|  |  |
| --- | --- |
| **UGA** | Министерство образования и науки  Российской Федерации  ФБГОУ ВПО «Уральский государственныйгорный университет» |

А. П. МАРУГИН

***ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ***

*Методические указания и расчётные задания*

для студентов очного и заочного обучения специальности

130400.65 «Горное дело». Специализация подготовки *«*Электрификация и автоматизация горного производства»

Екатеринбург

2015

Министерство образования и науки Российской Федерации

ФГБОУ ВПО

«Уральский государственный горный университет»

**ОДОБРЕНО**

Методической комиссией

горно-механического факультета

«\_\_\_» \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ 2015 г.

Председатель комиссии

проф. В.П. Барановский

А.П. Маругин

Физические основы электроники

*Методические указания*

*и расчетные задания*

по дисциплине «Физические основы электроники»

для студентов очного и заочного обучения

направления подготовки 130400.65 «Горное дело».

Специализация подготовки «Электрификация и автоматизация горного производства»

Издание УГГУ Екатеринбург,2015

М25

*Маругин А. П.* "Физические основы электроники. Методические указания и расчетные задания по дисциплине для студентов направления подготовки 130400.65 «Горное дело». Специализация подготовки «Электрификация и автоматизация горного производства» / А. П. Маругин. Уральский государственный горный университет. Екатеринбург: изд. УГГУ, 2015.-62 с.

Методические указания устанавливают объем и порядок выполнения практических работ. Приведены краткая теория выполняемых практических работ и необходимые графические материалы.

Методические указания рассмотрены на заседании кафедры Электрификации горных предприятий. 2015г. (протокол № 6) и рекомендованы для издания в УГГУ.

*Рецензент*: Х.Б.Юнусов, канд. техн. наук, доцент кафедры ЭГП УГГУ.

© Маругин А.П., 2015

©Уральский государственный

горный университет, 2015

**ОГЛАВЛЕНИЕ**

стр.

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 1. ИЗУЧЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРОВ И ОДИНОЧНЫХ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ…………………………………………… ………………… 4](#_Toc364554961)

[1.1 Цель работы………………………………………………………………………..……… .. 4](#_Toc364554962)

[1.2. Содержание расчетного задания………………………………………………………… . 4](#_Toc364554963)

[1.3. Методические указания по выполнению расчетного задания…………………………....4](#_Toc364554964)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 2. ИЗУЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ 12](#_Toc364554965)

[2.1. Цель работы 12](#_Toc364554966)

[2.2. Содержание расчетного задания 13](#_Toc364554967)

[2.3. Методические указания 13](#_Toc364554968)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 3. РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ. 19](#_Toc364554969)

[3.1. Цель работы 19](#_Toc364554970)

[3.2. Содержание расчетного задания 19](#_Toc364554971)

[3.3. Методические указания 19](#_Toc364554972)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 4. ИЗУЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРА С ФАЗОВРАЩАЮЩЕЙ *RC*-ЦЕПЬЮ 26](#_Toc364554973)

[4.1. Общие сведения и методические указания. 27](#_Toc364554974)

[4.2. Пример расчета генератора низкой частоты 30](#_Toc364554975)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 5. ИЗУЧЕНИЕ НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ 32](#_Toc364554976)

[5.1. Цель работы 32](#_Toc364554977)

[5.2. Содержание расчетного задания 32](#_Toc364554978)

[5.3. Методические указания 32](#_Toc364554979)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 6. Расчёт стабилизатора напряжения 41](#_Toc364554980)

[6.1.Цель работы. 41](#_Toc364554981)

[6.2. Содержание расчетного задания 41](#_Toc364554982)

[6.3. Методические указания 42](#_Toc364554983)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 7. ИЗУЧЕНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА 47](#_Toc364554984)

[7.1. Цель работы 47](#_Toc364554985)

[7.2. Содержание расчетного задания 47](#_Toc364554986)

[7.3. Методические указания 47](#_Toc364554987)

[РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 8. Изучение цифровых счетчиков импульсов 54](#_Toc364554988)

[8.1. Цель работы 54](#_Toc364554989)

[8.2. Содержание расчетного задания 54](#_Toc364554990)

[8.3. Методические указания 54](#_Toc364554991)

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК …….………………………………………………………62

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 1**

ИЗУЧЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРОВ И ОДИНОЧНЫХ

КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ

*1.1 Цель работы*

* + 1. Изучить статические и динамические характеристики биполярных транзисторов в режиме малого сигнала.
    2. Изучить основные характеристики и параметры одиночных каскадов усиления.

*1.2. Содержание расчетного задания*

1.2.1. В соответствии с номером варианта определите тип транзистора по табл. 1.1., а из справочников спишите параметры и срисуйте на кальку или распечатайте [Л11] характеристики транзистора.

1.2.2. По заданным характеристикам транзисторов определите коэффициент передачи тока эмиттера, тока базы и *h*-параметры.

1.2.3. Для заданного транзистора определите увеличение *I*кбо при возрастании температуры от комнатной до 70 °С.

1.2.4. Определите входное сопротивление усилительных каскадов по схемам с общим эмиттером (**ОЭ)** и общим коллектором (**ОК)** без учета сопротивления делителя напряжения в цепи базы.

1.2.5. Определите выходное сопротивление усилительных каскадов по схемам с **ОЭ** и **ОК**.

1.2. 6. Определите значение коэффициентов усиления каскадов с **ОЭ** по напряжению, току и мощности.

*1.3. Методические указания по выполнению расчетного задания*

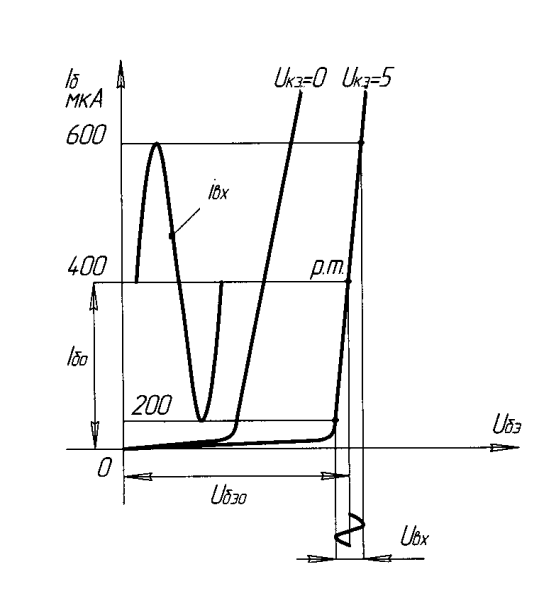
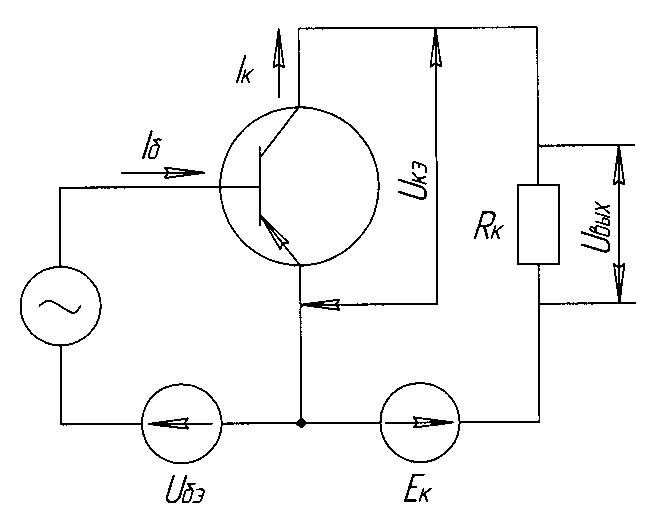
Для выполнения расчетного задания необходимо срисовать на кальку семейство входных и выходных характеристик транзистора (рис. 1.1, *б* и 1.1, *в*), соответствующего варианту задания, приведенных в справочнике.

Расчет выполняется для режима малого сигнала, не вызывающего искажения усиливаемого сигнала, т.е. режима А усилителя.

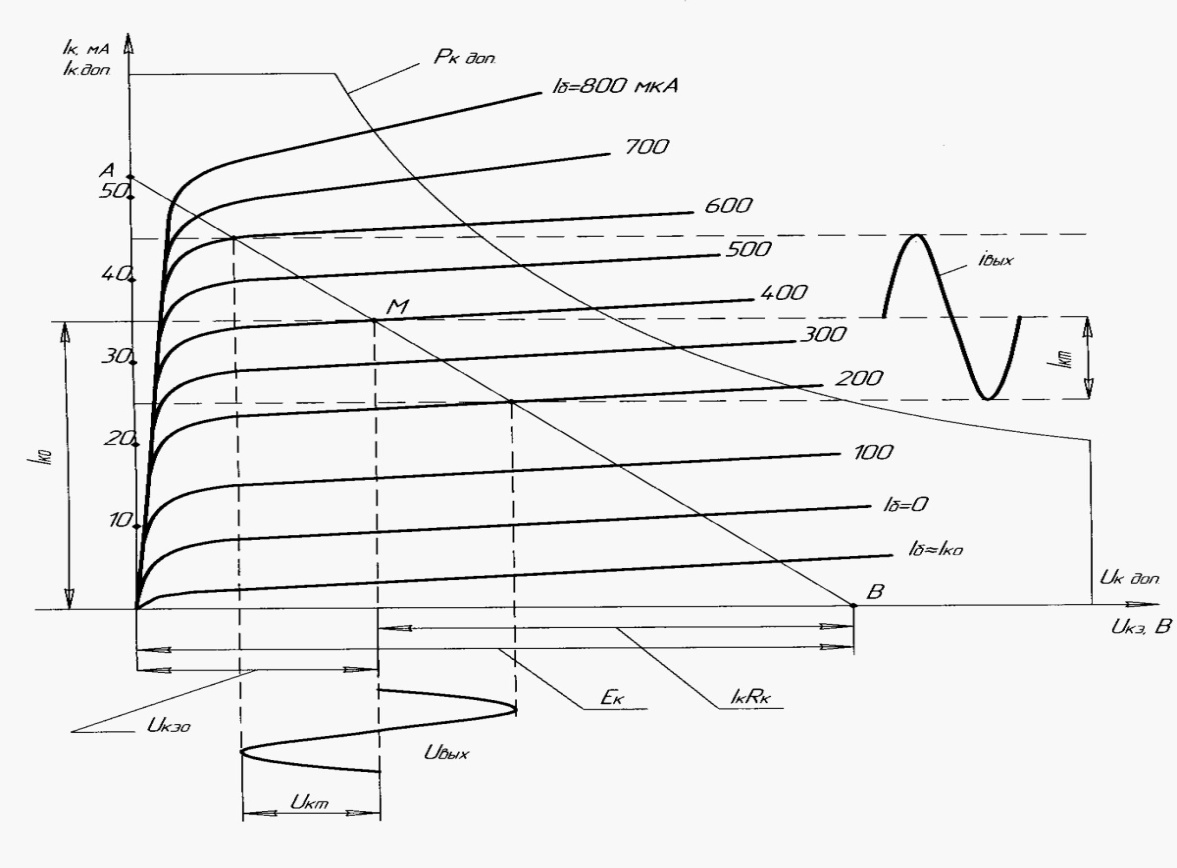
При подаче сигнала *U*вх на базу транзистора усилителя, с напряжением питания *U*кэ2 (рис. 1.1,*а*) будет изменяться ток базы вверх и вниз от рабочей точки (РТ), которая в статическом режиме работы транзистора располагается обычно на середине линейного участка его входной характеристики (рис. 1.1,*б*).

Изменение тока базы *i*вх вызывает изменение тока коллектора транзистора *i*вых, что вызывает изменение падения напряжения на нагрузке

*а б*



*в*

 Рис.1.1. Динамический режим работы транзистора

а) упрощенная схема усилительного каскада; б) входные характеристики;

в) выходные характеристики.

усилительного каскада, т.е. изменение *U*вых (рис. 1.1,*в*), которое больше *U*вх на величину коэффициента усиления. Такой режим работы транзистора и усилительного каскада называется динамическим. Если при этом *i*вх, *i*вых и *U*вых не изменяют своей формы, то такой режим работы называется режимом А.

Изучение статических и динамических характеристик биполярного транзистора проведем на примере каскада с **ОЭ** (рис. 1.1,*а*) с использованием входных и выходных характеристик транзистора (рис. 1.1,*б* и 1.1,*в*) скопированных на кальку или распечатанных из методички [Л10].

Таблица 1.1

**Типы транзисторов по вариантам**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Номер варианта | Тип транзистора | Номер варианта | Тип транзистора |
| 1 | 2Т 306 | 26 | КТ 371 |
| 2 | КТ 3102 | 27 | КТ 372 |
| 3 | КТ 3107 | 28 | КТ 377 |
| 4 | КТ 3108 | 29 | КТ 378 |
| 5 | КТ 3109 | 30 | КТ 379 |
| 6 | КТ 312 | 31 | КТ 380 |
| 7 | КТ 313 | 32 | КТ 382 |
| 8 | КТ 314 | 33 | КТ386 |
| 9 | КТ 315 | 34 | КТ 388 |
| 10 | КТ 316 | 35 | КТ 397 |
| 11 | КТ 318 | 36 | КТ 399 |
| 12 | КТ 325 | 37 | КТ 201 |
| 13 | КТ 326 | 38 | КТ 203 |
| 14 | КТ 339 | 39 | КТ 206 |
| 15 | КТ 345 | 40 | КТ 208 |
| 16 | КТ 347 | 41 | КТ 209 |
| 17 | КТ 349 | 42 | КТ 215 |
| 18 | КТ 351 | 43 | КТ 224 |
| 19 | КТ 352 | 44 | КТ 317 |
| 20 | КТ 354 | 45 | КТ 319 |
| 21 | КТ 355 | 46 | КТС 393 |
| 22 | КТ 360 | 47 | КТ 324 |
| 23 | КТ 361 | 48 | КТ 350 |
| 24 | КТ 363 | 49 | КТ 368 |
| 25 | КТ 364 | 50 | КТ 337 |

Эквивалентная схема транзистора по постоянному току для активного режима приведена на рис. 1.2.

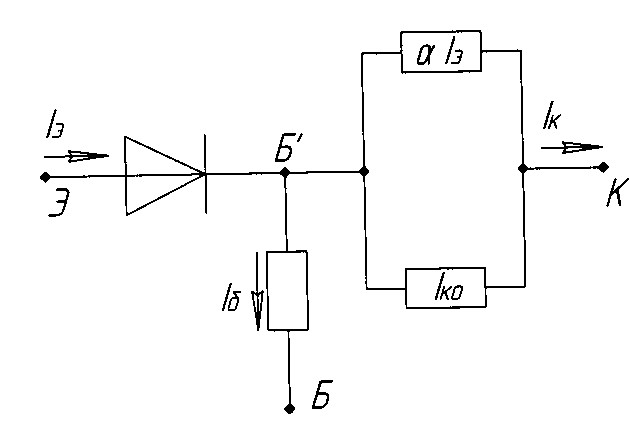


Рис. l.2. Эквивалентная схема транзистора по постоянному току

Если транзистор открыт и через него протекает ток *I*э, то в цепи коллектора будет протекать несколько меньший ток *I*к, поскольку часть инжектированных носителей рекомбинирует в базе.

Соотношение токов в транзисторе имеет вид:

, (1.1)

где  - интегральный коэффициент передачи тока эмиттера, связывающий между собой полные токи *I*к и *I*э; *I*кбо - обратный ток коллектора.

Уравнение (1.1) приближенно описывает выходные вольт-амперные характеристики (ВАХ) транзистора, включенного по схеме с общей базой (**ОБ)**.

Уравнение для выходных ВАХ транзистора, включенного по схеме с **ОЭ**, можно получить из уравнения (1.1), выполнив подстановку

, (1.2)

С учетом (1.2)

, (1.3)

, или  (1.4)

где - коэффициент передачи тока базы. В динамическом режиме работы транзистора нагрузочное сопротивление (*R*н) может быть активным или комплексным.

При этом падение напряжения на транзисторе *U*кэ является функцией тока коллектора

. (1.5.)

Ток коллектора при динамическом режиме в свою очередь определяется не только током базы, но зависит и от напряжения *U*кэ

. (1.6.)

Для получения данных для расчета *U*кэ и *I*к на кальке с семейством выходных характеристик транзистора необходимо провести линию нагрузки *АВ*. Точку *В* откладывают на оси *U*кэ при *U*кэ=12 В.

Вторая точка, для проведения линии нагрузки, берется на середине перегиба вольтамперной характеристики с максимальным током базы. Далее линия нагрузки проводится до оси *I*к, т.е. до *I*к.max . Через значение *I*К и *U*КЭР определяется *R*к. Расчет ведется в основных единицах

. (1.7.)

Транзистор является нелинейным элементом, так как его характеристики определяются нелинейными зависимостями между токами и напряжениями. Однако, если входной сигнал по амплитуде меньше по сравнению с постоянным напряжением в точке покоя, то в некоторой области статических ВАХ связь между токами и напряжениями можно считать линейной. В этом режиме, называемом режимом малого сигнала, транзистор можно представить в виде четырехполюсника, основные свойства которого соответствуют общей теории электрических цепей. При этом транзистор считается линейным усилительным элементом.

На рис. 1.3 показана схема замещения транзистора для системы *h* - параметров.

