

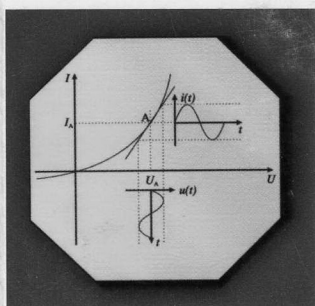
ЭЛЕКТРОНИКИ

УБЕ НАУНДОРФ

Аналоговая

электроника.

Основы, расчет,
моделирование



ТЕХНОСФЕРА

47921
9892084

37x29x15
x 100 #34 /

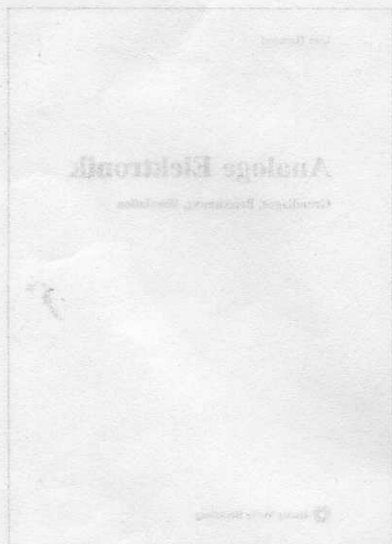


15-2-1

МИР электроники

УВЕ НАУНДОРФ

**Аналоговая
электроника.
Основы, расчет,
моделирование**



Перевод с немецкого
М.М. Ташлицкого

ТЕХНОСФЕРА

Москва

2008

Уве Наундорф

Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование

Москва:

Техносфера, 2008. — 472 с., ISBN 978-5-94836-185-7

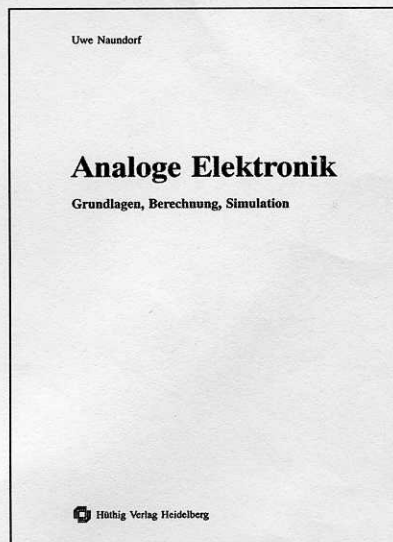
Знание основ аналоговой схемотехники является базой практически любой технической специальности.

В книге подробно рассмотрены основные электронные элементы и базовые схемы на них. Особое внимание уделяется нелинейным элементам, они анализируются посредством соответствующего приближения, затем их характеристики моделируются на компьютере для практического усвоения материала.

На CD записаны используемые в процессе изучения программы SPICE и GNUPLLOT, а также документация и программы-примеры для систем LINUX и Windows.

Большое количество упражнений, возможность проверять расчеты посредством компьютерного моделирования, наглядность делают книгу прекрасным современным учебником, особенно полезным студентам первых курсов, изучающим электронику в технических вузах.

Книга предназначена также инженерам-практикам, техникам и всем интересующимся электроникой и схемотехникой.



First published as «Analoge Elektronik» by Uwe Naundorf.

© 2001 by Hüthig GmbH & Co. KG, Heidelberg.

All rights reserved, www.huethig.de

© 2008, ЗАО «РИЦ «Техносфера», перевод на русский язык, оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-185-7

ISBN 978-3-77852-841-9 (нем.)

