот фазы напряжения на нужной частоте генерации на 180° . В качестве фазирующих используются цепи состоящие из Г-образных RC-звеньев (обычно трех или четырех). Трехзвенные фазирующие цепи типа «R- параллель» и «С-параллель» изображены на рисунке 1.2 а и 1.3 а, а их амплитудные и фазо - частотные характеристики на рис. 1.2 б и 1.3 б.

В отличии от резонансной частоты ω_0 колебательного контура для фазирующих RC-цепей частота, кратная πn , где $n=0$ или 1, называется квазирезонансной.

Как видно из рис. 1.2 б и 1.3 б, на квазирезонансной частоте ω_0 фазовый сдвиг $\phi_{ЧИЧ}$ (или ϕ_β) между входным, и выходным напряжением для цепи «R- параллель» равен $+180^\circ$,

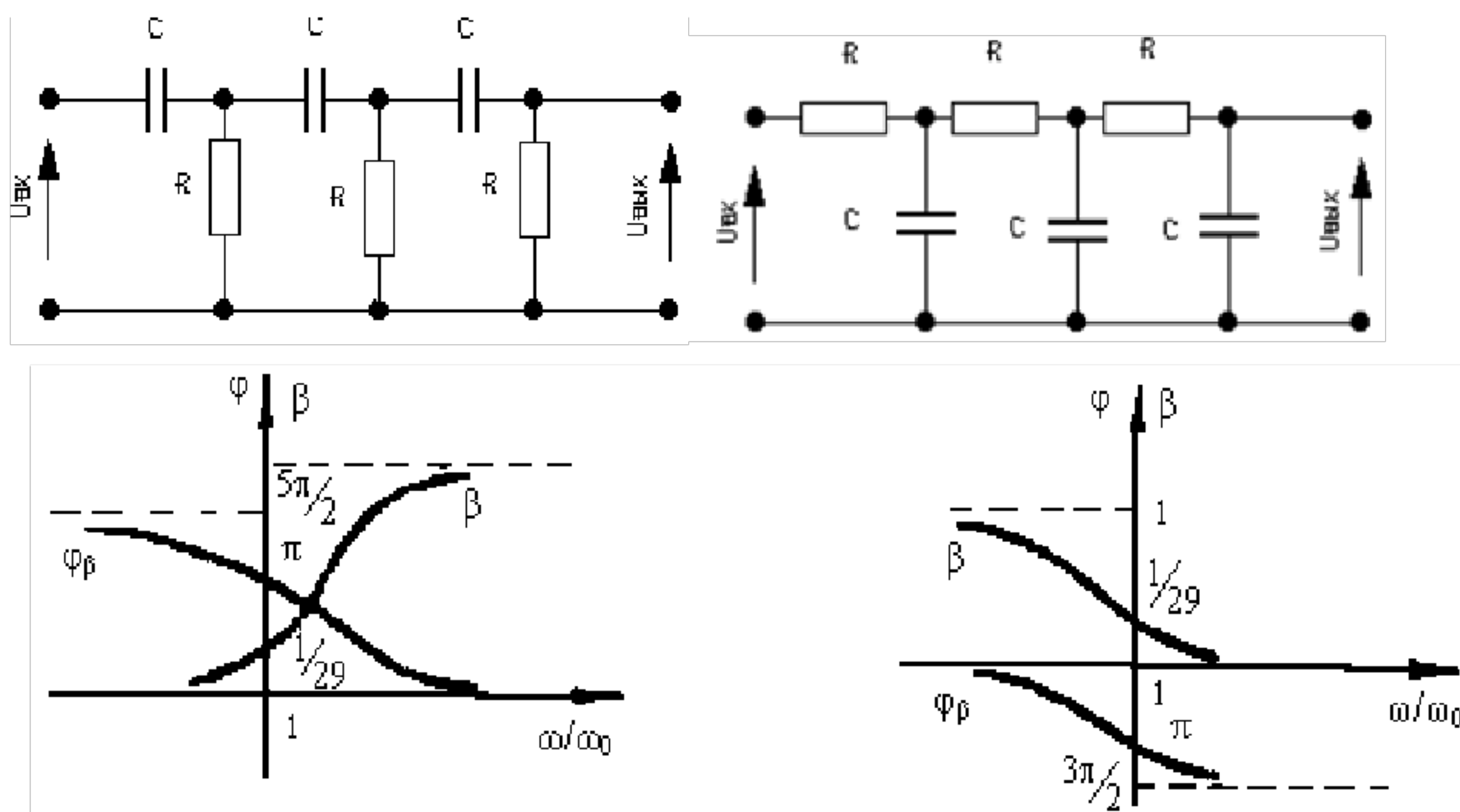
а для цепи «С-параллель» -180° .

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022



На этой частоте коэффициент передачи напряжения $\beta = U_{вых} / U_{вх}$ для обеих цепей имеет вещественное значение $\beta_0 = 1/29$. Квазирезонансная частота для фазирующих цепей определяется параметрами R и C.

Для цепей «R- параллель»

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.3)$$

Для цепей «C-параллель»

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (1.4)$$

Таким образом, усилительный каскад со сдвигом фазы усиливаемого сигнала на 180° , в которой осуществлена ПОС с помощью, трехзвенных цепей "R или C-параллель", может генерировать гармонические колебания с частотой ω_0 (f_0)- зависимости (1.3) и (1.4), если коэффициент усиления $\beta(K_{чич})$ превышает 29.

Для четырехзвенных цепей можно получать, следующие зависимости:

"R-параллель"

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.5)$$

"C-параллель"

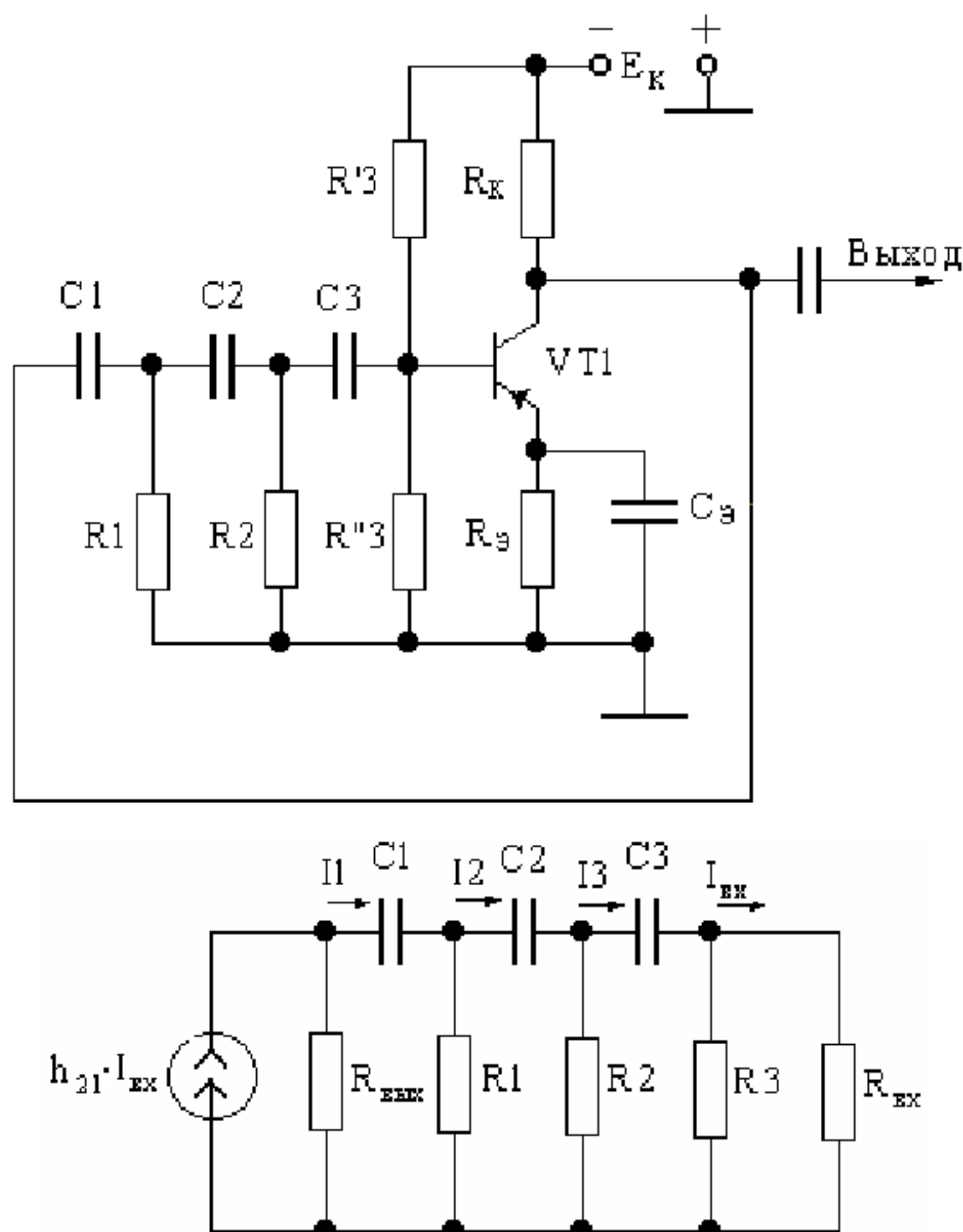
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (1.6)$$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Создание и проектирование генераторов с использованием четырехзвенных цепей
использование каскады с меньшим коэффициентом усиления ($K_y > 18,4$)

Дальнейшее увеличение числа звеньев не дает существенного эффекта.

Рассмотрение параметров фазирующих цепей ($f_0, \beta_0, \varphi_\beta$) осуществлялась в идеальном варианте, т.е. предполагалось, что сопротивление источника выбранного напряжения, равно нулю, а сопротивление нагрузки - бесконечности. В реальных условиях RC- цепь нагружается конечным входным сопротивлением усилительного звена, а ее вход подключается к выходу усилителя имеющего зачастую значительное выходное сопротивление, что приводит к изменению β_0 и частота установившихся колебаний $f_r \neq f_0$. Принципиальная схема RC- генератора с трехзвенной цепью “R-параллель” изображена на *рис. 1.4 а*, её эквивалентная схема - на *рис. 1.4 б*. Из эквивалентной схемы можно получить условие возникновения генерации и частоты колебаний. Режим по постоянному току в схеме *рис. 1.4 а* обеспечивается элементами $R'3, R''3, R_3, C_3$. Параллельно включенные резисторы $R'3 \parallel R''3$ совместно с параллельно включенным входным сопротивлением усилительного звена $R_{вх} \approx h_{11}$ (емкость C_3 на частоте генерации вносит очень малое реактивное сопротивление) образует третье сопротивление фазирующей цепи $R3$. Выходное сопротивление усилительного звена обусловлено в основном значением R_K , т.к. $R_K \ll 1/h_{223}$.



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Анализ эквивалентную схему *рис. 1.4 б* методом, например, контурных токов

для характеристического уравнения, удовлетворяющего условию установившегося колебательного процесса, получаем:

$$1 - \omega^2 R^2 C^2 (4n+6) + j[\omega R C (n+5) - \omega^3 (2n+1) + h_{21Э} n \omega^3 R C] = 0, \quad (1.7)$$

где $nC_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_1 = R_2 = R_3 \parallel R_{вх} = R_{вх}/n = R$ т.е. $n = R/R_{вх}$.

Условие баланса фаз выполняется при равенстве нулю мнимой части уравнения (1.7) при этом частота генерации равна:

$$\omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1}{2n+1}} \quad (1.8)$$

Исходя из того, что действительная часть уравнения (1.7) должна быть равна единице с учетом (1.8) получаем:

$$h_{21Э} \approx 45 \frac{R_3}{R_{вх} + R_3} \quad (1.9)$$

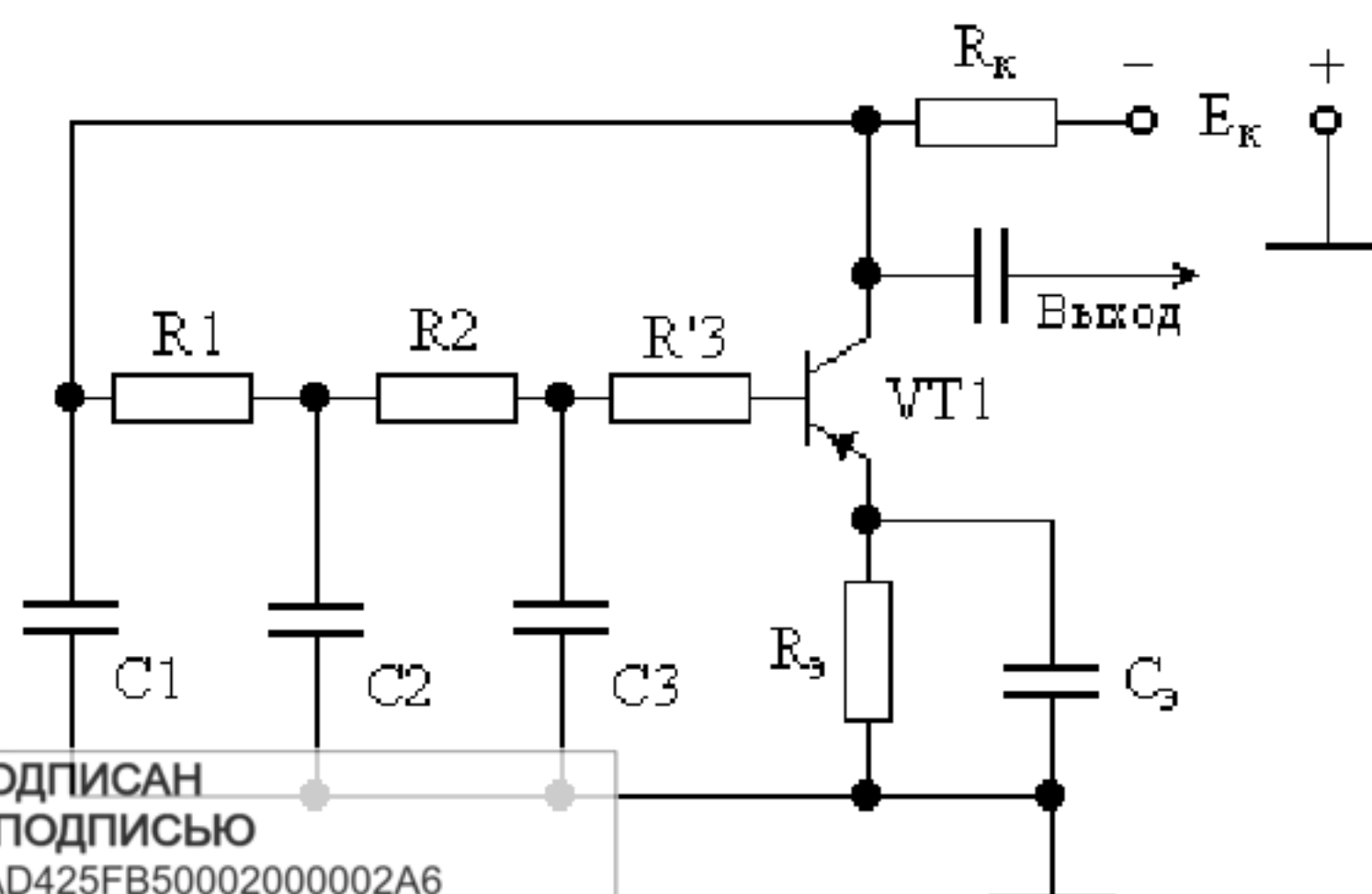
где $h_{21Э}$ - критическое значение коэффициента передачи тока транзистора VT1

Выражение (1.9) имеет минимум тогда, когда $n = R/R_{вх} = 2,7$. В этом случае

$$h_{21Э} \approx 45 R_3 / (R_{вх} + R_3). \quad (1.10)$$

Из уравнения (1.10) следует, что лишь, при выполнении неравенства $R_{вх} \gg R_3$ требуемое значение коэффициента передачи по току транзистора VT1 может быть минимальным, незначительно превышающим 45.

В схеме RC-генератора с усилителем по схеме с ОЭ, который охвачен ОС с помощью фазирющей цепи "С-параллель" (рис. 1.5), роль первого звена фазирющей цепи выполняет сопротивление коллекторной нагрузки R_K совместно с конденсатором C_1 . Сопротивление R'_3 , включенное последовательно с входным сопротивлением усилительного звена $R_{вх} \approx h_{11Э}$, исключает заметное влияние последнего на частоту генерации. Смещение в цепи базы осуществляется фиксированным током за счет сопротивлений R_1, R_2, R'_3 при наличии коллекторной температурной стабилизации рабочей точки.



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Исходя из методов анализа, использованных при получении основных зависимостей
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

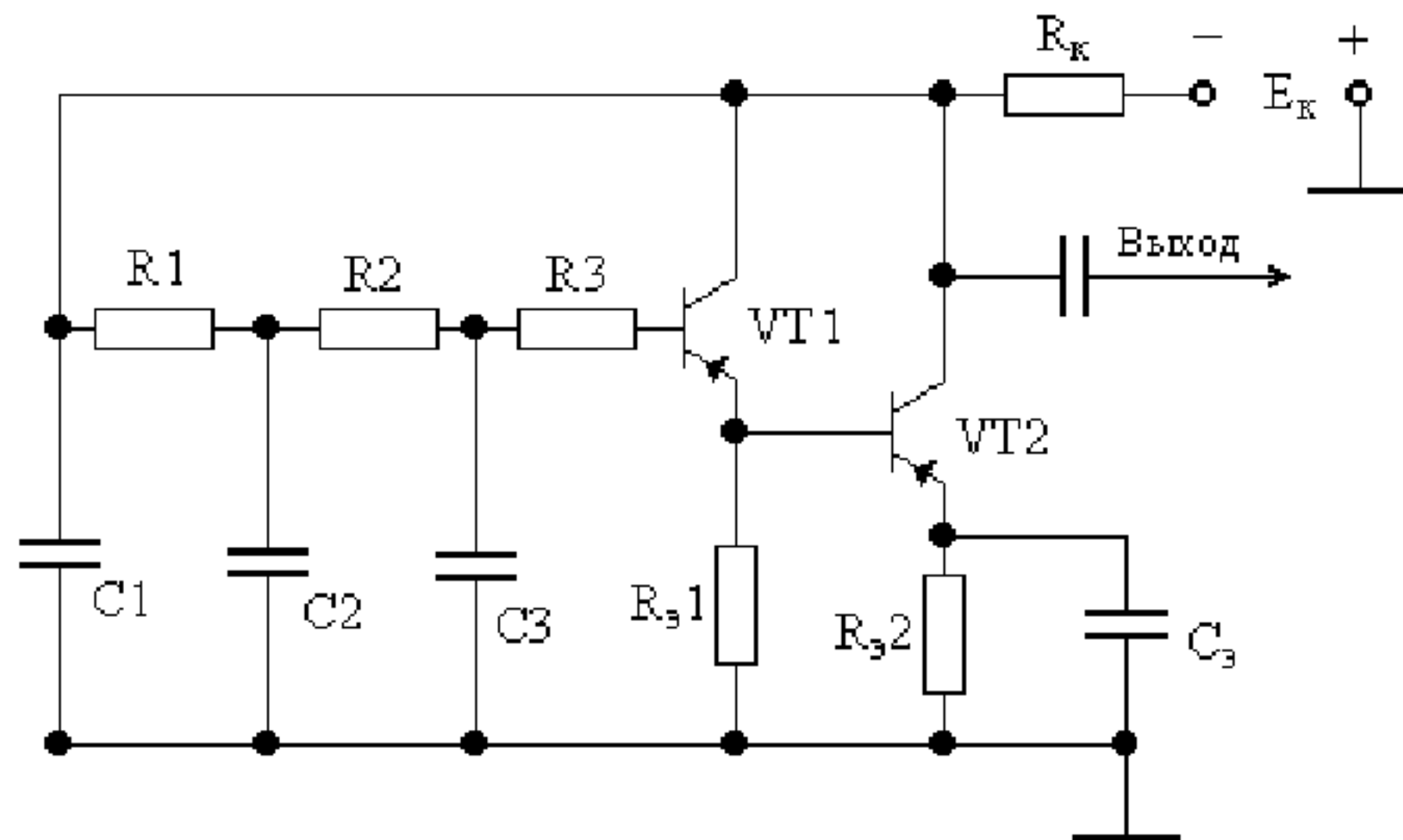
для RC-генератора с цепью "R-параллель", можно получить:

$$\tau = \frac{1}{2R\sqrt{43n}} \quad (1.11)$$

$$h_{21Э} = 21 + 32m + 3/m \quad (1.12)$$

где $R = R_1 = R_2 = R_3 = mR_K$; $C = C_1/m = C_2 = C_3$; $R_3 = R'_3 + R_{вх}$

При этом $h_{21Э}$ должно быть больше $45 \div 60$, что может быть обеспечено не каждым транзистором. Кроме того, снижение напряжения источника питания приводит к уменьшению $U_{кэ}$, а это в свою очередь к уменьшению $h_{21Э}$, что может вызвать



неустойчивое возбуждение. Указанный недостаток можно устранить, используя согласующий эмиттерный повторитель или сдвоенный транзистор, по схеме Дарлингтона (рис. 1.6). В данном случае коэффициент передачи по току

$$K_I \approx h_{21Э1} h_{21Э} \quad (1.13)$$

и входное сопротивление составного транзистора равно:

$$R_{вх} \approx h_{11Э1} + h_{21Э1} h_{11Э2} + h_{21Э1} h_{21Э2} \quad (1.14)$$

что значительно превышает аналогичные параметры обычного транзистора.

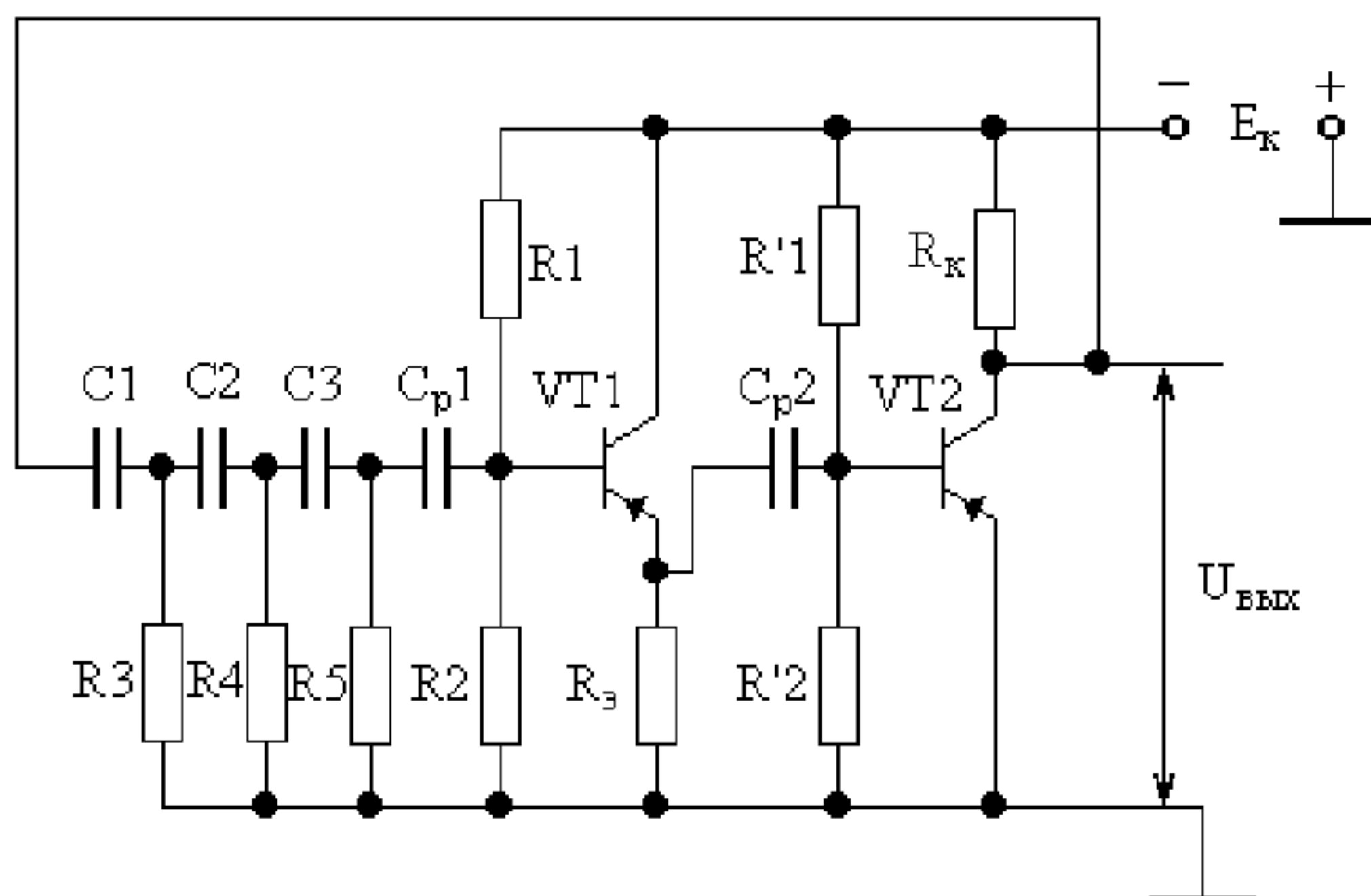
Задания:

Задание №1

Рассчитать транзисторный RC-генератор с фазирующей цепью типа "R-параллель", если частота генерируемых колебаний D Гц. В качестве согласующего звена между усиленным каскадом по схеме ОЭ на транзисторе VT2(Q) и фазирующей цепью использован эмиттерный повторитель на транзисторе VT1(G). Напряжение $E_n = S$ В. Режим работы -

Вариант / Данные	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
D, Гц	3000	2500	2000	1500	3500	4000	4500	3000	2000	2500	4000
G, тип VT1	МП41	КТ104А	КТ104Г	КТ104Г	КТ104А	КТ104Г	КТ104А	КТ104Г	КТ104А	КТ104В	КТ104Г
Q, тип VT2	МП41	КТ104А	КТ104Г	КТ104Г	КТ104А	КТ104Г	КТ104А	КТ104Г	КТ104А	КТ104В	КТ104Г
S, В	12	24	20	12	15	24	20	15	12	10	12

Электрическая принципиальная схема RC-генератора с ФС "R-параллель":



Контрольные вопросы:

1. Какое устройство называется электронным генератором? Каковы основные признаки генераторов?
2. Что собой представляет структурная схема генератора? Дать определение квазирезонансной частоты.
3. Каковы основные условия возбуждения автогенератора? Дать характеристику ба-

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Какие типы RC-генераторов? Чем они отличаются друг от друга?

5. Каковы условия самовозбуждения RC-генераторов типа "R-параллель"? Как их выполнить в реальной инженерной практике?
6. Каковы условия самовозбуждения RC-генераторов типа "C-параллель"? Как выполняются условия по улучшению $h_{21Э}$?
7. Какие коррективы необходимо внести в расчет RC-генератора при работе его в широком диапазоне температур?
8. В каких случаях при расчете резисторов RC-генератора стандартные величины округляются в сторону увеличения, а в каких - уменьшения?

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Практическая работа №7. Мультивибраторы и одновибраторы

Цель: приобрести навыки расчета генераторов импульсных сигналов

Основы теории:

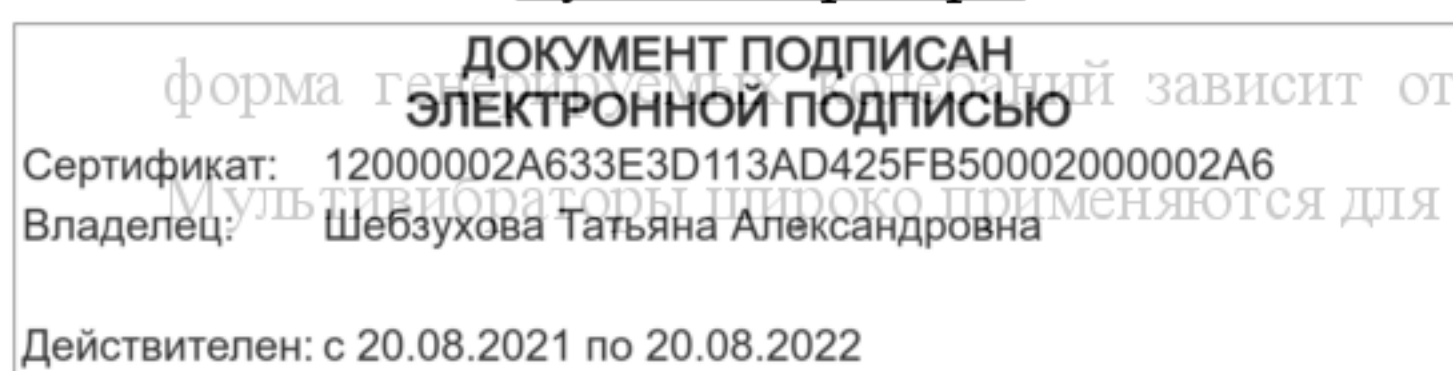
Генераторы импульсных сигналов (или генераторы импульсов-ГИ) предназначены для получения от источника электропитания (ИП) электрических колебаний резко несинусоидальной формы, называемых релаксационными. Для таких колебаний характерно наличие участков сравнительно медленного изменения напряжения и участков, на которых напряжение изменяется скачкообразно. В этом случае закон изменения напряжения (тока) приближенно описывается функцией с разрывом первого рода. Для ГИ характерно наличие внешней или внутренней положительной обратной связи (ПОС), обуславливающей возможность их самовозбуждения и лавинообразной (регенеративный) процесс перехода активных элементов генератора из одного состояния в другое. ГИ подразделяются на генераторы прямоугольных, трапециидальных, треугольных, пилообразных и некоторых других форм. Чаще всего в импульсной технике используются ГИ прямоугольных и пилообразных импульсов.