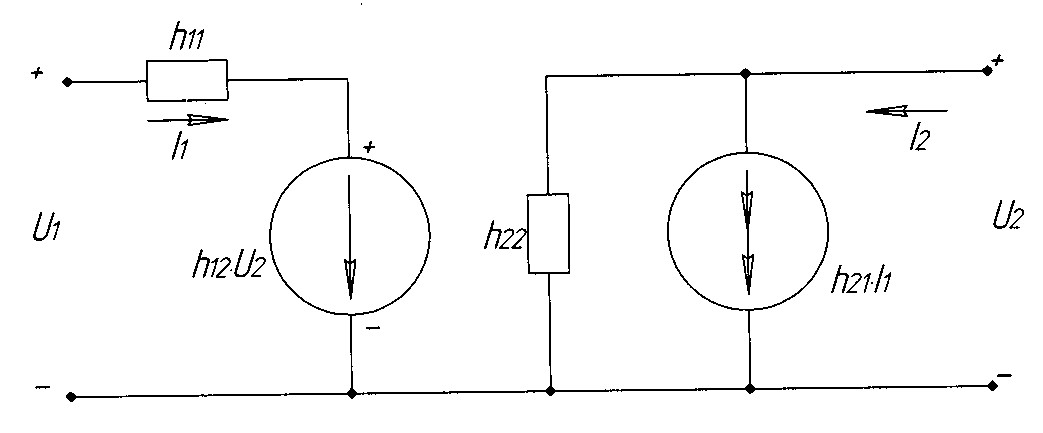


Рис. 1.3. Схема замещения транзистора для системы *h* - параметров

, (1.8)

 , (1.9)

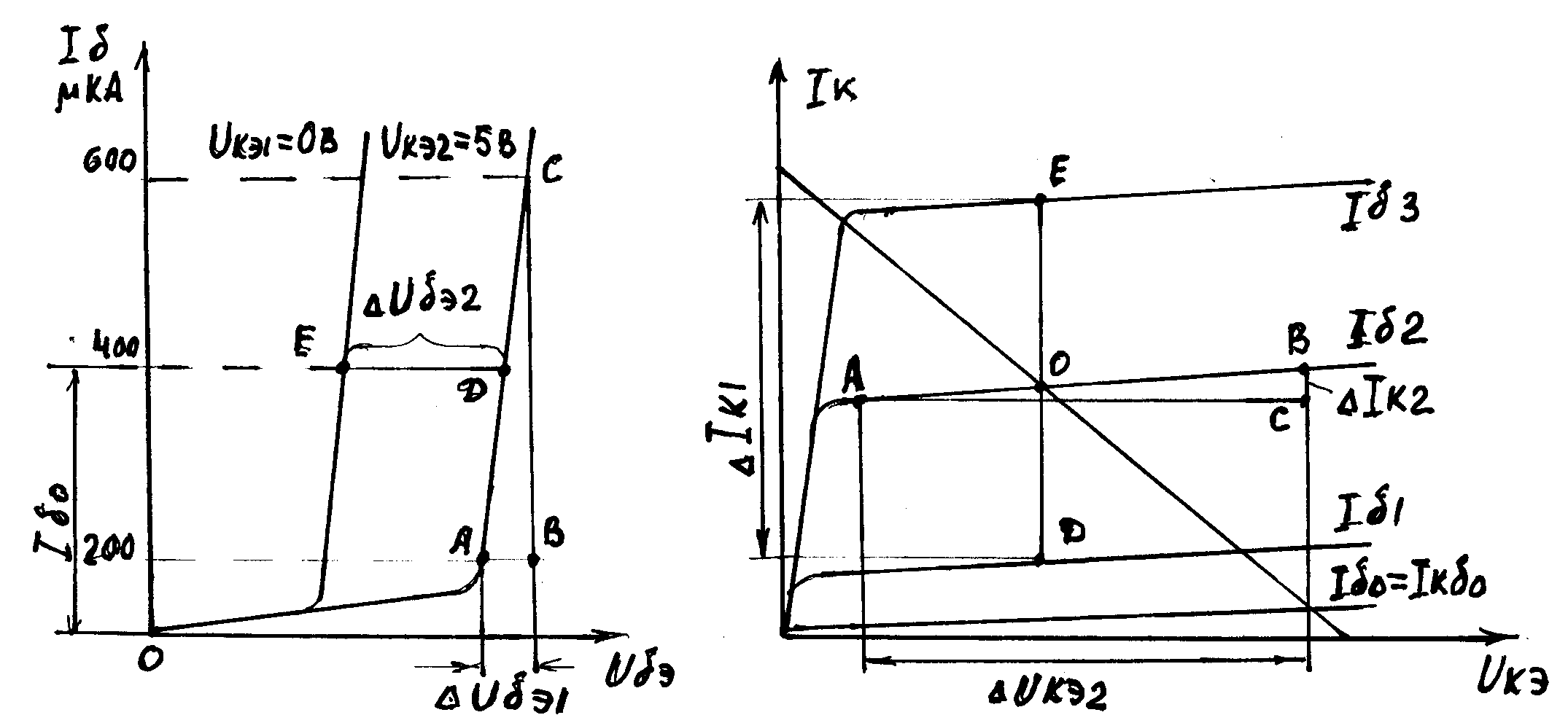
где , *U*2= 0 - входное сопротивление при кз. по переменному току на выходе четырехполюсника;

, *I*1 = 0 - коэффициент обратной связи по напряжению в режиме хх. на входе четырехполюсника;

 , *U*2 = 0 - коэффициент передачи тока при кз. на выходе четырехполюсника;

 , *I*1 = 0 - выходная проводимость в режиме хх. на входе четырехполюсника;

*h* параметры могут быть рассчитаны по характеристикам семейства входных характеристик транзистора снятых при различных значениях напряжений на коллекторе. Обычно, *U*кэ1≈0, а *U*кэ2 равно рабочему напряжению каскада. Для расчета *h*11 на линейном участке характеристики имеющим большую скоростью роста тока *I*б и снятой при *U*кэ2, ставят три точки *А, D, С* (рис. 1.4,*а*). Точка *А* берется на нижнем отрезке линейного участка, точка С на верхнем отрезке участка, а на его середине точка *D*, соответствующая исходному рабочему режиму (в дальнейшем называем ее «рабочей точкой»).



*а* *b*

Рис. 1.4. Определение *h* - параметров графо-аналитическим методом.

Из точек *А* и *С* проводят прямые параллельные осям *U*бэ и *I*б, а их пересечение обозначают буквой *В*. Из треугольника *АВС* получают данные для определения *h*11э. При расчетах *U* и *I* брать в вольтах и амперах.

. (1.11)

Для определения *h*12 необходимо найти приращение напряжения на базе в рабочей точке при увеличении *U*кэ от *U*кэ1 до *U*кэ2. Рабочая точка сместится от *D* до *E*, т.е. на Δ*U*бэ2, при этом

. (1.12)

По выходным характеристикам транзистора (рис. 1.4, *б*) можно определить параметры *h*21Э и *h*22Э, при величине рабочего напряжения на коллекторе *U*кэр=12 В.

Для определения *h*21Э из точки пересечения нагрузочной прямой с характеристикой, снятой при токе базы *I*б2=*I*б рт, т.е. точки О*,* проводим прямую параллельную оси *I*к. На ее пересечении с характеристикой *I*б1 берем точку *D*, а на пересечении с характеристикой при токе *I*б3 берем точку *Е*. Проекции от D и Е на ось *I*к позволят определить величину выходного тока Δ*I*к1. Проекция точки О на ось *I*к дает величину тока транзистора *I*ко в статическом, т.е. исходном режиме.

Через приращение Δ*I*к1 и Δ*I*б =*I*б3-*I*б1 определяется

. (1.13)

Для определения параметра *h*22 на концах линейного участка характеристики с *I*б2=*I*брт ставим точки *А* и *В*. Точка *В* берется при *U*кэ=12 В. Из точек *А* и *В* делаем сноски на оси *I*к и *U*кэ. При этом получается треугольник *АВС*. Катет ВС соответствует приращению тока Δ*I*к2, а катет АС приращению напряжения Δ*U*кэ, т.е.

. (1.14)

Точность определения параметров графо-аналитическим способом невелика.

Между *h* - параметрами разных схем включения и физическими параметрами транзистора существует однозначная связь, определяе­мая соотношениями, приведенными в табл. 1.2. В этой таблице в ка­честве примера даны численные значения параметров маломощного транзистора при *I*э = 1,3 мА. Так как направления токов в четырех­полюснике и в схемах включения транзисторов не совпадают, то ма­тематические величины коэффициентов передачи тока ( *h*б и *h*к) для схем с **ОБ** и с **ОК** имеют отрицательные значения, хотя это про­тиворечит их физическому смыслу. Изменение температуры транзистора влияет на обратный ток с коллектора на базу *I*кбо.

С увеличением температуры обратный ток коллектора (*I*кбо) увеличивается в соответствии с зависимостью

, (1.15)

где *I*кон - значение *I*кбо при температуре *t°*н (определяется по справочнику);

*t°* - температура равная 70 градусов, при которой надо определить *I*кбо.

Входное сопротивление усилительного каскада определяется по формуле:

, (1.16)

где *U*вх - напряжение на зажимах Б-Э, *I*вх - ток базы.

Значения физических параметров, необходимые для расчета *R*вx по таблице 1.2, определяются в следующей последовательности прировняв левую и правую части: 1) по *h*22э найти *r*к ; 2) по *h*12э найти *r*э ; 3) по *h*11э найти *r*б. Учитывая, что через сопротивление *r*б протекает ток *I*б, а через

Таблица 1.2.

**Связь физических параметров транзистора с *h* - параметрами**

|  |  |
| --- | --- |
| Параметры  четырёхполюсника | Физические параметры |
| *h*11э |  |
| *h*12э |  |
| *h*21э |  |
| *h*22э |  |

сопротивление *r*э ‑ ток *I*э *=* (1*+*β) *⋅ I*б, получаем для схемы с **ОЭ (**рис 1.1, *а***)**:

*U*вх = *I*б ⋅*r*б + (1+β) ⋅ *I*б ⋅ *r*б = *I*б ⋅ *r*б + (1+β) ⋅ *r*э. (1.17)

*R*вх.оэ = *r*б + (1+β) ⋅ *r*э. (1.18)

В схеме с **ОК** последовательно с *r*э подключено внешнее сопротивление *R*э. Входное сопротивление схемы с **ОК** рассчитать, приравняв *Rэ*=*rэ*

*R*вx.oк = *r*б + (1+β) ⋅ (*r*э+*R*э). (1.19)

Выходное сопротивление усилительного каскада по схеме с **ОЭ** рассчитывается по формуле

. (1.20)

Двойная косая черта // указывает на параллельное соединение *R*к и 1/*h*22э. *R*к определяется по параметрам точек построения нагрузочной диаграммы, т.е. точек А и В на рисунке 1.1. *в :*

*R*к = *U*кэр/*Ikmax*. (1.21)

Выходное сопротивление каскада по схеме с **ОK** рассчитывается по формуле

. (1.22)

Для всех вариантов принять *R*Г = 450 Ом.

Коэффициент усиления по напряжению определяется как отноше­ние напряжения *U*вых на нагрузке к *U*вх

. (1.23)

В идеальном усилителе напряжения ( *R*Г<<*R*ВХ), работающем в режиме холостого хода (*R*H= ∞), коэффициент усиления будет макси­мальным и равным:

. (1.24)

Коэффициент усиления по току *к*i (уравнение 1.27) можно рассчитать подставив значения Ib и IN из промежуточных уравнений 1.25 и 1.26

. (1.25)

. (1.26)

. (1.27)

В идеальном усилителе тока (*R*г>>*R*ВХ), работающем в режиме короткого замыкания (*R*Н=0), имеем:

*Ki.*кз = -β. (1.28)

Коэффициент усиления по мощности вычисляется по формуле

*Кр* = *Ku* ⋅ *Ki* . (1.29)

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 2**

ИЗУЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

*2.1. Цель работы*

2.1.1. Изучить влияние элементов схемы усилителей на режим ра­боты транзисторов и расчет усилителей с использовани­ем характеристик транзисторов.

*2.2. Содержание расчетного задания*

2.2.1. Выполнить расчет однокаскадного усилителя (рис. 2.1).

2.2.2. При расчете необходимо определить значения *R*K, *R*1, *R*2, *R*э, обеспечивающие работу усилителя в классе А и значения *С*1, С2, *С*э, обеспечивающее коэффициент частотных искажений *М*н = 1,1.

2.2.3. Определить *M*в и КПД усилителя для случая работы в классе А и классе В, а также сопротивление нагрузки *R*н, обеспечивающее максимум мощности, отдаваемой в нагрузку.

*2.3. Методические указания*

Для расчета элементов схемы однокаскадного усилителя, работающего в режиме А, необходимо использовать рассмотренные в работе №1 входные и выходные характеристики транзистора и полученные по ним значения *I*б0, *U*б0, *I*к0, *I*кm и *U*кm. Для задания положения рабочей точки на середине линейного участка входной характеристики используют делитель напряжения *Е*к на резисторах *R*1 и *R*2.

Для термостабилизации положения рабочей точки, при изменении температуры транзистора, в цепь его эмиттера включают резистор *R*э. Ток эмиттера, протекающий через *R*э, создает на нем падение напряжения, которое через *R*2 подается на базу транзистора и возвращает рабочую точку на середину линейного участка входной характеристики.

Для расчета делителя *R*1, *R*2 необходимо взять ток делителя в 5-10 раз больше тока *I*б0 на входной характеристике транзистора. Можно рассчитать ток делителя и по паспортным данным транзистора через *I*к.max и *h21*=β. По этим данным определяют *I*бmax, используя уравнение

. (2.1)

Ток делителя рассчитывают по формуле

*I*дел = (0,5—2,0)•*Iбmax* . (2.2)

Параметры делителя рассчитываются по формулам

, , (2.3)

где *Е*1= *Е*к=12 В.

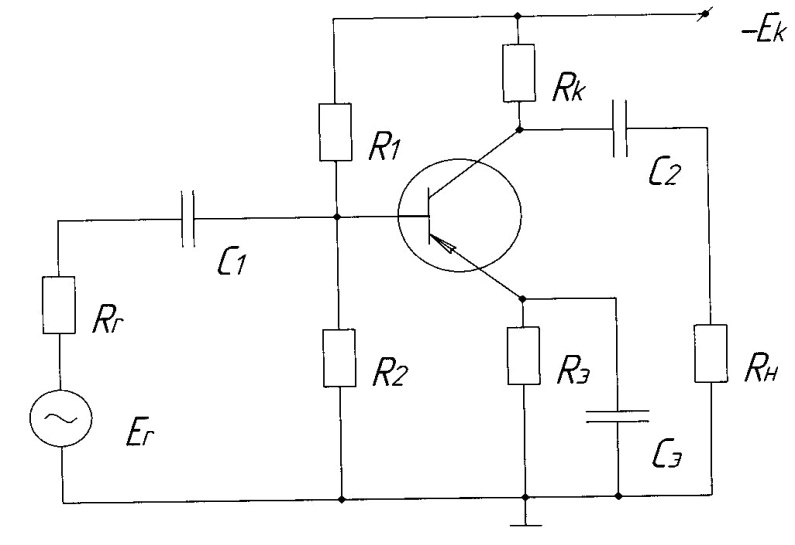


Рис. 2.1. Однокаскадный усилитель по схеме с **ОЭ**

Термостабилизирующее сопротивление *R*э определяют из условия

. (2.4)

Емкость блокирующего конденсатора *С*э, устраняющего отрицательную обратную связь по переменному току, определяется из условия

, (2.5)

где *Х*сэ - сопротивление емкости на низшей частоте усиливаемого сигнала (20 Гц). Известно, что *Х*сэ= 2*πfС*э. Отсюда *С*э=*Хс*э/2*πf*.

Величину рассчитанных *R* и *C*  нужно выбрать по ряду E6 или E12 или Е24 в методичке [Л9] или справочниках по компонентам радиоаппаратуры.

В бестрансформаторных многокаскадных усилителях широкое распространение полу­чили схемы с емкостной связью (рис. 2.1).

Каскад такого типа содержит переходные конден­саторы *С*1 и *С*2. Конденсатор *С*1 изолирует источник сигнала *Е*г от вхо­да каскада по постоянному току и соединяет их по переменной сос­тавляющей. Конденсатор *С*2 выполняет аналогичные функции по отно­шению к выходу каскада и нагрузке *R*н. Емкости этих конденсаторов оказывают влияние на работу каскада в области низших частот и при передаче вершины импульсов.

Величина емкости *С*1 определяется исходя из допустимого зна­чения коэффициента частотных искажений (на низшей частоте), ко­торый определяется выражением:

,

где *К*ио - коэффициент усиления на средних частотах; *К*ин - тоже на низшей частоте усиливаемого сигнала;  *τ*Н - постоянная времени входной цепи каскада в области низ­ших частот.

τН = *С*1 ⋅ (*R*Г +*R*вхоэ), (2.6)

где *R*Г - внутреннее сопротивление источника сигнала (при расчётах принять *R*Г = 450 Ом ).

*R*вх = *R*вхоэ // *R*1 // *R*2 , (2.7)

*R*вх  эквивалентно параллельно включенным *R*1, *R*2 и *R*вхоэ.

Окончательно

. (2.8)

Коэффициент частотных искажений в области высших частот определяется из выражения:

. (2.9)

Эквивалентная схема усилителя при работе его в области выс­ших частот приведена на рис. 2.3.

Постоянная времени в области высших частот *τ*в обусловлена емкостью *С*к (приведена в паспортных данных транзистора) и определяется уравнением

*τ*в  = *С*К ⋅ ( *r*К // *R*К // *R*Н ), (2.10)

где *r*к - дифференциальное сопротивление коллекторного пере­хода, рассчитанное в работе № 1. При расчетах выражение в скобках решать в два этапа: принять *R*Н = *R*К и найти их сумму при параллельном соединении, затем найденное число соединить параллельно с *r*к.

КПД коллекторной цепи усилителя вычисляется по формуле

, (2.11)

где *U*к.max *, I*к.max, - амплитуда коллекторного напряжения и тока полученные графически (см.рис. 1.1,в); *Е*к - ЭДС источника питания; *I*к0 - ток коллектора в точке покоя (см. рис. 1.1, в).