Содержание

Предисловие	8
Глава 1. Элементы электронной техники	9
1.1. Нелинейное сопротивление	9
1.1.1. Общее описание	9
1.1.2. Режим большого сигнала	11
1.1.2.1. Графическое определение рабочей точки схемы	12
1.1.2.2. Линеаризация в рабочей точке	15
1.1.3. Нелинейные искажения	17
1.1.4. Режим малого сигнала	20
1.1.5. Резюме	24
1.1.6. Задания	25
1.2. Полупроводниковый <i>pn</i> -диод	26
1.2.1. Режим большого сигнала	27
1.2.1.1. Температурные характеристики	31
1.2.1.2. Рабочая точка	33
1.2.1.3. Схемы замещения	36
1.2.2. Динамические характеристики	40
1.2.3. Режим малого сигнала	42
1.2.4. Задания	45
1.3. Специальные диоды	49
1.3.1. Емкостный диод	49
1.3.2. Z-диоды	54
1.3.2.1. Общая информация	54
1.3.2.2. Параметры и схемы замещения	55
1.3.3. Задания	59
1.4. Биполярный транзистор	62
1.4.1. Основы	62
1.4.2. Режим большого сигнала	64
1.4.2.1. Модель Эберса—Молла	65
1.4.2.2. Характеристики	73
1.4.2.3. Схемы замещения	77
1.4.2.4. Температурные характеристики	82
1.4.3. Рабочая точка	85
1.4.3.1. Основные положения	85
1.4.3.2. Схемотехнические решения для выбора рабочей точки	88
1.4.3.3. Влияние температуры	95
1.4.4. Стабилизация рабочей точки	99

1.4.4.1. Обратная связь по току	99
1.4.4.2. Обратная связь по напряжению	105
1.4.5. Режим малого сигнала	106
1.4.5.1. H -параметры схемы с общим эмиттером (ОЭ)	109
1.4.5.2. H -параметры транзисторных схем с общей базой и общим коллектором	112
1.4.5.3. Альтернативные способы описания	114
1.4.5.4. Пересчет h -параметров	115
1.4.5.5. Зависимость h -параметров от рабочей точки	116
1.4.6. Задания	118
1.4.6.1. Приложение: Четырехквadrантная плоскость	123
1.5. Униполярные (полевые) транзисторы	124
1.5.1. Транзисторы с pn -переходом	126
1.5.1.1. Основы	126
1.5.1.2. Характеристики	127
1.5.1.3. Температурная зависимость	129
1.5.1.4. Определение рабочей точки	129
1.5.1.5. Эквивалентная схема в режиме большого сигнала	132
1.5.2. МДП-транзистор	133
1.5.2.1. Основы	133
1.5.2.2. Характеристики	134
1.5.2.3. Установка рабочей точки	136
1.5.2.4. Эквивалентная схема замещения в режиме большого сигнала	138
1.5.3. Режим малого сигнала	139
1.5.3.1. Параметры схемы с общим истоком	140
1.5.3.2. Зависимость полных проводимостей от положения рабочей точки	142
1.5.4. МОП-транзистор в качестве управляемого сопротивления	142
1.5.5. Задания	146
Глава 2. Основные схемы	151
2.1. Выпрямитель	151
2.1.1. Выпрямитель с активной нагрузкой	151
2.1.1.1. Однополупериодный выпрямитель	151
2.1.1.2. Двухполупериодный выпрямитель	154
2.1.2. Выпрямитель с емкостной нагрузкой	157
2.1.2.1. Однополупериодный выпрямитель	157
2.1.2.2. Двухполупериодный выпрямитель	161
2.1.3. Сглаживание	163
2.1.4. Задания	166