ГИ могут работать в трех основных режимах: автоколебательном, ждущем, и в режиме синхронизации. Автоколебательные ГИ после самовозбуждения генерируют последовательность импульсов, параметры которых (амплитуда, длительность, форма) зависят только от параметров схемы генератора. Ждущие (заторможенные) генераторы генерируют импульсы, период повторения которых определяется периодом повторения запускающих импульсов, а параметры каждого импульса (амплитуда, длительность, форма) зависят только от параметров схемы генератора. В режиме синхронизации генератор вырабатывает импульсы, частота которых равна или кратна частоте синхронизации сигнала. Поэтому такие генераторы часто используют в качестве делителей частоты.

В зависимости от функционального назначения ГИ подразделяются на два основных класса: генераторы прямоугольных импульсов и генераторы пилообразных (линейно-изменяющихся) импульсов. Генераторы прямоугольных импульсов подразделяются на автоколебательные мультивибраторы (МВ), ждущие мультивибраторы (ЖМВ) – или одновибраторы (ОВ), блокинг-генераторы (БГ) – колебательные и ждущие.

Т.е. мультивибраторы относятся к генераторам релаксационного тока у которых реактивных элементов, входящих в схему.

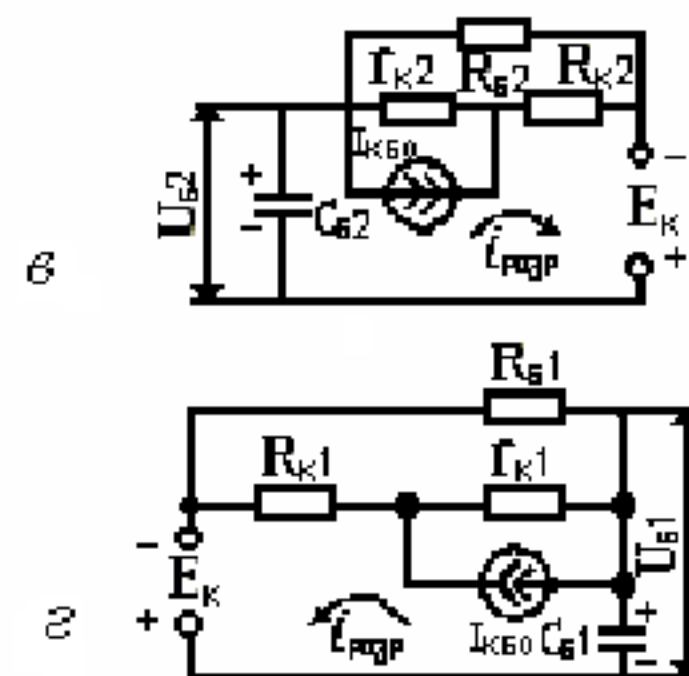
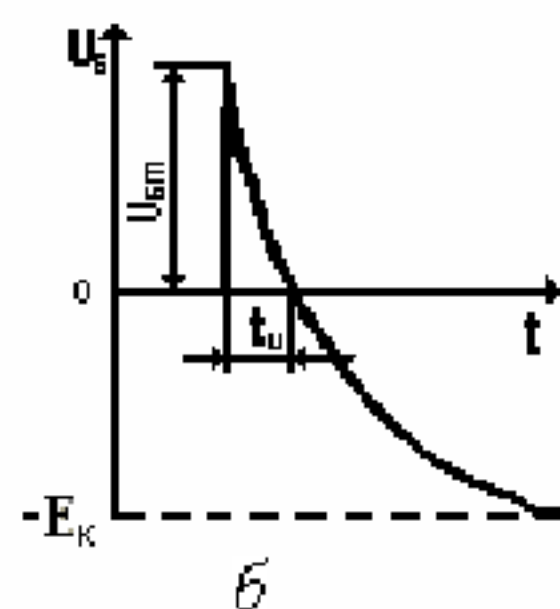
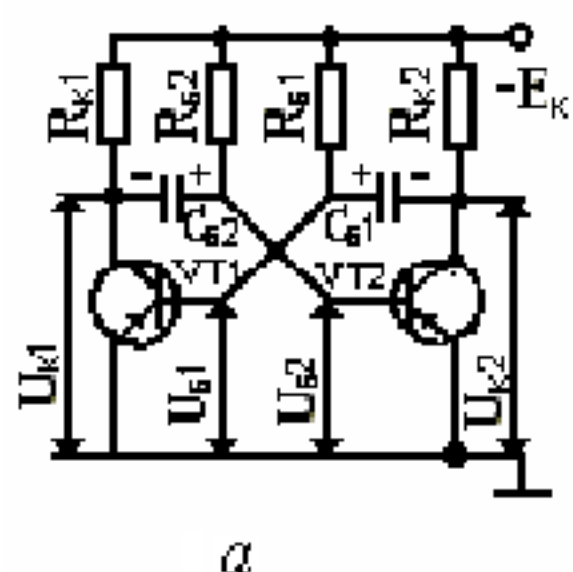
получения импульсов напряжения (тока) пря-



моугольной формы и могут быть использованы в качестве задающих (управляющих) генераторов различных устройств электроники и микроэлектроники. В режиме автоколебаний мультивибратор имеет два состояния квазиравновесия, во время которых в схеме происходят относительно медленные изменения токов и напряжений. Квазиравновесные состояния заканчиваются лавинообразными изменениями токов и напряжений – скачками в схеме. В этом режиме мультивибратор, без воздействия внешних сил. Поочередно переходит скачком из одного состояния квазиравновесия в другое, т.е. является автогенератором.

В ждущем режиме одно состояние равновесия является устойчивым (исходное состояние), другое – квазиустойчивым. Перевод схемы в квазиустойчивое состояние осуществляется внешним запускающим импульсом, а возврат в исходное состояние происходит в результате внутренних процессов. Ждущий режим обычно используется для формирования импульсов заданной формы и длительности.

представляет собой двухкаскадный ключ с ОЭ, с емкостной связью между каскадами и выходом, замкнутым на вход. Схема его представлена на *рис. 2.1а*. элементами времязадающих цепей являются $R_{Б1}$, $R_{Б2}$, $C_{Б1}$, $C_{Б2}$.



Мультивибратор обладает двумя состояниями квазиравновесия, в одном состоянии транзистор VT1 закрыт, VT2 – насыщен, в другом – наоборот. При выполнении условий самовозбуждения ($K_1 K_2 \geq 1$ и $\varphi_{к1} + \varphi_{к2} = 2\pi$) возникают скачки, поочередно изменяющие состояние транзисторов, после чего происходит перезаряд одного и заряд другого времязадающего конденсатора.

В мультивибраторе напряжение базы закрытого транзистора при перезарядке конденсатора уменьшается по экспоненте, стремящейся к уровню $-E_k$ (см. *рис. 2.1б*). Т.к. мультивибратор работает в автоколебательном режиме, то описание процессов в нем можно начать с любого момента, например, когда VT1 насыщен и VT2 – закрыт. Насыщенный транзистор можно представить эквипотенциальной точкой ($U_{к1} \approx 0$, $U_{Б1} \approx 0$). Напряжение на

конденсатора $C_{Б1}$ в предыдущем цикле с полярностью, показанной на *рис. 2.1а*, приложено между базой и эмиттером транзистора VT2 и удерживает последний в закрытом состоянии. У VT2 $U_{к2} = -E_k$ и $U_{Б2} \approx U_{СБ2}$ в первоначальный момент близко к

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

+E_к, а затем начинает уменьшаться по экспоненциальному закону вследствие перезаряда конденсатора C_{Б2} перезаряд осуществляется по цепи:

корпус—ЭК VT1—C_{Б2}—R_{ЭКВ2}—(-E_к).

Эквивалентные схемы цепи перезаряда C_{Б2} с C_{Б1} изображены на *рис.2.1 в* и *г* соответственно. Из *рис.2.1 в*:

$$R_{ЭКВ2} = [(r_{к2} + R_{к2})R_{Б2}] / (r_{к2} + R_{к2} + R_{Б2}).$$

В это же время конденсатор C_{Б1} заряжается по цепи:

ЭБ VT1—C_{Б1}—R_{к2}—(-E_к)

с полярностью, показанной на *рис.2.1 а*. Элементы схемы выбираются таким образом, чтобы процесс заряда C_{Б1} протекал быстрее, чем перезаряд C_{Б2}. После окончания заряда C_{Б1} VT1 удерживается в насыщении за счет протекания базового тока

$$I_{Б1} \geq I_{БН} = E_k / R_{Б1}, \text{ достаточного для насыщения.}$$

По мере перезаряда C_{Б2} напряжение на нем уменьшается и в некоторый момент времени становится равным нулю. С этого момента начинает развиваться лавинообразный процесс опрокидывания схемы. VT2 начинает открываться, напряжение на его коллекторе возрастает (т.е. убывает по абсолютной величине). Положительное приращение $\Delta U_{к2}$ через C_{Б1} передается на базу VT1, вызывая его запираение. Это приводит к уменьшению U_{к1} (т.е. увеличению коллекторного напряжения по абс. величине), возникновению отрицательного приращения $\Delta U_{к1}$, которое через C_{Б2} попадает на базу VT2, содействуя его отпиранию. В результате VT2 насыщается, а VT1- запирается. При этом конденсатор C_{Б2} заряжается по цепи:

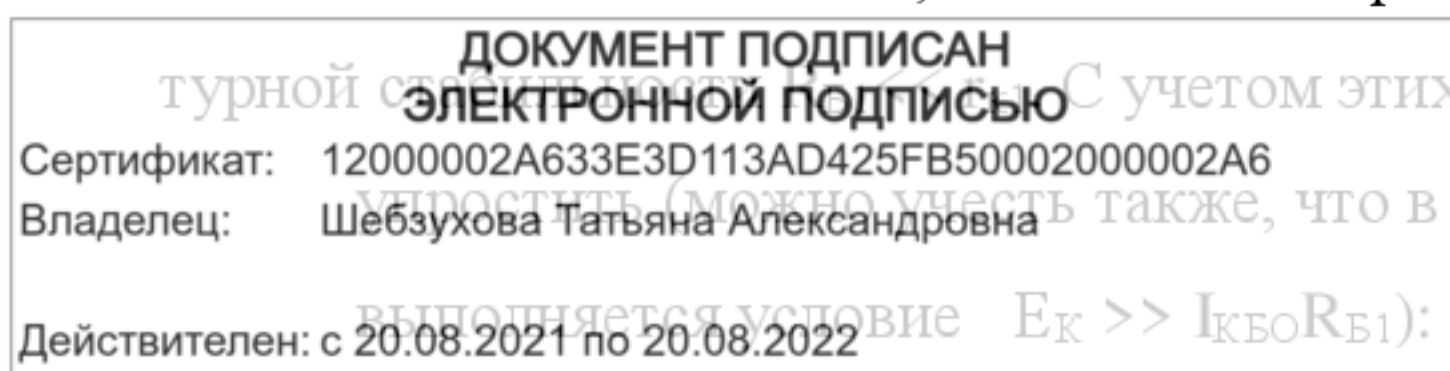
корпус—ЭБ VT2—C_{Б2}—R_{к1}—(-E_к).

Одновременно с зарядом C_{Б2} происходит более медленный процесс перезаряда C_{Б1} согласно эквивалентной схеме перезаряда (см. *рис.2.1 г*). Далее процесс повторяется, подобно описанному выше. Временные диаграммы изменения коллекторных и базовых напряжений изображены на *рис.2.2*. Здесь под длительностью импульса $t_{и}$ понимается время открытого состояния одного или другого транзистора. Тогда $t_{и2}$ определяется временем перезаряда конденсатора C_{Б1} через открытый VT2 и сопротивление R_{ЭКВ1}, т.е.

$$t_{и} = C_{Б1} R_{ЭКВ} \ln[(2E_k + I_{кб0} R_{ЭКВ1}) / (E_k + I_{кб0} R_{ЭКВ1})], \quad (2.1)$$

где $R_{ЭКВ1} = (r_{к1} + R_{к1})R_{Б1} / (r_{к1} + R_{к1} + R_{Б1})$ согласно эквивалентной схеме *рис.2.1 г*.

Так как сопротивление коллектора закрытого транзистора $r_{к1}$ лежит обычно в пределах $10^5 \div 10^6$ Ом и $r_{к1} \gg R_{к1}$, то R_{к1} можно пренебречь. Кроме того, для повышения темпера-



с учетом этих допущений (2.1) можно

упростить (можно учесть также, что в большинстве случаев

выполняется условие $E_k \gg I_{кб0} R_{Б1}$):

$$t_{и2} \approx C_{Б1} R_{Б1} \ln 2 = 0,7 C_{Б1} R_{Б1} \quad (2.2)$$

$$\text{Аналогично для VT1: } t_{и1} \approx C_{Б2} R_{Б2} \ln 2 = 0,7 C_{Б1} R_{Б1} \quad (2.3)$$

Исходя из того, что $T = t_{и1} + t_{и2}$, можно записать:

$$T = C_{Б2} R_{Б2} \ln 2 + C_{Б1} R_{Б1} \ln 2 = 0,7 (C_{Б2} R_{Б2} + C_{Б1} R_{Б1}) \quad (2.4)$$

В случае симметричного мультивибратора, у которого

$C_{Б1} = C_{Б2} = C_{Б}$, $R_{Б1} = R_{Б2} = R_{Б}$, $R_{К1} = R_{К2} = R_{К}$, $t_{и1} = t_{и2}$, период повторения равен:

$$T = 2t_{и} = 1,4 C_{Б} R_{Б} \quad (2.5)$$

Амплитуда импульса на коллекторе насыщенного транзистора

(по абсолютному значению напряжения на закрытом тран-

зисторе) равна: $U_m = E_K - I_{КБ0} R_K \approx E_K \quad (2.6)$

Скважность $Q \approx (t_{и1} + t_{и2}) / t_{и1} = 1 + (t_{и1} / t_{и2})$ ограничивается временем полного заряда конденсатора с большей емкостью через соответствующее сопротивление. Поэтому максимальная скважность не превышает величины $Q_{\max} \approx [h_{21э} / (3 \div 5)] + 1$. Для низкочастотных транзисторов **малой** мощности максимальная скважность не превышает, как правило, 10.

Длительность фронта импульсов $t_{\phi} = \tau_{\beta} + C_K R_K$ и в основном зависит от частотных свойств транзистора.

Длительность среза импульса $t_c \approx 3 C_B R_K$ определяется временем заряда времязадающего конденсатора (длительность среза t_c во много раз больше t_{ϕ}).

Для насыщения транзисторов следует выполнять условия:

$$R_{Б1} \leq h_{21э} R_{К1}; \quad R_{Б2} \leq h_{21э} R_{К2} \quad (2.7)$$

при этом для удовлетворения противоречивых требований неравенства не должны быть сильными, т.е. транзисторы должны работать в режиме насыщения, но вблизи границы с активной областью.

Таким образом, порядок расчета симметричного мультивибратора с КБ связями следующий:

- определяется напряжение источника питания E_K

$$E_K = (1,1 \div 1,2) U_m; \quad (2.7a)$$

- выбираются транзисторы VT1 и VT2 из условий:

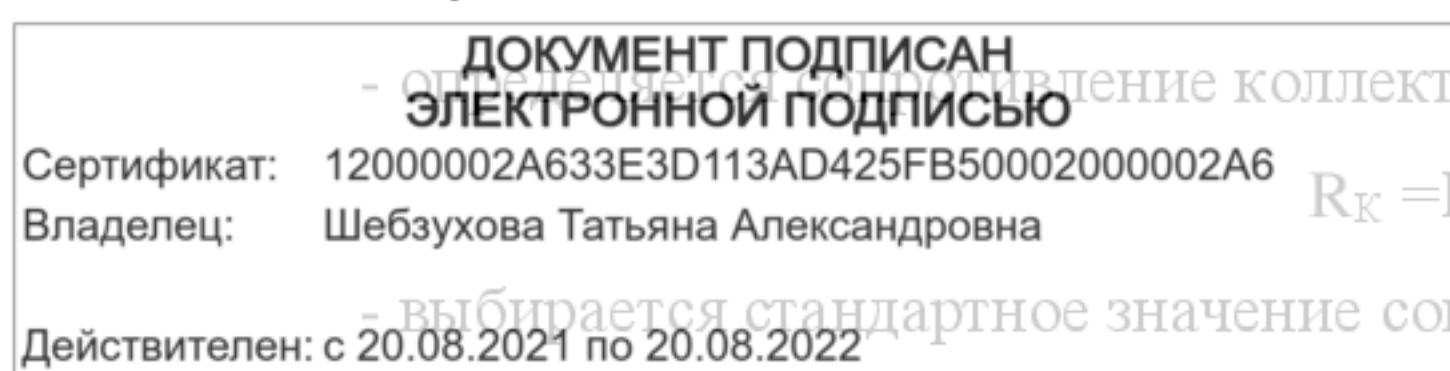
$$f_{\alpha} = \frac{1}{2\pi t_{\phi}} \quad \text{и} \quad U_{КДМ} \geq 2 E_K \quad (2.8)$$

- из справочных данных определяется тип транзистора, его максимально допустимые $U_{Кдоп}$, $I_{Кдоп}$, f_K , $h_{21э}$

- определяется сопротивление коллекторной цепи R_K ;

$$R_K = E_K / I_{КН} \quad (2.9)$$

- выбирается стандартное значение сопротивления резистора и его мощность



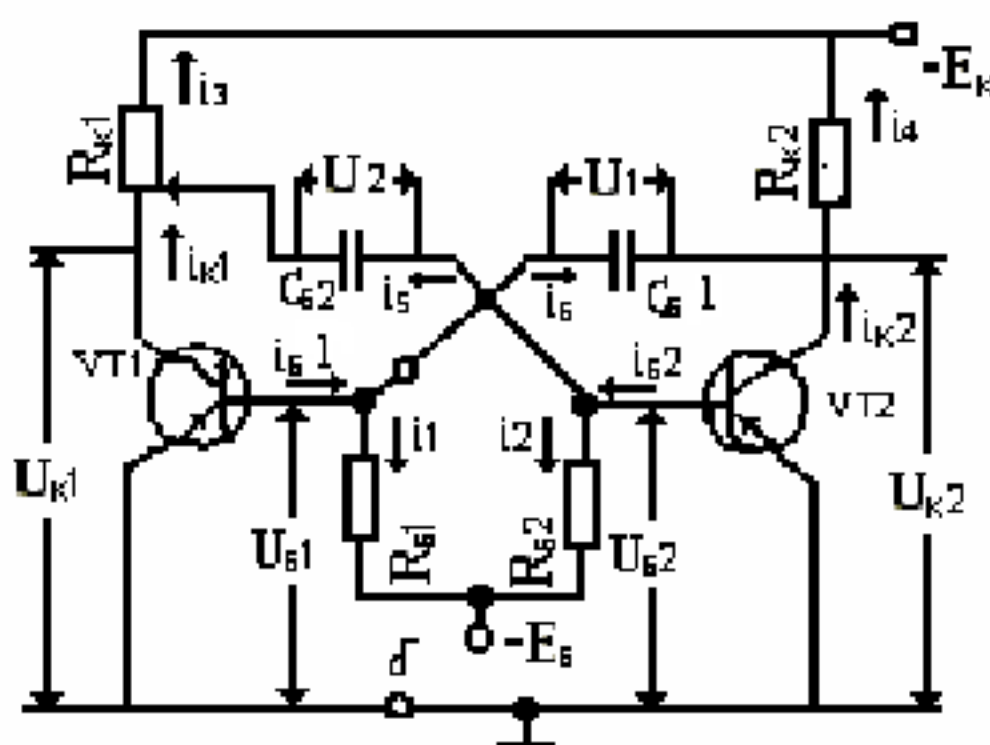
- с учетом соответствующих коэффициентов нагрузки;
- по формуле (2.7) определяем R_B , его мощность и стандартное значение;
- по формуле (2.5) определяем значение C_B , определяем величину напряжения на нем и стандартное значение емкости конденсатора.

Мультивибратор с КБ емкостными связями и дополнительным источником смещения.

Схема мультивибратора представлена на *рис. 2.3а*, а временные диаграммы на *рис. 2.3б*.

Транзисторы мультивибратора VT1 и VT2 поочередно закрываются и открываются. Пусть при $t=t_0$ (рис.2.3б) VT1 закрылся, а VT2- открылся. Начиная с этого момента конденсатор C_{B2} заряжается от источника E_k через: R_{K1} -БЭ VT2, а C_{B1} разряжается по цепи: R_{B1} - E_B -открытый VT2. Постоянные времени цепей заряда и разряда соответственно равны:

$$\tau_z = R_{K1} C_{B2} \text{ и } \tau_p = R_{B1} C_{B1}$$



По мере заряда конденсатора C_{B2} , ток, протекающий по сопротивлению R_{K1} , уменьшается. Вследствие этого коллекторное напряжение $U_{K1} = -E_k + i_3 R_{K1}$, изменяясь по экспоненциальному закону, становится более отрицательным. Спустя промежуток времени, примерно равный $3 \tau_z$, процесс заряда практически заканчивается и напряжение U_{K1} становится равным $-E_k$.

Разрядный ток конденсатора C_{B1} , протекающий по сопротивлению R_{B1} , также уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к нулю. Поэтому положительное напряжение на базе закрытого VT1 $U_{B1} = E_B + i_1 R_{B1}$ уменьшаясь, стремится к значению, равному по абсолютной величине E_B . При $t=t_1$ оно становится равным нулю и ранее закрытый транзистор VT1 открывается. Вследствие сильной ПОС в мультивибраторе возникает лавинообразный процесс, приводящий к полному отпиранию VT1 и запиранию VT2, конденсатор C_{B1} заряжается от источника E_k через: R_{K2} -БЭ VT1, а конденсатор C_{B2} разряжается. Раз-

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

При $t=t_2$ напряжение $U_{Б2} = -E_B + i_2 R_{Б2}$ из-за уменьшения разрядного тока i_2 становится равным нулю. В мультивибраторе вновь возникает лавинообразный процесс и после этого цикл работы повторяется. Во всех вариантах авто колебательных мультивибраторов под длительностью коллекторных импульсов $t_{и1}$, $t_{и2}$ разделенных интервалами $t_{п1}$, $t_{п2}$ (рис.2.3б) будем понимать те промежутки времени, в течение которых соответствующие транзисторы находятся в закрытом состоянии. Длительность фронтов (передних фронтов) $t_{ф1}$, $t_{ф2}$, задних (спады) - через $t_{с1}$, $t_{с2}$.

Расчет мультивибратора с КБ емкостными связями и источником смещения E_B производится в следующей последовательности:

(исходными данными являются период колебаний T , скважность импульсов $Q = T / t_{и}$, их амплитуда U_m , длительность задних фронтов t_c)

- предъявляются требования к транзисторам, исходя из следующих требований:

$$U_{БК} \geq 2E_K \approx 2U_m, \quad h_{21Э} \geq 3 \frac{(Q-1)N-1}{L_{ЭБ}} \frac{E}{E_B}, \quad (2.10)$$

где N -степень насыщения (рекомендуется $2 \div 3$), $E_B = (0,2 \div 0,6)E_K$;

- рассчитываются коллекторные и базовые сопротивления и выбираются (с учетом стандартных рядов и коэффициентов запаса) резисторы

$$R_{К1} = R_{К2} = \frac{U_m^2}{P_K} \cdot \frac{Q-1}{Q}, \quad (2.11)$$

Где P_K - мощность, выделяемая на резисторах (для маломощных резисторов P_K может быть выбрано 0,125 Вт);

- из условий насыщенного режима рассчитываем базовые сопротивления:

$$R_{Б1} = R_{Б2} = \frac{h_{21Э} E_B}{I_{КЭ} \left[\frac{E_K}{R_K} - (h_{21Э} + 1) \right]} \quad (2.12)$$

выбираем соответствующие резисторы;

- рассчитываем емкости базовых конденсаторов по следующим выражениям:

$$C_B = \frac{t_{и1}}{R_B \left(h_{21Э} \frac{E_K}{E_B + I_{КЭ} R_{ББ}} \right)} \quad (2.13)$$

$$C_B = \frac{T t_{и1}}{R_B \left(h_{21Э} \frac{E_K}{E_B + I_{КЭ} R_{ББ}} \right)} \quad (2.14)$$

- проверяем обеспечение заданной длительности задних фронтов генерируемых импульсов по выражению:

$$t_{\text{с}} = \frac{h_{\text{вк}}}{h_{\text{вк}} - 1} \tau_{\text{в}} \quad (2.15)$$

$h_{\text{вк}}$ - входное сопротивление транзистора, $\tau_{\text{в}}$ - постоянная времени

транзистора, зависящая от его граничных частот, $\tau_{\text{в}} = \frac{1}{\omega_{\text{в}}} = \frac{h_{\text{вк}}}{\omega_{\alpha}}$,

$\omega_{\text{в}}, \omega_{\alpha}$ - граничные частоты в схеме с общим эмиттером и общей базой соответственно.

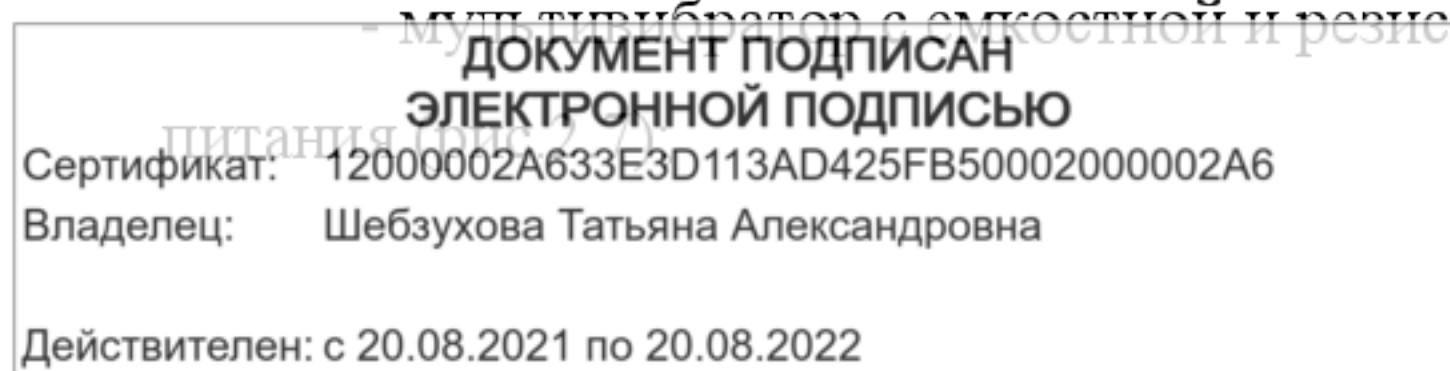
Расчетная величина $t_{\text{с}}$ должна быть меньше заданной.

Мультивибратор на транзисторах с проводимостью разного типа.