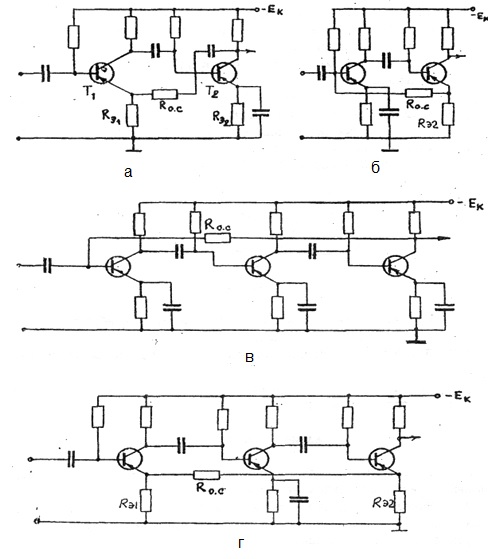
Общий КПД каскада вычисляется с учетом потерь в выходном трансформаторе (если он имеется) и цепи смещения.

Максимальную мощность в нагрузку *R*Н усилитель отдает при условии *R*н = *R*вых. Определение *R*вых дано в работе № 1.

Коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью

, (2.12)

где β0- коэффициент обратной связи (при расчетах принимать β0=0,2);*К* - коэффициент усиления без обратной связи рассчитанный в работе№1. Различают обратную связь по напряжению - сигнал обратной связи *U*ос (рис. 2.4.*а*. и рис.2.4.*в*.) пропорционален выходному напряжению - и об­ратную связь по току - сигнал обратной связи пропорционален вы­ходному току *I*ос (рис.2.4.*б*. и рис.2.4.*г*).

Рис. 2.4. Схемы усилителей с различными типами обратных связей

По способу сложения сигнала обратной связи с выходным сигна­лом различают: обратную связь со сложением напряжения (последо­вательная ОС) и обратную связь со сложением токов (параллельную ОС).

Значение входного и выходного сопротивлений для каждого из типов отрицательной ОС рассчитывается по формулам:

при последовательной ОС:

*R*вх.ос = *R*вх. ⋅ (1 + β0 ⋅*K* ); (2.13)

при параллельной ОС:

*R*вх.ос = *R*вх. / (1 + β0 ⋅*K* ); (2.14)

при обратной связи по напряжению:

*R*вых.ос = *R*вых. / (1 + β0 ⋅*K* ); (2.15)

при обратной связи по току:

*R*вых.ос = *R*вых. ⋅ (1 + β0 ⋅*K* ). (2.16)

**Вопросы и задачи для самопроверки**

1. Определить коллекторный ток транзистора каскада (рис 2. 1. а) при от­сутствии входного сигнала, если *E*k= 9 В, *R=*10 кОм, *Uб*э о=0,6 В. Коэффициент усиления по току *h*21э=40. Обратным током транзистора можно пренебречь.

2. Определить напряжение Uбэ0 и ток покоя базы усилителя (рис. 2.1)*,* если напряжение источника питания *E*k= 12 В, *R*k= 40 кОм, *I*k0=5,6 мА, *h*21э= 40.

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 3**

РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

*3.1. Цель работы*

3.1.1. Изучить влияние элементов схемы усилителей на режим ра­боты транзисторов.

3.1.2. Научиться производить расчет усилителей с использовани­ем характеристик транзисторов.

*3.2. Содержание расчетного задания*

3.2.1. Выполнить расчет однокаскадного усилителя мощности (рис. 3.1.) с использованием характеристик транзистора, взятых из справочника по мощности соответствующей цифре в строке с заданным номером варианта.

3.2.2. При расчете необходимо определить значения *Р*кmax, *I*kmax, *P*0, КПДи другие параметры, рассчитываемые в примере и обеспечивающие работу усилителя в классе АВ при значение коэффициента частотных искажений *М*н = 1,1.

3.2.3. Определить *M*в и КПД усилителя для случая работы в классе АВ и классе В, а также сопротивление нагрузки *R*н, обеспечивающее максимум мощности, отдаваемой в нагрузку.

3.2.4. Изучить схемы усилителей, приведенные на рис.3. 2. и оп­ределить тип обратной связи.

Исходные данные для расчёта в соответствии с номером варианта взять в таблице 3.1. Диапазон рабочих температур и диапазон рабочих частот усилителя принять равными цифрам примера. Диапазон рабочих частот от 100 Гц до 20 кГц. Диапазон темпера­туры окружающей среды в пределах 25—50 °С.

Входные и выходные характеристики транзистора, выбранного по данным расчета, нужно взять в приложении.

*3.3. Методические указания*

В усилителях мощности первостепенное значение приобретают энергетические соотношения. Величина мощности потерь в регулирующем устройстве и ее со­отношение с мощностью нагрузки зависят от выбора рабочей точки, свойств источника питания и формы управляющего сигнала. На рис. 3.1. показан характер изменения напряжения на на­грузке *U*н и на зажимах эмиттер-коллектор *U*эк для различных режимов работы транзистора.

В усилителе класса А (рис. 3.1,а) точка покоя уста­навливается смещением примерно на середине линии на­грузки; при этом *U*0= 0,5 *U*п, а *I*0 =0,5 *(U*п/*r*н). Если пренебречь мощностью управления, нелинейностью характеристик тран­зистора и обозначить через V1 отношение выходного напря­жения усилителя при данном сигнале к его максимальному значению, то на основе рис. 3.1, *а* можно определить вы­ражение для мощности нагрузки и потерь в транзисторе.

Характер изменения величин *P*н и *Р*п в функции V1 показан на рис.3.1, *д* (кривые *I*). Из (3.1) и (3.2) можно определить максимальные значения мощности нагрузки и потерь в транзисторе:

*P*н.макс=*U*2п ∕ 8*r*н при V1=1;(3.1)

*P*п.макс=*U*2п ∕ 4*r*н при V1=0. (3.2)

В усилителе класса В (рис. 3.1,6) точку покоя выби­рают вблизи области отсечки. Обычно используют два транзистора, которые работают в разных полупериодах. Мощность нагрузки и потери в транзисторах определяются соотношениями:

*P*н = (*U*2п / 2rн)V12; (3.3)

*P*п = V1 / π(2-V1 π / 2) (*U*2п /rн). (3.4.)

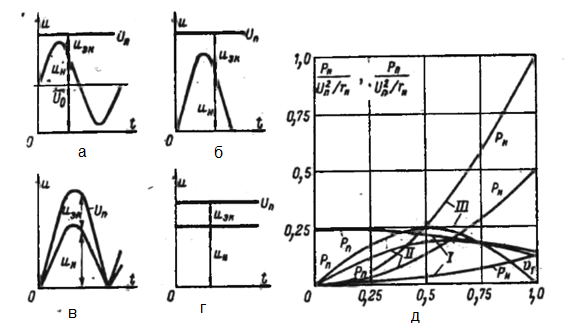


Рис.3.1. Энергетические соотношения в усилителях

Графики рис. 3.1,д (кривые *I I*) характеризуют измене­ние этих величин в

функции входного сигнала. Максималь­ные значения *P*н и *Р*п :

*P*н.макс .= (*U*2п / 2*r*н) при V1=1; (3.5.)

*P*п.макс .= 0,203(*U*2п /rн) при V1=0,636. (3.6.)

Соответствующие графики представлены на рисунке 3.1,д (Кривые *III*). Максимальные значения *P*н и *P*п соответственно равны:

*P*н.макс.=(*U*2п~/*r*н)приV1=1; (3.7.)

*P*п.макс.= (*U*2п~ / 4rн) приV1=0,5. (3.8.)

Эффективность режима работы транзистора харак­теризуют коэффициентом использования kи.м который равен отношению максимальной мощности нагрузки к максимальным потерям в приборе. Из рассмотренных формул следует, что в усилителях клас­са А kи.м=0,5, в усилителях класса В kи.м =2,46, в уси­лителях постоянного тока kи.м = 4.

Отметим также, что КПД линейных усилителей весьма низок. В усилителях класса А при максималь­ном сигнале величина КПД не превышает 50%, в уси­лителях класса В—78٪ .

Энергетические соотношения в усилительном каскаде существенно улучшаются, если рабочая точка транзи­стора находится в середине основной части рабочего пе­риода в областях и периода и отсечки, которые характеризуются небольшой мощностью рассеяния.

Для построения усилителей мощности применяют трансформаторные и бес- трансформаторные двухтактные усилители мощности

Трансформаторы, используемые в рассматриваемых схемах, не позволяют снизить габариты и вес усилителей мощности, ухудша­ют их амплитудно-частотную характеристику. Изготовление транс­форматоров требует больших затрат ручного труда, дефицитных материалов, и как элементы схемы трансформаторы имеют низкую надежность. Поэтому в настоящее время широко распространены бестрансформаторные двухтактные усилители мощности, построен­ные на паре транзисторов разного типа электропроводности (рис.3.2).

Схемы состоят из двух однотактных эмиттерных повторителей (плеч), работающих попеременно, в течение одного полупериода входного сигнала. Питание плеч осуществляется раздельно, от двух разнополярных источников постоянного напряжения Е'к и *Е*и", объединенных общей шиной, которая обычно заземляется. Благодаря разному типу электропроводности транзисторов каскад не требует парафазных входных напряжений.

Отрицательная обратная связь позволяет уменьшить нелиней­ные искажения, а также влияние асимметрии плеч. Однако в схе­мах с использованием эммитерных повторителей выходное напря­жение не может превышать входное, т. е. происходит по существу лишь усиление тока.

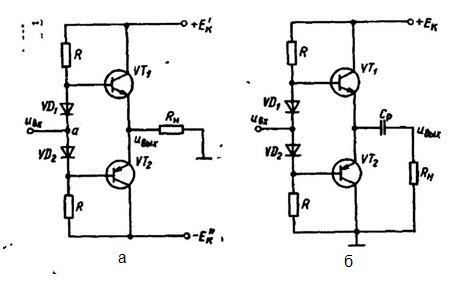


Рис.3.2. Схема электрическая принципиальная двухтактного усилителя

Каскад (рис. 3.2, *а*) работает следующим образом. В отсутствие входного сигнала точка «а» имеет нулевой по­тенциал. На базе каждого из VT транзисторов за счет делителя (*R*-*VD*1-*VD*2-*R*) создается постоянное напряжение смещения *U*bо, равное падению напряжения *U*до на соответствующем диоде и обеспечи­вающее работу каскада в режиме класса АВ.

При положительной полуволне входного напряжения с ампли­тудой *U*вх диоды остаются открытыми. Напряжение *U* вх поступает на базы транзисторов. При этом р-п-р транзистор *VТ*1 запира­ется, а *VT*2 открывается, так как ток базы п-р-п транзистора увеличивается на вели­чину

*I*b1=*U*вх / h11k.  (3.9)

Ток через диод *VD*1:

*I*b1=*I*r- *I*b1, (3.10)

где *I*r = *E*k-*U*вх / *R* ток через резистор при положительном напряжении *U*вх.

Для расширения динамического диапазона входного сигнала необходимо уменьшать сопротивление резистора *R* в цепи смещения. Однако при уменьшении *R* шунтируется вход­ное сопротивление эмиттерного повторителя, составляющего плечо каскада.

При отрицательной полуволне входного напряжения *U*вх запи­рается транзистор *VТ*1 и увеличивается ток транзистора *VТ*2.

Процессы преобразования входного сигнала в каскаде усиле­ния мощности для положительной и отрицательной полуволн про­текают в принципе одинаково. Поэтому формулы (3.9) и (3.10) для обеих полуволн входного сигнала идентичны и отличаются лишь индексами, соответствующими открытому транзистору.

Графический расчет бестрансформаторного каскада произво­дится по выходным характеристикам транзисторов и не отличается от графического расчета каскада с использованием трансформаторов. При этом роль сопротивления *R*н в бестрансформаторном каскаде играет сопротивление *R*я.

Наличие двух источников питания в схеме рис. 3.2*,а* может вызвать определенные неудобства при пользовании схемой. Для замены двух источников питания одним последовательно с нагруз­кой включают разделительный конденсатор достаточно большой емкости (рис. 3.2,*6*). По постоянному току транзисторы схемы включены последовательно. Поэтому при идентичных параметрах транзисторов постоянное напряжение Uс на раздельном конденса­торе Ср составляет 0,5 *Е*к и является «источником питания» для транзистора *VТ*2.

Напряжение коллектор — эмиттер транзистора *VТ*, равно Ек= 0,5 *I*k*R*n.

Для исключения искажений выходного сигнала за счет конден­сатора Ср необходимо, чтобы напряжение конденсатора оставалось постоян­ным в течение отрицательного полупериода (транзистор *VТ*2 от­крыт) входного синусоидального сигнала с частотой, соответст­вующей низшей частоте полосы пропускания.

Методика расчета каскада не отличается от методики расчета рассмотренных каскадов усиления мощности, т. е. производится с использованием статических характеристик транзистора одного плеча. При этом следует учесть, что рабочая точка покоя соот­ветствует уровню напряжения питания транзистора одного плеча 0,5*Е*К.

Недостатком бестрансформаторных каскадов, приведенных на рис. 3.2, является большое различие параметров у *VT* транзисторов разных типов электропроводностей. Для устранения этого недо­статка промышленностью выпускаются «пары» транзисторов с одинаковыми параметрами, но разным типом электропроводности, так называемые комплементарные транзисторы, ассортимент которых соответствует различным уровням выходной мощности усилителя, например ГТ402—ГТ404, ГТ703—ГТ705, КТ502—КТ503, КТ814—КТ1815, КТ818—КТ819.

Параметры транзисторов и их входные и выходные характеристики приведены в приложении. Величины КПД и коэффициента ис­пользования *VT* в этом случае зависят от типа транзисто­ра, напряжения источника питания,

тока нагрузки и ряда других факторов. Предположим, что транзистор типа КТ814 применен в качестве коммутирующего элемен­та в схеме рис. 3.1,а. При положительном напряжении на базе он отключает нагрузку *R*н от источника *U*п. При отрицательном напряжении на базе транзистор от­пирается и подключает нагрузку к источнику. При этом транзистор входит в режим насыщения, т. е. падение напряжения на нем минимально. Пример расчёта усилителя мощности, выполненного по двухтактной бестрансформаторной схеме, показан ниже для выходной мощности *P*н= 0.1 Вт, взятой произвольно не из данных таблицы 3.1.

Таблица 3.1

**Данные для расчёта усилителя**

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **№ варианта** | ***Р*н, Вт** | ***R*н, Ом** | **№** варианта | ***Р*н, Вт** | ***R*н, Ом** |
| 1 | 1,8 | 12 | 26 | 1,2 | 6 |
| 2 | 2,9 | 15 | 27 | 2,5 | 12 |
| 3 | 1,6 | 6 | 28 | 2 | 15 |
| 4 | 2 | 12 | 29 | 2 | 17 |
| 5 | 3 | 15 | 30 | 3 | 24 |
| 6 | 4 | 12 | 31 | 5 | 6 |
| 7 | 5 | 24 | 32 | 8 | 12 |
| 8 | 6 | 12 | 33 | 9 | 12 |
| 9 | 8 | 15 | 34 | 1,6 | 15 |
| 10 | 9 | 6 | 35 | 3,2 | 6 |
| 11 | 10 | 15 | 36 | 12 | 24 |
| 12 | 13 | 12 | 37 | 11 | 6 |
| 13 | 14 | 6 | 38 | 6,7 | 15 |
| 14 | 6 | 12 | 39 | 4,3 | 12 |
| 15 | 3 | 24 | 40 | 7 | 6 |
| 16 | 1,2 | 15 | 41 | 2 | 12 |
| 17 | 4 | 6 | 42 | 6,3 | 15 |
| 18 | 9 | 12 | 43 | 1,5 | 24 |
| 19 | 3,4 | 6 | 44 | 2 | 13 |
| 20 | 5 | 15 | 45 | 4,7 | 24 |
| 21 | 13 | 24 | 46 | 13 | 15 |
| 22 | 2 | 6 | 47 | 2,3 | 6 |
| 23 | 14 | 12 | 48 | 14 | 12 |
| 24 | 5 | 24 | 49 | 1,2 | 6 |
| 25 | 3,4 | 12 | 50 | 2,5 | 12 |

Например, предлагается рассчитать бестрансформаторный усилитель мощности (рис.3.2,б), работающий в режиме класса АВ, из условия получения мощности *Р*н=0,1 Вт в нагрузке 400 Ом. Допустимое значение коэффициента нелинейных иска­жений 5 %. Диапазон рабочих частот от 100 Гц до 20 кГц. Диапазон темпера­туры окружающей среды в пределах 25—50 °С.

*Пример расчета.*

I. Определяем максимальную мощность рассеяния на кол­лекторе транзистора одного плеча усилителя:

*Р*кmax = 2*Р*н/ **π**2 ≈ 0,2*Р*н ≈ 20 мВт.

2. Находим максимальный коллекторный ток транзистора одного плеча:

*I* к max = √2**π** н/*R* н =22 мА.

3. Определяем напряжение источника питания из формулы

*I* к max=0,5 *Е* к/R н *Eк* = 2*I*kmax*R*n; *Е*к=20 В.

4.Находим граничную частоту усиления предполагаемого типа транзистора из условия *f*α>(2 ...4*f*β) (1+*h*21э,), принимая *h*21э≈20. Неравенство выполняется, если *f*α>480 кГц.

5.Учитывая полученные значения *Рк*max, *I*kmax, а также условие

*U*km≈0,5Ek<*U*kдоп,  по справочнику выбираем транзисторы, составляющие *р-п-р* и *n-р-n* пару. Наибо­лее подходящими для данных условий типами транзисторов являются МП39 *(р-п-р)* и МП37 (*п-р-п).*

6.Построив на графике семейства выходных характеристик транзисторов МП37 или МП39 (рис. 3.3) динамическую нагрузочную прямую, отсекающую на оси абсцисс 0.5*E*k а на оси ординат *I*kmax определяем значения *U*ост и *I*km соответствующие грани­це нелинейной и линейной частей вы­ходных характеристик: *Uост=*0,6 В. *I*km = 20 мА.

7. Находим реальную мощность в нагрузке, соответствующую площа­ди треугольника *ABC* на рис. 3.3.:

*P*н=0,5(0,5*Е*к-*U*ост)*I*km=94 мВт.

8.Определяем мощность, отби­раемую каскадом от источника пи­тания:

*P*o=2×0,5*E*k*I*kep=*E*k*I*km/π≈127 мВт.

9.Находим коэффициент полезного действия каскада:

КПД=*P*н/*P*o=94/127=75 %.

10.Используя входную характеристику транзистора МП37 (или МП39), оп­ределим ток *I*бm и напряжение *U*бэm, соответствующие максимальной амплитуде тока *I*km≈ *I*эm=20 мА; *I*бm=1,2 мА, *U*бэm=0,8В.

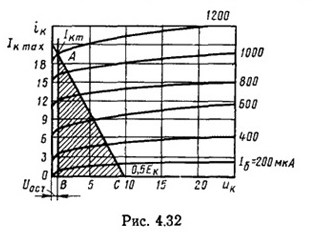


Рис. 3.3. Выходная характеристика мощного транзистора

11. По входной характеристике транзистора МП37 (или МП39), проведя прямую линию через нуль в точку *I*б max под углом α к оси абсцисс, определяем усредненное входное сопротивление *R*вх ср транзистора, обусловленное нелиней­ностью входной характеристики 1/tgα :*R*вхср =250 Ом.

12. Находим глубину обратной связи при максимальной амплитуде входного сигнала *U*вхm :

*F* = *U*бэ m+*I*эm*R*н **/***U*бэ m = 1+*I*эm*R*н **/***U*бэ =11.

13. Определяем входное сопротивление плеча каскада:

*R*вх ос = *FR*вх ср = 2,8 кОм.

14. Находим входную мощность каскада:

*P*в х = 1/2*U*б *mI*б *m*= 1/2(*U*бэ *m*+*I*э *mR*н)*I*б*m*= 5,8 мВт.

15. Коэффициент усиления по мощности:

Kp = *P*н**/***P*вх = 16.

16. Определяем сопротивление резистора делителя. используя формулу:

*R* = (*Ek***/***U*вх*m*)*R*вх ос - *R*вх ос = 3,9 кОм.

17. Строим сквозную динамическую характеристику одного плеча *l*k=*f*(*u*вх). Используя построенную сквозную динамическую характеристику определяем коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике:

*Kr*3=*Ik*3 ***/*** *Ik*1=0,015=1,5 %.

18. Учитывая нелинейные искажения по второй гармонике за счет асиммет­рии схемы, найдем коэффициент нелинейных искажений:

*Kr*=1,5*Kr*3=2,25 %.

Убеждаемся, что полученное значение Кr меньше заданного Krдоп=5 %.

19. Определяем емкость конденсатора *С*р из формулы:

*С*р≥1**/**wн(*R*выхп+*R*н)

при *R*r < 2,4кОм выходное сопротивление эмиттерного повторителя, опре­деляемое из формулы:

*R*выхп = rэ+(rб+*R*r**/**1+h21э

где rэ и rб находят по характеристикам принятых транзисторов. Если рассчитанное значение *R*выхп на порядок меньше заданного сопротивления нагрузки *R*н=400 Ом можно пре­небречь влиянием *R*выхп на величину *С*p. Рассчитав величину *С*pполучим:

*С*p=4,2 мкФ.

Выбираем номинал по ГОСТу в сторону больших значений *С*р=4,7 мкФ.

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 4**

ИЗУЧЕНИЕГЕНЕРАТОРА С ФАЗОВРАЩАЮЩЕЙ RC-ЦЕПЬЮ

*4.1. Цель работы*

4.1.1. Изучить работу схем генератора с фазовращающей RC-цепью.

*4.2. Содержание расчетного задания*

4.2.1. По данным, приведенным в таблице 4.1 произвести расчет  
токов и напряжений транзисторов и других элементов схемы.

Таблица 4.1.

**Варианты заданий**

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **номер варианта** | ***f*, кГц** | ***E*к** | **номер варианта** | ***f*, кГц** | ***E*к** |
| 1 | 0,4 | 12 | 24 | 0,6 | 24 |
| 2 | 0,9 | 15 | 25 | 0,4 | 6 |
| 3 | 1,2 | 6 | 26 | 3 | 24 |
| 4 | 2 | 12 | 27 | 4 | 6 |
| 5 | 3 | 15 | 28 | 6 | 15 |
| 6 | 4 | 12 | 29 | 11 | 12 |
| 7 | 5 | 24 | 30 | 13 | 6 |
| 8 | 6 | 12 | 31 | 17 | 24 |
| 9 | 8 | 15 | 32 | 0,8 | 15 |
| 10 | 9 | 6 | 33 | 1,3 | 12 |
| 11 | 10 | 15 | 34 | 2,7 | 6 |
| 12 | 13 | 12 | 35 | 5 | 15 |
| 13 | 14 | 6 | 36 | 9 | 24 |
| 14 | 6 | 12 | 37 | 7 | 6 |
| 15 | 3 | 24 | 38 | 1,3 | 24 |
| 16 | 1,2 | 15 | 39 | 5,4 | 12 |
| 17 | 4 | 6 | 40 | 5 | 12 |
| 18 | 9 | 12 | 41 | 8 | 15 |
| 19 | 0,4 | 6 | 42 | 15 | 6 |
| 20 | 5 | 15 | 43 | 24 | 12 |
| 21 | 13 | 24 | 44 | 18 | 12 |
| 22 | 2 | 6 | 45 | 0,5 | 24 |
| 23 | 14 | 12 | 46 | 3 | 6 |

*4.3. Общие сведения и методические указания*

Структурная схема генератора с фазовращающей *RC*-цепью представляет собой уси­литель с поворотом фазы на 180°, в котором для выполнения условия баланса фаз включена цепь обратной связи, изменяющая на частоте генерации фазу выходного сигнала также на 180°. На остальных частотах баланс фаз выполняться не должен. В качестве фазовращающей цепи обратной связи обычно используются трехзвенные *RC-*цепи, приведенные на рис. 4.1, *а, б,* Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики *RC*-цепей даны на рис. 4.1, *в, г.*

Для цепи рис. 4.1, *а* частоту генерации ω0 и коэффициент передачи β0 на частоте ω0 можно найти из формул.

ω0=l/(*RC*√6); (4.1)

β0= *U*2/*U*1=l/29. (4.2)

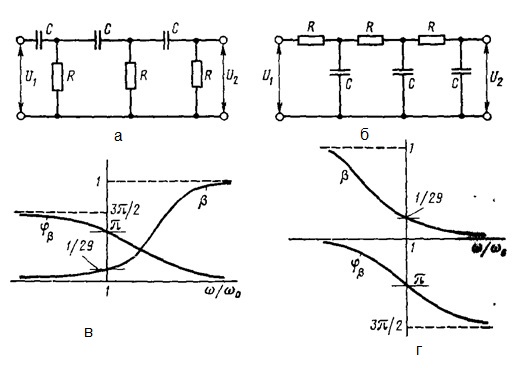


Рис 4.1. Трехзвенные *RC-*цепи

Для схемы рис. 4.1, б выполняются следующие соотношения:

ω0=√6/(*RС*); (4.3)

β0=1/29. (4.4)

Из формул (4.2) и (4.4) видно, что фазовращающие *RC-*це­пи (рис. 4.1, *а, б)* существенно уменьшают сигнал обратной свя­зи, поступающий на вход усилителя. Поэтому для обеспечения баланса амплитуд генератора и возникновения колебаний коэф­фициент усиления усилителя не­обходимо выбирать из условия *Ки0 ≥* 1 / β0 = 29.

Принципиальная схема прос­тейшего генератора с фазовраща­ющей *RС*-цепью приведена на рис. 4.2.

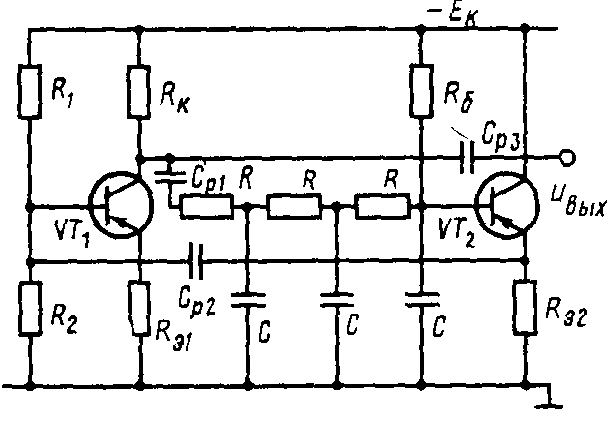


Рис. 4.2. Принципиальная схема генератора с фазовраща­ющей *RС*-цепью

В этой схеме усилитель выпол­нен на транзисторе *VT*1, включен­ном по схеме каскада ОЭ.

Для уменьшения влияния эле­ментов схемы на форму кривой ге­нерируемых колебаний в усилите­ле часто создается местная отрицательная обратная связь по току, не зависящая от частоты во всем диапазоне полосы пропускания усилителя.

Для нормальной работы генераторов необходим согласующий каскад — эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе *VT*2. При отсутствии эмиттерного повторителя условия самовоз­буждения в схеме генератора выполнить трудно, так как, во-первых, фазовращающая цепь обратной связи шунтирует резистор *RK* и тем самым уменьшает коэффициент усиления *Кио* усилительно­го каскада; во-вторых, малое входное сопротивление каскада сни­жает коэффициент передачи β0.

Частоту генерации в схеме рис. 4.2. можно определить по формуле (4.3.), если сопротивление резисторов *R* много меньше входного сопротивления эмиттерного повторителя, т. е. *R*<<*R*вх.п

Если это условие не выполняется, то частоту генерации схемы с учетом шунтирующего действия *R*вх.п определяют по формуле

, (4.5.)

Необходимое для поддержания незатухающих колебаний значе­ние коэффициента усиления усилителя с обратной связью оопределяется по формуле

*K*u ≥29 + 23*R*/(*R*вх.п //*R*6). (4.6.)

*4.2. Пример расчета генератора низкой частоты*

Рассчитать элементы генератора незатухающих колебаний с частотой ω0= 1 кГц ( рис. 4.2.). Напряжение питания *E*K= -10 В. Рабочие напряжения и токи покоя транзисторов соответственно:

*I*K01 = *I*K02 = *I*K0= 4 мА;

*U*K01 = *U*K02*= U*K0*=*4 В.

Решение.

1. Из условия *U*кэ max*> E*к *, 2I*к0*<I*к доп.выбираем транзисторы типа МП42Б с параметрами *h*21э= 45—100, *Iк* доп*.* = 30 мА, *Uкэ* max=15 В.

2. Записывая уравнение *E*к = *U*K02+ *I* э02*R*э2 учитывая, что *I*к0 ≈ *I*э 0, найдем сопротивление

*R*э2 = ( *Eк* - *U*K02 ) *I* э02=1.5 кОм.

3. Из уравнения

*I*б02 = *I к*э02 *h*21э2 ≈ (*Eк* — *I* э02 *R*э2 )/*R*б

найдем сопротивление:

4.Задавая *I* э01*R*э1 = 0,015 *Eк* и записав уравнение

*Eк* = *I* к01*R*к + *U*кэ01 + *I*э01*R*э1

Находим:

*R*к ***=*** (0,985 *Eк* — *U*кэ01 ) / *I* к01 =1,5 кОм (по ГОСТУ 39 Ом);

*R*э1 = *U*э01 / *I* э01 = 0,015 *Eк* / *I* э01 = 0,4 кОм.

5. Определим входное сопротивление усилительного каскада без учета шунтирующего действия делителя *R*1 — *R*2**:**

*R*вх = rб1 ÷ (1 + *h*21э) *R*э1= 1,8 кОм.

6. Так как сопротивление параллельного соединения резисторов *R*1 и *R*2 (//) не должно сильно шунтировать входное сопротивление *R*вх1 , принимаем

*R*1 *//R*2 > *R*вх1 или *R*1 *//R*2 =2*R*вх1= 3,6 кОм.

7. Определяем сопротивление

8. Находим сопротивление

*R*2 = [1/( *R*1 *//R*2 ) — 1/ *R*1 ]-1= 3,8 кОм (по ГОСТУ 3,9 кОм).

9. Определяем входное сопротивление эмиттерного повторителя с учетом шунтирования резистора *R*э2 входным сопротивлением усилительного каскада *R***′**вх1 = *R*1 *//R*2 *// R*вх1 = 1,2 кОм:

*R*вх.п = rб2 + (1 + *h*21э2) ( *R*э2 *//R′*вх1) = 55,2 Ом.

10. Находим сопротивление

*R*вх2 = *R*б *// R*вх.п =24,6 кОм.

11. Выбираем

*R* ≈ 0,1 *R*вх2 = 2,3 кОм (по ГОСТУ 2,2 кОм).

12. Из формулы (6.3) определяем емкость конденсатора:

*С ≈* 1,1 мкФ.

13. Определяем коэффициент усиления усилительного каскада:

*К и* ос ≈ (*h*21э1 *R*к) / *R*вх1 ≈37,5.

Полученный коэффициент усиления удовлетворяет условию (4.4) поддер­жания незатухающих колебаний в схеме. При невыполнении условия (4.4) умень­шают сопротивление резистора обратной связи *R*э1.

Если обратная связь отсут­ствует, но полученный коэффициент усиления не удовлетворяет условию (4.4), то для повышения *Ки* выбирают транзисторы с большим коэффициентом *h*21э.

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 5**

ИЗУЧЕНИЕ НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

*5.1. Цель работы*

5.1.1. Изучить работу схем однополупериодного и двухполупериодных выпрямителей.

5.1.2. Изучить работу схем фильтров.

5.1.3. Произвести расчет схем выпрямителей и фильтров в соот­ветствии с исходными данными, приведёнными в таблице 5.1.

*5.2. Содержание расчетного задания*

5.2.1. По данным, приведенным в таблице 5.1, произвести расчет  
токов и напряжений диодов и трансформатора для всех схем.

5.2.2. Выбрать по справочникам диоды [9,10], конденсаторы и резисторы,  
соответствующие рассчитанным параметрам.

*5.3. Методические указания*

При выводе основных соотношений в выпрямителях необходимо помнить, что выпрямленные напряжение и ток имеют период питающего их напряжения и внутри каждого периода они меняются по косинусоидальному закону. Разложив в ряд Фурье выпрямленный ток, получим для мгновенного значения тока *i*в следующее выражение:

*i*В*=*(*I*m*/π*)*+*(*I*m*/*2)*⋅* sinωt *-* (2*I*m*/*3*π*)*⋅*sin2ωt *-*  (2*I*m */* 15*π*) sin4ω*,*

где первое слагаемое этого ряда

, (5.1)

представляет собой среднее значение тока за период и называется постоянной составляющей выпрямленного тока *I*m0.

Второе слагаемое (*I*max/2)sin*ωt* называется первой (основной) гармоникой переменной составляющей выпрямленного тока *I*m1.

Постоянная составляющая и первая гармоника составляют более 95 % от выпрямленного тока, что позволяет пренебречь высшими гар­мониками и следовательно *I*m0+*I*m1=*I*d=*I*н.

Через заданные значения напряжения *U*н и тока *I*н рассчитать *R*н :

*U*н*= I*н *R*н. (5.2)

Таблица 5.1

**Исходные данные для расчёта выпрямителей**

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Номер варианта | Однополупериодная схема выпрямления с "*С*" фильтром | | Двухполупериодная с "*RC*" фильтром | | Мостовая с "*LC*" фильтром | |
|  | *U*н(В) | *I*н(А) | *U*н(В) | *I*н(А) | *U*н(В) | *I*н(А) |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 1 | 20 | 0,1 | 24 | 0,12 | 32 | 0,12 |
| 2 | 36 | 0,16 | 48 | 0,18 | 56 | 0,25 |
| 3 | 42 | 0,12 | 62 | 0,26 | 64 | 0,3 |
| 4 | 60 | 0,26 | 70 | 0,4 | 72 | 0,36 |
| 5 | 75 | 0,28 | 85 | 0,48 | 78 | 0,5 |
| 6 | 80 | 0,64 | 92 | 0,5 | 84 | 0,56 |
| 7 | 112 | 0,9 | 100 | 0,46 | 96 | 0,8 |
| 8 | 125 | 1,28 | 140 | 0,8 | 110 | 1,1 |
| 9 | 140 | 1,7 | 150 | 0,96 | 136 | 1,6 |
| 10 | 145 | 0,1 | 150 | 0,4 | 140 | 0,3 |
| 11 | 25 | 0,2 | 24 | 0,4 | 30 | 0,1 |
| 12 | 30 | 0,3 | 40 | 0,2 | 50 | 0,3 |
| 13 | 40 | 0,4 | 45 | 0,3 | 55 | 0,4 |
| 14 | 45 | 0,5 | 50 | 0,4 | 60 | 0,5 |
| 15 | 50 | 0,6 | 55 | 0,5 | 65 | 0,4 |
| 16 | 55 | 0,7 | 60 | 0,7 | 70 | 0,5 |
| 17 | 70 | 0,4 | 75 | 0,6 | 78 | 0,6 |
| 18 | 85 | 0,5 | 90 | 0,5 | 95 | 0,55 |
| 19 | 90 | 0,6 | 95 | 0,5 | 100 | 0,7 |
| 20 | 100 | 0,4 | 105 | 0,45 | 110 | 0,5 |
| 21 | 115 | 0,8 | 120 | 0,9 | 125 | 0,8 |
| 22 | 120 | 0,7 | 125 | 0,8 | 130 | 0,75 |
| 23 | 23 | 0,2 | 100 | 0,3 | 105 | 0,3 |
| 24 | 105 | 0,4 | 110 | 0,5 | 115 | 0,4 |
| 25 | 110 | 0,5 | 115 | 0,6 | 120 | 0,5 |
| 26 | 125 | 1,1 | 130 | 1,2 | 135 | 1,1 |
| 27 | 130 | 1,2 | 135 | 1,3 | 140 | 1,2 |
| 28 | 135 | 1,3 | 140 | 1,4 | 145 | 1,3 |
| 29 | 150 | 0,8 | 155 | 0,9 | 160 | 0,8 |
| 30 | 155 | 0,9 | 150 | 1,0 | 165 | 0,9 |
| 31 | 160 | 1,0 | 165 | 1,1 | 170 | 1,1 |
| 32 | 170 | 1,3 | 175 | 1,4 | 180 | 1,4 |
| 33 | 20 | 0,9 | 100 | 0,5 | 110 | 0,8 |
| 34 | 42 | 0,1 | 24 | 0,18 | 64 | 0,3 |
| 35 | 80 | 0,28 | 100 | 0,8 | 96 | 1,1 |
| 36 | 112 | 0,64  0.2 | 140 | 0,5 | 100 | 1,6 |
| 37 | 140 | 0,2 | 110 | 0,6 | 82 | 1,9 |
| 38 | 60 | 0,4 | 75 | 0,5 | 78 | 0,6 |
| 39 | 90 | 0,5 | 90 | 0,7 | 185 | 0,2 |
| 40 | 100 | 0,6 | 95 | 0,9 | 130 | 0,4 |
| 41 | 115 | 0,4 | 120 | 0,45 | 140 | 0,6 |
| Окончание табл. 4.1 | | | | | | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 42 | 105 | 3 | 24 | 1,4 | 64 | 0,8 |
| 43 | 110 | 0,1 | 40 | 0,5 | 72 | 0,3 |
| 44 | 125 | 0,16 | 45 | 0,18 | 78 | 1,1 |
| 45 | 130 | 0,12 | 50 | 0,8 | 84 | 1,6 |
| 46 | 135 | 0,26 | 55 | 0,5 | 96 | 1,9 |
| 47 | 150 | 0,28 | 60 | 0,6 | 110 | 0,6 |
| 48 | 155 | 0,64 | 75 | 0,5 | 136 | 0,2 |
| 49 | 160 | 0,9 | 90 | 0,7 | 140 | 0,4 |
| 50 | 170 | 1,28 | 75 | 0,9 | 30 | 0,6 |

*5.3.1. Схема однополупериодного выпрямителя*

Через напряжение *U*н = *U*d определяют действующее напряжение *U*2 на вторичной обмотке трансформатора

. (5.3)

Максимальная величина тока вентиля выпрямителя *I*м зависит от амплитуды напряжения *U*2м на вторичной обмотке трансформатора (рис. 4.1) и от *R*н.