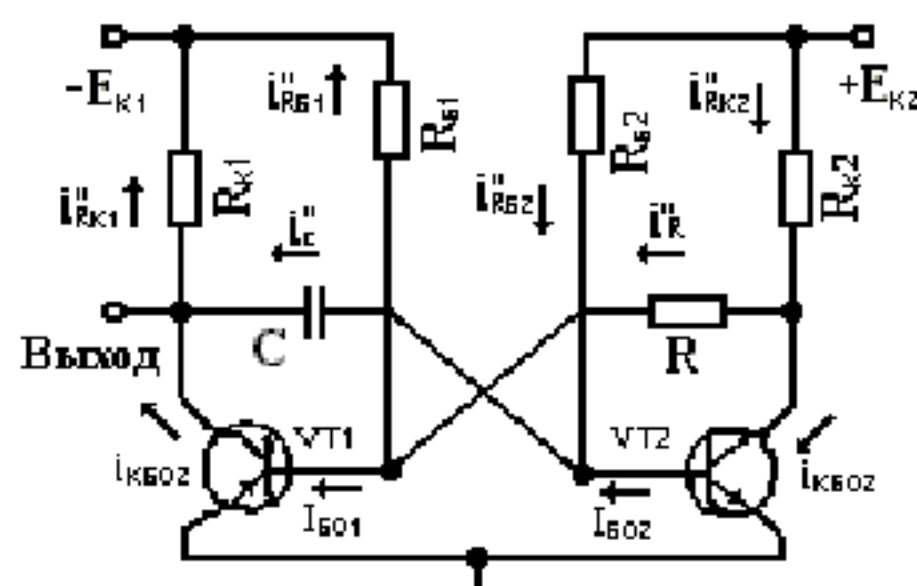
В отличие от мультивибратора на транзисторах однотипной проводимости в мультивибраторе на транзисторах с проводимостью разного типа во время релаксации оба транзистора оказываются одновременно либо открытыми, либо закрытыми. Благодаря этому свойству такие мультивибраторы оказываются более энергетически выгодными при условии, что длительность формируемого импульса значительно меньше периода следования выходных импульсов. С увеличением скважности выходных импульсов это преимущество проявляется в более сильной степени. Кроме того, мультивибратор на транзисторах с проводимостью разного типа могут иметь только одну времязадающую емкость в отличие от мультивибратора с транзисторами однотипной проводимости, где используются два времязадающих емкостных элемента. К недостаткам мультивибратора на транзисторах с проводимостью разного типа следует отнести (кроме отсутствия взаимозаменяемости транзисторов) необходимость иметь в ряде устройств два источника электропитания различной полярности, хотя имеются мультивибраторы, в которых используется только один источник. К основным схемам рассматриваемых мультивибраторов следует отнести:

- мультивибратор с резистивной и емкостной связями и двумя источниками электропитания (рис. 2.4);
- мультивибратор с емкостной и резистивно-емкостной связями и двумя источниками коллекторного питания (рис. 2.5);
- мультивибратор с емкостными связями и двумя источниками коллекторного питания (рис. 2.6);

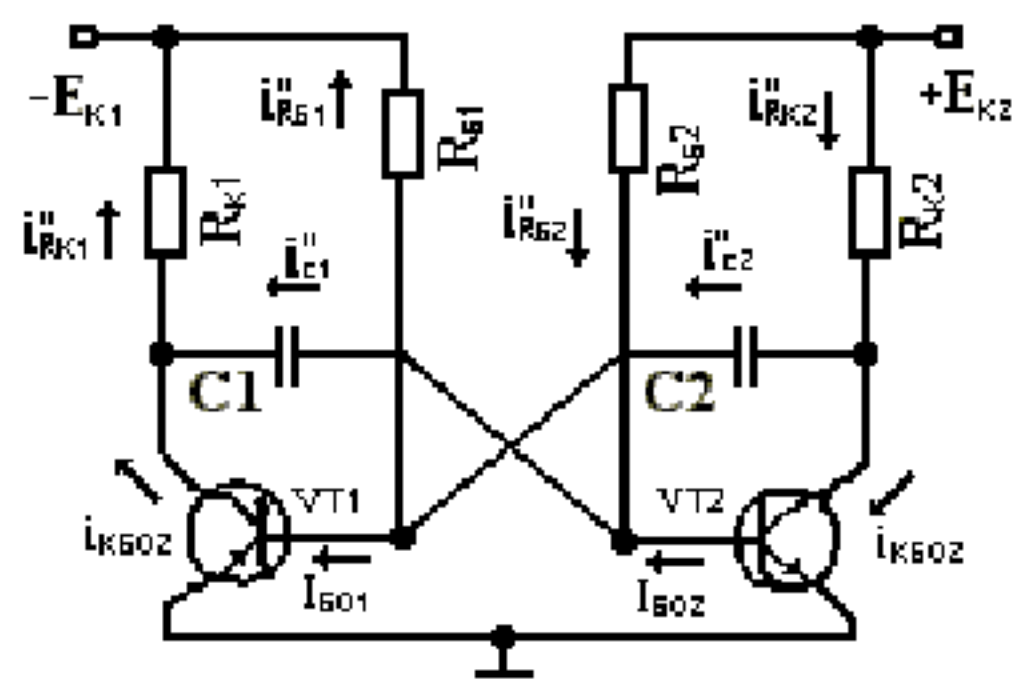
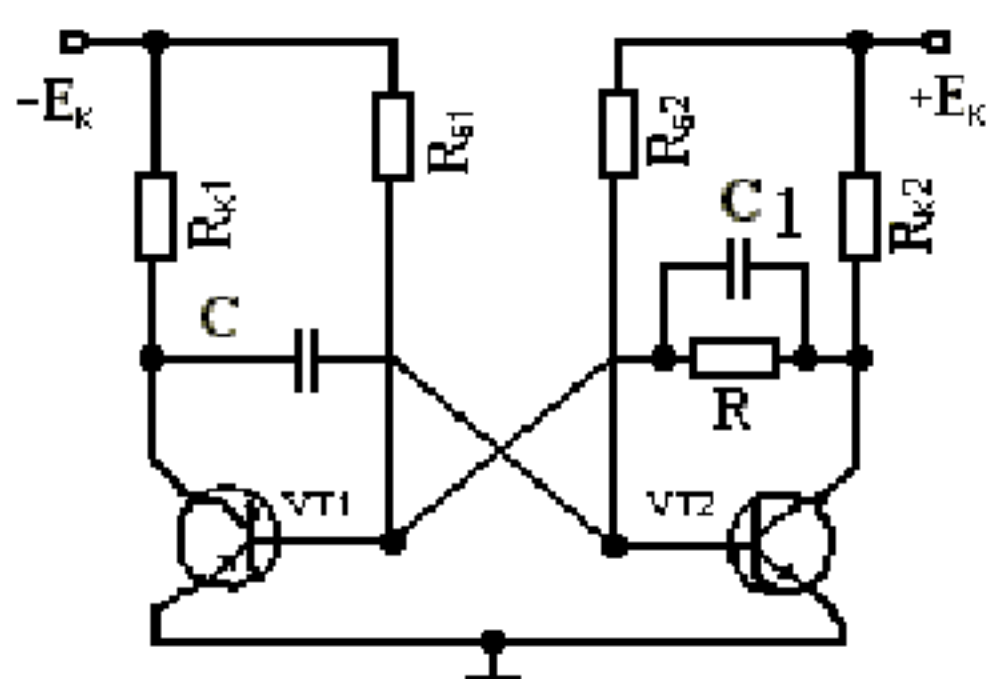
- мультивибратор с емкостной и резистивной связями и одним источником электро-



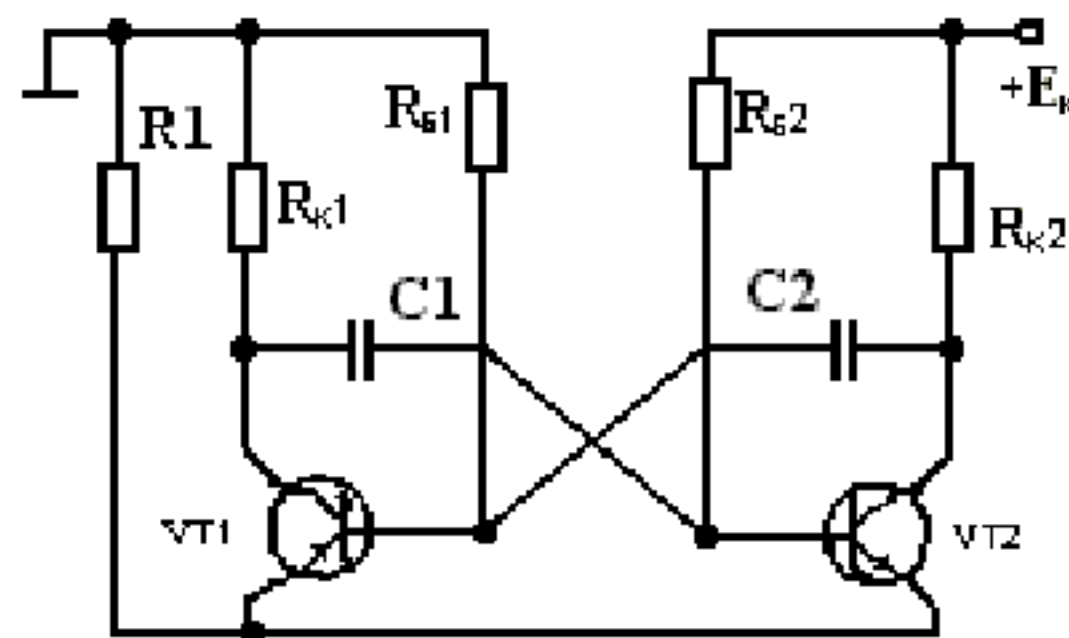
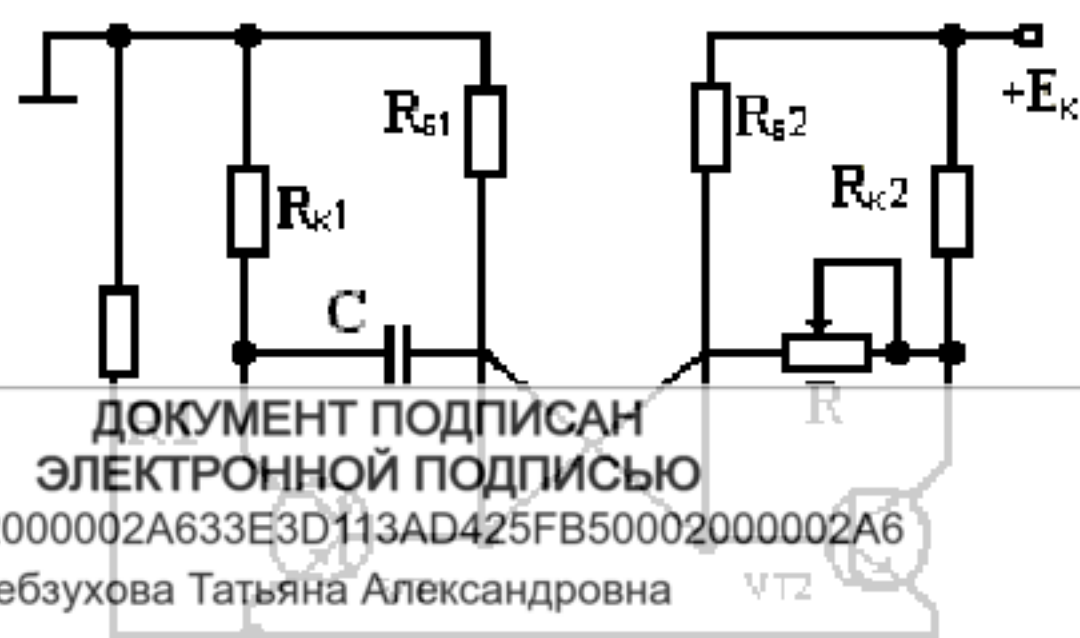
- мультивибратор с емкостными связями и одним источником электропитания (рис.2.8);
- мультивибратор с эмиттерными источниками электропитания (например, с емкостными связями - рис.2.9).



Схемы перечисленных мультивибраторов приводятся ниже. Все эти мультивибраторы работают в автоколебательном режиме. Во всех мультивибраторах в качестве времязадающей используется только одна емкость, а другая выполняет роль переходной. В частности, на рис. 2.6, 2.8, 2.9 времязадающей является та из емкостей $C1$ или $C2$, которая включена в цепь с меньшей постоянной времени разряда, а другая используется в качестве ускоряющей (форсирующей режим опрокидывания мультивибратора). Аналогично конденсатор $C1$ на рис.2.5 также выполняет роль ускоряющего.

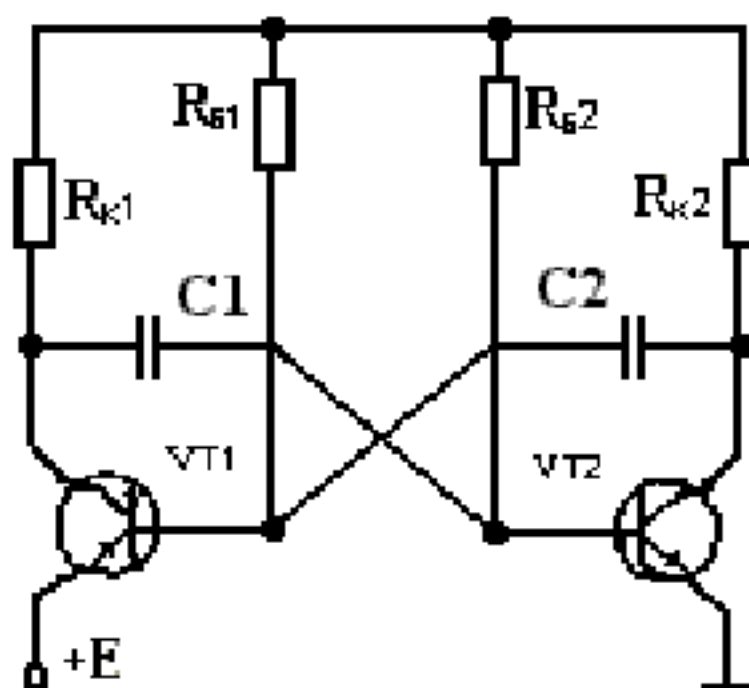


Во всех приведенных схемах R_{B1} и R_{B2} используются для создания необходимого базового смещения. Некоторые из них выполняют роль времязадающих сопротивлений. Резисторы $R1$ на рисунках 2.7 и 2.8 предназначены для обеспечения устойчивой работы мультивибратора при закрытых транзисторах и дают путь прохождения обратным эмиттерным токам транзисторов.



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Принцип работы мультивибратора с транзисторами разнотипной проводимости рассмотрим на примере схемы рис.2.4. Временные диаграммы работы мультивибратора представлены на рис.2.10.



Пусть в момент t_0 оба транзистора закрыты. Направление токов в мультивибраторе для этого случая показано на рис.2.4. Конденсатор C в данный момент заряжен таким образом, что на базе $VT2$ действует запирающий потенциал отрицательной полярности относительно общей точки. Конденсатор заряжается по цепи: $+E_{K2} \rightarrow R_{B2} \rightarrow C \rightarrow R_{K1} \rightarrow [-(E_{K1})]$. Напряжения на коллекторах $VT1$ и $VT2$ соответственно U_{K1} и U_{K2} . В этом состоянии мультивибратора обратные токи, протекающие через транзисторы, весьма малы.

Кроме того, параметры элементов мультивибратора рассчитываются таким образом, чтобы выполнялись соотношения

$R + R_{B1} \gg R_{K2}$ и $R_{B2} \gg R_{K1}$. В связи с тем, что токи, протекающие по коллекторным сопротивлениям невелики, то и напряжения на коллекторах $VT1$ и $VT2$ незначительно (не более, чем на $5 \div 10\%$) отличаются от напряжений источников питания.

В рассматриваемом квазистационарном состоянии мультивибратора разряд конденсатора C производится по цепям: через R_{B2} , R_{K1} и $-E_{K1}$ и $+E_{K2}$; через БЭ закрытого $VT2$ и КЭ закрытого $VT1$. Поскольку токи через переходы закрытых транзисторов чрезвычайно малы, то постоянная времени разряда конденсатора равна:

$$\tau \approx (R_{B2} + R_{K1}), \quad (2.16)$$

В ходе процесса разряда конденсатора напряжение на базе $VT2$ повышается и в момент t_1 напряжение на базе $VT2$ достигает значения U_{BO2} , при котором транзистор открывается. С открыванием $VT2$ начинает уменьшаться напряжение на его коллекторе, уменьшается ток через резистор R и напряжение на базе $VT1$, однако последний продолжает оставаться в закрытом состоянии, поскольку его напряжение ЭБ превышает U_{BO1} . С открыванием $VT2$ ток, протекающий по R_{B2} все в большей степени ответвляется в базу $VT2$, соответственно уменьшается ток, ответвляющегося в емкостную цепь, а напряжение на

В момент t_2 напряжение на базе VT1, уменьшаясь, достигает напряжения U_{BO1} и VT1 начинает открываться. Теперь оба транзистора открыты, рабочие точки их находятся в активной области характеристик, резко повышается коэффициент усиления петли разомкнутой ОС. В мультивибраторе начинается лавинообразный процесс опрокидывания в другое квазистойчивое состояние. При этом с уменьшением базового потенциала транзистора VT1 повышается потенциал его коллектора. Положительный скачок коллекторного напряжения передается через C на базу VT2, еще больше открывая его. Во время лавинообразного процесса формируется положительный выброс напряжения на базе VT2. В результате лавинообразного процесса оба транзистора мультивибратора открываются, а VT2 к тому же и насыщается. Токи имеют индекс i'' (в закрытом состоянии i').

Конденсатор C начинает перезаряжаться по цепям: БЭ открытого VT2 и ЭК открытого VT1, через R_{B2} , R_{K1} и источники питания. Так как $R_{K1} + R_{B2} \gg r_{BЭ2}$ и $r_{ЭК1}$, то постоянная времени разряда:

$$\tau \approx (R_{B2} + R_{K1})C \quad (2.17)$$

где $r_{BЭ2}$ - сопротивление перехода база-эмиттер VT2, $r_{ЭК1}$ - сопротивление перехода эмиттер-коллектор VT1.

С разрядом C напряжение на базе VT2 быстро уменьшается (см. положительный выброс на диаграмме U_{B2} рис. 2.10), уменьшается базовый ток VT2, однако его коллекторный ток заметно не уменьшается. Разряд C производится в промежутке $t_2 - t_3$. В момент t_3 начинается процесс рассасывания неосновных носителей в области базы VT2, который длится до момента t_4 . В промежутке времени $t_3 - t_4$ VT2 выходит из насыщения и в момент t_4 одновременно с уменьшением базового тока резко уменьшается и его коллекторный ток. Начинается лавинообразный процесс перехода мультивибратора в другое квазистойчивое состояние. Напряжение на коллекторе VT2 повышается, увеличивается ток i''_R , протекающий через резистор R, снижается ток i''_{B1} , потенциал коллектора VT1 снижается, отрицательный скачок коллекторного напряжения через C передается на базу VT2, закрывая его. Повышается напряжение на коллекторе VT2 и, соответственно, на базе VT1, еще больше закрывая VT1 и т.д. В результате этого лавинообразного процесса оба транзистора полностью закрываются.

Стадия релаксации τ_2 (см. рис. 2.10) определяется следующей зависимостью:

$$\tau_2 \approx R_{B2}C \quad (2.18)$$

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 \quad (2.19)$$

где τ_1 - длительность импульса на коллекторе VT1, τ_2 - длительность стадии релаксации, τ_3 - длительность состояния, когда VT2 открыт, а VT1 еще закрыт.

Ждущие мультивибраторы (ЖМВ) – одновибраторы (ОВ)

Одновибраторы предназначены для формирования прямоугольных импульсов с заданной длительностью и амплитудой. Кроме того, с помощью одновибратора можно задерживать импульс на заданное время. Одним из вариантов одновибратора является несимметричный мультивибратор с эмиттерной связью. Схема такого одновибратора содержит двухкаскадный ключ с ПОС. Одна из связей между каскадами осуществляется с помощью конденсатора, другая - с помощью общего резистора. Схема одновибратора изображена на рис. 2.11а, временные диаграммы – на рис. 2.11б.

С помощью резистора $R_Э$ без дополнительного источника смещения можно обеспечить одно устойчивое состояние при закрытом транзисторе VT1 и насыщенном VT2. Плавное изменение длительности импульсов осуществляется с помощью коллекторного потенциометра $R_{К1}$.

Принцип работы одновибратора заключается в следующем. В исходном установившемся состоянии ток конденсатора $C_Б$ равен нулю. Поэтому транзистор VT2, база которого соединена с резистором $R_Б$ и источником отрицательной полярности $E_К$, открыт. Через $R_Э$ протекает ток $I_{Э2}$ VT2, создающий напряжение для запираания VT1. При закрытом VT1 в исходном состоянии конденсатор $C_Б$ заряжен до напряжения $E_К - R_Э I_{Э2}$. При открытии VT1 запускающим импульсом конденсатор $C_Б$ начинает разряжаться, обуславливая уменьшение тока эмиттера VT2. Это приводит к еще большему увеличению токов VT1. Поэтому при запуске одновибратора развивается лавинообразный процесс, в результате которого VT1 переходит в открытое, а VT2 – закрытое состояние. Разряжающийся через резистор $R_Б - E_К - R_Э$ КЭ VT1 конденсатор будет поддерживать VT2 в закрытом состоянии до тех пор пока напряжение на его базе не приблизится к нулю. После этого транзистор VT2 начнет открываться, вызывая закрывание VT1. $C_Б$ восстанавливает исходный заряд, заряжаясь от $E_К$ через $R_Э$ ЭБ VT2- $R_{К1}$.

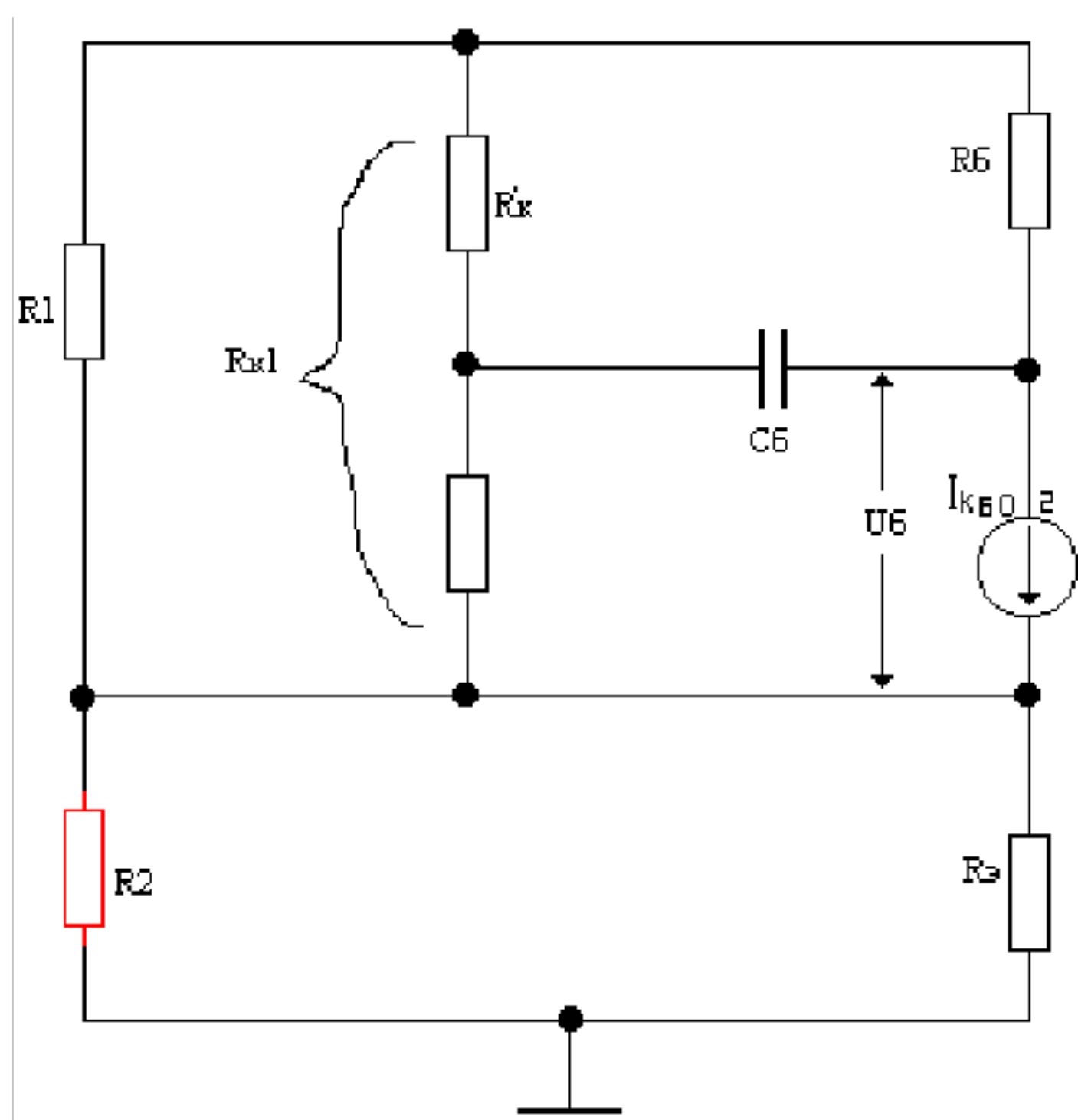
Амплитуда импульса на коллекторе выходного транзистора ($U_{К2}$) – см. рис. 2.11б, если обеспечивается насыщенный режим VT2, определяется так:

$$U_{К2} = E_К \frac{R_К}{R_К + R_Э} \quad (2.41)$$

Амплитуда импульса на $R_{К1}$:

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ	
Сертификат:	12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец:	Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022	

(2.42)



Исходя из эквивалентной схемы разряда конденсатора (рис. 2.12), длительность выходного импульса одновибратора определяется из следующего выражения:

$$t_u = C_B R_B \ln \left[\frac{E_k \frac{R_2(R_3+R_4)}{R_3(R_2+R_4)}}{E_k + R_B I_{KB02}} \right]$$

где $a = R_1 / R_{K1}$.

Из формулы (2.43) видно, что при $R_{K2} \gg R_3$ и $R_{K1} \gg R_3$ зависимость $t_u(a)$ может быть получена достаточно линейной.

При указанных выше условиях и когда $E_k \gg R_B I_{KB02}$

$$t_u = C_B R_B \ln(1+a)$$

При малом a (по сравнению с единицей)

$$t_u = C_B R_B a$$

Зависимость (2.43) можно упростить, воспользовавшись неравенствами: $R_{K2} \gg R_3$ и $R_{K1} \gg R_3$. Тогда при $a=1$ (т.е. нахождении движка в крайнем нижнем положении)

$$t_u \approx C_B R_B \ln \left(\frac{E_k}{E_k + R_B I_{KB02}} \right)$$

С учетом допущений, сделанных к (2.44) можно получить величину нестability длительности импульса

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

от температуры (выраженную в % или абсолютных единицах).

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$$\delta t_u \approx \delta \frac{R_{BKE}}{E_k} \frac{1}{\ln \left(\frac{E_k}{E_k + R_B I_{KB02}} \right)}$$

Время восстановления одновибратора определяется временем заряда конденсатора C_B :

$$t_B = (4 \div 5) C_B (R_{K1} + R_3).$$

Наибольшая скважность импульсов $Q = 1 + \frac{t_u}{t_B}$ при $I_{КБ0} = 0$ с учетом (2.45) и (2.47) – при условии насыщения VT2 :

$$Q = 1 + \frac{0,7B}{(4 \div 5)(R_1 + R_3)}$$

Длительность фронта импульса на коллекторе VT2 при отпирании

$$t_F = t_B \frac{R_1 + R_3}{h_{21} R_1 + R_3},$$

длительность среза импульса

$$t_C = t_F \frac{R_{BX}}{R_2 + R_3},$$

Условие насыщения транзистора VT1 имеет вид:

$$R_2 = \frac{h_{21} R_1 R_3}{h_{21} R_1 - R_2}$$

Закрытое состояние VT1 обеспечивается при выполнении неравенства:

$$R_2 \geq \frac{h_{21} (R_1 - R_2)}{1 - (R_2 + R_3) \frac{h_{21} I_{КБ0}}{E_K}}$$

Амплитуда запускающего (отпирającego) импульса, подаваемого на вход одновибратора:

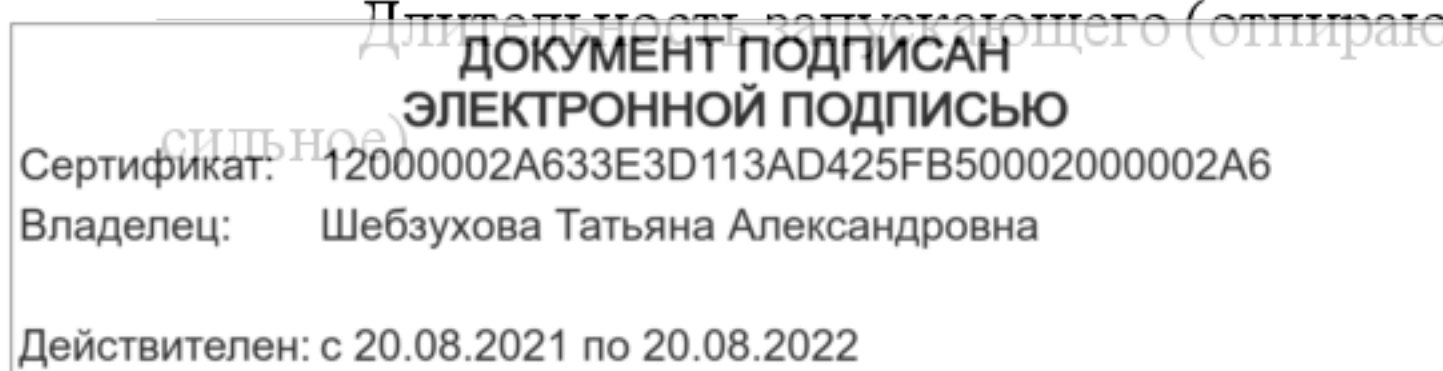
$$U_{зап} = \frac{E_K (R_2 + R_3)}{R_{зап} + R_2 + R_3},$$

где $t_{Зап}$ – длительность запускающего импульса, $R_{Зап}$ – внутреннее сопротивление генератора запускающих импульсов, $R_{Вх}$ – входное сопротивление отпирającego транзистора,

$$E_{зап} = \frac{E_K (R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_1 + R_2}$$

- напряжение, запирающее транзистор.

Длительность запускающего (отпирającego) импульса должна быть (неравенство не-



$$t_{изп} = t_{изп} \left[1 + \frac{R_3 R_4}{R_2 R_3} \right]$$

Если запирающий импульс подается на вход VT2, то он должен иметь длительность:

$$t_{зап} = \frac{R_3 R_4}{R_2 R_3} \left[1 + \frac{R_3 R_4}{R_2 R_3} \right]$$

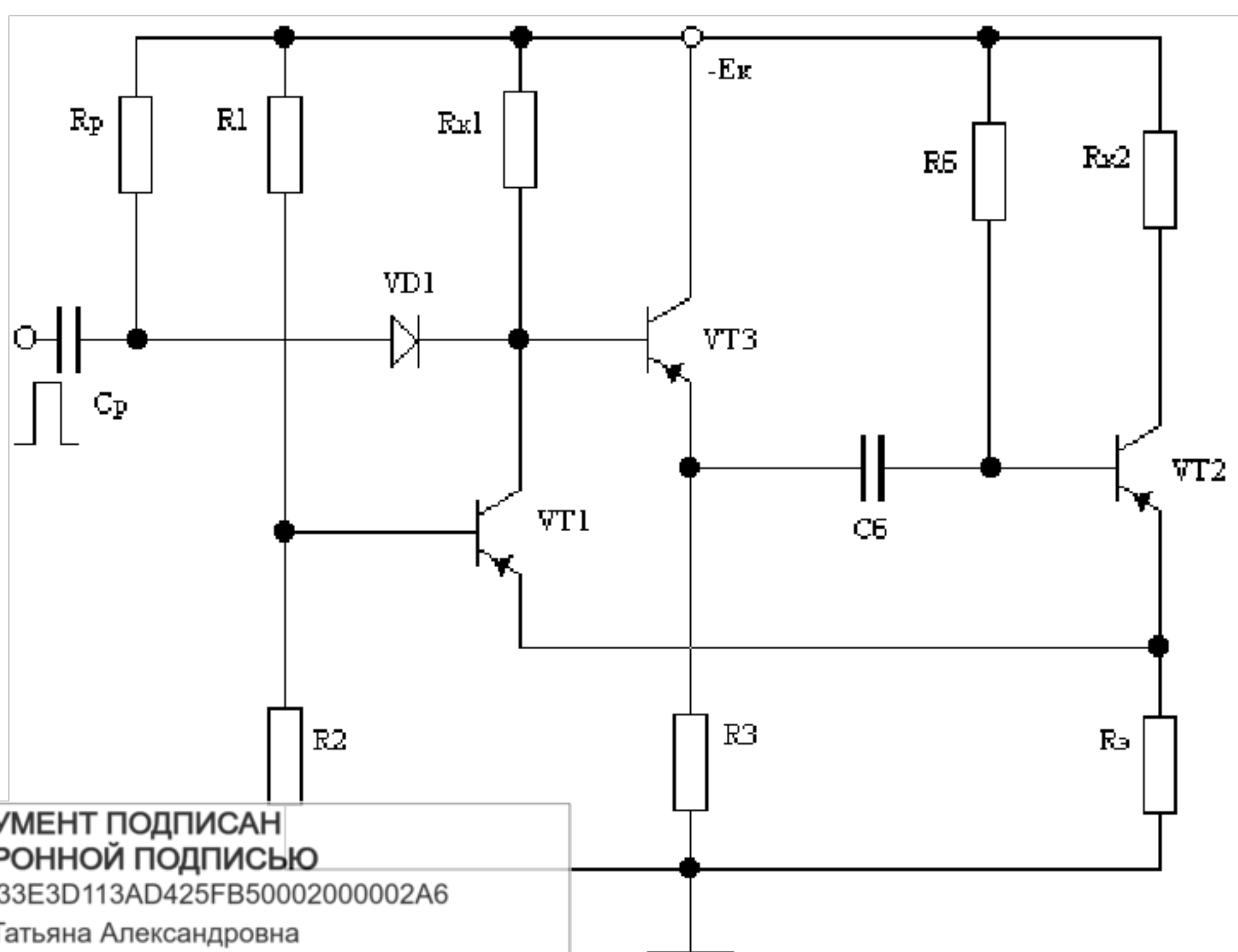
и амплитуду $U_{3AII} = \frac{R_3 R_4}{t_{изп} R_2}$

Время задержки срабатывания одновибратора примерно равно величине $t_{изп}$, определяемой по формуле (2.57) с учетом выражения (2.54).

Порядок расчета одновибратора следующий:

- при заданной нестабильности длительности импульса по формуле (2.46) рассчитывают сопротивление R_B ;
- по формуле (2.53) определяют сопротивление $R_{к2}$;
- по заданной амплитуде выходного импульса U_{m2} , известному напряжению E_k и рассчитанному значению $R_{к2}$ определяют сопротивление R_3 ;
- задаются сопротивлением $R_{к1} = (1,5 \div 2) R_{к2}$;
- по формулам (2.51) и (2.52) рассчитывают сопротивления R_2 и R_1 ;
- по формуле (2.43) определяют емкость конденсатора C_B ;
- по формулам (2.54)–(2.58) определяют параметры запускающего импульса.

Схема рис.2.11а обладает тем недостатком, что максимально допустимая скважность лежит в пределах 3-4 и рассчитывается по формуле (2.42). Для увеличения скважности Q



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

дополнительный эмиттерный повторитель для осуществления связи коллектора VT1 с базой VT2. Такой вариант построения с диодным запуском положительным импульсом показан на рис. 2.13. Диодный запуск обладает тем преимуществом, что в процессе опрокидывания диод VD1 отключает мультивибратор от цепи запуска, тем самым повышая его устойчивость.

Время восстановления в этом случае определяется так: наибольшая скважность

$$Q = \frac{C_2 R_{23}}{(4R_3 + R_{23} + R_{23}/h_{23})}$$

где $R_{23} = 15 \div 20 \text{ Ом}$.

Длительность фронта

$$t_{\phi} = \tau_{\beta\epsilon} \frac{R_3 + R_{23} + \frac{R_{23}}{h_{23}}}{h_{23}(R_2 + R_3)}$$

где $\tau_{\beta\epsilon}$ определяется, как показано в (2.49):

Длительность среза

$$t_{\epsilon} = \tau_{\beta\epsilon} \frac{R_3 + R_{23} + \frac{R_{23}}{h_{23}}}{h_{23}(R_2 + R_3)}$$

где $\tau'_{\beta\epsilon}$ определяется аналогично, как в (2.50).

Задания:

Задание №1

Рассчитайте симметричный мультивибратор с КБ емкостными связями при следующих исходных данных: амплитуда выходного импульса $U_m = C \text{ В}$, частота выходных импульсов $f = D \text{ кГц}$, длительность фронта $t_{\phi} = E \text{ мкс}$.

Варианты/ данные	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
C, В	10	12	15	20	27	20	15	12	10	27	24
D, кГц	1,0	1,5	0,9	0,85	1,2	1,0	1,3	1,0	0,9	1,0	1,5
E, мкс	1,5	1,6	1,7	1,8	1,5	1,4	1,3	1,4	1,6	1,7	1,8

Контрольные вопросы:

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

1. Как называются релаксационными? Что представляет собой регенеративный процесс?
2. Как подразделяются генераторы по форме импульсов?

3. Дать описание основных режимов работы ГИ.
4. Чем отличается режим автоколебаний от ждущего режима?
5. Описать принцип работы мультивибратора с КБ емкостными связями
6. Какие допущения приняты при использовании в расчете элементов мульти вибратора в эквивалентных схемах?
7. По каким цепям происходит заряд и перезаряд конденсаторов $C_{б1,2}$?
8. Указать основные моменты порядка расчета мультивибратора с КБ емкостными связями.
9. Описать принцип работы мультивибратора с КБ связями и дополнительным источником смещения.
10. Указать последовательность расчета элементов и параметров мультивибратора с КБ связями и дополнительным источником смещения.
11. В чем заключается преимущество и каковы недостатки мультивибратора на транзисторах с проводимостью разного типа?
12. Каков порядок расчета элементов и параметров одновибратора?
13. Как в одновибраторе регулируется ширина импульса?
14. Зачем нужен в мультивибраторе и одновибраторе эмиттерный повторитель?

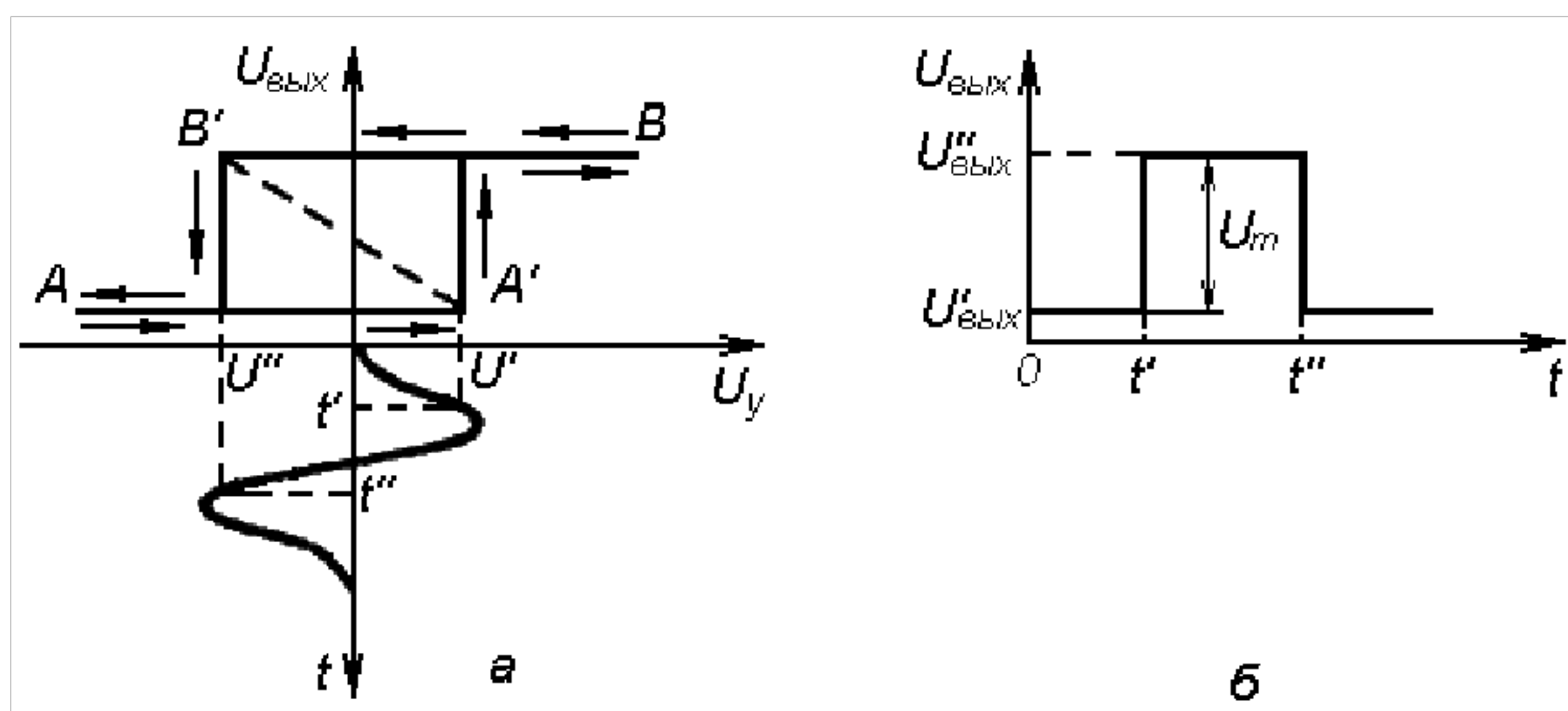
Практическая работа №8. Триггеры

Цель: получить практические навыки расчета триггеров

Основы теории:

Триггером называется устройство с двумя устойчивыми состояниями равновесия. Схема триггера представляет собой не инвертирующий усилитель постоянного тока выход, которого замкнут на вход. Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое (опрокидывание) происходит при воздействии внешнего (пускового) импульса. Опрокидывание триггера, как правило, сопровождается лавинообразным изменением токов и напряжений, если коэффициент усиления цепи обратной связи более единицы, т.е. обратная связь положительная. Если каскады триггера выполнены на идентичных схемах и элементах, то такой триггер называют симметричным, в противном случае – несимметричным.

Одной из основных характеристик триггера является его пусковая характеристика, т.е. зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от управляющего напряжения U_y на входе. В конечном итоге – триггер — это устройство с ПОС, имеющее два состояния устойчивого равновесия и возможность переходить из одного устойчивого состояния в другое под воздействием управляющего напряжения U_y при достижении им пороговых уровней U и U_- . Пусковая характеристика приведена на рис. 3.1а, а зависимость $U_{\text{вых}}(t)$ – на рис. 3.1б.



Пусковая характеристика: а) – зависимость напряжения $U_{\text{вых}}$ от управляющего U_y на входе. Эта характеристика обладает гистерезисными свойствами. Ширина области гистерезиса $U_T = U_{\text{вых}}'' - U_{\text{вых}}'$. Участки пусковой характеристики AA' и BB' соответствуют двум устойчи-

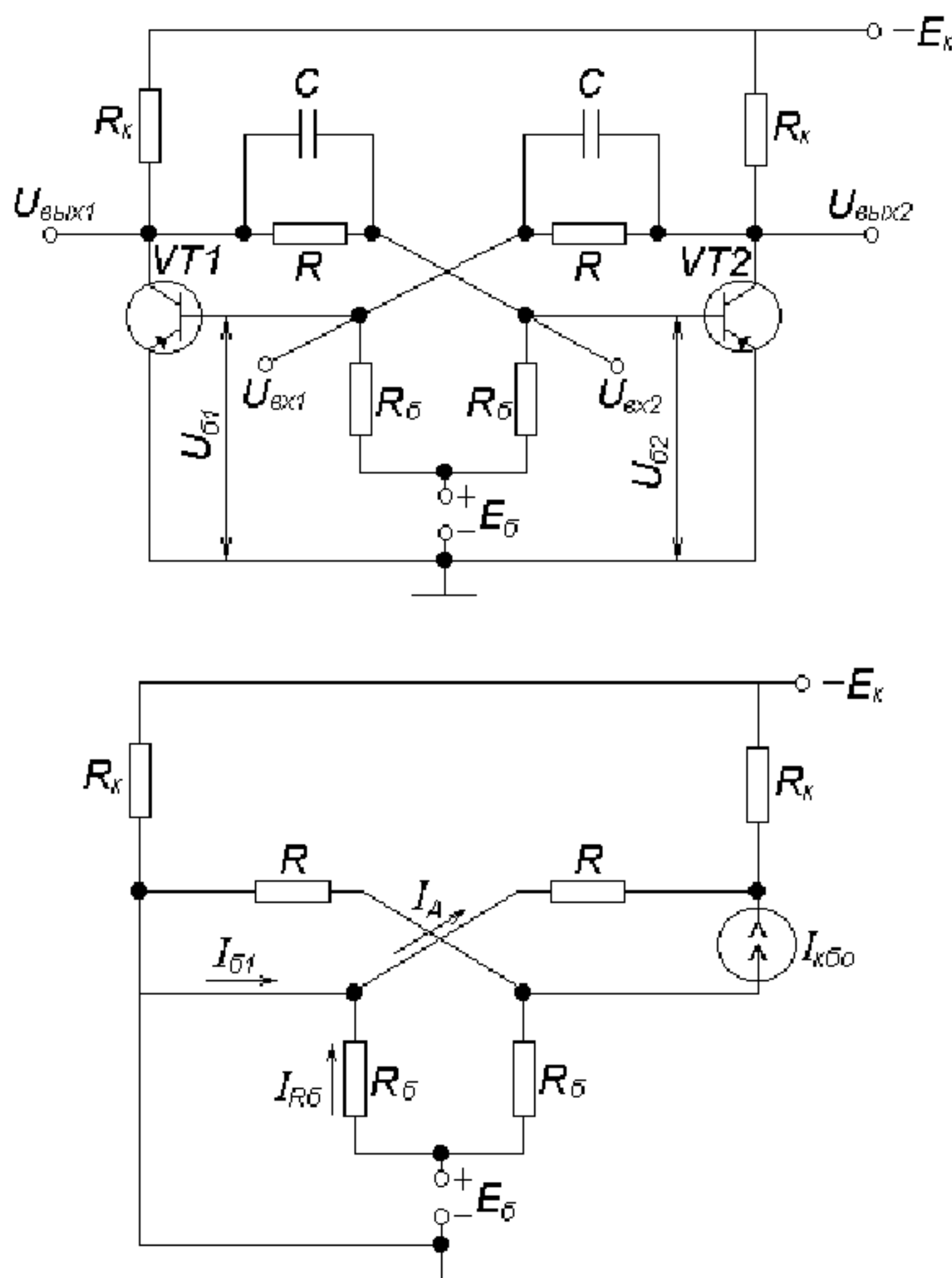
вым состояниям триггера, а точки A и B являются пороговыми значениями управляющего напряжения. Участки $A'B'$ с отрицательной крутизной характеристики (падающий участок) триггер имеет устойчивое состояние равновесия, сопровождающееся

лавинообразными изменениями (скачками) напряжений и токов. Управляющее напряжение, вызывающее срабатывание (опрокидывание) триггера, может представлять собой непрерывно изменяющееся напряжение или импульс, а выходное напряжение имеет вид скачков напряжения рис.3.1б.

Основний елемент тригера, як правило, багатокаскадний ключ з ПОС. Основні види симетричних тригерів – тригер з внутрішнім джерелом зміщення, тригер з автоматичним джерелом зміщення, тригер з нелінійною зовнішньою зв'яззю. Основним видом несиметричних тригерів є тригер з еміттерною зв'яззю (тригер Шмідта).

Симметричный триггер с внешним источником смещения (E_0)

показан на рис. 3.2а, эквивалентная схема – на рис. 3.2б. Триггер



представляет собой двухкаскадный ключ с ОЭ, выход которого замкнут на вход. Связь между каскадами осуществляется с помощью резисторов R , включенных между коллекторами и базами смежных каскадов. Поэтому такой триггер называют

триггером Шмидта (или триггером с лавинной связью). Управляющие конденсаторы C шунтируют процессы переключения триггера. Триггер имеет два устойчивых состояния равновесия: транзистор $VT1$ насыщен, а $VT2$

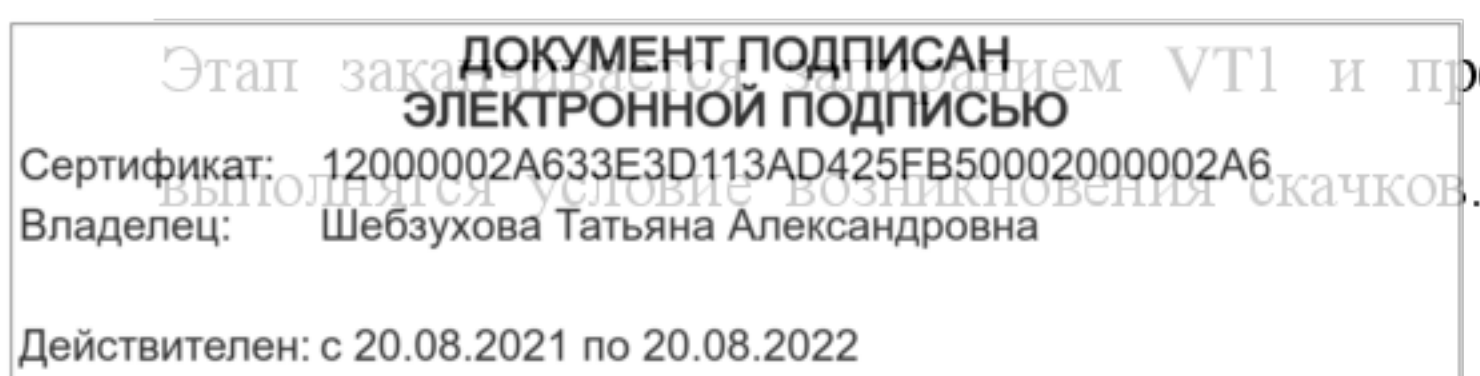
ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Триггер имеет два устойчивых состояния равновесия
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

закрит и наоборот. Допустим, в исходном состоянии VT1 насыщен, а VT2 – закрыт. Тогда эквивалентную схему можно представить в виде схемы рис. 3.2б, где насыщенный транзистор изображен эквипотенциальной точкой, а закрытый транзистор – генератором тока $I_{к60}$. Закрытое состояние VT2 будет обеспечиваться положительным напряжением E_6 , которое через делитель RR_6 приложено к базе VT2.

Насыщенное состояние VT1 будет поддерживаться за счет выбора резистора R такой величины, чтобы выполнялось условие $I_R - I_6 \geq I_{6H}$. После прихода на базу VT1 запускающего импульса напряжения $U_{вх1}$ положительной полярности начинается переход триггера в другое состояние устойчивого равновесия. Процесс опрокидывания триггера можно разбить на 4 этапа: на первом этапе под воздействием $U_{вх1}$ происходит рассасывание избыточных носителей в базе VT1. Внешних изменений в схеме не наблюдается. Этап заканчивается выходом транзистора VT1 из границы насыщения на границу активной области и восстановлением его усилительных свойств. На втором этапе ток коллектора VT1 под действием $U_{вх1}$ начинает уменьшаться, вызывая уменьшение (т.е. возрастание по абсолютной величине) коллекторного напряжения. Отрицательное приращение коллекторного напряжения VT1 через RC-цепь подается на базу VT2. Когда указанное приращение компенсирует положительное смещение на базе VT2, он из закрытого состояния перейдет на границу открытой области и восстановит усилительные свойства. Первые два этапа представляют собой стадию подготовки триггера. Теперь оба транзистора работают в усилительном режиме, и, следовательно, произведение коэффициентов усиления каскадов $K_1 K_2 \gg 1$, а общий фазовый сдвиг $\angle k_1 + \angle k_2 = 2\pi$, т.е. выполняются условия возникновения скачков – регенеративного процесса схем, замкнутых в кольцо.

С этого момента начинается третий этап – этап регенерации, в течении которого происходит лавинообразное изменение токов и напряжений. Скорость регенерации велика и ограничивается инерционными свойствами транзисторов и паразитными емкостями. На этапе регенерации ток $I_{к1}$ еще уменьшается, а отрицательное напряжение $U_{к1}$ увеличивается и почти полностью проходит через конденсатор C на базу VT2, вызывая его форсированное отпирание. $I_{к2}$ увеличивается, что приводит к увеличению коллекторного напряжения (т.е. уменьшению его по абсолютной величине). Положительное приращение коллекторного напряжения через конденсатор C передается с коллектора VT2 на базу VT1. Происходит дальнейшее уменьшение коллекторного тока VT1 и т.д.

Этап заканчивается прекращением действия ПОС, т.е. перестает



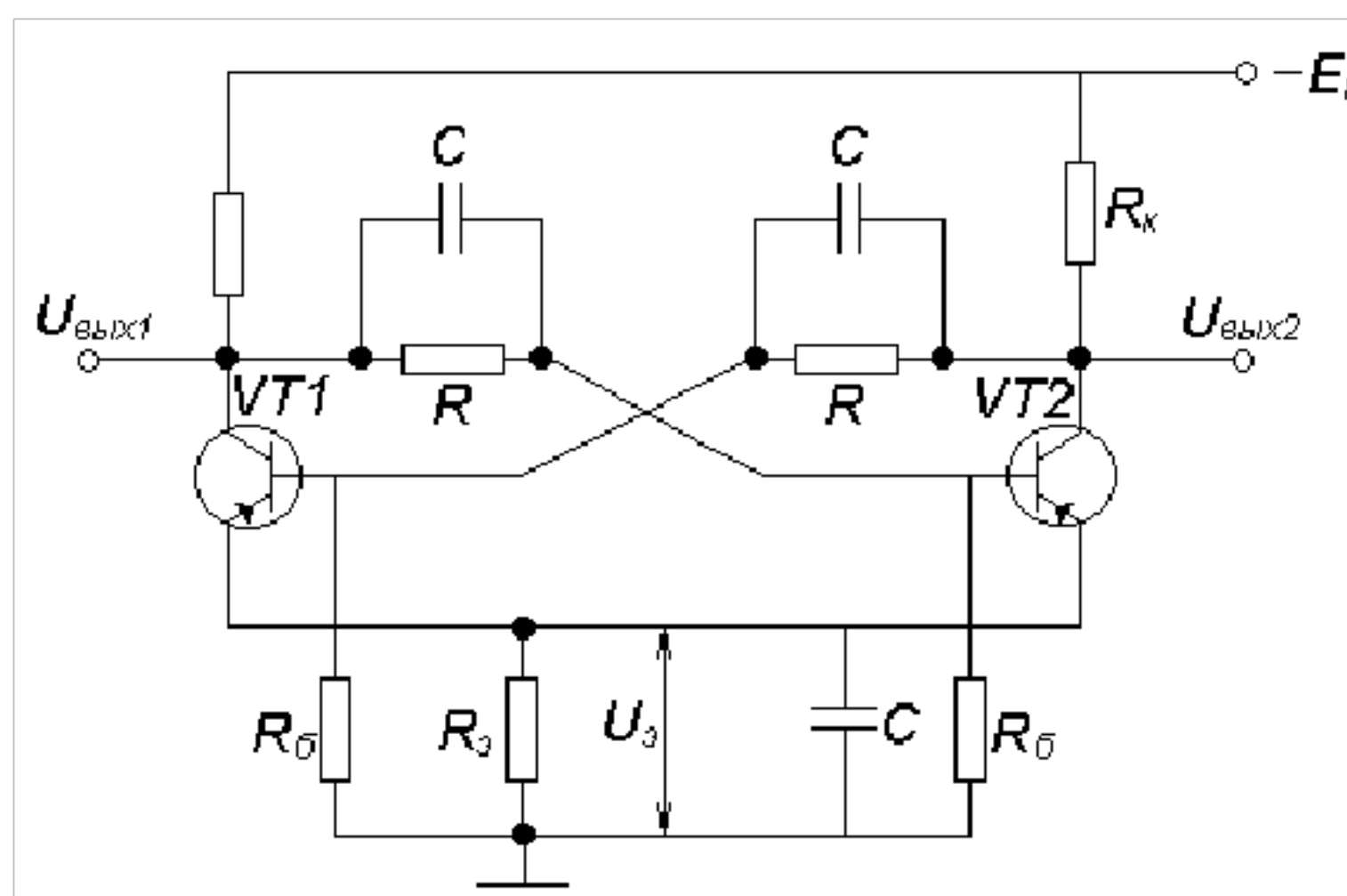
На четвертом этапе (восстановления) VT2 насыщается и устанавливаются коллекторные напряжения транзисторов VT1 и VT2. Напряжение на коллекторе VT1 стремится к величине $-E_k$. Время установления этого напряжения определяется временем заряда конденсатора C через резистор R_k в коллекторной цепи VT1 и эмиттерный переход транзистора VT2. Для уменьшения этого времени необходимо уменьшить постоянную времени $\tau = CR_k$, т.е. это требование противоположно тому, что сформулировано для времени установления напряжения VT. Триггер переходит в состояние устойчивого равновесия, при котором VT1 закрыт, а VT2 – насыщен.

Для возвращения триггера в исходное состояние необходимо подать на базу транзистора VT2 запускающий импульс $U_{вх2}$ положительной полярности. Т.е. при подаче двух запускающих импульсов формируется прямоугольный импульс с длительностью, равной периоду повторения запускающих импульсов. $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ изменяются в противофазе и снимаются с VT1 и VT2.

Аналитические выражения для расчета t_f , t_c , F_{max} , т.е. длительности фронта, спада импульсов, максимальной частоты переключения, а также элементов триггера, исходя из условий ключевого режима работы транзисторов VT1 и VT2, будут приведены при описании методики расчета триггера.

Триггер с автоматическим смещением.

При отсутствии дополнительного источника смещения можно использовать триггер с автоматическим смещением (рис.3.3).