*I*м *= U*2м */ R*н. (5.4)

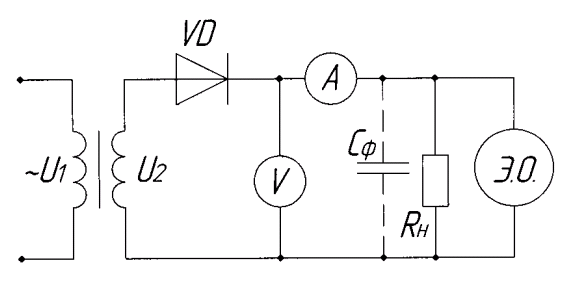


Рис. 5.1. Однополупериодная схема выпрямителя

Действующее значение тока во вторичной обмотке *I*2:

; (5.5)

Мощность, расходуемая во вторичной обмотке трансформатора:  
 *S*2 *= I*2 *U*2 *=* 3,5 *Р*н*=*3,5*I*н*U*н ; (5.6)

Мощность, расходуемая в первичной обмотке трансформатора:

*S*1 *= U*1 *I*1 *=* 2,7 *Р*н; (5.7)

Габаритная полная мощность трансформатора:

; (5.8)

Максимальное обратное напряжение на вентиле выпрямителя

; (5.9)

Коэффициент пульсаций в однополупериодной схеме выпрямителя

. (5.10)

*5.3.2. Двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой.*

В схеме двухполупериодного выпрямителя, рис. 5.2 вентили пи­таются напряжениями с двух вторичных обмоток, сдвинутыми по фазе на 180° , т.е. эту схему можно рассматривать как две однополупериодных, поочередно работающих на общую нагрузку *R*н, поэтому среднее значение выпрямленного тока *I*н =*I*dудвоится:

*I*н*=2⋅I*м*/*π*.* (5.11)

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора:

*I*2*=I*d*⋅*π*/*4*=*0,785*I*d. (5.12)

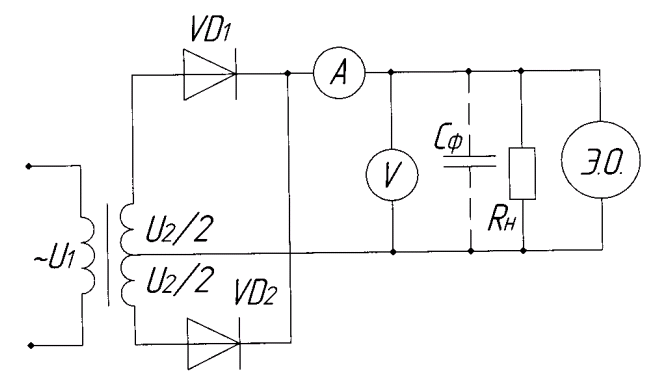


Рис. 5.2. Двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой

Действующее значение напряжения одной из полуобмоток трансформатора *U*2:

*U*2 *= 1,11 U*d. (5.13)

Мощность, расходуемая во вторичной обмотке трансформатора:

*S*2 *= I*2 *⋅U*2 *=* 1,75 *Р*н. (5.14)

Полная мощность трансформатора:

*S*тр *=* 1,48 *Р*н; (5.15)

Коэффициент пульсаций на выходе двухполупериодного выпрями­теля

; (5.16)

где *К* - номер гармоники, *m* - число фаз.

Обратное напряжение на вентиле

. (5.17)

*5.3.3. Мостовая двухполупериодная схема выпрямителя*

Мостовая схема состоит из трансформатора и четырех вен­тилей *VD*1-*VD*4. Переменное напряжение *U*2 подводится к одной диаго­нали моста, а нагрузка *R*н подключена к другой. При этом вентили *VD*1 и *VD*3 пропускают ток в течение одного полупериода, а вентили *VD*2 и *VD*4 в течение другого полупериода. Так как ток протекает в оба полупериода по двум вентилям, то падение напряжения в мосто­вой схеме в два раза выше, чем в нулевой. Во вторичной обмотке ток проходит дважды за период в противоположных направлениях, по­этому вынужденное подмагничивание сердечника трансформатора пос­тоянным током отсутствует (рис.5.3).

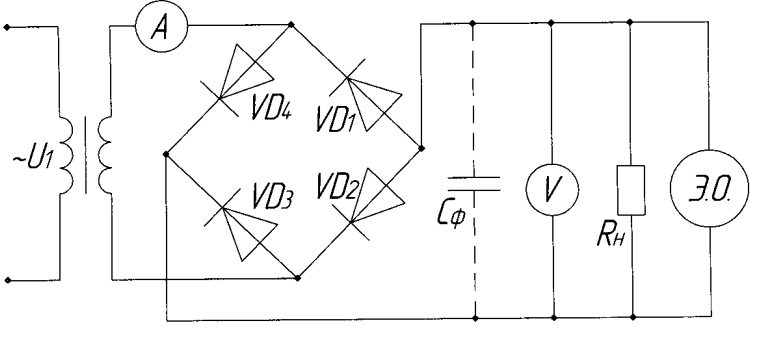


Рис.5.3. Мостовая двухполупериодная схема выпрямителя

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке U2 :

*U*2 *=* 1,11*⋅U*н. (5.18)

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора *I*2:

. (5.19)

Среднее и действующее значение тока через вентиль *I*в.ср и *I*в:

. (5.20)

Действующее значение тока первичной обмотки *I*1 отличается от *I*2 на коэффициент трансформации Кт. Kт = *U*1/*U*2, где  *U1*= 220 в:

*I*1 = 0,785\**I*d / Kт. . (5.21)

Расчетные мощности обмоток трансформатора равны между собой:

. (5.22)

Коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя :

 . (5.23)

Обратное напряжение на вентиле *U*o6p:

. (5.24)

*5.3.4. Фильтры*

На выходе любой из рассмотренных схем выпрямителей содержат­ся постоянная и переменная составляющие и пульсация напряжения столь значительна, что непосредственное питание нагрузки от вып­рямителя возможно лишь там, где приемник энергии не чувствителен к переменной составляющей (зарядка аккумуляторов, питание элект­родвигателей и цепей сигнализации). Для питания электронных уст­ройств требуется напряжение с коэффициентом пульсаций . Для уменьшения пульсаций между выпрямителем и наг­рузкой устанавливается сглаживающий фильтр - реактивный элемент, способный запасать энергию (*С* или *L*).

Основной параметр сглаживающих фильтров - коэффициент сглаживания *S = q*вх */q*вых.

При емкостном фильтре переменные составляющие тока выпрями­теля *I*m1+*I*mn проходят через конденсатор, имеющий небольшое реактивное сопротивление *Х*с, поэтому для хорошего их сглаживания берут *X*c<<*R*H.

При небольшом *Х*c только малая часть переменной составляющей *I*m2 течет через *R*н, поэтому напряжение на нем равно *U*н, следовательно

 , (5.25)

где *ω* - частота пульсаций *U*н, а *m*- число фаз.

При расчетах фильтра можно по заданному значению *S*c рассчи­тать емкость конденсатора, используя уравнение

 , (5.26) При расчетах для всех вариантов принять S = 1000, т.е. *Sc=Src=Slc*.

Емкостной фильтр не только снижает *q*, но и влияет на *U*н, увеличивая его значение, поэтому ток через вентиль будет прохо­дить при условия U2> *U*н, т.е. меньше половины периода в интервале 2*Q*, при этом уменьшается угол отсечки *Q* (*Q*<90), что поясняет рис. 5.4,а.

В этом случае

 , (5.27)

Длительность протекания тока через вентиль определяется двойным значением угла *Q*, называемого углом отсечки, который мож­но найти из равенства

 , (5.28)

При расчете выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, исходными данными являются *U*н=*U*d и *I*н=*I*d, a *I*2 и Cos*Q* представляют со­бой искомые величины.

Величина *U*2 определяется из уравнения:

 , (5.29)

Для определения *U*2 и Сos*Q* необходимо построить по выражению (5.28) зависимость 1: *U*2 *= f* (сos*Q*), (рис. 5.4,б) при заданном *U*d, а по вы­ражению (5.29) зависимость 2: *U*2 *= f* (сos*Q*) при заданном *I*н. При расчетах в (5.29) *Q* выразить в радианах. Значениями cos*Q* можно задаваться от 0,1 до 0,9 через 0,2.

Координаты точки пересечения этих графиков дают значения *U*21 и cos*Q*.

Зная *U*2 и *U*н выбирают вентили по допустимому напряжению. Значение cos*Q* используют для расчета трансформатора. Максимальное значение тока через вентиль

 , (5.30)

где *R*i -внутреннее сопротивление вентиля (принять 1 Ом); *U*21– обратное напряжения на вентиле из рисунка 5.4.б; *R*т - активное сопротивление обмоток трансформатора, приведённое к вторичной обмотке (принять *R*т = 20 Ом).

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

. (5.31)

В схеме индуктивного фильтра, когда *L* включена последова­тельно с *R*н в течение положительного полупериода, когда нарастает диода *i*в, дроссель *L* запасает энергию, благодаря чему в отрицательный полупериод накопленная энергия расходуется на поддержание нагру­зочного тока. Недостатком этой простой схемы является большое вы­ходное сопротивление выпрямителя из-за того, что берут *X*L>>*R*H для получения хорошего сглаживания.

Хорошие качества имеют сложные Г и П-образные фильтры из *RC и LС* цепей. Их строят из условия, что *ωmL > R*н,a(1*/mωC*) *< R*н.

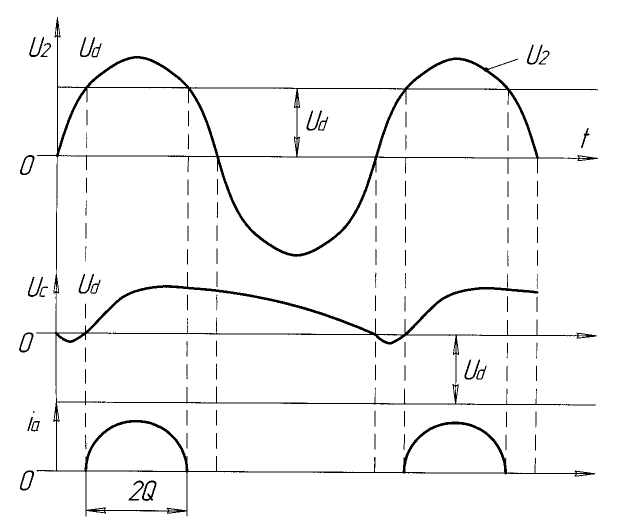


Рис. 5.4.а. Эпюры напряжения выпрямителя с ёмкостным фильтром

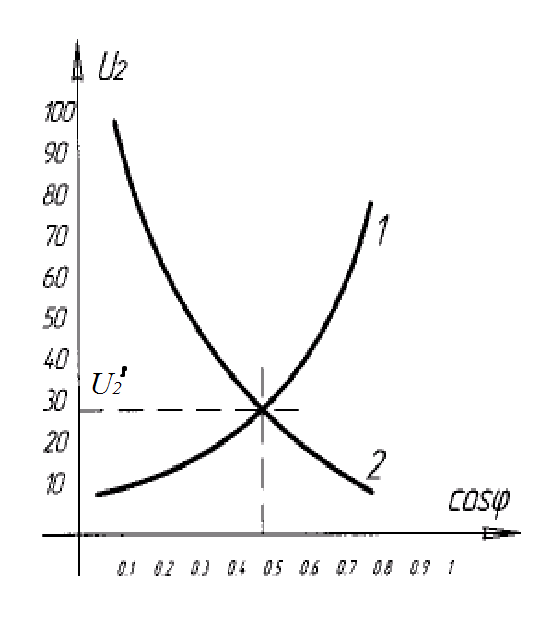


Рис. 5.4.б Зависимость *U*2 от Cos*Q*

Коэффициент сглаживания Г-образного  *LC* фильтра:

. (5.32)

Расчет фильтра ведут исходя из заданной величины и выбранной схемы выпрямления. Найдя значение *LC* а затем задавшись емкостью *С* рассчитывают величину *L*. Величину *С* берут из ряда Е6 или Е12 в [ 9 ]:

 . (5.33)

При малых токах нагрузки и небольших значениях *S* используют *RС* фильтры. Коэффициент их сглаживания

. (5.34)

Приняв *R*ф *=* ( 0,15 *÷* 0,25)⋅*R*н вычисляют *С*:

 . (5.35)

Рассчитав параметры *С* нужно также взять её величину из ряда Е12.

**Расчетное задание № 6**

Расчёт стабилизатора напряжения

6.1. Цель работы

6.1.1. Изучить влияние элементов схемы на режим ра­боты стабилизаторов.

6.1.2. Научиться производить расчет стабилизаторов с использовани­ем параметров транзисторов и микросхем.

6.2. Содержание расчетного задания

6.2.1. Выполнить расчет компенсационного стабилизатора напряжения (рис. 6.3.) с использованием параметров транзисторов и параметров операционных усилителей взятых из справочника

6.2.3. Определить Mв и КПД усилителя для случая работы в классе АВ и классе В, а также сопротивление нагрузки Rн, обеспечивающее максимум мощности, отдаваемой в нагрузку.

6.2.4. Изучить схемы стабилизаторов, приведенные на рис.6.1.- рис.6.3. и оп­ределить тип обратной связи.

Исходные данные для расчёта в соответствии с номером варианта взять в таблице 6.1. Диапазон рабочих температур и диапазон рабочих частот стабилизатора принять равными цифрам примера. Диапазон темпера­туры окружающей среды в пределах 25—50°С.

Входные и выходные характеристики транзистора, выбранного по данным расчета, нужно взять в приложении.