В этой схеме роль источника смещения E_6 выполняет напряжение U_3 , созданное на R_3 при протекании I_3 . Конденсатор C_3 выбирается достаточно большой емкости, чтобы напряжение U_3 во время опрокидывания триггера не изменялось. Кроме того,

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

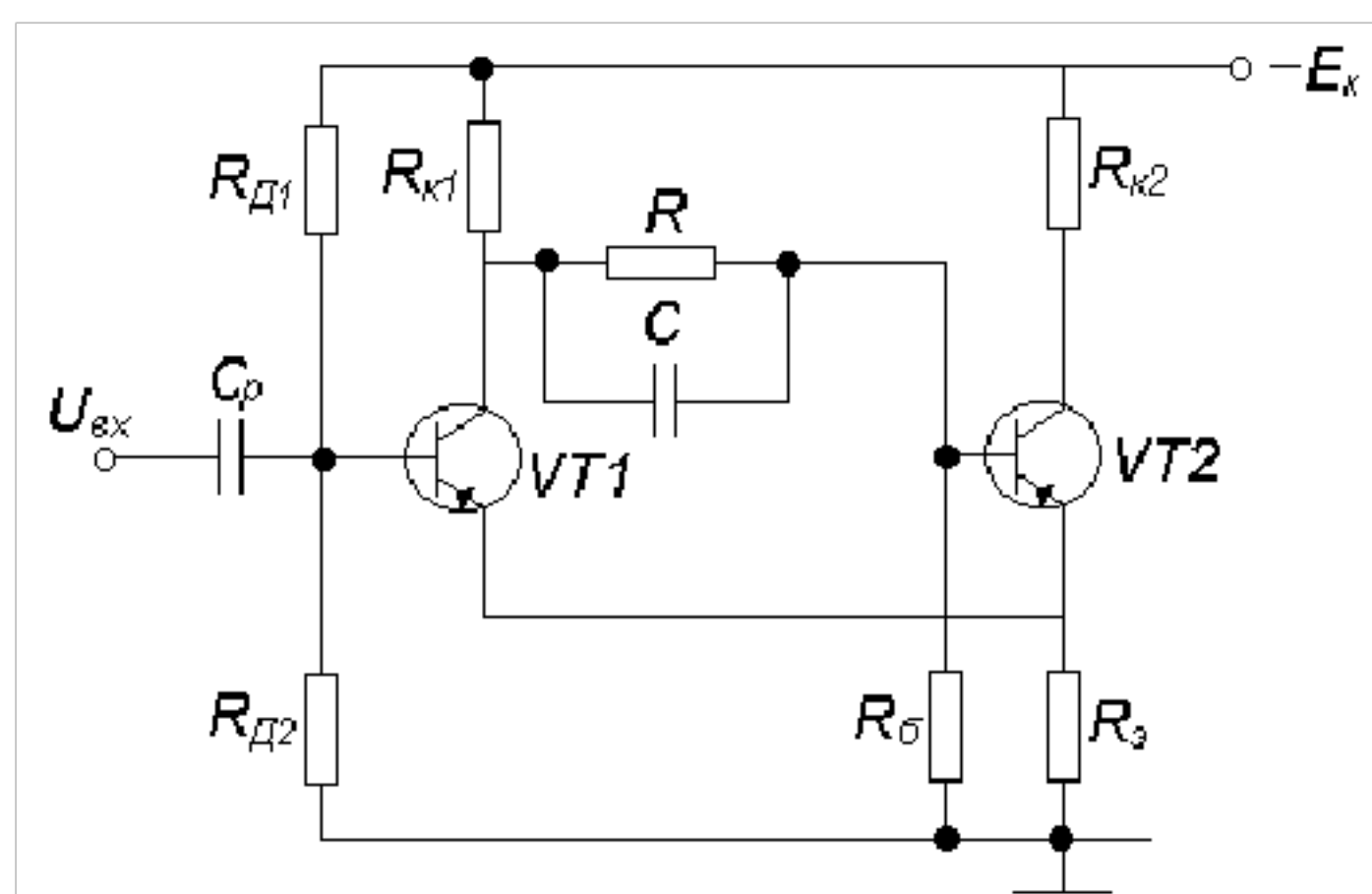
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

C_3 служит для устранения ООС, которая может иметь место при переключении триггера из-за несимметричности схемы. $C_3 = 20/(f_a R_3)$, где f_a – граничная частота транзи-

стором в схеме ОБ, и имеет величину порядка несколько тысяч пФ. Условия обеспечения устойчивых состояний у такого триггера аналогичны триггеру с источником E_6 . Расчетные соотношения для определения параметров (включая U_m – амплитуду выходных импульсов) будут приведены ниже. Быстродействие таких триггеров примерно одинаково, что и с источником E_6 . Недостатки триггеров с автоматическим смещением: амплитуда выходного импульса меньше на величину U_3 , требуется наличие дополнительных элементов R_3 и C_3 .

Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта).

Он широко применяется для преобразования аналогового сигнала в дискретный (например, синусоидального напряжения в импульсы прямоугольной формы), для сравнивания амплитуд выходных сигналов (т.е. как компаратор) и для порогового переключения (т.е. как пороговый переключатель уровней).



Основное отличие от симметричного триггера (рис. 3.4а) – одна коллекторно-базовая связь через резистор R заменена другой – через резистор R_3 – общий для двух каскадов. Через резистор R_3 осуществляется не только ПОС транзистора $VT2$ со входом $VT1$, но и ООС по току, возникающая в каскаде на транзисторе $VT1$. В процессе опрокидывания преобладающей является ПОС, т.к. приращение тока эмиттера в транзисторе $VT2$ значительно больше, чем в транзисторе $VT1$. Это объясняется тем, что $\Delta I_{э2VT2}$ определяется произведением коэффициентов усиления транзисторов $VT1$ и $VT2$, а $\Delta I_{э1}$ – коэффициентом усиления только $VT1$.

Триггер с эмиттерной связью, как и симметричные триггеры, имеют два устойчивых состояния равновесия. Запуск триггеров осуществляется с помощью импульсов чередующейся полярности, обычно подаваемых на базу транзистора $VT1$ или с помощью медленно изменяющегося напряжения. Во втором случае необходимость в

делителя
ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

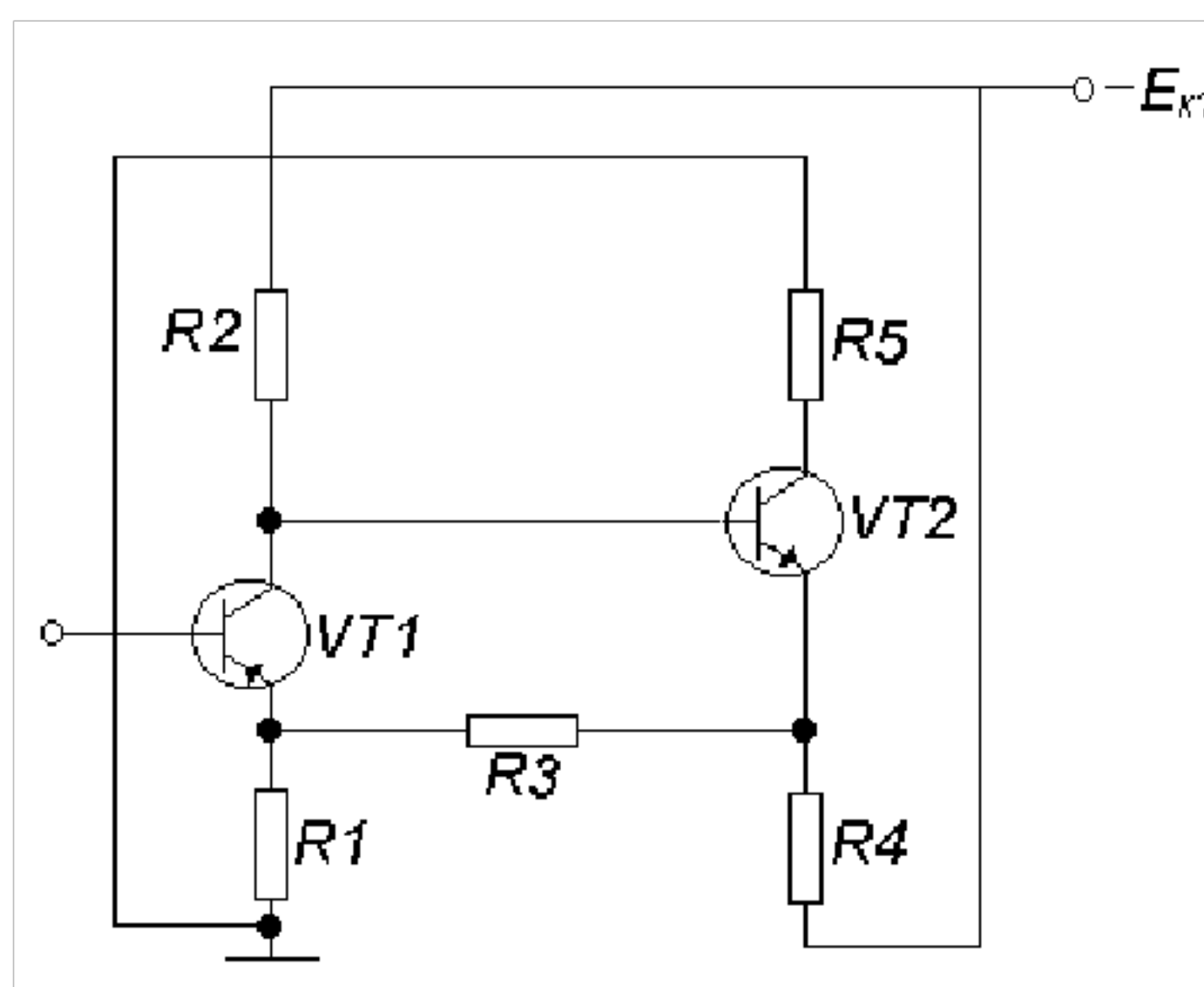
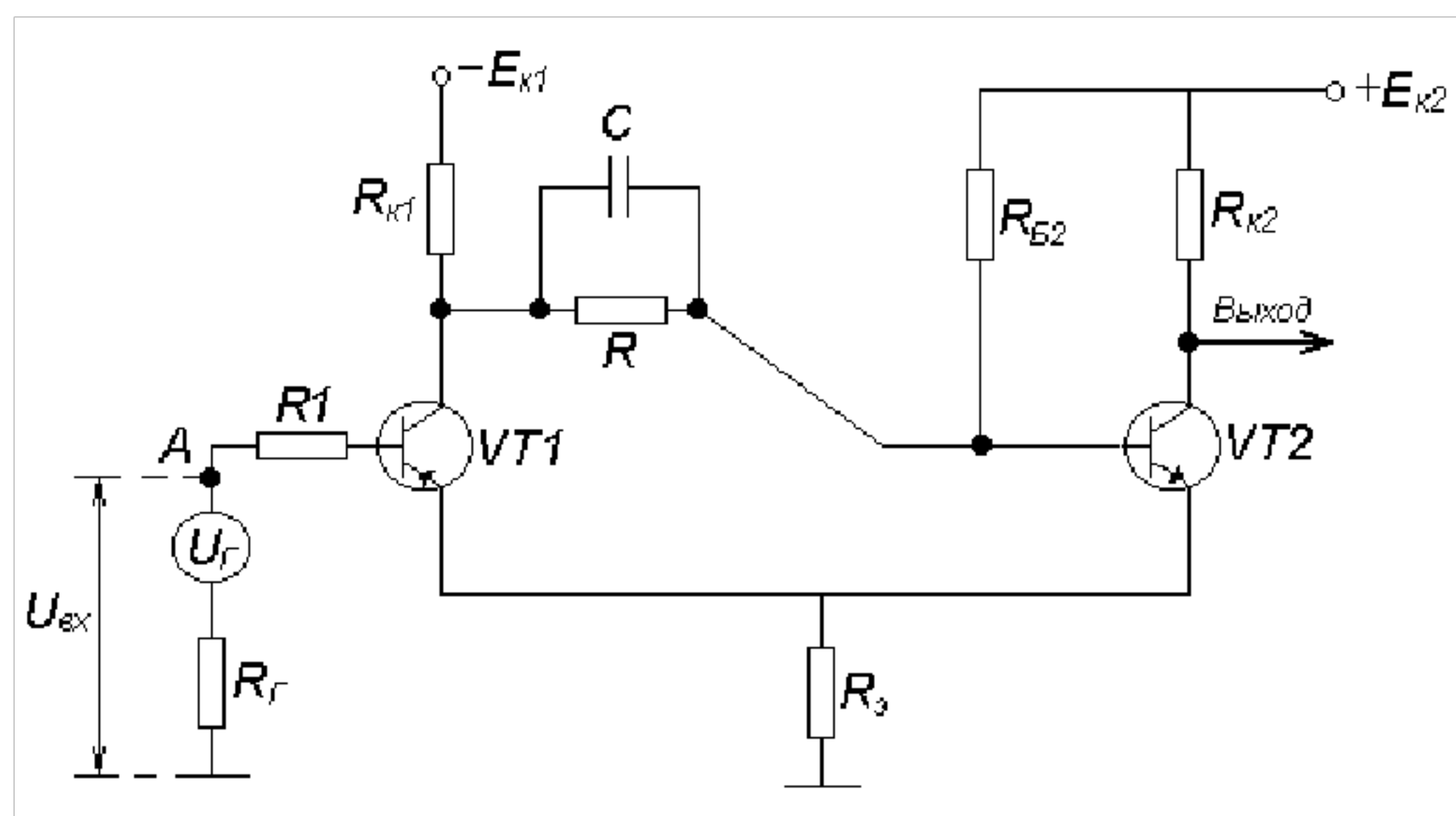
Запуск в режиме общего входа не применяется из-за нагрузки обычно подключается к коллектору $VT2$, т.к. коллектор $VT2$ не связан с цепью ПОС, то его влияние на опрокидывание

триггера практически исключено. Конденсатор C имеет, ориентировочно, ту же величину, что и у симметричного триггера. Устойчивые состояния триггера обеспечиваются соответствующим расчетом элементов, который будет приведен ниже. Амплитуда импульса на коллекторе $U_m = E_k R_{k2} / (R_{k2} + R_3)$.

Представляют интерес разновидности несимметричных триггеров рис. 3.4б,в.

Триггеры с эмиттерной связью на транзисторах с проводимостью разного типа (п-р-п и р-п-р).

Эти триггеры имеют также два состояния равновесия, однако в них оба транзистора закрываются, либо оба открываются. Кроме того, триггеры Шмитта могут быть с простыми эмиттерными связями (рис. 3.4б) и сложными (рис. 3.4в).



В схеме рис.3.4б резистор R_1 служит для обеспечения необходимого режима работы транзистора VT1 (т.е. является ограничителем тока базы). Резистор R_{62}

шунтирования эмиттерного перехода VT2 насыщенным транзистором VT1. При закрытых транзисторах через него передается запирающий потенциал на базу транзистора VT2.

Резистор R_3 служит для обеспечения ПОС с транзистора VT2 на VT1. С-формирующая емкость. В схеме рис.3.4в резисторы R_2 и R_5 являются коллекторными нагрузками VT1 и VT2. Резисторы R_1, R_3, R_4 находятся в цепи эмиттерной ОС.

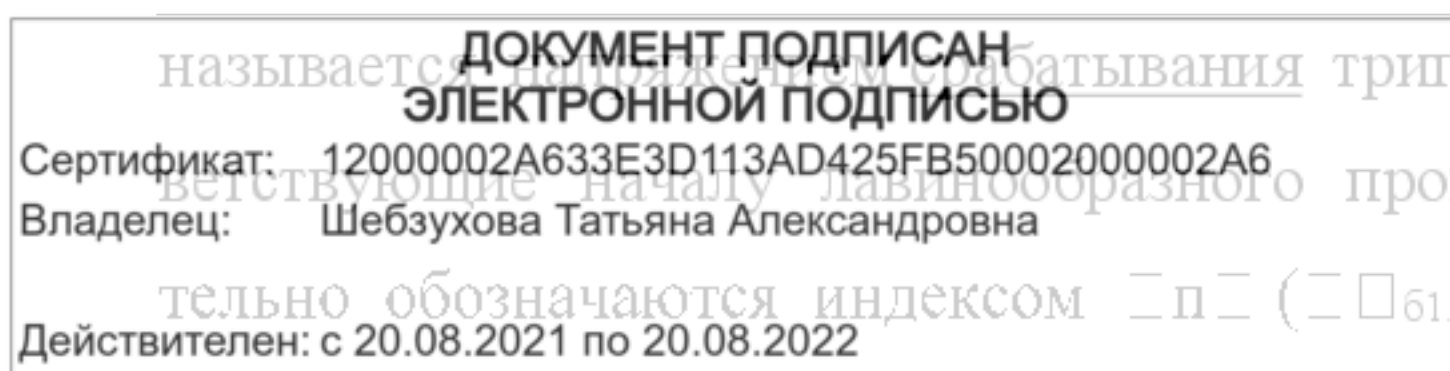
Рассмотрим принцип работы схемы на рис.3.4б. При подаче на вход триггера отрицательного напряжения $U_{вх}=U_0$ такой величины, что оба транзистора находятся в открытом и насыщенном состоянии и через них протекают следующие токи: $I_{к1}$; $I_{к2}$; $I_{э1}$; $I_{э2}$; $I_{б1}$; $I_{б2}$ (со знаком $-$, когда выходной транзистор VT2 открыт, когда VT2 закрыт – индекс $-$). Токи $I_{э1}$ и $I_{э2}$ противоположны по направлению. Обычно $I_{э2} \approx I_{э1}$, т.е. $U_{э}$ положительно по отношению к корпусу устройства, $U_{э} \approx U_{б2}$; $U_{б1} \approx U_{э1}$, но положительно относительно корпуса.

При $U_{вх} = U_0$, $U_{б1}$ увеличивается, а $U_{б2}$ уменьшается, т.к. VT1 насыщен $I_{к1}$ остается практически неизменным, а $I_{э1}$ несколько уменьшается за счет изменения $I_{б1}$. В связи с уменьшением $I_{э1}$ несколько повышается $U_{э}$, т.к. $I_{э2}$ практически не изменяется (VT2 насыщен). Существенное изменение $I_{б1}$ происходит до тех пор, пока VT1 находится в режиме насыщения.

При некотором входном напряжении $U_{вх}=U_1$ одновременно с уменьшением $I_{б1}$ происходит уменьшение $I_{к1}$, т.е. снижается $U_{к1}$ увеличивается ток через R_1 и, следовательно, уменьшается ток $I_{б2}$. Триггер по прежнему находится в устойчивом состоянии равновесия. Уменьшение тока $I_{б2}$ происходит до тех пор, пока транзистор VT2 находится еще в насыщении.

При входном напряжении $U_{вх}=U_{вх.п}$ транзистор VT2 выходит из состояния насыщения, резко повышается петлевой коэффициент усиления и в триггере начинается лавинообразный процесс опрокидывания во второе устойчивое состояние равновесия. В результате лавинообразного процесса транзисторы VT1 и VT2 полностью закрываются и через них протекают весьма малые коллекторные токи $I_{к1}$ и $I_{к2}$, базовые $I_{б1}$, $I_{б2}$ и эмиттерные $I_{э1}$ и $I_{э2}$ токи. Напряжение $U_{э}$, при этом падает почти до нулевого значения, а $U_{к1}$ $U_{к2}$ увеличивается по абсолютной величине. При этом $U_{к2} \approx E_{к2}$, а $U_{к1} \approx U_{к2} - E_{к1}$, т.к. по резистору $R_{к1}$ помимо $I_{кб01}$ протекает резко возросший ток, ответвляющийся в R_1 . Величина $U_{вх.п} \approx U_{тп}$

называется пороговым напряжением переключения триггера. Все знаки токов и напряжений, соответствующие началу лавинообразного процесса называются пороговыми и дополнительно обозначаются индексом $-п$ ($I_{б1п}$ и т.д.).



При дальнейшем увеличении входного напряжения $U_{вх} = U_{вх.п}$ увеличивается $U_{б1}$ закрытого VT1 и $U_{бэ1}$. Остальные напряжения и токи изменяются незначительно (предел увеличения - $U_{бэ1.маx}$ по техническим условиям (ТУ) на VT1). При снижении входного сигнала, т.е. при $U_{вх} = U_{11} > U_{1} = U_{вх.п}$ в триггере плавно падают напряжения $U_{б1}$ и $U'_{бэ1}$. При $U_{вх} = U_{11}$ напряжение $U_{бэ1}$ становится равным напряжению открывания транзистора VT1 и при дальнейшем уменьшении $U_{вх}$ транзистор VT1 все больше и больше открывается. Возрастают $U_{б1}$; $U_{к1}$; $U_{э1}$, повышается напряжение $U_{к1}$. Вследствие возрастания $U_{э1}$ уменьшается $U_{бэ1}$ и становится отрицательным относительно корпуса устройства.

В результате увеличения $U_{к1}$ повышается $U_{б1}$ из-за чего происходит интенсивное повышение напряжения $U_{бэ2}$.

При входном напряжении $U_{вх} = U_{вх.п}$ напряжение $U_{бэ2}$ увеличивается и достигает напряжения $U_{бэ2}$ открывания транзистора VT2, он переходит в активную область, резко возрастает общий коэффициент усиления двух транзисторов и в триггере начинается лавинообразный процесс опрокидывания в первоначальное состояние устойчивого равновесия.

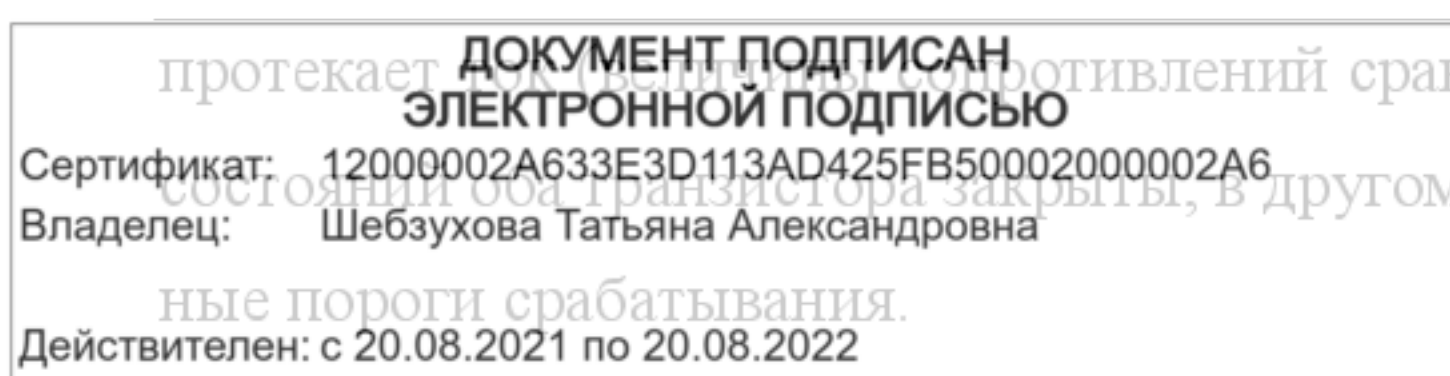
В результате этого лавинообразного процесса транзисторы VT1 и VT2 открываются, т.е. $U_{вх} = U_{вх.п} = U_{тп}$ является вторым пороговым уровнем триггера. Это напряжение называется напряжением отпускания (все токи и напряжения этого режима также обозначаются с индексом $п$ - пороговые).

После второго опрокидывания триггера происходит следующее. При последующем уменьшении входного сигнала ($U_{вх} = U_{11}$) происходит уменьшение напряжения $U_{б1}$, возрастание $U_{к1}$, некоторое уменьшение $U_{э1}$, и следовательно, $U_{бэ2}$. Оба транзистора открыты и насыщены. Триггер находится в первоначальном состоянии устойчивого равновесия. При повышении $U_{вх}$ процессы в триггере повторяются.

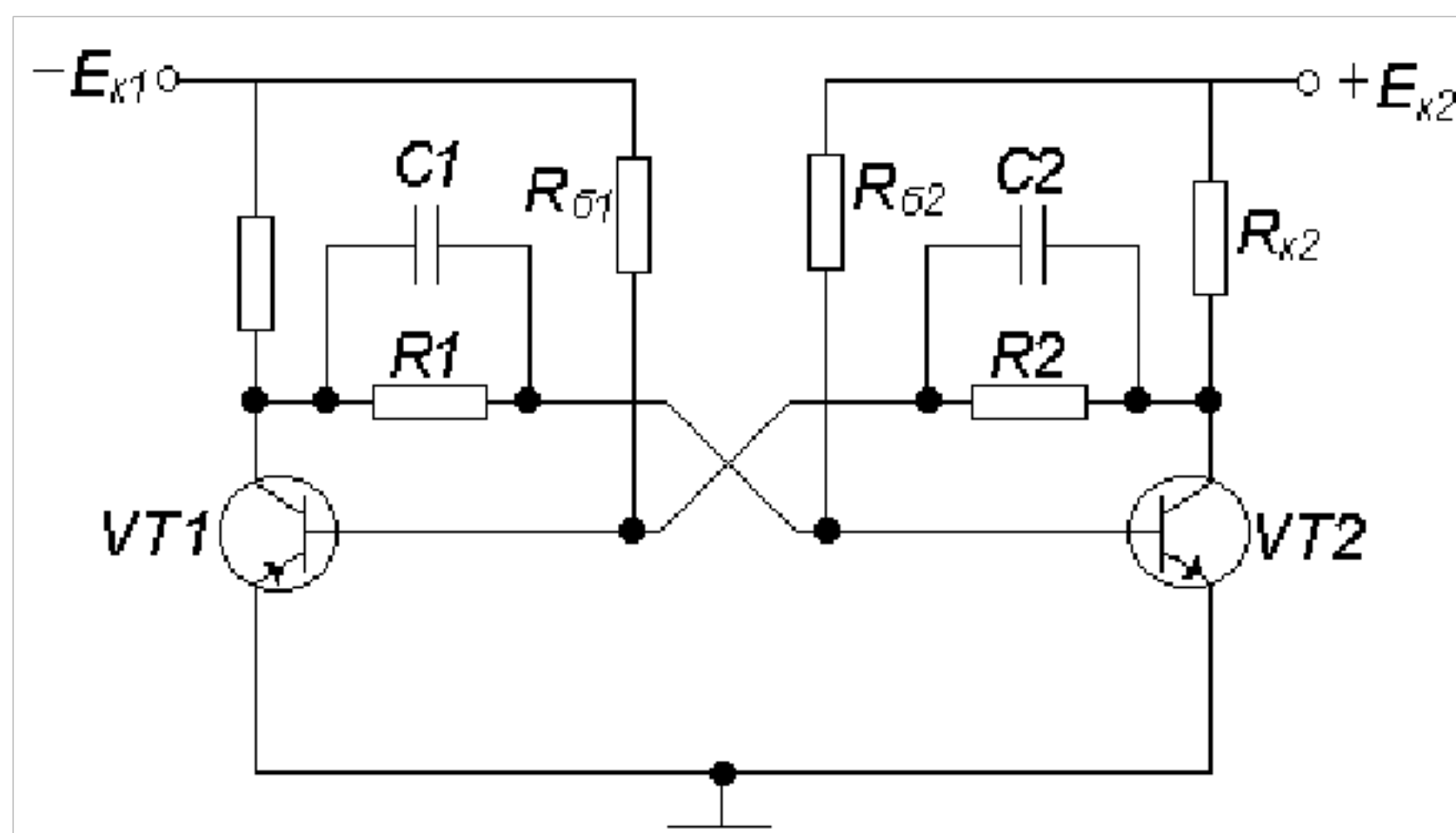
При расчете элементов триггера составляется система уравнений, исходя из двух устойчивых состояний равновесия, и определяются необходимые значения элементов.

Триггер со сложной эмиттерной связью (триггер Мита Фумио и Сисабаки Танаха) является аналогом несимметричного триггера. Он может быть и на транзисторах одноступенчатой проводимости, но с двумя источниками питания $+E_k$ и $-E_k$. Триггер расходует несколько большую энергию, т.к. при закрытых транзисторах VT1 и VT2 через R1, R3, R4

протекает ток, следовательно, потерь сравнительно невелики). В одном из устойчивых состояний оба транзистора закрыты, в другом – открыты. У такого триггера более стабиль-



Симметричный триггер с КБ-емкостными связями на транзисторах с проводимостью разного типа



Для расчета задается $F_{\max}$, U_{m1} , U_{m2} -максимальная частота переключений, амплитуды выходных импульсов, диапазон температур окружающей среды ($t_{\max}$, $t_{\min}$), допуск на изменение напряжения источников питания $\Delta E = \Delta E/E$, допуск на отклонение величины сопротивлений от значений по техническим условиям (номинальных значений) $\Delta R = \Delta R/R$, амплитуда и длительность запускающих импульсов U_3 и t_3 , минимальная потребляемая мощность (P или $P_{\min}$).

Задания:

Задание №1

Рассчитать элементы и параметры триггера, симметричного с коллекторно-базовыми емкостными связями и общим входом при амплитуде импульсов $U_m = C$ В, частоте переключения $F_{\text{пер}} = D$ кГц, максимальной температуре окружающей среды $t_{\max} = E$ °С, $E_k = F$, $R = G$. Исходные данные для различных вариантов приведены в таблице.

Варианты / данные	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
C, В	12	10	11	15	12	10	11	12	15	20	15
D, кГц	400	350	380	450	380	300	320	350	400	420	430
E, °С	70	65	60	65	60	65	60	70	65	60	70
F	0,1	0,08	0,09	0,12	0,14	0,13	0,11	0,1	0,08	0,09	0,1
G	0,05	0,1	0,12	0,08	0,1	0,12	0,09	0,13	0,09	0,12	0,15

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

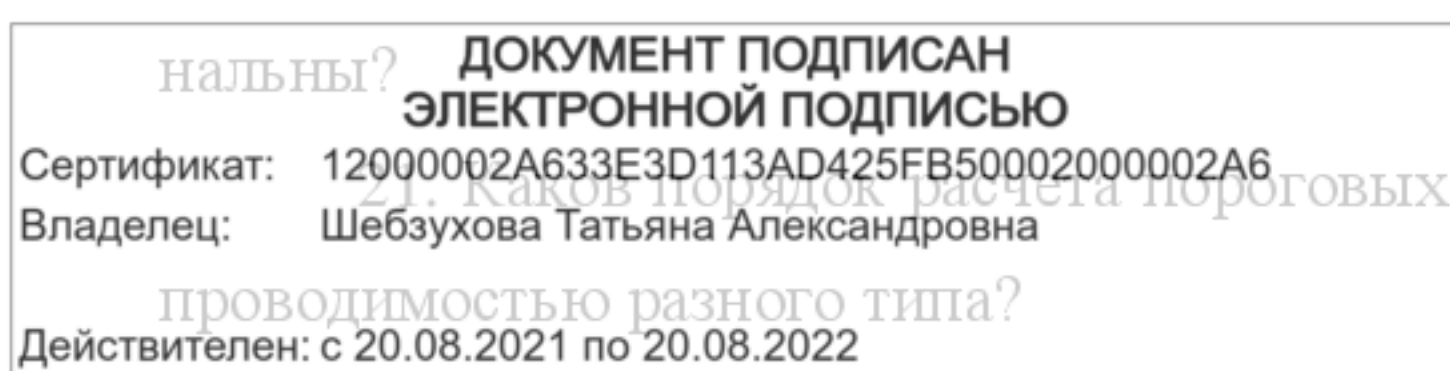
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Контрольные вопросы:

1. Дать определение триггера. Какой триггер называется симметричным, какой несимметричным?
2. Что представляет собой пусковая характеристика триггера?
3. Какие типы и виды триггеров используются, в основном, в импульсной технике?
4. Описать принцип работы симметричного триггера с внешним источником питания.
5. Каковы основные этапы работы триггера?
6. Описать принцип работы триггера с автоматическим включением.
7. Каков принцип работы триггера Шмитта на транзисторах с односторонней проводимостью?
8. Описать принцип работы триггера Шмитта на транзисторах с проводимостью разного типа.
9. Каковы основные этапы работы и какими параметрами они характеризуются?
10. Чем отличается триггер М.Фумио и С.Танахи от триггера Шмитта?
11. Каков порядок расчета симметричного триггера с коллекторно-базовыми емкостными связями?
12. Чем отличается порядок расчета триггера от симметричного триггера с КБ связями, но на транзисторах с проводимостью различного типа?
13. Каков порядок расчета симметричного триггера с КБ емкостными связями на транзисторах разного типа проводимости?
14. Как учитываются при расчете триггеров величины h, R, E ?
15. По каким основным параметрам выбираются транзисторы в триггерах?
16. Что представляют собой ограничения?
17. Каков порядок расчета симметричных триггеров с автоматическим смещением?
18. Каков порядок расчета несимметричного триггера с эмиттерной связью на транзисторах одного типа проводимости?
19. Каков порядок расчета несимметричного триггера с эмиттерной связью на транзисторах с проводимостью разного типа?
20. Из каких элементов состоит обобщенный делитель запуска триггеров Шмитта с транзисторами разнотипной проводимости? Какие варианты запуска наиболее рациональны?



уровней триггера Шмитта на транзисторах с

Практическая работа №9. Обработка результатов измерений

Цель: приобрести практические навыки обработки результатов измерений и определения погрешности измерений

Основы теории:

Количественная оценка свойств физических объектов или процессов осуществляется измерением физических величин. По своей сути «Измерение» - это познавательный процесс, заключающийся в сравнении опытным путём измеряемой величины с некоторым её значением, принятым за единицу.

Любое измерение производится с некоторой погрешностью (ошибкой), которая искажает результат измерения и позволяет лишь приблизительно оценить значение измеряемой величины.

Задачей экспериментатора и аналитика является учёт всех возможных погрешностей и обработка результатов измерений с целью их максимального приближения к действительному значению измеряемой величины.

По способу числового выражения различают абсолютные погрешности ΔA , выраженные в единицах измеряемой величины, и относительные δ , выраженные в % или долях от действительного значения.

$$\Delta A = A_x - A$$

$$\delta = \frac{\Delta A}{A}$$

A_x – измеренное значение,

A – действительное значение.

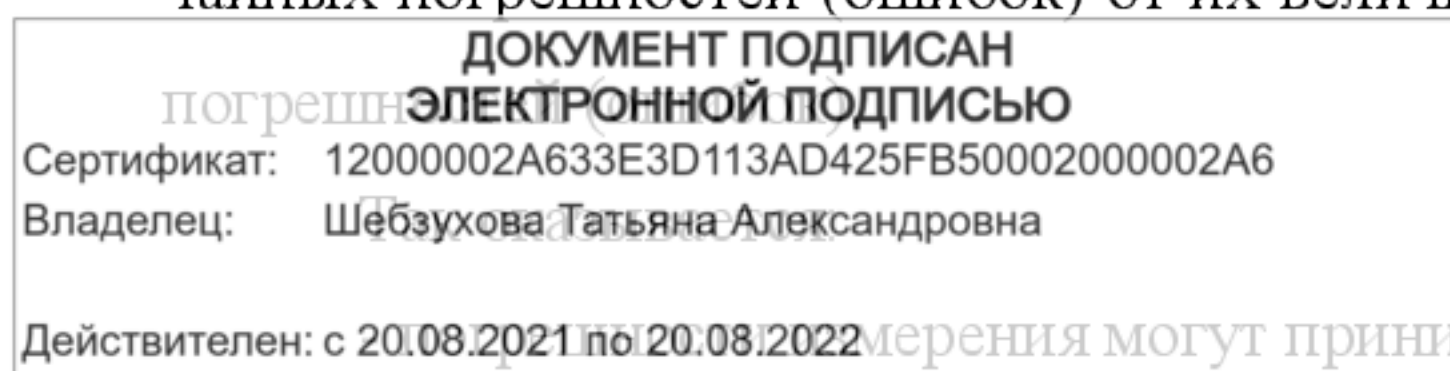
Если достоверна известна погрешность ΔA (влияние температуры, влажности, превышение над уровнем моря и т.д.), то в результат измерения следует внести поправку

$$A = A_x + \Delta C, \text{ где}$$

$\Delta C = -\Delta A$ – поправка: взятая с обратным знаком погрешность измерения.

Опыт показывает, погрешности подчиняются определённым статистическим законам.

Статистическая зависимость частоты или вероятности появления тех или иных случайных погрешностей (ошибок) от их величины называется законом распределения этих



- вероятность появления случайных погрешностей, равных по абсолютной величине, но противоположных по знаку, одинакова;

- вероятность появления малых случайных погрешностей больше вероятности появления больших случайных погрешностей (т.е. малые случайные погрешности встречаются чаще, чем большие).

На основании вышеизложенного и был получен так называемый нормальный закон (закон Гаусса) распределения погрешностей, который описывается формулой Гаусса:

$$\varphi_{(\Delta)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(a_i - A)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta}{\sigma}\right)^2}, \text{ где}$$

$\varphi_{(\Delta)}$ - плотность вероятности распределения погрешностей,

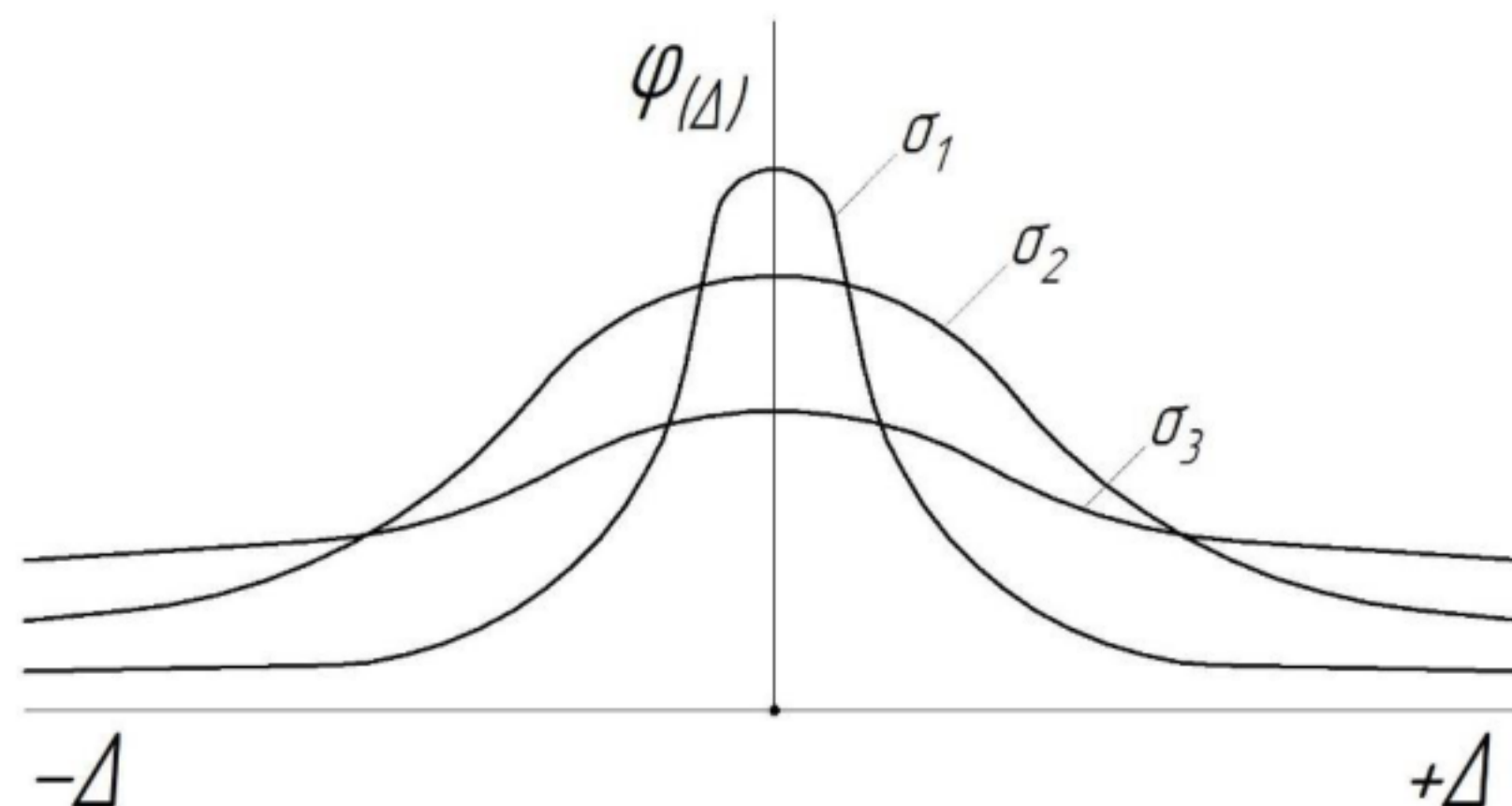
a_i - результат отдельного измерения.

σ – среднеквадратичная погрешность ряда измерений:

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \dots + \Delta_i^2 + \Delta_n^2}{n}} = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta_i)^2}{n}}, \text{ где}$$

Δ_i - случайная абсолютная погрешность отдельного измерения ($\Delta_i = a_i - A$).

Графически нормальный закон распределения погрешностей выглядит следующим образом:



где $\sigma_1 < \sigma_2 < \sigma_3$, т.е. малому значению σ соответствует преобладание малых случайных погрешностей.

На практике вместо действительного значения измеряемой величины A берётся его среднеарифметическое значение:

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

$$\bar{A} = \frac{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i}{n}.$$

По аналогии со случайной абсолютной погрешностью отдельного измерения Δ_i вводится понятие отклонения результата измерения от среднего значения

$$v_i = a_i - \bar{A}$$

v_i в метрологии называют остаточной погрешностью.

$\bar{A} \rightarrow A$ при бесконечном числе измерений. В реальности же среднеквадратичная погрешность определяется по формуле:

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n-1}}.$$

Для оценки погрешности отдельного измерения кроме среднеквадратичной погрешности пользуются вероятной погрешностью отдельного измерения ρ , под которой понимают погрешность, которая делит пополам все случайные погрешности на две равные части: в первой находится половина случайных погрешностей больших ρ ; во второй – половина случайных погрешностей меньших ρ .

$$\rho = \pm 0,6745\sigma \approx \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n-1}}.$$

Кроме σ и ρ в некоторых случаях используют среднеарифметическую погрешность θ :

$$\Theta = \pm \frac{\sum_{i=1}^n |v_i|}{\sqrt{n(n-1)}}.$$

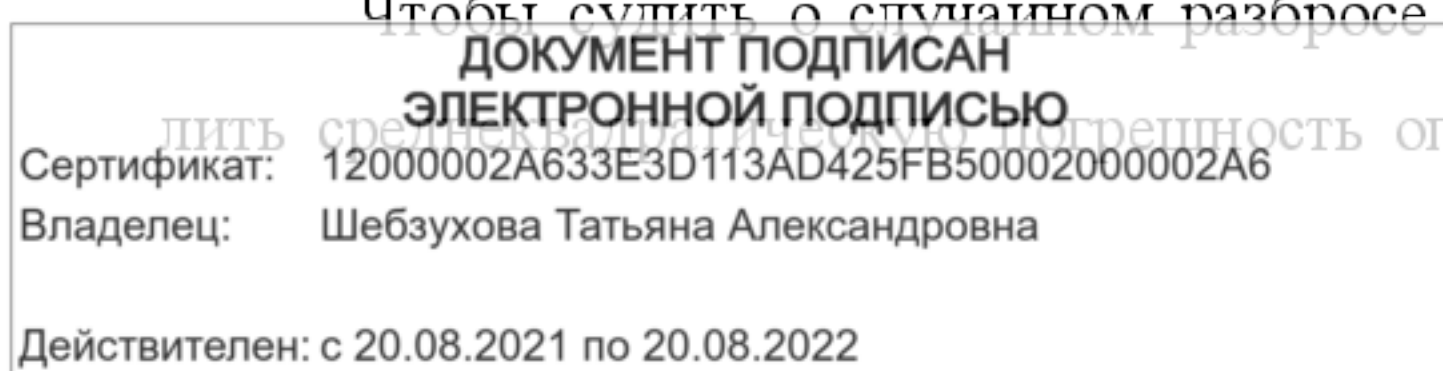
В теории ошибок доказывается, что $\Theta = \pm 0,8\sigma$.

Большое значение имеет т.н. максимальная погрешность измерения $M = \pm 3\sigma$.

Измерения с погрешностью $> 3\sigma$ значительно искажают результат. Такие измерения называют промахом и они должны быть исключены, как недостоверные.

Если произвести K серий измерений и в каждой серии выполнить n измерений с одинаковой точностью; затем для каждой серии вычислить среднеарифметическое значение измеряемой величины $\bar{A}$, то окажется, что эти среднеарифметические отличаются друг от друга в разных сериях k_i . Более того, они будут отличаться от истинного значения измеряемой величины A на случайную ошибку.

Чтобы судить о случайном разбросе среднеарифметического, необходимо вычислить среднеквадратичную погрешность определения среднеквадратического. В теории



ошибок доказывається, что эта погрешность будет в $\sqrt{n}$ раз меньше среднеквадратической погрешности отдельного измерения:

$$\sigma_{\bar{A}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n \cdot (n-1)}}, \quad \rho_{\bar{A}} = \frac{\rho}{\sqrt{n}} = \pm \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n \cdot (n-1)}},$$

$$\Theta_{\bar{A}} = \frac{\Theta}{\sqrt{n}} = \pm 0,8 \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n |v_i|}{n \cdot (n-1)}}, \quad M_{\bar{A}} = \pm 3\sigma_{\bar{A}} = \pm 3 \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n \cdot (n-1)}}.$$

Оценку погрешности отдельного измерения обычно проводят с помощью среднеквадратичной погрешности σ , а также максимальной погрешности M .

Среднеарифметическая погрешность отдельного измерения используется в том случае, если подозревается наличие систематической погрешности. В этом случае среднеарифметическая погрешность отдельного измерения определяется по двум формулам:

$$\Theta_1 = \pm \frac{\sum_{i=1}^n |v_i|}{\sqrt{n(n-1)}} \text{ и}$$

$$\Theta_2 = \pm 0,8\sigma.$$

Если вычисленные значения Θ_1 и Θ_2 значительно отличаются друг от друга (конкретное отличие определяется нормативом), то в данном ряде измерений предполагается наличие систематической погрешности.

Задания:

Задание №1

Измерить индуктивность силового реактора высокочастотного заградителя ВЗ-630-0,5 У1 и путём обработки полученных данных, определить её значение.

Контрольные вопросы:

1. В чем состоит обработка результатов измерений?
2. Какие измерения называются равноточными?
3. Какие знаки в числовом результате считаются верными?
4. Для чего проводятся многократные измерения одной и той же величины?
5. Что такое «промах», как можно исключить промахи при обработке результатов

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

6. Как обозначается класс точности на измерительном приборе.

7. Отличаются абсолютной и относительной погрешности.

8. Основные и дополнительные виды погрешностей. Случайные, систематические, грубые погрешности. Причины их появления.
9. Приведенная погрешность и способы ее определения.
10. Основные метрологические характеристики средств измерений. Относительная погрешность.
11. Как можно определить класс точности прибора экспериментальным путём.
12. Как правильно выбрать диапазон измерения физической величины, на что надо обращать внимание.
13. Виды погрешностей, определение каждого вида погрешностей. Что называется классом точности прибора. Как это понятие связано с точностью измерения?
14. Виды основных погрешностей. Причины возникновения погрешностей средств измерений.
15. Приведенная погрешность, единица измерения, формулы для ее определения. Значение приведенной погрешности.
16. Принцип и метод измерения.
17. Правильность и достоверность измерения.
18. Точность измерения. Что называется, классом точности прибора.
19. Истинное и действительное значения измеряемой величины.
20. Точность измерения. Какие классы точности утверждены стандартами. Как их можно классифицировать в зависимости от точности производимых измерений?

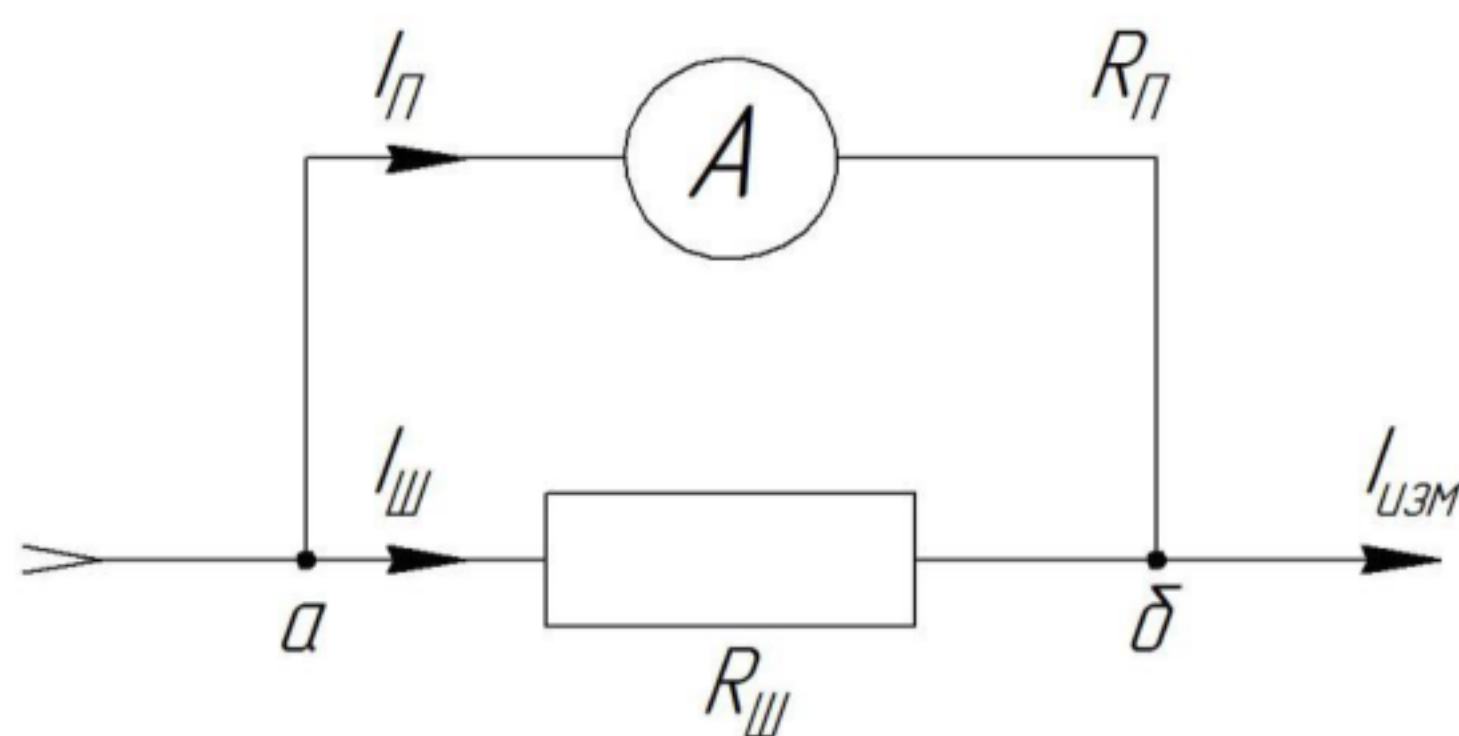
Практическая работа №10. Расчёт масштабных преобразователей

Цель: приобрести практические навыки расчета масштабных преобразователей для аналоговых измерительных приборов.

Основы теории:

Для измерения больших токов применяют т.н. масштабные преобразователи (шунты), сопротивление которых должно быть значительно меньше сопротивления прибора.

Шунт конструктивно имеет токовые контакты, которыми он включается в разрыв исследуемой цепи и потенциометрические контакты, к которым подключается измерительный прибор (амперметр)



Так как $I_{\Pi} R_{\Pi} = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}}$, а $I_{\text{ш}} = I_{\text{изм}} - I_{\Pi}$, то $I_A \cdot R_A = (I_{\text{изм}} - I_{\Pi}) \cdot R_{\text{ш}}$; откуда:

$$R_{\text{ш}} = \frac{I_A \cdot R_A}{I_{\text{изм}} - I_{\Pi}}.$$

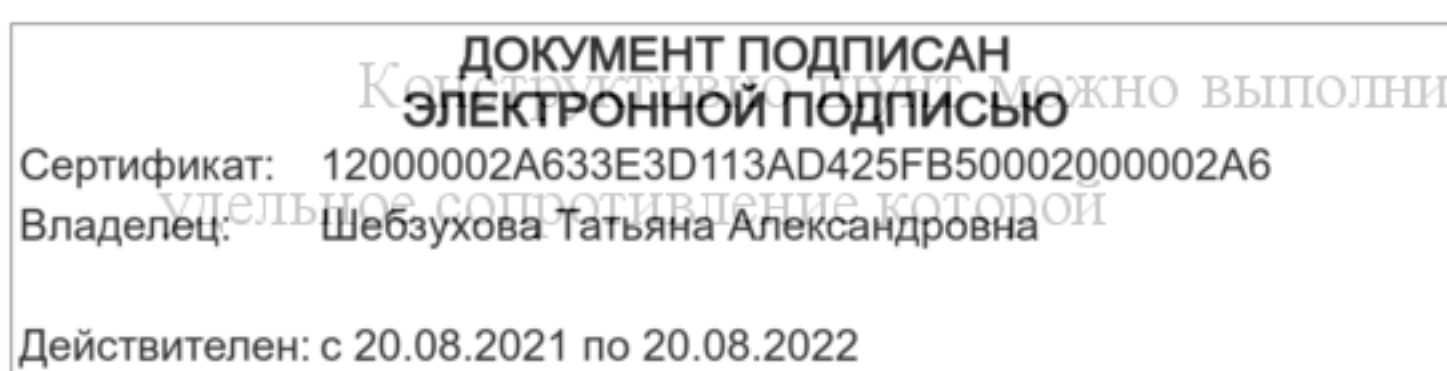
Пример расчёта шунта для амперметра магнитоэлектрической системы
Имеем:

- амперметр магнитоэлектрической системы с пределом измерения 50μA;
- сопротивление рамки прибора 5 Ом.

Необходимо:

- рассчитать сопротивление шунта для измерения тока с пределом 5 А,
- разработать конструкцию шунта,
- переградуировать шкалу прибора.

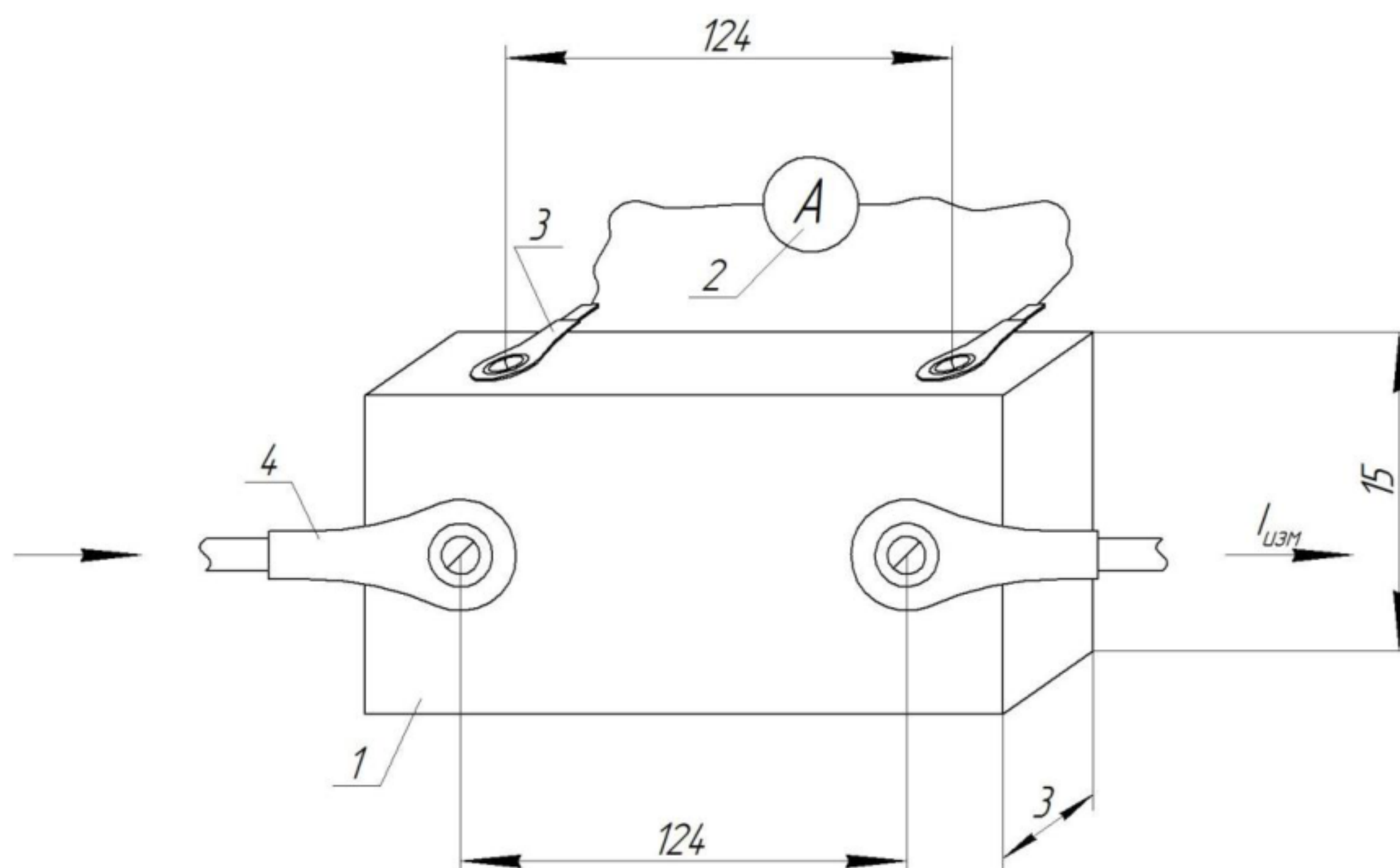
$$R = \frac{I_{\Pi} \cdot R_{\Pi}}{I_{\text{изм}} - I_{\Pi}} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{5 - 50 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^{-5} [\text{Ом}].$$



из калиброванной медной шины 15x3 мм,

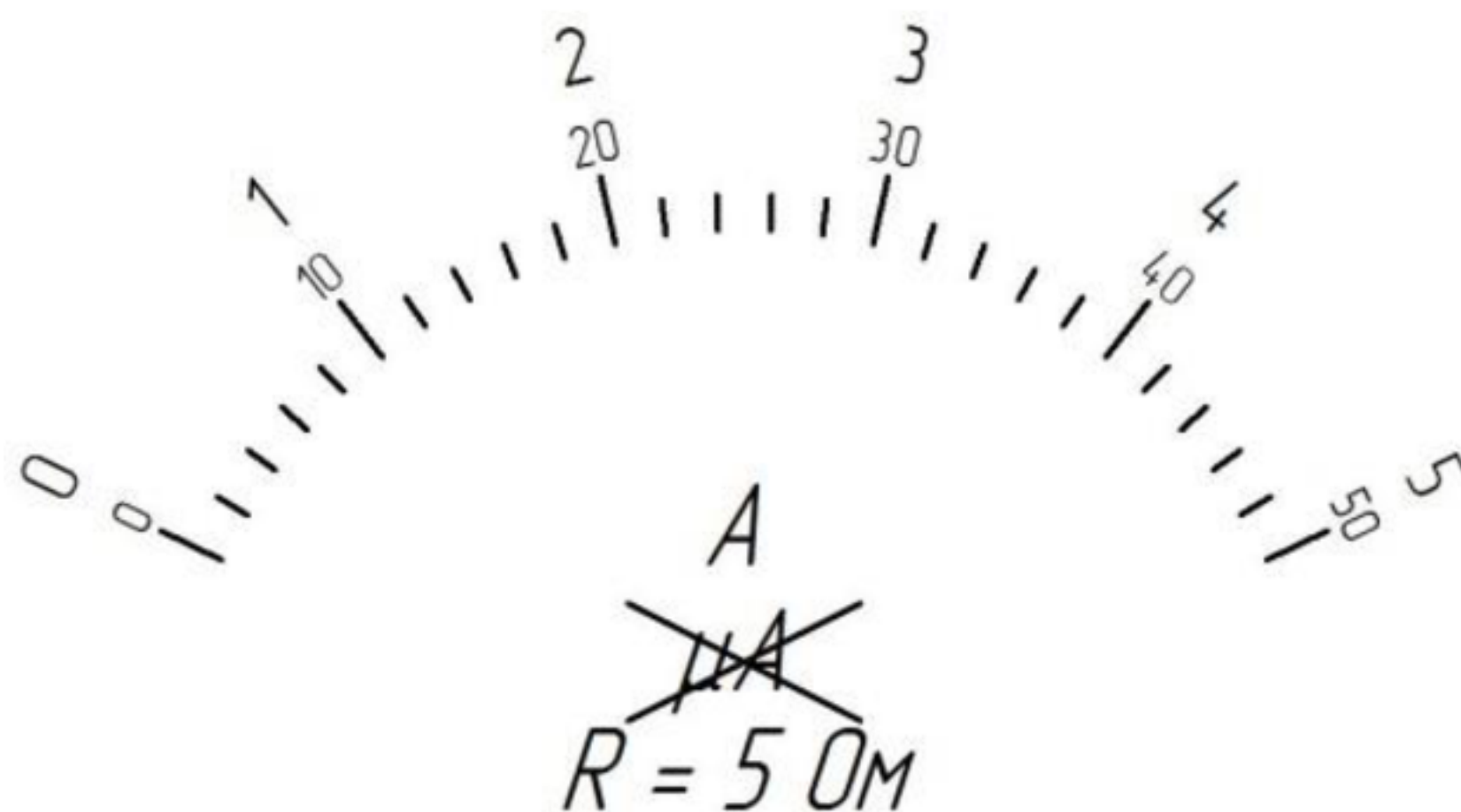
$$\rho_{Cu} = 0,0182 \frac{\text{Ом} \cdot \text{м}}{\text{мм}^2}.$$

Определим её длину. Т.к. $R = \rho \frac{l}{s}$, то $l = \frac{R \cdot s}{\rho} = \frac{5 \cdot 10^{-5} \cdot 3}{0,0182} = 0,124[\text{м}] = 124 \text{ мм}.$



- 1 - Шунт
- 2 - Измерительный прибор (амперметр)
- 3 - Выводы прибора
- 4 - Зажимы исследуемой цепи

Шкала электроизмерительного прибора после переградуировки должна выглядеть следующим образом:



Для измерения напряжения последовательно с рамкой измерительного прибора необходимо включить добавочное сопротивление, рассчитанное таким образом, чтобы ток через него не превышал предела измерения, указанного

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: ИПК Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Если необходимо изготовить многопредельный вольтметр, то количество добавочных сопротивлений должно соответствовать числу пределов измерений.