. Таблица 6.1

**Исходные данные для расчёта стабилизаторов**

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Номер варианта | Uвх(В) | Iнmax(А) | ΔUвх(В) | Uнmin(B) | Uнmax(В) |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 1 | 20 | 1,1 | 2.4 | 8,12 | 13.2 |
| 2 | 13.6 | 2,16 | 0.48 | 5,18 | 9.6 |
| 3 | 14.2 | 3,12 | 0.62 | 6,26 | 10.4 |
| 4 | 16.0 | 2,26 | 0.70 | 7,4 | 11.2 |
| 5 | 17.5 | 3,28 | 1.5 | 8.8 | 12.8 |
| 6 | 18.0 | 2,64 | 0.92 | 10,5 | 13.4 |
| 7 | 11.2 | 3,9 | 1.0 | 6,46 | 9.6 |
| 8 | 12.5 | 1,28 | 1.4 | 6,8 | 10 |
| 9 | 14.0 | 1,7 | 1.5 | 6,96 | 9.6 |
| 10 | 14.5 | 2,1 | 1.5 | 7,4 | 10.0 |
| 11 | 25.6 | 1,2 | 2.4 | 9,4 | 15.30 |
| 12 | 23.0 | 1,3 | 2.4 | 10,2 | 14.50 |
| 13 | 24.0 | 1,4 | 2.45 | 10,3 | 13.55 |
| 14 | 24.5 | 1,5 | 2.5 | 10,4 | 13.60 |
| 15 | 25.0 | 1,6 | 2.55 | 10,5 | 14.65 |
| 16 | 16.5 | 2,7 | 1.6 | 7,7 | 9.70 |
| 17 | 17.5 | 2,4 | 1.75 | 7,6 | 10.8 |
| 18 | 8.5 | 3,5 | 0.90 | 4,5 | 6.5 |
| 19 | 9.0 | 3,6 | 0.95 | 5,5 | 6.0 |
| 20 | 10.0 | 3,4 | 1.05 | 5,45 | 7.0 |
| 21 | 11.5 | 2,8 | 1.20 | 5,9 | 7.5 |
| 22 | 12.0 | 2,7 | 1.25 | 5,8 | 8.0 |
| 23 | 18 | 1,2 | 2.00 | 9,3 | 12.5 |
| 24 | 10.5 | 3,4 | 1.10 | 5,5 | 7.5 |
| 25 | 11.0 | 3,5 | 1.15 | 5,6 | 7.0 |
| 26 | 12.5 | 1,1 | 1.30 | 6,2 | 8.5 |
| 27 | 13.0 | 1,2 | 1.35 | 6,3 | 8.0 |
| 28 | 13.5 | 1,3 | 1.40 | 7,4 | 9.5 |
| 29 | 15.0 | 0,8 | 155 | 7,9 | 10.0 |
| 30 | 15.5 | 0,9 | 1.50 | 8,0 | 10.5 |
| 31 | 16.0 | 1,0 | 1.65 | 8,1 | 10.7 |
| 32 | 17.0 | 1,3 | 1.75 | 8,4 | 10.8 |
| 33 | 20 | 0,9 | 200 | 10,5 | 15.0 |
| 34 | 14.2 | 2,1 | 1.24 | 10,18 | 9.4 |
| 35 | 8.0 | 3,28 | 1.00 | 4,8 | 6.6 |
| 36 | 11.2 | 1,64 | 1.40 | 6,5 | 9.0 |
| 37 | 14.0 | 1,2 | 1.10 | 6,6 | 8.2 |
| 38 | 12 | 2,4 | 1.75 | 4,5 | 7.8 |
| 39 | 9.0 | 3,5 | 0.90 | 3,7 | 8.1 |
| 40 | 10.0 | 3,6 | 0.95 | 5,9 | 7.30 |
| 41 | 11.5 | 3,4 | 1.20 | 5,45 | 7.40 |
| 42 | 10.5 | 3 | 2.4 | 4,4 | 6.64 |
| 43 | 11.0 | 2,1 | 1.40 | 4,5 | 6.72 |
| 44 | 12.5 | 3,16 | 1.45 | 6,18 | 8.78 |
| 45 | 13.0 | 2,12 | 1.50 | 6,8 | 7.84 |
| 46 | 13.5 | 2,26 | 1.55 | 6,5 | 9.6 |
| 47 | 15.0 | 2,28 | 1.60 | 7,6 | 11.0 |
| 48 | 15.5 | 1,64 | 1.75 | 7,5 | 12.6 |
| 49 | 16.0 | 1,9 | 1.90 | 7,7 | 11.0 |
| 50 | 17.0 | 1,28 | 1.75 | 8,9 | 13.0 |

6.3. Методические указания

В большинстве силовых электрических сетей напряжение поддерживается с точностью не выше ±5 %. Для питания элект­ронной аппаратуры (особенно для устройств, содержащих мик­росхемы) требуется значительно более высокая стабильность питающего напряжения, достигающая ±0,0001 - 0,5 %. Для обеспечения заданной стабильности питающего напряжения применяют стабилизаторы напряжения.

Стабилизатором напряжения называют устройства, автома­тически поддерживающие напряжение на стороне потребителя с заданной степенью точности.

Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение напряжения потребителя, являются колебания вход­ного питающего напряжения, изменения тока нагрузки потреби­теля, колебания частоты тока сети, изменения окружающей тем­пературы и др.

В зависимости от рода напряжения стабилизаторы подразде­ляются на стабилизаторы переменного напряжения и стабили­заторы постоянного напряжения. По принципу стабилизации стабилизаторы подразделяются на параметрические стабилиза­торы и компенсационные. В качестве параметрических стабили­заторов используют нелинейные элементы. Стабилизация на­пряжения в таких стабилизаторах осуществляется за счет нели­нейности вольт-амперной характеристики нелинейного элемен­та. В параметрических стабилизаторах постоянного напряжения в качестве нелинейного элемента используют стабилитроны.

Компенсационные стабилизаторы напряжения представляют собой систему автоматического регулирования, в которой эф­фект стабилизации достигается за счет изменения параметров управляемого элемента, называемого регулирующим.

В зависимости от способа включения регулирующего элемен­та относительно сопротивления нагрузки стабилизаторы напря­жения подразделяются на последовательные и параллельные, а по режиму работы регулирующего элемента — на импульсные и стабилизато­ры с непрерывным регулированием.

Основными параметрами стабилизатора являются: коэффи­циент стабилизации Kст, коэффициент сглаживания пульсаций SСТ, внутреннее сопротивление стабили­затора r ст.

Схема параметрического стабилизатора напряжения с крем­ниевым стабилитроном показана на рис. 6.1, а. В данном стаби­лизаторе используется нелинейность вольт-амперной характери­стики полупроводникового стабилитрона (рис. 6.1,б). Как вид­но из характеристики, в рабочей области при то­ках ОТ Iст min ДО Iст mах обратная ветвь характе­ристики идет почти па­раллельно оси ординат и напряжение Uст почти не меняется.

Наиболее точная ста­билизация у стабилитро­нов с напряжением стабилизации 5—7 В, так как они имеют наименьший температурный коэффи­циент. Для компенсации температурной нестабиль­ности чаще всего после­довательно со стабилит­роном включают цепочку, составленную из нескольких диодов, включенных в прямом направлении. На рисунке 6.1.а это V1 и V2.

Недостатками параметрических стабилизаторов напряжения являются: сравнительно малый коэффициент стабилизации, ог­раниченный диапазон токов в цепи нагрузки, невозможность плавного регулирования выходного напряжения. От этих недо­статков свободны компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения.

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения представляют собой систему автоматического регулирования, которая обеспечивает постоянство выходного напряжения с вы­сокой степенью точности при изменениях напряжения сети, тока нагрузки и т. д.

В зависимости от способа выполнения регулирующего эле­мента стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные. В стабилизаторах первого типа регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, в стабилизато­рах второго типа — параллельно.

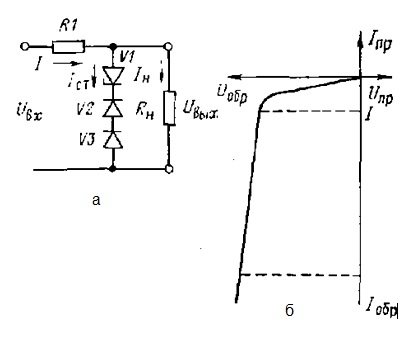


Рис. 6.1. Схема параметрического стаби­лизатора (а) и его вольт-амперная харак­теристика (б)

Стабилизатор последовательного типа (рис. 6.2, а) получает питание от сети переменного тока через трансформатор Тр, вы­прямитель В и фильтр Ф. Стабилизатор состоит из регулирую­щего элемента Р включенного последовательно с нагрузкой, схемы сравнения СС и усилителя постоянного тока У.

Схема сравнения включает в себя источник опорного напря­жения и сравнивающий делитель. В схеме сравниваются выход­ное и опорное напряжения. Сигнал разности этих двух напря­жений подается на вход усилителя постоянного тока. При из­менении выходного напряжения на выходе схемы сравнения появляется сигнал разности, который усиливается усилителем по­стоянного тока и поступает на вход регулирующего элемента. Изменение сигнала на входе регулирующего элемента приво­дит к изменению падений напряжения на нём и выходное на­пряжение изменяется до первоначального значения с определен­ной степенью точности.

Параллельная схема стабилизатора (рис. 6.2,б) состоит из тех же элементов. Отличие заключается в том, что регулирующий элемент включен параллельно нагрузке, а последовательно с ней включен гасящий резистор Rг. При изменении выходного напряжения появляется сигнал на выходе схемы сравнения, уси­ливается усилителем постоянного тока и воздействует на регу­лирующий элемент так, что ток последнего изменяется. Измене­ние тока регулирующего элемента вызывает изменение тока че­рез гасящий резистор, что приводит к изменению падения на­пряжения на нем, в результате чего компенсируются изменения выходного напряжения с определенной степенью точности.

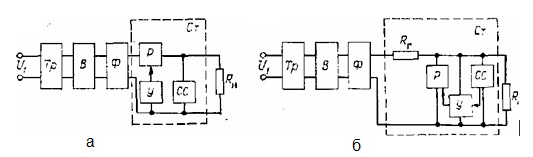


Рис. 6.2. Структурные схемы стабилизаторов

Ка­чественные параметры рассмотренных схем приблизительно одинаковы. Схема с последовательным включением регулирую­щего элемента имеет более высокий КПД и применяется бо­лее часто.

Необходимо отметить, что низкое значение КПД (0,5 - 0,7) компенсационного стабилизатора, обусловленное потерей мощности на регулирующем элементе, является его основным недостатком. Несмотря на указанный недостаток в настоящее время стабилизаторы такого типа широко применяются в уст­ройствах электропитания.

Типовая схема стабилизатора с последовательным включе­нием регулирующего элемента приведена на рис. 6. 3.

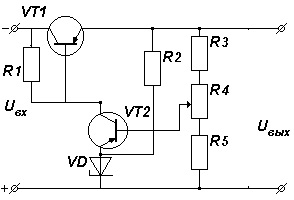
**

Рис. 6.3. Схема транзисторного стабили­затора с последовательным включением ре­гулирующего элемента

Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора VТI, усилителя постоянного тока VТ2,R1, источника опорного напря­жения VТ2,R2 и делителя напряжения R3,R4,R5.

При изменении входного напряжения Uвх, например при увеличе­нии, в первый момент начинает увеличиваться выходное напряжение Uвых, что приводит к увеличению напряжения на ниж­нем плече делителя. Напряжение Uд, на базе VT2. сравнивается с опорным напряжением стабилитрона VD. Увеличение напряжения приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора VТ2. Увеличиваются токи базы и коллектора тран­зистора VТ2 и уменьшается отрицательный потенциал на базе транзистора VТ1 относительно эмиттера. Ток базы транзистора VТI уменьшается, что приводит к увеличению падения напряже­ния на переходе коллектор-эмиттер транзистора VТI. Напря­жение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального зна­чения с определенной сте­пенью точности.

При изменении тока нагрузки, например, уве­личении выходное напря­жение в первый момент начинает уменьшаться за счет увеличения падения напряжения на переходе коллектор — эмиттер ре­гулирующего транзисто­ра VТI. Это вызовет умень­шение напряжения на нижнем плече делителя R3,R4,R5. Уменьшаются отрицательный потенци­ал базы транзистора VT2 и его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора VTI увеличивается, что приводит к умень­шению напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзис­тора VT I. Выходное напряжение увеличивается до первоначаль­ного значения. Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляет­ся потенциометром R4.

Коэффициент стабилизации стабилизатора:

Kст = Ку α (гк + R1) Uвых / rkU0; (6.1)

где Ку — коэффициент усиления усилителя постоянного тока; гк — сопротивление коллектора транзистора VТ2 в схеме с об­щим эмиттером; α- коэффициент передачи делителя; α = R1/ R1+ R2.

Подобные стабилизаторы имеют kст ≤ 500-700. Для получения более высоких значений коэффициента стабилиза­ции необходимо применять более сложные схемы компенсаци­онных стабилизаторов напряжения. Широко применяют схемы с операционными усилителями, обеспечивающие большой Кст (рис. 6.4.).

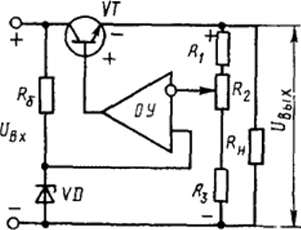


Рис. 6.4. Схема транзисторного стабили­затора с ОУ и последовательным включением ре­гулирующего элемента

Следует иметь в виду, что стабилизатор напряжения не толь­ко уменьшает нестабильность, но и сглаживает пульсации вы­прямленного тока приблизительно в Кст раз. При необходимости стабилизировать большие токи регулирующий транзистор VТ делают состав­ным.

При необходимости стабилизировать большие токи и для повышения коэффициента стабилизации компенсационного стабилизатора в качестве регулирующего элемента используют со­ставной транзистор VТ1. Использование составного транзистора увели­чивает коэффициент стабилизации на величину коэффициента уси­ления по току дополнительного транзистора.

Коэффициент стабилизации компенсационных последовательных стабилизаторов достигает нескольких тысяч и зависит от коэффи­циента усиления усилителя ОУ. Однако следует учитывать, что при увеличении коэффициента усиления до определенного значения схема стабилизатора самовозбуждается.

Выходное сопротивление компенсационных стабилизаторов име­ет значение порядка нескольких Ом и даже долей Ом.

КПД у стабилизаторов параллельного типа ниже, чем у стаби­лизаторов последовательного типа, так как на балластном резисторе Rб расходуется дополнительная мощность.

6.4. Пример расчета компенсационного стабилизатора напряжения

Выбрать и рассчитать схему последовательного стабилизатора напряжения с параметрами Кст>104 (рис. 6.4.). Исходные данные для расчета: (Uвх = 12 В; ΔUвх = ±2 В; In max=2 А; Un min = 4 В; Un max = 6 В.

Решение

Выбираем тип регулирующего транзистора из условий:

U кэ mах = Uвх + UΔвх - Unmin = 10В < Uкэ mах доп»,

Рк mах = Uкэ махIк мах == 20 Вт < Рк мах доп,

Iк мах < Iк доп.

Этим условиям удовлетворяет транзистор типа КТ908А с параметрами

Iк mах доп =10А, Р к mах доп =50 Вт, Uкэ maх доп == 65 В, h21 =80.

Рассмотрим возможность получения заданных параметров схемы при ис­пользовании в качестве усилительного элемента операционного усилителя (см. рис. 6.4). Запишем:

Uвых оу = Uбэ + U n mах = 6,6 В< Uвых мах оу. (6.2)

Iвых оу = Iб мах = Iн мах / (1 + h21 min ) = 25 мА < Iвыx mах оу, (6.3)

где Uвых мах оу, Iвых мах оу — предельные значения выходных напряжения и тока операционного усилителя.

Выбираем операционный усилитель типа К157УД1, с U вых мах =12 В, Iвых mах = 300 мА.

Если условие (6.1) не выполняется, то в качестве усилительного элемента следует использовать транзистор. При невыполнении условия (6.3) в качестве регулирующего элемента используют составной транзистор. Тогда

Iвых оу =Iн mах / (1 - h21э1 h21э2) < Iвых mах оу»,

где h21э1 и h21э2— коэффициенты усиления по току отдельных транзисторов.

Для создания опорного напряжения (Uоп = Ucт < Uн min. выбираем стаби­литрон КС133А с данными Uст = Uоп=3 В, Rд=65 Ом, Iст nom = 10 мА.

Определяем сопротивление балластного резистора Rб, полагая, что Iст nом>>Iвхоу:

Rб = (Uвхср — Uоп)/ Icт nоm = 0,9 кОм.

Для расчета сопротивлений резисторов R3,R4, R5 предположим, что движок в потенциометре R4 стоит в крайнем верхнем положении. Тогда выходное напря­жение стабилизатора имеет заданное по условию минимальное значение. При крайнем нижнем положении движка выходное напряжение максимально.

В первом случае

Uн min = Uвыхоу – Uбэ =(R3/ R4+R5 + 1) Uоп-U бэ. (6.4)

Во втором случае Uн max = ( R3+ R4/ 3)Uоп- Uбэ. (6.5)

Полагая R3=1 кОм, из системы уравнений (6.3) и (6.4) находим

R3 =0,5 кОм, R4=0,5 кОм.

Определим минимальный коэффициент стабилизации схемы, применив общую формулу

К ст min = Un min R3 Kдел/ Uвх max Rвых. (6.6)

Так как R3= rk/(1 + h21э) — внутреннее сопротивление регулирующе­го транзистора, Rвых= rэ/Киоу — выходное сопротивление схемы без учета дели­теля, Кдел = ( R5+R4)/(R3 + R5), то

Кст min = U n min rk\* Ku оу Kдел/ U вх max rэ (1+ h21э) =1.2

Вопросы и задачи для самопроверки

Определить коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения, если при изменении входного напряжения от 1 до 3В напряжение на нагрузке измени­лось от 1 до 1,5 В. Ток нагрузки остался неизменным. Ответ. Кст = 4.

Определить выходное сопротивление стабилизатора напряжения, если из­менение тока в нагрузке на величину ΔIн =2 А вызвало изменение нагрузочного напряжения ΔUн = 0,5 В. Ответ. RВых= 0,25 Ом.

Определить коэффициент стабилизации стабилизатора тока, если при из­менении входного тока от IВХ = 1А до Iвх=5 А ток в нагрузке будет изменятся от I н1= 0,0.5А до Iн2=1,5 А. Ответ. Кст =2.

Определить номинальный ток стабилитрона, обеспечивающий стабилиза­цию напряжения. Максимальный и минимальный токи стабилитрона в режиме стабилизации соответственно составляют I ст max = 10 мА, Iст min=4 мА. Ответ. Iст ном = 7 МА.

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 7**

ИЗУЧЕНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА

*7.1. Цель работы*

7.1.1. Изучить схему и принцип действия мультивибратора с коллекторно-базовыми конденсаторами.

7.1.2. Изучить особенности работы транзистора в ключевом режи­ме.

7.1.3.Получить навыки расчета импульсных схем на примере схе­мы автоколебательного мультивибратора.

*7.2. Содержание расчетного задания*

7.2.1. Выполнить расчет ключевого режима работы транзисторов  
указанных в индивидуальном задании к работе № 1.

7.2.2. Выполнить расчет схемы симметричного мультивибратора.  
Варианты исходных параметров для расчета приведены в таблице 7.1  
и указываются преподавателем.

*7.3. Методические указания*

7.3.1. Ключевой режим работы транзистора.

Основой сложных импульсных схем являются транзисторные ключи. Транзистор­ным ключом называют схему, основное назначение которой состоит в замыкании и размыкании цепи нагрузки с помощью управляющих вход­ных сигналов. Качество транзисторного ключа определяется минимальным падением напряжения на нем в замкнутом состоянии, когда транзистор открыт до насыщения, мини­мальным током в разомкнутом состоянии, когда транзистор полностью закрыт, и скоростью перехода из од­ного состояния в другое.