Задания:

Задание №1

Амперметр магнитоэлектрической системы с пределом измерения ($50\mu\text{A}$), сопротивление рамки прибора 5 Ом. Рассчитать добавочные сопротивления для измерения напряжения постоянного тока с пределами 60В, 150В, 300В, 600В, представить схему измерительного прибора, проградуировать шкалу.

Контрольные вопросы:

1. Для каких целей используется резистивный делитель?
2. Как рассчитать основные параметры резистивного делителя?
3. В каких цепях используется емкостной делитель?
4. Для чего используются шунты?
5. Как рассчитать сопротивление шунта?
6. Для чего используются добавочные резисторы?
7. Как рассчитать добавочный резистор?

Практическая работа №11. Измерение активной мощности в трехфазных цепях

Цель: приобрести практические навыки расчета и измерения активной мощности в трехфазных цепях

Основы теории:

Как известно, активная мощность трехфазной системы определяется выражением

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P_i dt = U_{A\phi} \cdot I_{A\phi} \cdot \cos \varphi_A + U_{B\phi} \cdot I_{B\phi} \cdot \cos \varphi_B + U_{C\phi} \cdot I_{C\phi} \cdot \cos \varphi_C, [3.1]$$

Это выражение и определяет в практическом плане схемы включения ваттметров в трехфазную систему для измерения ее активной мощности.

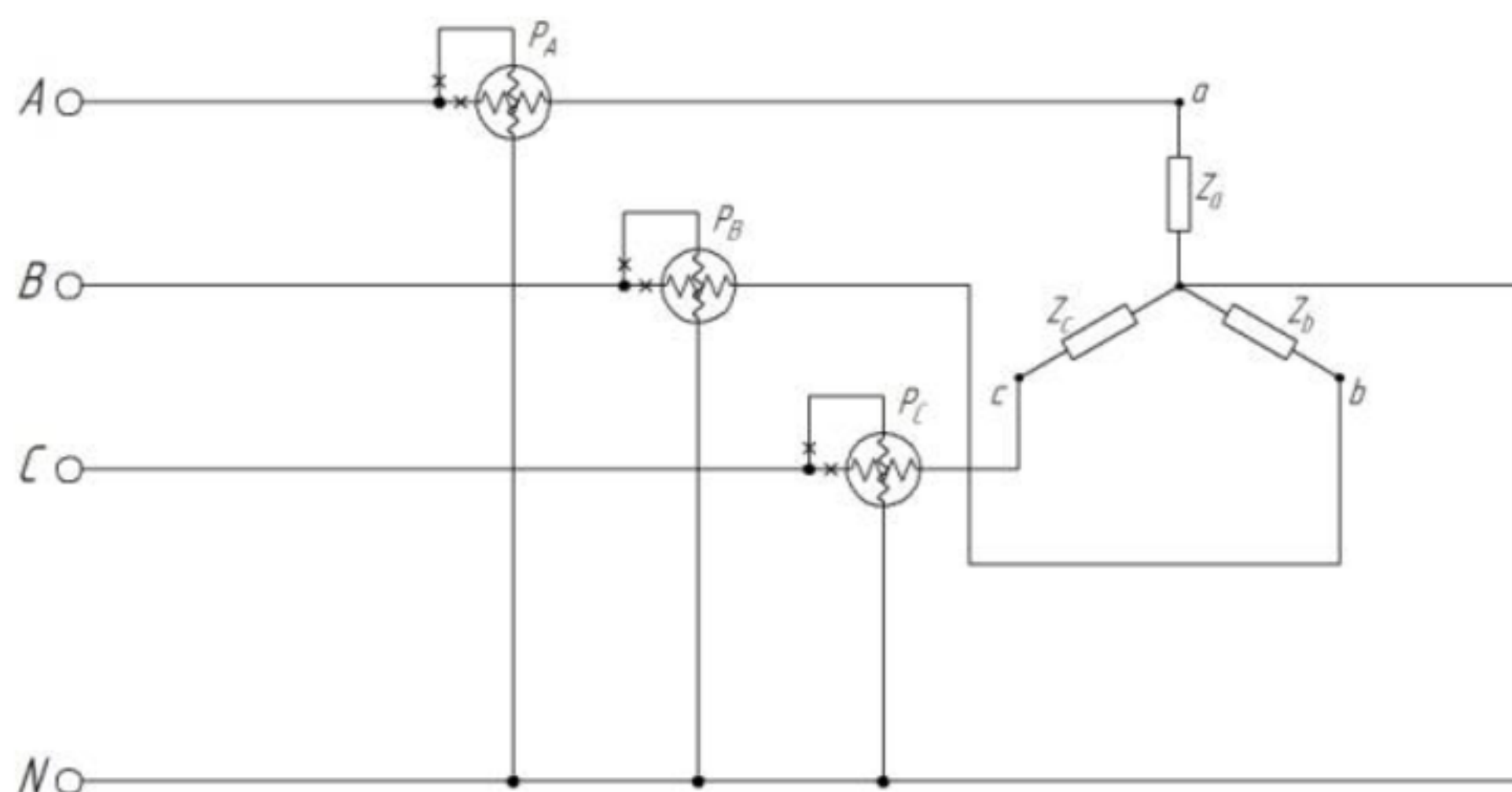


Рис.3.1. Схема измерения активной мощности трёхфазной системы тремя ваттметрами.

В несимметричной трехфазной системе с нулевым проводом активная мощность может быть измерена тремя ваттметрами, включенную в каждую фазу по схеме Рис. 3.1. При этом

$$P_{3\phi} = P_1 + P_2 + P_3 = I_A \cdot U_A \cdot \cos \varphi_A + I_B \cdot U_B \cdot \cos \varphi_B + I_C \cdot U_C \cdot \cos \varphi_C, [3.2]$$

т.е. формула [3.2] соответствует базовой [3.1]

В несимметричной трехфазной системе без нулевого провода активная мощность может быть измерена и двумя ваттметрами, причем независимо от схемы соединения нагрузки.

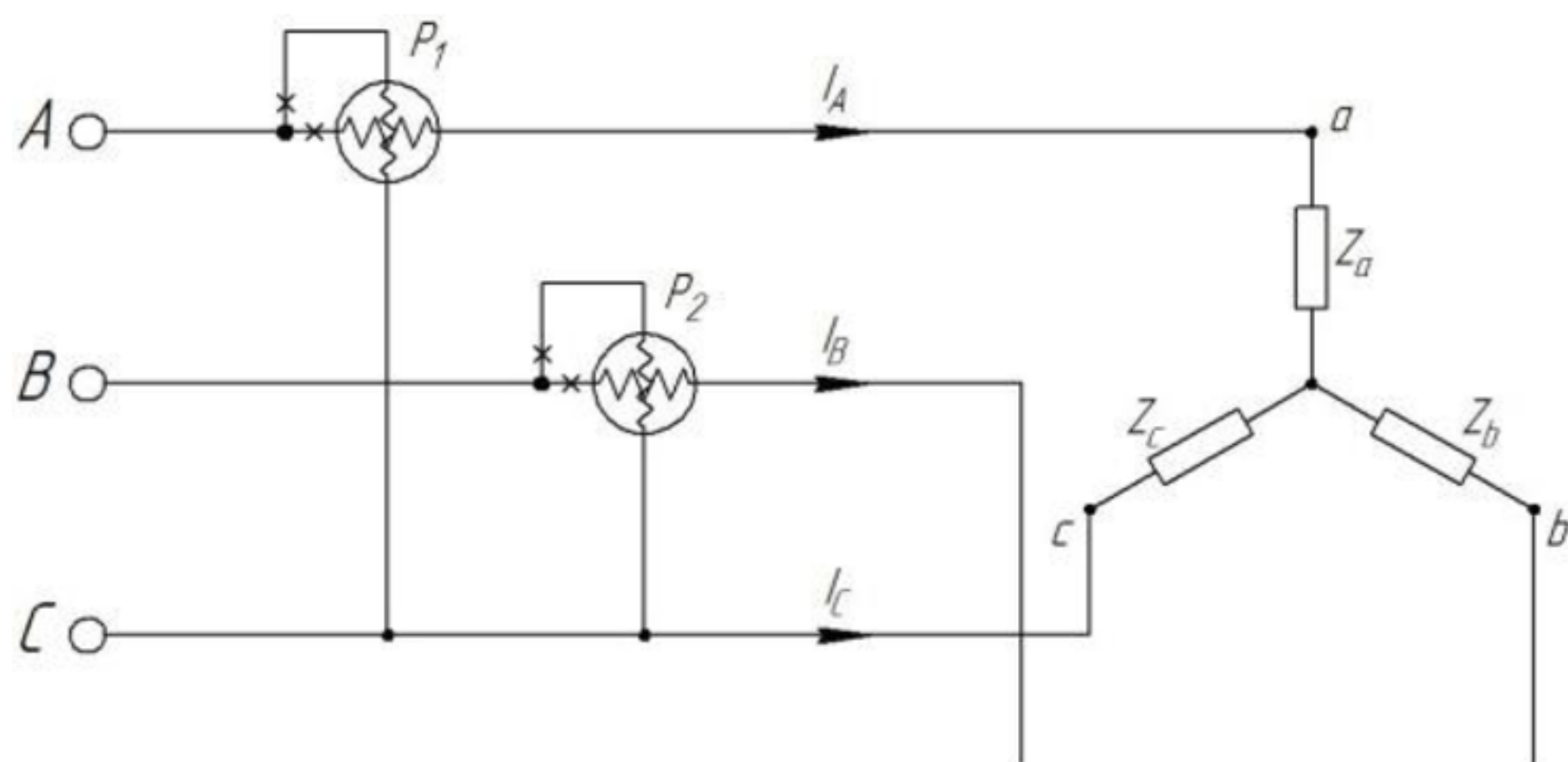


Рис.3.2. Схема измерения активной мощности трёхфазной системы при соединении нагрузки «звездой» двумя ваттметрами.

Так при соединении нагрузки «звездой»

$$P_{3\phi} = P_1 + P_2 = I_A \cdot U_{AC} + I_B \cdot U_{BC} = I_A(U_A - U_C) + I_B(U_B - U_C) = I_A \cdot U_A + I_B \cdot U_B + U_C(-I_A - I_B), \quad [3.3]$$

Согласно первому закону Кирхгофа,

$$I_A + I_B + I_C = 0, \text{ откуда} \\ I_C = -I_A - I_B$$

и формула [3.3] принимает вид

$$P_{3\phi} = I_A \cdot U_A + I_B \cdot U_B + I_C \cdot U_C, \quad [3.4]$$

Если нагрузка не чисто активная, то активная мощность, измеренная двумя ваттметрами может быть представлена формулой

$$P_{3\phi\lambda} = I_A \cdot U_A \cdot \cos \varphi_A + I_B \cdot U_B \cdot \cos \varphi_B + I_C \cdot U_C \cdot \cos \varphi_C, \quad [3.5]$$

При этом формула [3.5] также соответствует формуле [3.1]

При соединении нагрузки «треугольником»

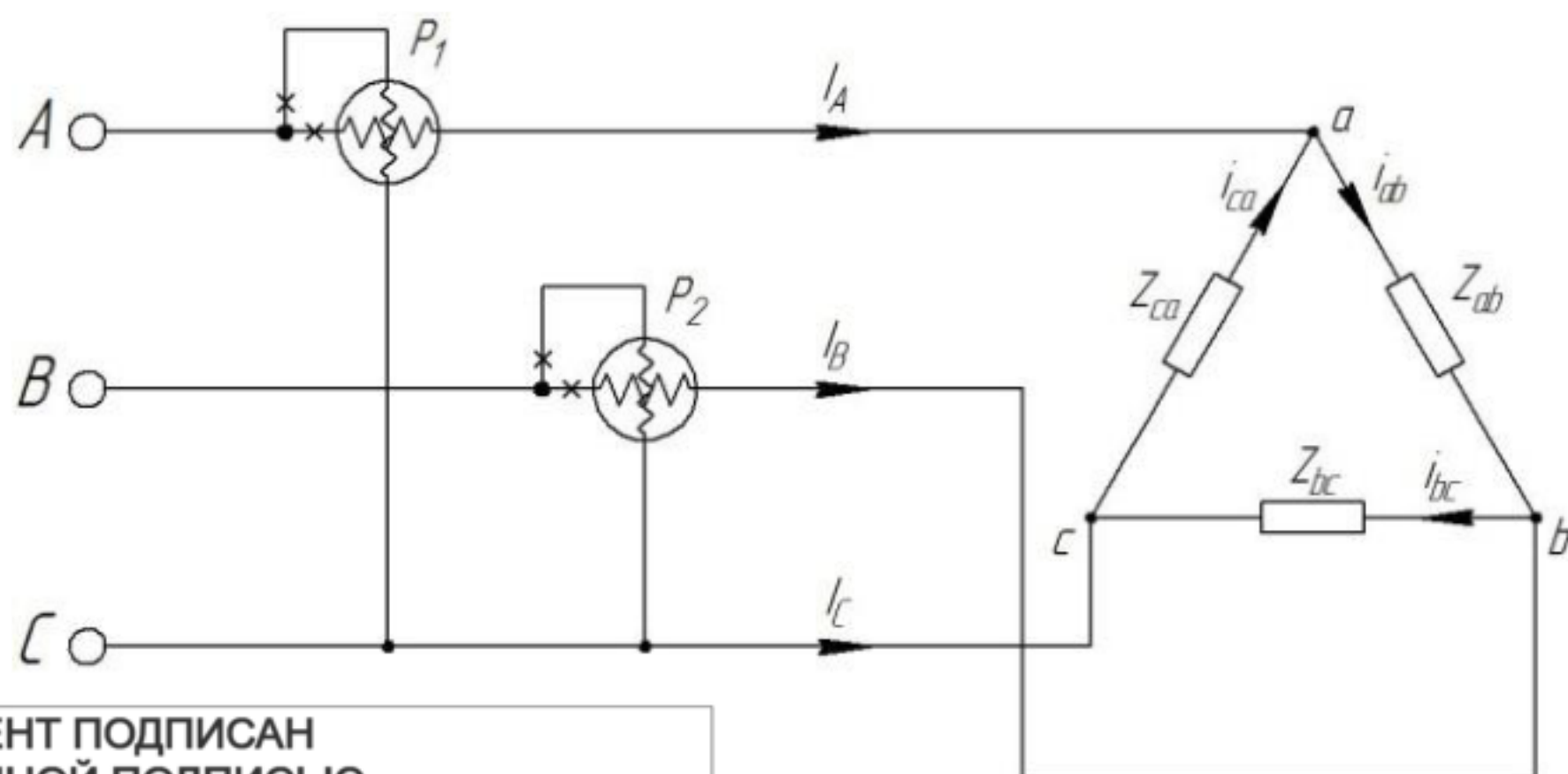


Рис.3.3. Схема измерения активной мощности трёхфазной системы при соединении нагрузки «треугольником» двумя ваттметрами.

$$\begin{aligned}
P_{3\phi} &= U_{AB} \cdot i_{ab} + U_{BC} \cdot i_{bc} + U_{CA} \cdot i_{ca} = (U_A - U_B) \cdot i_{ab} + (U_B - U_C) \cdot i_{bc} + (U_C - U_A) \cdot i_{ca} = \\
&= U_A \cdot i_{ab} - U_B \cdot i_{bc} + U_B \cdot i_{bc} - U_C \cdot i_{bc} + U_C \cdot i_{ca} - U_A \cdot i_{ca} = \\
&= U_A \cdot (i_{ab} - i_{ca}) + U_B \cdot (i_{bc} - i_{ab}) + U_C \cdot (i_{ca} - i_{bc}),
\end{aligned}
\tag{3.6}$$

но согласно первому закону Кирхгофа,

$$\begin{aligned}
i_{ab} - i_{ca} &= I_A, \\
i_{bc} - i_{ab} &= I_B, \\
i_{ca} - i_{bc} &= I_C
\end{aligned}$$

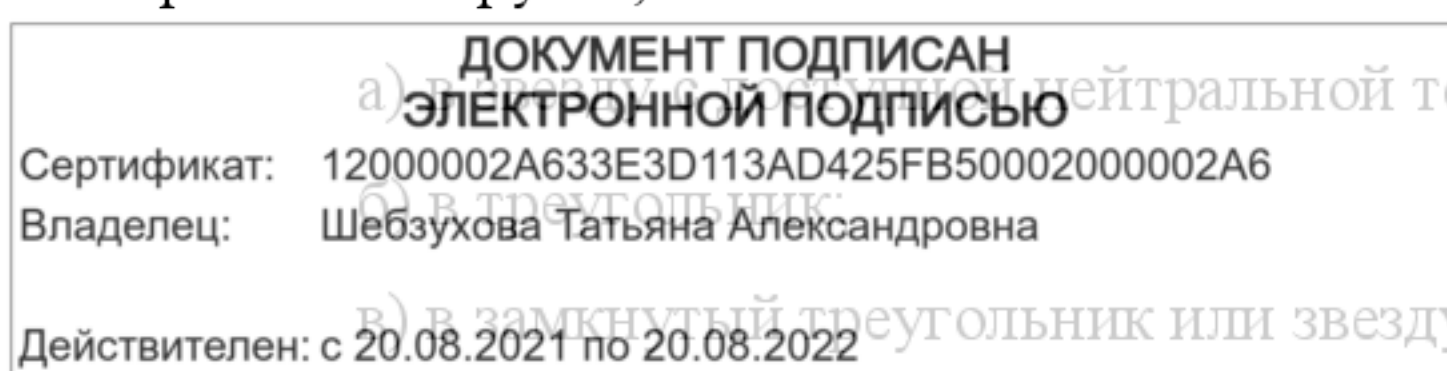
и даже в случае комплексной нагрузки формула [3.6] принимает вид

$$P_{3\phi\Delta} = I_A \cdot U_A \cdot \cos \varphi_A + I_B \cdot U_B \cdot \cos \varphi_B + I_C \cdot U_C \cdot \cos \varphi_C, \tag{3.7}$$

Таким образом, и формула [3.7] соответствует формуле [3.1].

Контрольные вопросы:

1. Какой метод применяется для измерения активной мощности в трехфазной цепи при равномерной нагрузке?
2. Какой метод применяется для измерения активной мощности в трехфазной цепи при неравномерной нагрузке?
3. Перечислить общие технические требования к электроизмерительным приборам. Дать классификацию этих приборов.
4. Объяснить устройство и принцип действия, перечислить достоинства и недостатки приборов электродинамической системы.
5. Начертить схему измерения активной мощности в четырехпроводной цепи тремя ваттметрами.
6. Начертить схему измерения активной мощности в трехпроводной цепи двумя ваттметрами.
7. В каком случае при измерении активной мощности в трехпроводной цепи методом двух ваттметров:
 - а) показания обоих из ваттметров будут равны между собой;
 - б) показания одного из ваттметров будут равны нулю;
 - в) показания одного из ваттметров будут иметь отрицательное значение;
 - г) суммарное показание двух ваттметров будет равно нулю?
8. Начертить схемы измерения активной мощности одним ваттметром при симметричной нагрузке, включенной:



- а) в звезду с нейтральной точкой;
- б) в треугольник;
- в) в замкнутый треугольник или звезду с недоступной нейтральной точкой.

9. Начертить схему измерения реактивной мощности в трехфазной цепи одним ваттметром при симметричной нагрузке.

10. Написать формулы для определения активной, реактивной и полной мощностей в трехфазной цепи с активной, индуктивной и емкостной нагрузками.

**ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ**

Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6

Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна

Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Практическая работа №12. Измерение реактивной мощности в трехфазных цепях

Цель: приобрести практические навыки расчета и измерения реактивной мощности в трехфазных цепях

Основы теории:

Несмотря на то, что реактивная мощность не определяет ни совершаемой работы, ни передаваемой энергии за единицу времени, измерение её имеет большое значение в электроэнергетике, т.к. наличие реактивной мощности приводит к дополнительным потерям электрической энергии в линиях электропередач, трансформаторах и генераторах.

Как известно, под реактивной мощностью трехфазной системы понимается:

$$Q_{3\phi} = U_{A\phi} \cdot I_{A\phi} \cdot \sin \varphi_A + U_{B\phi} \cdot \sin \varphi_B + U_{C\phi} \cdot I_{C\phi} \cdot \sin \varphi_C [4.1].$$

Реактивная мощность трехфазной системы может быть измерена двумя ваттметрами активной мощности по схеме:

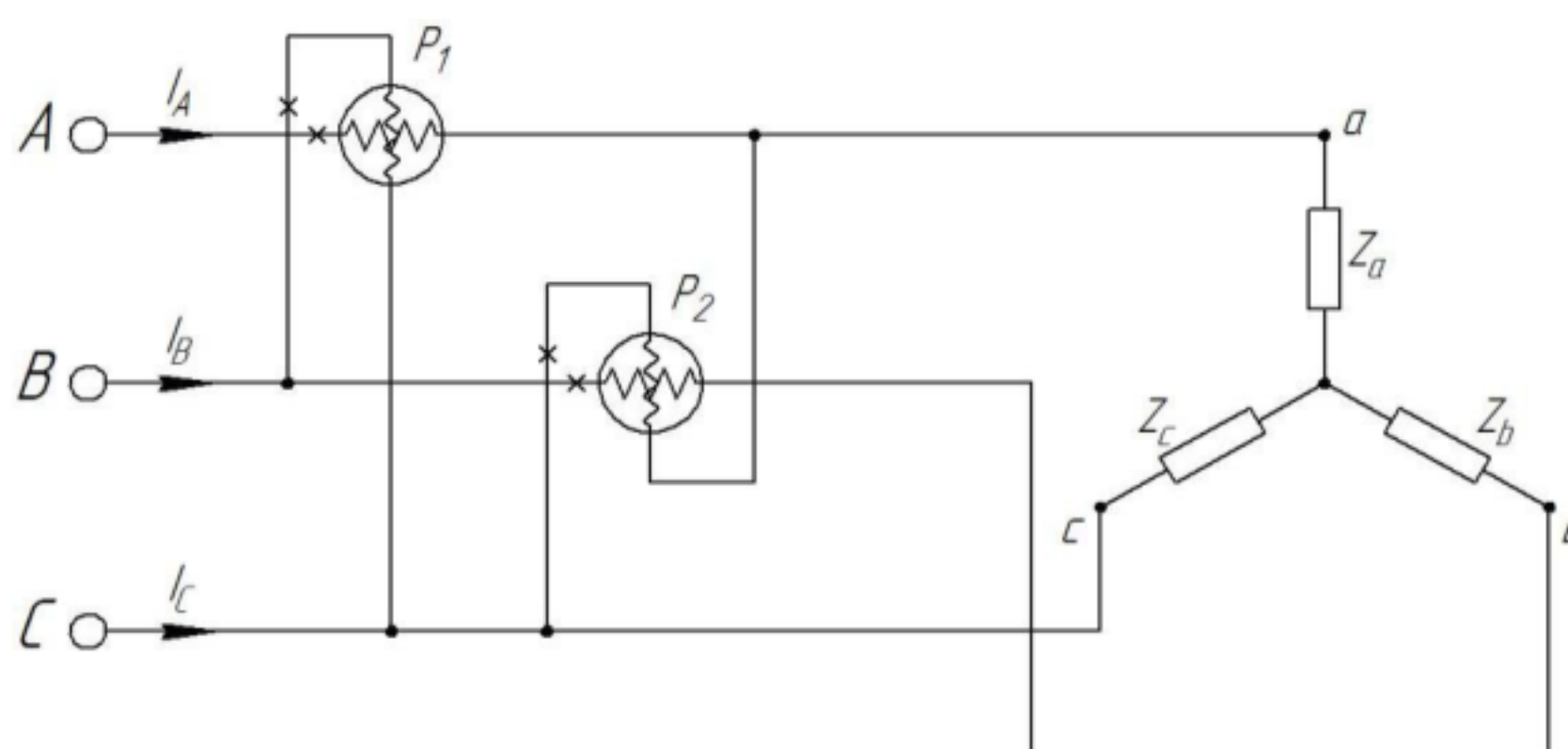
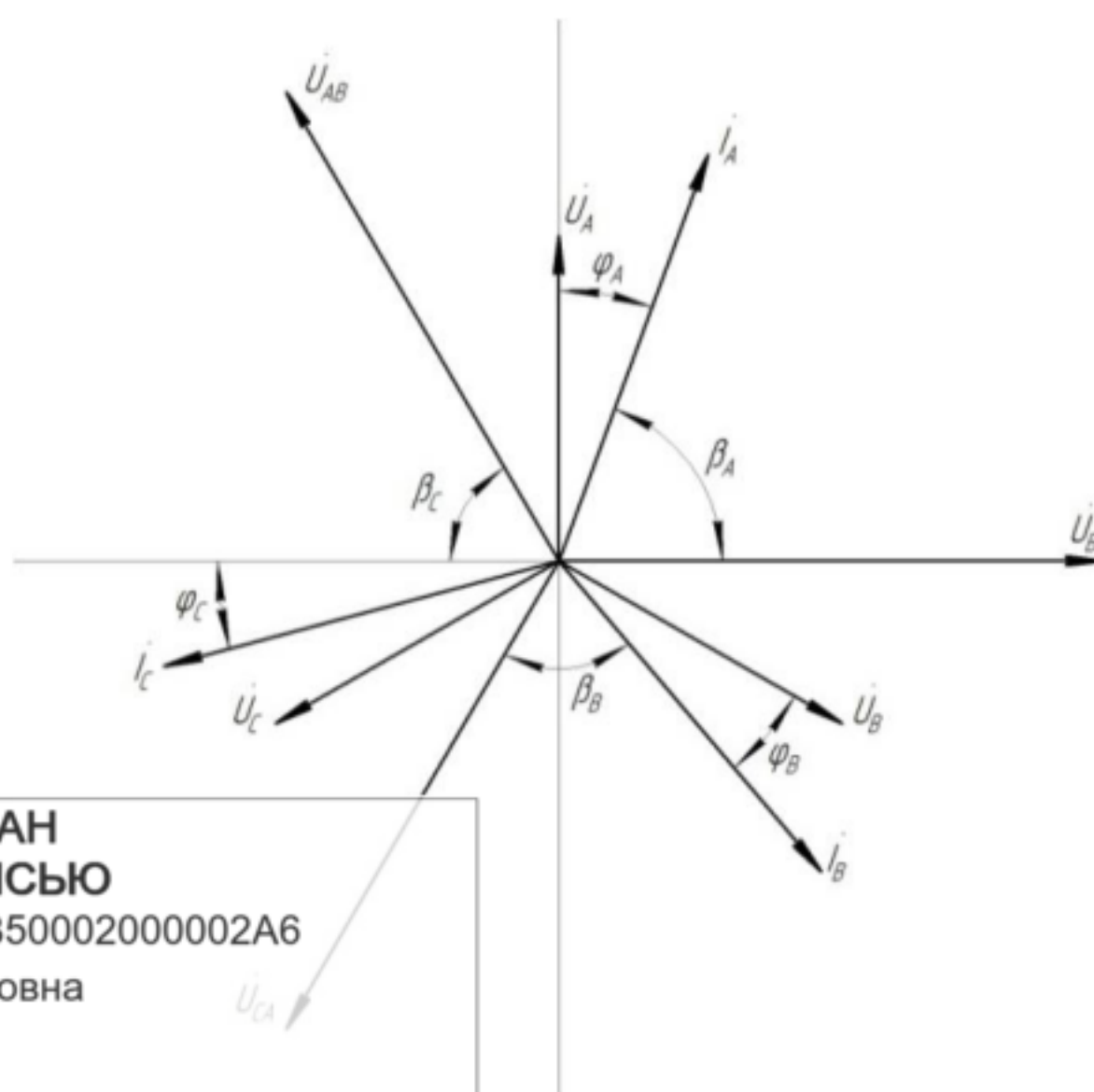


Рис. 4.1. Схема измерения реактивной мощности трехфазной системы двумя ваттметрами активной мощности.