Насыщенные ключи работают в режиме отсечки и насыщения, скачком переходя из одного режима в другой (точки А и В на рис. 7.1).

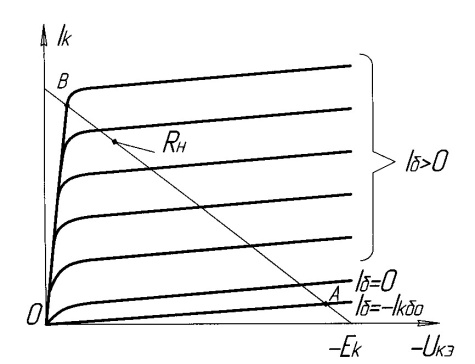


Рис.7.1.Работа транзистора в ключевом режиме

Таблица 7.1

**Параметры элементов схемы мультивибратора**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Номер варианта | | Значения параметров | | | | | Напряжения | |
|  | *С*Б1(мкФ) | *С*Б2(мкФ) | *R*Б1(кОм) | *R*Б2(кОм) | *R*к(кОм) | *Е*пит(В) | *Е*ф(В) | |
| 1 | | 0,022 | 0,022 | 132 | 132 | 8,2 | 30 | 0 |
| 2 | | 0,022 | 0,022 | 82 | 182 | 8,2 | 30 | 0 |
| 3 | | 0,033 | 0,033 | 51 | 51 | 6,8 | 24 | 0 |
| 4 | | 0,047 | 0,047 | 51 | 51 | 6,8 | 24 | 0 |
| 5 | | 0,047 | 0,047 | 150 | 150 | 6,8 | 12 | 0 |
| 6 | | 0,01 | 0,01 | 51 | 51 | 6,8 | 24 | 0 |
| 7 | | 0,05 | 0,05 | 150 | 100 | 7,5 | 30 | 0 |
| 8 | | 0,5 | 0,5 | 68 | 68 | 7,5 | 30 | 0 |
| 9 | | 0,022 | 0,022 | 132 | 132 | 8,2 | 30 | 5 |
| 10 | | 0,022 | 0,022 | 68 | 68 | 8,2 | 30 | 10 |
| 11 | | 0,022 | 0,022 | 100 | 100 | 8,2 | 30 | 15 |
| 12 | | 0,022 | 0,022 | 51 | 51 | 8,2 | 30 | 20 |
| 13 | | 0,022 | 0,022 | 82 | 82 | 8,2 | 30 | 25 |
| 14 | | 0,022 | 0,022 | 82 | 51 | 8,2 | 30 | 30 |
| 15 | | 0,01 | 0,01 | 82 | 132 | 8,2 | 30 | 5 |
| 16 | | 0,01 | 0,01 | 100 | 100 | 8,2 | 30 | 10 |
| 17 | | 0,01 | 0,01 | 82 | 82 | 8,2 | 30 | 15 |
| 18 | | 0,01 | 0,01 | 68 | 68 | 8,2 | 30 | 20 |
| 19 | | 0,07 | 0,022 | 132 | 132 | 8,2 | 30 | 0 |
| 20 | | 0,07 | 0,022 | 100 | 100 | 8,2 | 30 | 5 |
| 21 | | 0,07 | 0,022 | 82 | 82 | 8,2 | 30 | 10 |
| 22 | | 0,07 | 0,022 | 68 | 68 | 8,2 | 30 | 15 |
| 23 | | 0,07 | 0,022 | 51 | 51 | 8,2 | 30 | 20 |
| 24 | | 0,05 | 0,05 | 51 | 51 | 8,2 | 30 | 25 |
| 25 | | 0,5 | 0,5 | 51 | 51 | 8,2 | 30 | 30 |
| 26 | | 0,068 | 0,01 | 100 | 100 | 6,8 | 30 | 10 |
| 27 | | 0,015 | 0,015 | 68 | 68 | 7,5 | 30 | 10 |
| 28 | | 0,01 | 0,01 | 132 | 132 | 8,2 | 30 | 10 |
| 29 | | 0,05 | 0,05 | 51 | 51 | 6,8 | 24 | 10 |
| 30 | | 0,05 | 0,05 | 68 | 68 | 7,5 | 24 | 10 |
| 31 | | 0,05 | 0,05 | 132 | 132 | 8,2 | 24 | 10 |
| 32 | | 0,05 | 0,05 | 100 | 100 | 7,5 | 24 | 10 |
| 33 | | 0,022 | 0,047 | 82 | 132 | 8,2 | 24 | 0 |
| 34 | | 0,033 | 0,022 | 51 | 132 | 8,2 | 30 | 10 |
| 35 | | 0,05 | 0,05 | 51 | 100 | 7,5 | 24 | 10 |
| 36 | | 0,05 | 0,1 | 100 | 100 | 8,2 | 24 | 10 |
| 37 | | 0,05 | 0,05 | 82 | 51 | 7,5 | 30 | 10 |
| 38 | | 0,05 | 0,033 | 82 | 82 | 7,5 | 24 | 10 |
| 39 | | 0,01 | 0,01 | 51 | 132 | 7,5 | 24 | 10 |
| 40 | | 0,01 | 0,05 | 51 | 82 | 7,5 | 30 | 10 |
| 41 | | 0,01 | 0,01 | 100 | 51 | 8,2 | 24 | 10 |
| 42 | | 0,01 | 0,01 | 51 | 182 | 8,2 | 24 | 0 |
| 43 | | 0,05 | 0,05 | 82 | 51 | 8,2 | 24 | 10 |
| 44 | | 0,01 | 0,05 | 132 | 132 | 8,2 | 24 | 10 |
| 45 | | 0,01 | 0,047 | 51 | 51 | 8,2 | 24 | 10 |
| 46 | | 0.01 | 0.047 | 82 | 132 | 7.5 | 30 | 25 |
| 47 | | 0.05 | 0.047 | 51 | 51 | 7.5 | 24 | 10 |
| 48 | | 0.015 | 0.015 | 82 | 51 | 8.2 | 30 | 10 |
| 49 | | 0.033 | 0.033 | 51 | 82 | 8.2 | 24 | 10 |
| 50 | | 0.07 | 0.07 | 82 | 100 | 6.8 | 30 | 25 |

Мощность, рассеиваемая транзистором в режиме отсечки, рассчитывается по формуле:

*Р*отс = *Е*к ⋅*I*кбо , (7.1)

где *I*кбо- обратный ток с коллектора на базу; *Е*к = *Е*пит - приведены для всех вариантов в таблице 7.1.

Мощность, рассеиваемая транзистором в режиме насыщения:

*Р*нас = *I*кн ⋅*U*кэн, (7.2)

где *U*КЭН - падение напряжения на транзисторе в режиме насы­щения; *I*кн - ток коллектора в режиме насыщения.

Ток коллектора  *I*кн равен:

. (7.3)

Средняя мощность, рассеиваемая транзистором за время прямого и обратного переключений:

 , (7.4)

где *Т* - период колебаний, рассчитываемый через уравнение: *Т*= *t*и1+*t*и2; *t*Ф - длительность фронта (длительность обоих фронтов считаем одинаковой).

Длительности *t*и1 и *t*и2 рассчитываются через исходные параметры мультивибратора, приведенные в таблице 7.1 по формуле:

*t*и = 0,7 · *C*б · *R*б. (7.5.)

Длительность фронта у импульсов мультивибратора можно рассчитать через параметры схемы *С*б и *R*к приведенные в по формуле:

*t*ф = 2,3 *С*б *R*к . (7.6)

Полная мощность, рассеиваемая в ключе:

 , (7.7)

где *t*отс*, t*нас - время нахождения транзистора в состоянии отсечки или насыщения (соответствуют *t*и1 и *t*и2 приведенным на временных диаграммах рис. 7.3,б).

*7.3.2. Симметричный мультивибратор*

Мультивибратор является генератором релаксационных колеба­ний, форма которых близка к прямоугольной. Частота колебаний и их амплитуда определяются параметрами схемы мультивибратора, харак­теристиками транзисторов и напряжением источников питания. Муль­тивибраторы могут работать в режиме автоколебаний, внешнего за­пуска и синхронизации. Если усилительные элементы, сопротивления и емкости обоих плеч одинаковы, то мультивибратор называется сим­метричным. Симметричный мультивибратор генерирует на выводах коллекторов импульсы одина­ковой длительности, но противоположной полярности.

Мультивибратор в автоколебательном режиме представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах с положительной обратной связью (рис 7.2).

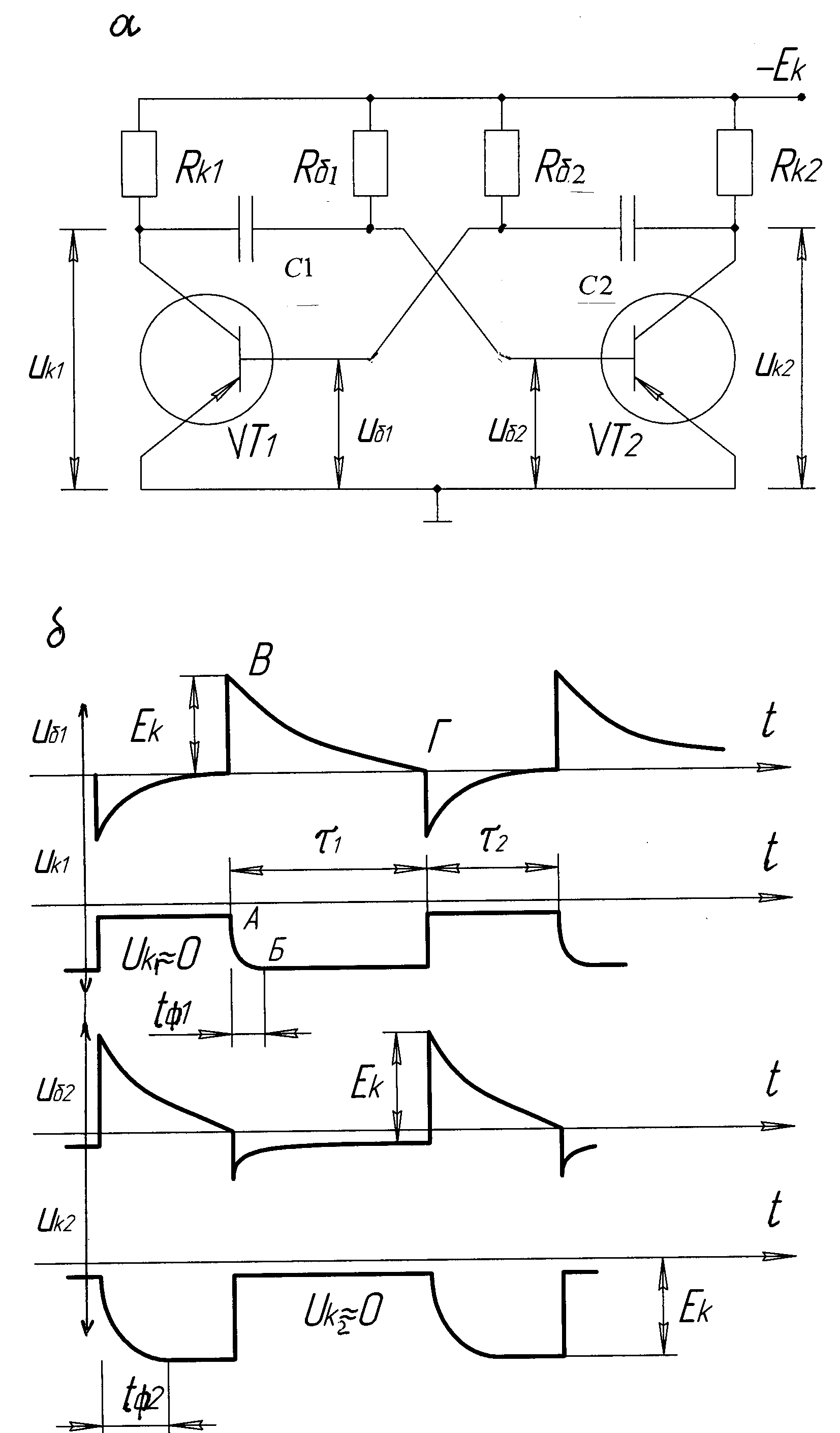


Рис.7.2. Симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми связями

Для снижения зависимости частоты колебаний от изменения –*E*k напряжение смещения на базы транзисторов подают в отпирающей полярности через *R*б. Период колебаний *Т* зависит от параметров *R*б и конденсаторов обратной связи *С*.

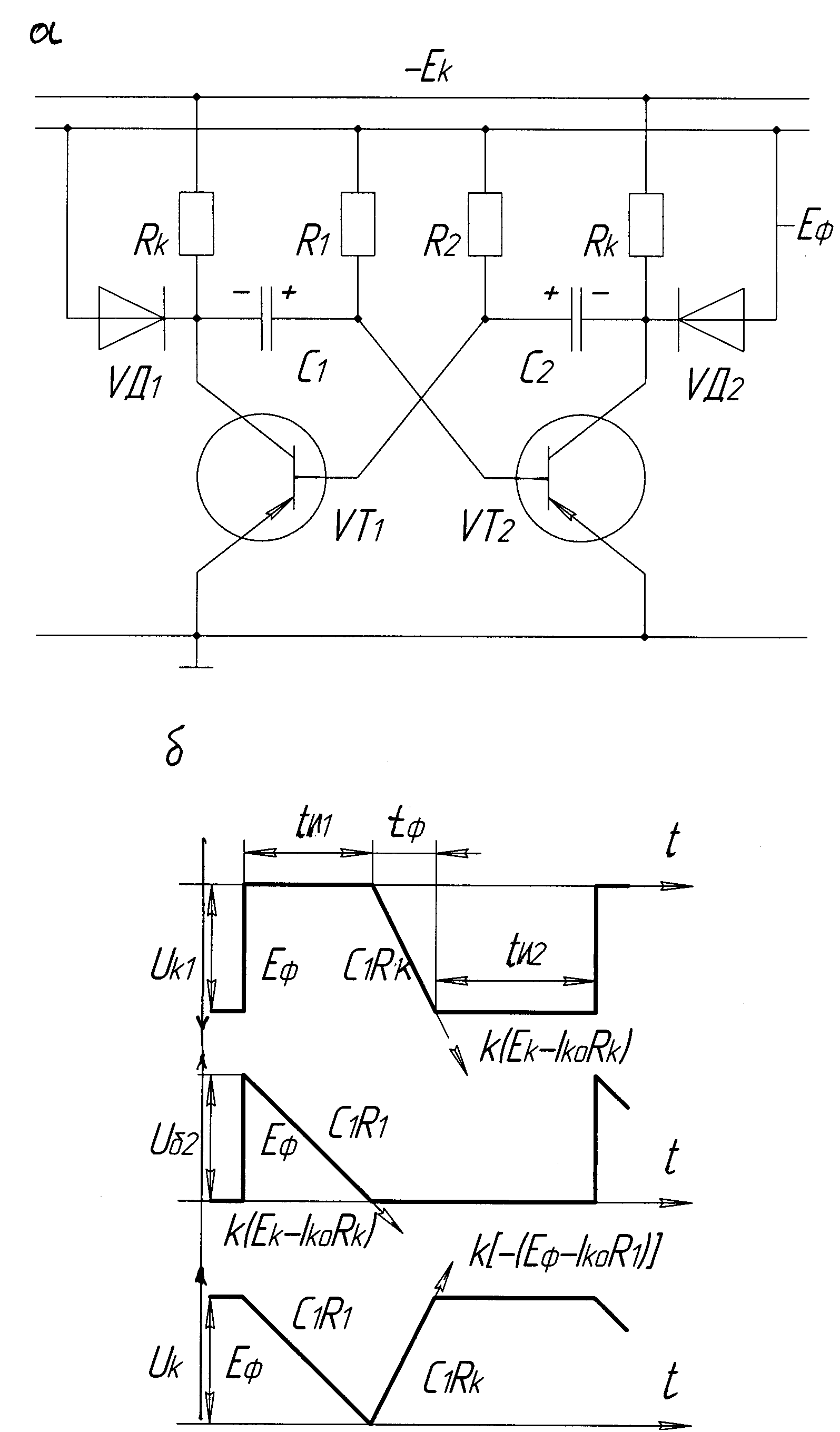
 Допустим в данный момент времени *VT*1 открыт, а *VT*2 закрыт и через *VT*1 течет ток, определяемый током *R*к1 и током заряда *С*1 через *R*б1.Ток заряда *С*1 вызывает падение напряжения на *R*б1 с полярностью запирающей *VТ*2. После заряда *С*1 напряжение запирающее *VТ*2 снижается и *VТ*2 отпирается, при этом *U*к2 уменьшается, и этот перепад напряжения через *С*2 плюсом подается на базу VТ1 и закрывает его. Этот процесс идет лавинообразно и заканчивается сменой состояний транзисторов. Теперь начинается перезаряд *С*2 по цепи: *Е*к-*R*б2-*С*2-*VТ*2-земля. Через время *t*и=0,7*R*б2*С*2 заканчивается заряд *С*2, при этом напряжение запирающее *VТ*1 снижается и он начинает отпираться, что приводит к следующему переключению транзисторов.

Рис.7.3. *а*-симметричный мультивибратор с диодной фиксацией., *б*-временные диаграммы его работы.

Частота колебаний мультивибратора :

, (7.8)

где *Т* - период колебаний; *t*u - длительность импульса, т.е. длительность запертого и открытого состояния соответствующего транзистора.

Длительность запертого состояния транзистора определяется скоростью перезаряда конденсатора, соединяющего в данный момент коллектор открытого транзистора с базой запертого.

Часто требуется иметь разные длительности импульсов (*t*u1) и паузы (*t*u2).Тогда скважность импульсов:

. (7.9)

Главным препятствием на пути увеличения скважности является большая длительность фронтов (*t*Ф) импульсов.