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Рис. 4.2. Векторная диаграмма токов и напряжений для схемы Рис.4.1.

Следует оговориться, что измерения по данной схеме дают приемлемый результат лишь при симметричной нагрузке и при небольшой асимметрии. Поэтому полагаем, что $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C$ и соответственно $\beta_A = \beta_B = \beta_C$, где $\beta = 90^\circ - \varphi$. Тогда :

$$P_1 + P_2 = U_{BC} \cdot I_A \cdot \cos \beta_A + U_{CA} \cdot I_B \cdot \cos \beta_A$$

С учетом вышеизложенного

$$P_1 + P_2 = U_L \cdot I_L \cdot \cos(90^\circ - \varphi) + U_L \cdot I_L \cdot \cos(90^\circ - \varphi) = 2 \cdot U_L \cdot I_L \cdot \sin \varphi$$

Для получения реактивной мощности трехфазной системы сумму показаний двух ваттметров нужно умножить на $\sqrt{3} / 2$

Задания:

Задание №1

В трёхфазную цепь без нулевого провода включена активно-реактивная нагрузка. Необходимо начертить схему включения двух ваттметров для измерения активной мощности нагрузки и определить показания каждого из ваттметров и мощность, потребляемую нагрузкой. Вычислите также активную мощность трёхфазной нагрузки как сумму мощностей каждой из фаз и сравните её с мощностью, полученной по методу двух ваттметров. Линейное напряжение, схема соединения фаз нагрузки и комплексные сопротивления фаз представлены в таблице

№ вар.	Схема соединения нагрузки	Линейное напряжение, В	Фазные сопротивления нагрузки, Ом		
			Фаза А (AB)	Фаза В (BC)	Фаза С (CA)
1	Δ	380	10+5j	10-5j	15+10j
2	Y	220	20+15j	25	32-24j
3	Δ	380	40+30j	28-21j	35
4	Δ	220	250	200+150j	200-150j
5	Y	380	300	240+180j	120-90j
6	Δ	220	60-45j	100	90+120j
7	Δ	380	190	40+30j	30-40j
8	Y	220	50+20j	50-20j	40
9	Δ	380	70-30j	60	50+20j
10	Y	220	22	16+12j	24-18j

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Контрольные вопросы:

1. Какой метод применяется для измерения активной мощности в трехфазной цепи при равномерной нагрузке?
2. Какой метод применяется для измерения активной мощности в трехфазной цепи при неравномерной нагрузке?
3. Перечислить общие технические требования к электроизмерительным приборам. Дать классификацию этих приборов.
4. Объяснить устройство и принцип действия, перечислить достоинства и недостатки приборов электродинамической системы.
5. Начертить схему измерения активной мощности в четырехпроводной цепи тремя ваттметрами.
6. Начертить схему измерения активной мощности в трехпроводной цепи двумя ваттметрами.
7. В каком случае при измерении активной мощности в трехпроводной цепи методом двух ваттметров:
 - а) показания обоих из ваттметров будут равны между собой;
 - б) показания одного из ваттметров будут равны нулю;
 - в) показания одного из ваттметров будут иметь отрицательное значение;
 - г) суммарное показание двух ваттметров будет равно нулю?
8. Начертить схемы измерения активной мощности одним ваттметром при симметричной нагрузке, включенной:
 - а) в звезду с доступной нейтральной точкой;
 - б) в треугольник;
 - в) в замкнутый треугольник или звезду с недоступной нейтральной точкой.
9. Начертить схему измерения реактивной мощности в трехфазной цепи одним ваттметром при симметричной нагрузке.
10. Написать формулы для определения активной, реактивной и полной мощностей в трехфазной цепи с активной, индуктивной и емкостной нагрузками.

Практическая работа №13. Расчет мостовых схем

Цель: приобрести практический навык расчета мостовых схем на переменном и постоянном токе.

Основы теории:

Мостовые схемы широко применяются в электроизмерительной технике для измерения сопротивления, индуктивности, емкости, добротности катушек, угла потерь конденсаторов, взаимной индуктивности и частоты.

На основе мостовых схем создаются приборы для измерения неэлектрических величин (температуры, малых перемещений, и т.д.)

Схема одинарного моста переменного тока приведена на Рис. 5.1.

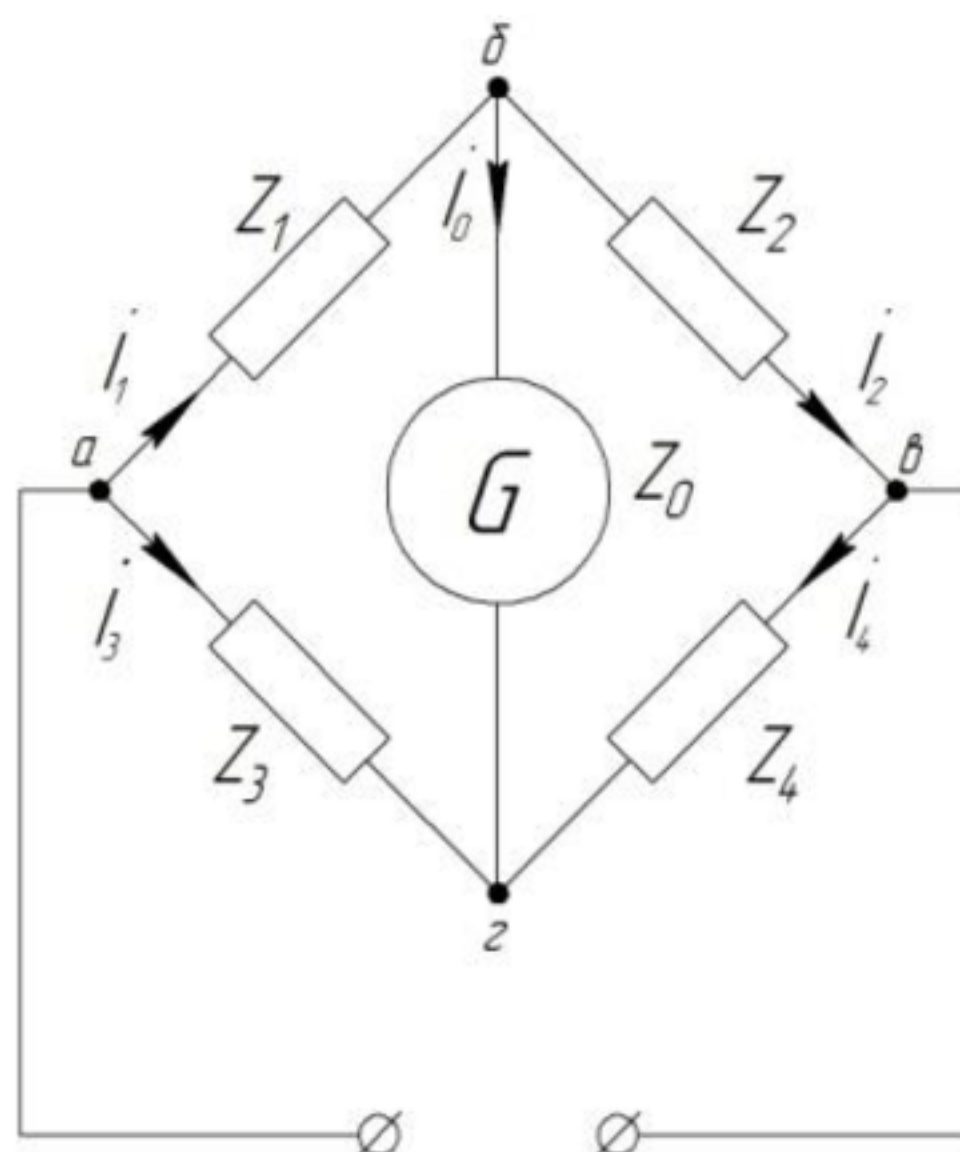


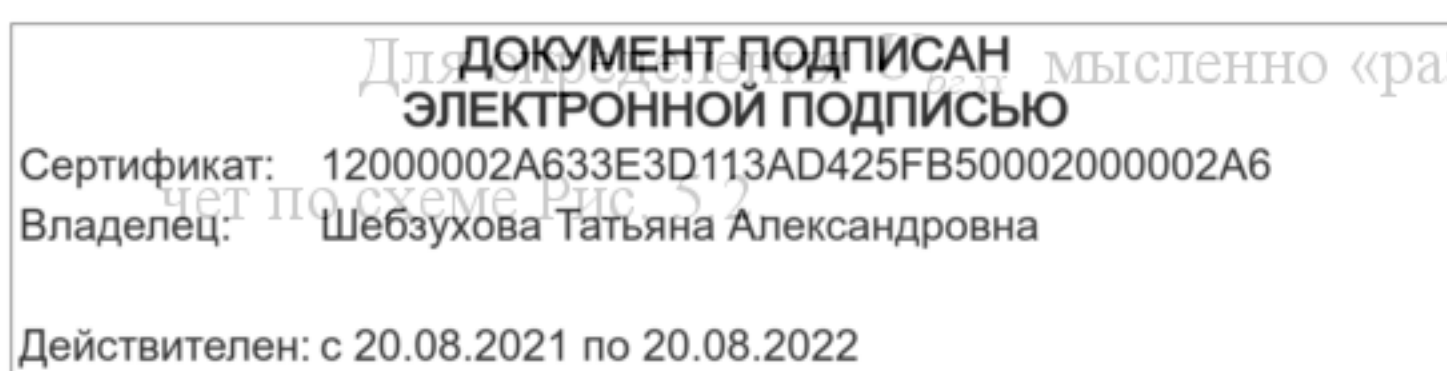
Рис. 5.1. Схема одинарного моста переменного тока.

В диагональ б-г, называемую выходной, включается нагрузка (гальванометр или, в общем случае, нуль-индикатор) с сопротивлением Z_0

Расчет тока в выходной диагонали моста.

Ток в диагонали моста наиболее рационально можно рассчитать методом эквивалентного генератора.

$$\dot{I}_{бз} = \frac{\dot{U}_{бзхх}}{Z_{бх} + Z_0}$$



мысленно «разрываем» диагональ моста и производим рас-

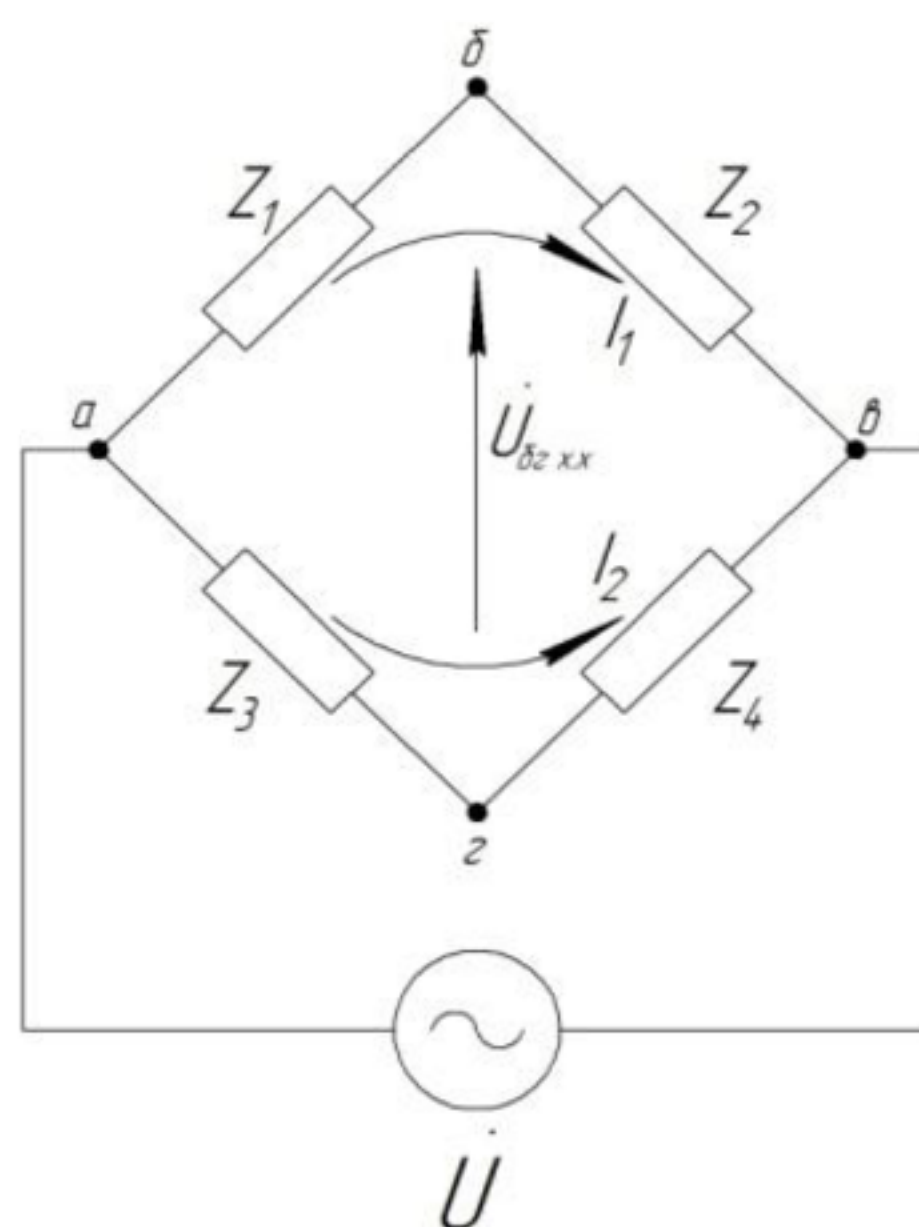


Рис. 5.2. Схема моста для расчета $U_{\delta z, x.x}$

Согласно второго закона Кирхгофа

$$-\dot{U}_{\delta z, x.x} - \dot{I}_2 \cdot Z_3 + \dot{I}_1 \cdot Z_1 = 0.$$

Тогда:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\delta z, x.x} = \dot{I}_1 \cdot Z_1 + \dot{I}_2 \cdot Z_3 &= \dot{U} \cdot \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) = \dot{U} \cdot \left[\frac{Z_1 \cdot Z_3 + Z_1 \cdot Z_4 - Z_1 \cdot Z_3 - Z_2 \cdot Z_3}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)} \right] = \\ &= \dot{U} \cdot \left[\frac{Z_1 \cdot Z_4 - Z_2 \cdot Z_3}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)} \right] \end{aligned}$$

Входное сопротивление моста при замкнутых ЭДС рассчитывается по схеме Рис. 5.3.

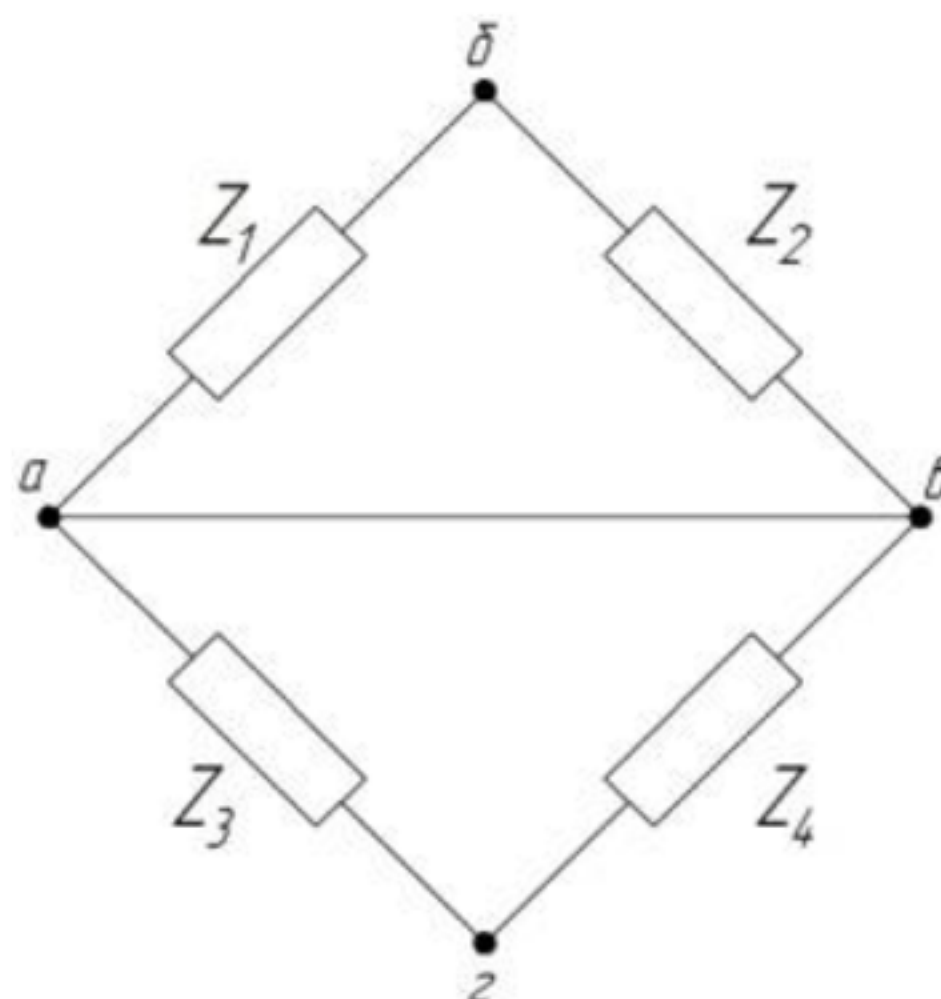


Рис. 5.3. Схема электрическая принципиальная для расчёта входного сопротивле-

ния моста.

$$Z_{ax} = Z_{bz} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3 \cdot Z_4}{Z_3 + Z_4} = \frac{(Z_1 \cdot Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4) + (Z_3 \cdot Z_4) \cdot (Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)},$$

$$Z_{ax} + Z_0 = \frac{Z_0(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4) + (Z_1 \cdot Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4) + (Z_3 \cdot Z_4) \cdot (Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)}.$$

Таким образом:

$$\dot{I}_0 = \dot{U} \cdot \frac{Z_1 \cdot Z_4 - Z_2 \cdot Z_3}{Z_0 \cdot (Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4) + (Z_1 \cdot Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4) + (Z_3 \cdot Z_4) \cdot (Z_1 + Z_2)}$$

Равновесие моста имеет место при подборе плеч таким образом, чтобы $\dot{I}_0 = 0$, а это возможно лишь при

$$Z_1 \cdot Z_4 = Z_2 \cdot Z_3$$

Т.к. $Z_1 = R_1 + jX_1, Z_2 = R_2 + jX_2, Z_3 = R_3 + jX_3, Z_4 = R_4 + jX_4,$

то, подставив выражения комплексных сопротивлений в уравнение равновесия моста, получим два равенства мнимых и вещественных членов:

$$R_1 \cdot R_4 - X_1 \cdot X_4 = R_2 \cdot R_3 - X_2 \cdot X_3,$$

$$R_1 \cdot jX_4 + R_4 \cdot jX_1 = R_2 \cdot jX_3 + R_3 \cdot jX_2.$$

Наличие двух уравнений равновесия свидетельствует о необходимости регулирования не менее двух параметров моста переменного тока для достижения его равновесия.

Комплексные сопротивления плеч моста могут быть представлены и в показательной форме:

$$Z_1 = z_1 \cdot e^{j\varphi_1}, \quad Z_2 = z_2 \cdot e^{j\varphi_2}, \quad Z_3 = z_3 \cdot e^{j\varphi_3}, \quad Z_4 = z_4 \cdot e^{j\varphi_4},$$

Тогда равновесие моста возможно при

$$z_1 \cdot z_4 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = z_2 \cdot z_3 \cdot e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)},$$

Или

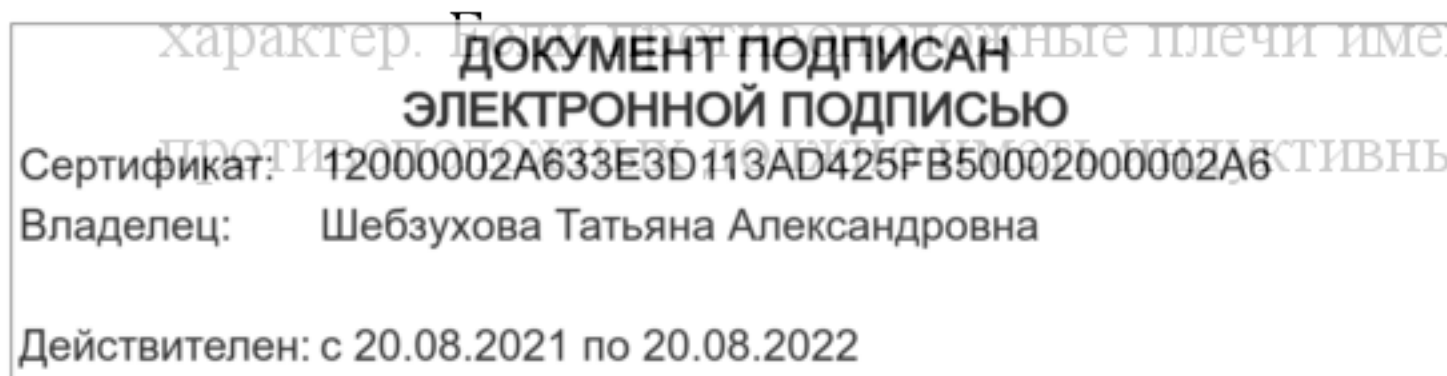
$$z_1 \cdot z_4 = z_2 \cdot z_3,$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3.$$

Последнее условие $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$ указывает при каком расположении плеч, в зависимости от их характера, можно уравновесить мост. Если смежные плечи, например третье и четвертое, имеют чисто активные сопротивления R_3 и R_4 , т.е. $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$ то два других смежных плеча (первое и второе) должны иметь одно индуктивный, а другое ёмкостный

характер. Если противоположные плечи имеют чисто активный характер, то одно из двух

й характер, а другое - ёмкостный.



Эти требования и предопределяют различные схемы для измерения физических величин, перечень которых был указан в начале раздела.

Схема моста переменного тока для измерения ёмкости конденсатора, обладающего малыми потерями

$$Z_1 = R_x + j \frac{1}{\omega C_x}, \quad Z_2 = R_1, \quad Z_3 = R_N + j \frac{1}{\omega C_N}, \quad Z_4 = R_2,$$

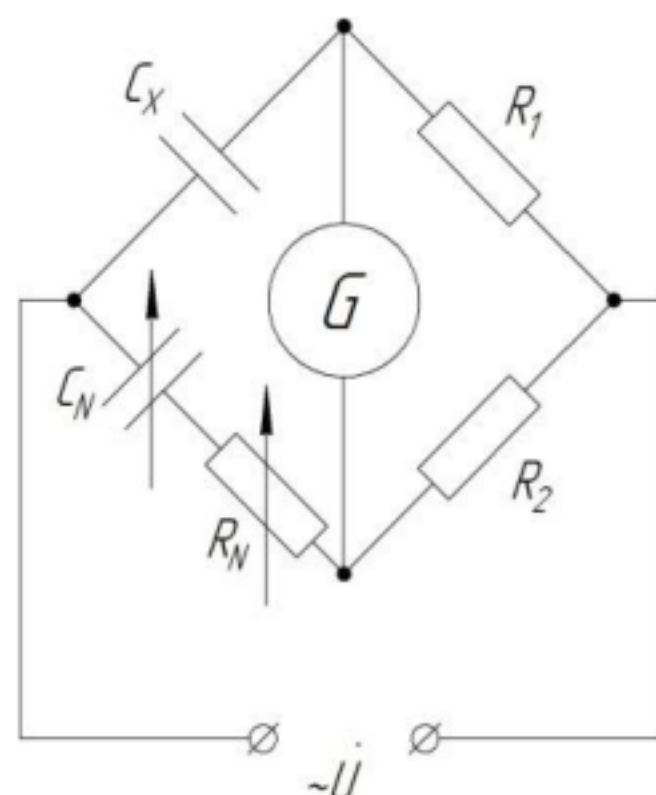


Рис. 5.4. Схема электрическая принципиальная моста переменного тока для измерения ёмкости конденсатора, обладающего малыми потерями.

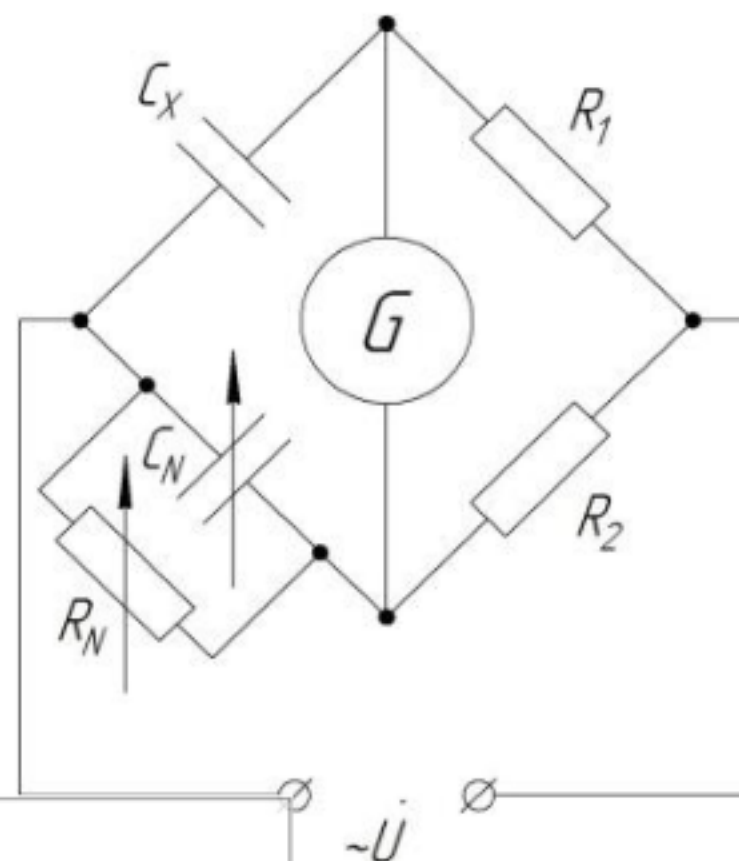
Условие равновесия моста

$$R_x = R_N \cdot \frac{R_1}{R_2}, \quad C_x = C_N \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$\operatorname{tg} \Delta = \omega \cdot R_x \cdot C_x = \omega \cdot R_N \cdot C_N$$

Схема моста переменного тока для измерения ёмкости конденсатора, обладающего большими потерями

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_x} + j\omega C_x}, \quad Z_2 = R_1, \quad Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_N} + j\omega C_N}, \quad Z_4 = R_2,$$



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН
ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 12000002A633E3D113AD425FB50002000002A6
Владелец: Шебзухова Татьяна Александровна
Действителен: с 20.08.2021 по 20.08.2022

Рис. 5.5. Схема электрическая принципиальная моста переменного тока для измерения ёмкости конденсатора, обладающего большими потерями.