Максимальная скважность:

*Qmax =* (β/3) *+* 1. (7. 10)

Учитывая, что минимальная скважность *Q* min*=*2 и отношение *С*2*/С*1*=*1, получаем условие

*R*1 *> 3,3 R*к . (7.11)

Одним из способов укорочения отрицательного фронта является диодная фиксация коллекторных потенциалов на уровне *Е*ф меньшем напряжения *Е*к. Схема с диодной фиксацией показана на рис. 7.3,а, а соответствующие временные диаграммы на рис. 7.3,б., из которых легко выразить время *t*ф1 на уровне 0,9.

, (7.12)

где *ε*ф *= Е*ф*/ Е*к - относительный уровень фиксации.  
 При этом

*Q*max *=* 0,8*⋅*(β/εФ)*+*1 ; (7.13)

*R*1 *>* 1,3εФ *⋅ R*K. (7.14)

Таким образом, схема с диодной фиксацией обеспечивает преимущество в отношении длительности отрицательного фронта и максимальной скважности.

Варианты, у которых *Е*ф=0, расчет *t*ф1 и *Q*max производить не нужно.

**РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ № 8**

Изучение цифровых счетчиков импульсов

*8.1. Цель работы*

8.1.1. Изучить схему и принцип действия цифровых счетчиков импульсов

8.1.2. Рассчитать количество триггеров схемы исходя из емкости счётчика соответствующей варианту задания.

8.1.3. Разработать схему счётчика исходя из варианта: а) с обратными связями; в) со схемой И. Схемы разработать в трёх вариантах: 1) структурную; 2) электрическую принципиальную счётчиках на ТТЛ; 3) электрическую принципиальную на счётчиках МОП.

8.1.4. Дать описание работы схем и обоснование выбора схемы счётчика на примере двух- трёх счётчиков.

*8.2. Содержание расчетного задания*

8.2.1. Выполнить расчёт и разработку схемы цифрового счетчика импульсов. Варианты исходных параметров для расчета приведены в таблице 8.1 и указываются преподавателем.

*8.3. Методические указания*

Счетчик – устройство, выполненное на основе цепочки триг­геров, осуществляющее счет импульсов и фиксирующее это число в коде. Счетчики применяются в различных областях цифровой тех­ники, в частности, в электроизмерительной аппаратуре, управляю­щих системах ЭВМ, датчиках технологических параметров и т.д. Наибольшее распространение получили двоичные и двоично­-десятичные счетчики.

По выполняемой функции счетчики делятся на суммирующие, вычитающие и реверсивные. В суммирующих счетчиках число увеличивается на одну единицу с приходом каждого нового счет­ного импульса. Вычитающие счетчики содержащееся в них число уменьшают на одну единицу под воздействием очередного счетно­го импульса. Реверсивные счетчики в зависимости от поданной ко­манды могут работать как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания счетных импульсов.

Основу счетчиков составляют триггеры, как правило, D- или JK-типов, включаемые в счетном режиме (Т-триггеры). Каждый триггер образует соответствующий разряд счетчика. В дальнейшем символом *Q*0 будем обозначать младший, символом Qn-1 – стар­ший разряд счетчика, где n – общее число разрядов. Максимальное количество импульсов суммируемых счётчиком с ***n*** разрядов определяется уравнением **N=2*n***.

Таблица 8.1

**Ёмкость счётчика по вариантам**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **Номер варианта** | Емкость счётчика | **Номер варианта** | Ёмкость счётчика |
| 1 | 324 | 26 | 360 |
| 2 | 256 | 27 | 176 |
| 3 | 270 | 28 | 180 |
| 4 | 240 | 29 | 216 |
| 5 | 280 | 30 | 210 |
| 6 | 252 | 31 | 192 |
| 7 | 288 | 32 | 294 |
| 8 | 336 | 33 | 210 |
| 9 | 294 | 34 | 300 |
| 10 | 308 | 35 | 320 |
| 11 | 216 | 36 | 108 |
| 12 | 224 | 37 | 220 |
| 13 | 135 | 38 | 224 |
| 14 | 360 | 39 | 280 |
| 15 | 334 | 40 | 336 |
| 16 | 260 | 41 | 243 |
| 17 | 324 | 42 | 240 |
| 18 | 252 | 43 | 244 |
| 19 | 144 | 44 | 315 |
| 20 | 140 | 45 | 252 |
| 21 | 270 | 46 | 276 |
| 22 | 154 | 47 | 260 |
| 23 | 274 | 48 | 264 |
| 24 | 162 | 49 | 396 |
| 25 | 168 | 50 | 162 |

Алгебра логических схем отображает двоичное многоразрядное число в виде суммы величины чисел отдельных разрядов *Q* соответствующих его номеру. Уравнение N=2n можно для n=8 написать так:

N=2n=20+21+22+23+24+\*\*\*+28=1+2+4+8+16+\*\*\*+256. (8.1.)

По принципу построения счетчики подразделяются на асин­хронные и синхронные. Асинхронные счетчики представляют собой последовательное включение триггеров, где каждый последующий триггер переключается под действием выходного сигнала предыду­щего триггера. В синхронных счетчиках счетный импульс одновре­менно подается на управляющие входы триггеров всех разрядов.

Рассмотрим асинхронный двоичный суммирующий счетчик на основе JK-триггеров, работающих по заднему фронту импульса на входе С (рис. 8.1, а). Вход С каждого последующего триггера подключается к прямому выходу триггера предыдущего разряда.

Для организации Т-режима в JK-триггерах на входы J и К пода­ется «1» (рис. 8.1, б). При этом источник счетных импульсов под­ключается к выходу С триггера младшего разряда. Для триггеров более старших разрядов источником счетных импульсов является информационный сигнал с выхода триггера предыдущего разряда.

.

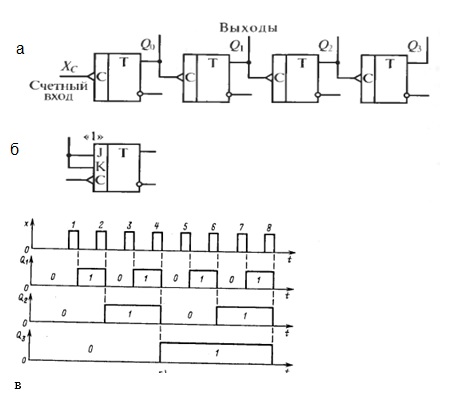


Рис. 8.1. Асинхронный двоичный суммирующий счетчик а,

JK-триггер в Т-режиме б, временные диаграммы работы счётчика в.

Считаем, что в начальный момент времени счетчик находится в нулевом состоянии. Триггер младшего разряда изменяет свое состояние синхронно с задним фронтом каж­дого счетного импульса *Хс*, поступающего на его вход С (рис.8.1,в). Триггеры вто­рого и последующих разрядов счетчика реагируют на задний фронт выходных импульсов *Q*0,*Q*1,*Q*2,*Q*3 с инверсных выходов предыдущих разрядов. В результа­те уровень сигнала *Q*0 изменяется с приходом каждого второго счет­ного импульса Хс , сигнала *Q*1 сприходом каждого четвертого импульса Хс , сигнала *Q*2 с приходом каждого восьмого импульса Хс. При этом каждый импульс Хс  вызывает увеличение содержи­мого счетчика на одну единицу до тех пор, пока не произойдет пере­ход всех разрядов в состояние «1» (десятичное число 15) ), то есть 15=24.



*8.2. Условное обозначение двоичного счётчика*

Частота импульсов на выходе каждого последующего разряда в два раза меньше частоты выходного сигнала предыдущего разряда. На схемах двоичные счетчики однонаправленного действия (сум­мирующие или вычитающие) имеют условное графическое обозна­чение (рис. 8.2). Цифра 2 при символе СТ обозначает, что счет­чик работает в двоичном коде, R – вход установки счетчика в со­стояние 0; S – вход установки счетчика в со­стояние 1; С – счетный вход; *Q*0… *Q*3 – выходы соответствующего разряда счетчика, где *Q*0 – младший разряд.

Для получения счетчика, работающего в другом коде, например десятичном, применяют обратные связи. На рис. 8.3,а приведена функциональная схема десятичного (декадного) счетчика импульсов на четырех триггерах, а на рис. 8.3,б — его условное обозначение при интегральном исполнении.

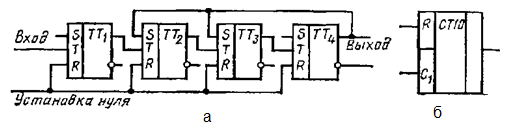


Рис. 8.3. Схема (а) и условное обозначение (б) десятичного счетчика

С выхода триггера Т4 сигналы обратной связи поступают на входы триггеров *T*2, *Т*3. Благодаря этому после поступления на вход счет­чика восьмого импульса на выходе триггера Т4 появляется сигнал <↓>, который переводит триггеры Т3, Т2 из состояния «0» в состоя­ние «1» (табл. 8.3).

Девятый импульс переводит триггер Т4 в состояние «1», и все триггеры оказываются в состоянии «1». Десятый импульс перево­дит все триггеры в состояние «0», и счет начинается снова. Исполь­зуя обратные связи, можно построить счетчик, работающий в систе­ме счисления с любым основанием.

Это свойство обратных связей необходимо использовать для разработки схемы с ёмкостью счётчика указанной в задании.

Рассмотренные счетчики выполняют операцию суммирования числа импульсов, поступивших на вход, поэтому их называют сум­мирующими.

Таблица 8.3

**Таблица переходов десятичного счетчика**

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Номер входного импульса | Состояние триггеров | | | | Номер входного импульса | Состояние | | триггеров | |
| Т4 | Т3 | Т2 | Т1 | Т4 | Т3 | Т2 | Т1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 8 | 1 | 0(1) | 0(1) | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |  | ↓ | ↑ | ↑ |  |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | 9 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 | 10 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Счетчики, выполняющие операции сложения и вычитания, назы­вают реверсивными. Обычно они имеют два входа: сложения и вы­читания.

Описанные счетчики относятся к последовательным (асинхрон­ным), у которых импульсы поступают только на вход триггера пер­вого разряда, а каждый последующий триггер управляется вы­ходным сигналом предыдущего. Для повышения быстродействия применяют параллельные (синхронные) счетчики, в которых вход­ной сигнал воздействует параллельно на входы синхронизации всех разрядов счетчика, построенного на jk-триггерах. Использова­нием D-входов добиваются необходимой последовательности пере­ключения триггеров.

Для выполнения задания необходимо взять счётчик с числом триггеров обеспечивающим суммирование указанных в задании чисел. Количество триггеров или разрядов можно сосчитать по формуле **N=2*n***, где ***n*** это число разрядов то есть триггеров.

Для разработки схемы счётчика, работающей по принципу суммирования чисел разрядов заданного числа, необходимо ввести в схему логический элемент **И** с числом входов ***n***, которые подключаются к выходам триггеров *Q*1-*Q*n .Если для разработки схемы такой схемы взять за основу схему рисунка 8.1,а, то суммируя сигналы с выходов триггеров Т: *Q*0, *Q*1,*Q*3,*Q*4 с помощью логической схемы И, имеющей четыри входа на её выходе *Q*, получим сигнал, когда на всех входах будет логическая 1. Как рассматривалось ранее в этой схеме N=15. Если в задании число меньше 32, то нужен счётчик из пяти триггеров, а если задано число меньше 64, то в счётчике должно быть 6 триггеров и т. Д..

Счетчики, выпускаемые промышленностью, выполняют в виде интегральных микросхем, например К176ИЕ1 (шестиразрядный двоичный счетчик), К176ИЕ2 (пяти­разрядный счетчик), К155ИЕ4 (счетчик-делитель на 12). Микросхемы К176ИЕ8и К561ИЕ8 (рис. 8.4)—десятичные счетчики-делители.

Микросхемы К176ИЕ8 **и** К561ИЕ8 имеют 10 дешифрированных выходов *Q*0 ... *Q*9. Если на входе разрешения счета СE микросхемы К561ИЕ8 присутствует низкий уровень, счетчик выполняет свои операции синхронно с положительным перепа­дом на тактовом входе С. При высоком уровне на входе СE действие тактового входа запрещается и счет останавливается. При высоком уровне на входе сбро­са R счетчик очищается до нулевого отсчета. На рис. 8.4 показана схема применения счетчика К561ИЕ8 с уко­роченным циклом. Здесь от выхода N (где 2<N<9) импульс подается на сброс RS-триггера (используются ключи DD2.3 и DD2.4 дополни­тельной микросхемы K561JIE5). Если N -6, то счетчик ИЕ8 будет ра­ботать как делитель на шесть, что необходимо для устройств отсчета секунд и минут для часов. Выходной сигнал с частотой  fвых = fвх/N, появляющийся на выходе переноса, используется для запуска следующего каскада. Дополнительный RS-триггер, на DD3 и DD4 в схеме (рис. 8.4) запускается при совпадении тактового импульса fвх и импульса нулевого отсчета скорости счета ( входы 1и2 DD2.1). При этом сигнал с выхода 11 DD2.4, приходя на вход 15[R] микросхемы К561ИЕ8 (DD1), переводит её в состояние счёта с N=6. При этом в выходных сигналах отсутствуют пики по­мех. Сигнал выходного переноса  завершает цикл счета при шестом тактовом импульсе. Положительные фронты импульсов fвых используются как тактовая последовательность для последующего счетчика ИЕ8.

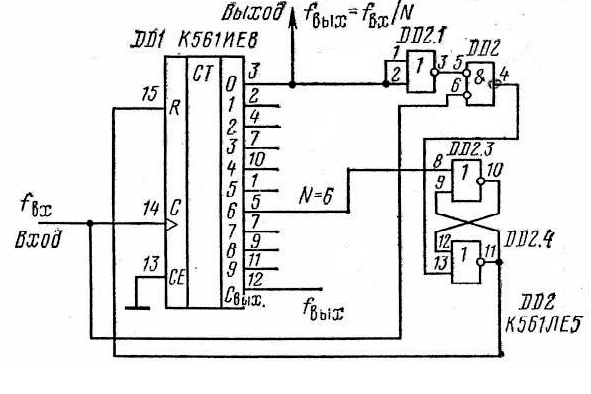


Рис. 8.4. Работа счетчика К561ИЕ8 с укороченным циклом

Цифровые счетчики импульсов применяют для счета числа им­пульсов либо для деления числа импульсов. Счет числа импульсов, поступающих на вход с высокой частотой, необходим в вычисли­тельной технике, автоматике, информационно-измерительной тех­нике (цифровые измерительные приборы), ядерной физике (счет­чики элементарных частиц).

Выпускаемые промышленностью счётчики имеют максимальный коэффициент деления (КД) 64. В задании во всех вариантах КД больше, поэтому потребуется несколько счётчиков включенных последовательно. При этом заданный КД получают умножением коэффициентов деления счётчиков с подходящими значениями КД. Эти параметры счётчиков можно подобрать просмотрев параметры счётчиков ТТЛ приведённых в справочниках [4,8] или учебниках[11-12].

. Например: задан КД=120. Это число можно получить из двух чисел 10 и12, или трёх: 10. 3, и 4.

Схема структурная и схема электрическая принципиальная. разработанные в соответствии с заданием. должны быть выполнены в соответствии с требованиями ГОСТ. Условные обозначения элементов схем даны в справочниках [4,8] или учебниках[11-12].

В работе, в дополнение к схемам необходимо привести необходимые расчёты, описание работы разработанных схем, описание параметров счётчиков и принципа их работы.

Библиографический список

1. *Горбачев Г. Н.,* *Чаплыгин Е. Е.* Промышленная электроника. М.: Энергоатомиздат, 1988.

2. Промышленная электроника:учебник для вузов / Котлярский А. И.,

Миклашевский С. П., Наумкин Л. Г., Павленко В. А. М.: Недра, 1984.

*3. Ровинский С. Р*. Силовые полупроводниковые преобразователи в металлургии: справочник. М.: Металлургия, 1986.

4. Основы промышленной электроники: учеб. для вузов / Герасимов А. Г., Князьков О. М., Краснопольский А. Е., Сухоруков В. В. М.: Высш. шк., 1986.

5*. Достал И.* Операционные усилители: пер. с англ. - М.: Мир, 1982

6. *Миловзоров О. В.,* *Панков И. Г*. Электроника: учебник-М.: Высш. шк., 2004. 288 с.

7. *Розанов Ю. К*. Электронные устройства электромеханических систем: Учебное пособие -М.: Издательский центр (Академия), 2004. 272с.

8. *Перельман Б. Л*. Полупроводниковые приборы.: справочник «Солон», «Микротех», 1996.

9. *Маругин А. П., Меженный Е. В*.Физические основы электроники. Часть 3: методические указания и расчетные задания для студентов очного и заочного факультетов специальности 140604 – «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» / А. П. Маругин, Е. В. Меженный. – Екатеринбург: Изд- во УГГУ, 2009 г., 56 с.

10. *Маругин А. П*.Физические основы электроники: методические указания и расчетные задания для студентов очного и заочного факультетов специальности 140604 – «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов». Часть 2. Екатеринбург: Изд- во УГГУ, 2007 , 58 с.

11. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие / С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Л. И. Ниссельсон и др.; под ред. С. В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1984. 432 с.

12. *Шило В. Л*.  Популярные цифровые микросхемы: справочник. - Челябинск: Металлургия, 1988. 352 с.

Учебное издание

*Анатолий Петрович Маругин*

***ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ***

*Методические указания и расчетные задания* по дисциплине

для студентов направления подготовки 130400.65 «Горное дело». Специализация подготовки «Электрификация и автоматизация горного производства»

Редактор *Ж. И. Пионтик*

Подписано в печать

Бумага писчая. Формат бумаги 60х84 1/16. Гарнитура Times New Roman. Печать на ризографе.

Печ.л.3,875 Уч.-изд.л 3,0 Тираж 100 экз. Заказ №

Издательство УГГУ

620144, г. Екатеринбург, Куйбышева,30

Уральский государственный горный университет

Отпечатано с оригинал-макета

в лаборатории множительной техники УГГУ