2.2. Преобразователи постоянного напряжения	168
2.2.1. DC-DC преобразователь	168
2.2.1.1. Принцип действия	168
2.2.1.2. Расчет входного напряжения	169
2.2.1.3. Расчет параметров схемы	171
2.2.2. Трансформаторный преобразователь	174
2.2.2.1. Принцип действия	174
2.2.2.2. Расчет выходного напряжения	174
2.2.2.3. Расчет параметров схемы	177
2.2.2.4. Режим прерывистых токов	179
2.2.3. Задания	179
2.3. Стабилизаторы напряжения	180
2.3.1. Базовые схемы	180
2.3.2. Повышение коэффициента стабилизации	184
2.3.3. Уменьшение внутреннего сопротивления	184
2.3.4. Задания	187
2.4. Рабочие характеристики транзисторных схем	188
2.4.1. Общее описание параметров транзисторов	188
2.4.1.1. Входное сопротивление	189
2.4.1.2. Выходное сопротивление	190
2.4.1.3. Усиление по напряжению	191
2.4.1.4. Усиление по току	192
2.4.1.5. Усиление по мощности	192
2.4.1.6. Таблица параметров четырехполюсника	193
2.4.2. Рабочие характеристики трех основных транзисторных схем	194
2.4.2.1. Схема с общим эмиттером	194
2.4.2.2. Схема включения с общей базой (ОБ)	197
2.4.2.3. Схема с общим коллектором (ОК)	200
2.4.3. Задания	203
2.5. Частотные характеристики схемы с ОЭ	206
2.5.1. Задания	212
2.6. Транзисторный усилитель с обратной связью	216
2.6.1. Введение	216
2.6.2. ОС ток-напряжение	219
2.6.2.1. Принцип действия	219
2.6.2.2. Анализ схемы	220
2.6.2.3. Сильновыраженная обратная связь (ОС)	225
2.6.3. Обратная связь напряжение-ток	225
2.6.3.1. Принцип действия	226
2.6.3.2. Анализ схемы	227

2.6.3.3. Сильновыраженная ОС	231
2.6.3.4. Усиление по напряжению	232
2.6.4. Линеаризация при помощи ОС	233
2.6.5. Задания	243
2.7. Работа полевого транзистора в ключевом режиме	247
2.7.1. Передаточные характеристики ключа на полевом транзисторе	249
2.7.1.1. Статическая передаточная характеристика	250
2.7.1.2. Динамическая передаточная характеристика	253
2.7.2. Передаточные характеристики переключателя на КМОП-элементах	262
2.7.2.1. Статическая передаточная характеристика	262
2.7.2.2. Динамическая передаточная характеристика	266
2.7.3. Цифровая ключевая схема	273
2.7.4. Задания	277
2.8. Дифференциальный усилитель	279
2.8.1. Режим большого сигнала	279
2.8.2. Режим малого сигнала	282
2.8.3. Задания	287
2.9. Оконечный усилитель	289
2.9.1. Двухтактный оконечный усилитель, режим В	289
2.9.2. Двухтактный оконечный усилитель, режим АВ	292
2.9.3. Задания	295
2.10. Операционный усилитель	296
2.10.1. Идеальный операционный усилитель	297
2.10.2. Линейные базовые схемы на ОУ	299
2.10.2.1. Преобразователь ток-напряжение	299
2.10.2.2. Инвертирующий усилитель	300
2.10.2.3. Инвертирующий сумматор	300
2.10.2.4. Неинвертирующий усилитель	301
2.10.2.5. Неинвертирующий сумматор	302
2.10.2.6. Дифференциальный усилитель	303
2.10.2.7. Интегратор	305
2.10.2.8. Дифференциатор	306
2.10.3. Задания	314
Приложение А. Решения к заданиям главы 1	319
А.1. Решения к заданиям раздела 1.1	319
А.2. Решения к заданиям раздела 1.2	327
А.3. Решения к заданиям раздела 1.3	337
А.4. Решения к заданиям раздела 1.4	345
А.5. Решения к заданиям раздела 1.5	361



Приложение В: Решения к заданиям главы 2	374
В.1. Решения к заданиям раздела 2.1	374
В.2. Решения к заданиям раздела 2.2	385
В.3. Решения к заданиям раздела 2.3	394
В.4. Решения к заданиям раздела 2.4	399
В.5. Решения к заданиям раздела 2.5	405
В.6. Решения к заданиям раздела 2.6	423
В.7. Решения к заданиям раздела 2.7	440
В.8. Решения к заданиям раздела 2.8	446
В.9. Решения к заданиям раздела 2.9	451
В.10. Решения к заданиям раздела 2.10	453
Приложение С. Теорема Миллера	465
Приложение D. Список заданий и решений, приведенных на CD	467

Предисловие

В предлагаемой книге изложены принципы расчета и моделирования электронных схем. Применяемые в электронной схемотехнике элементы по своей физической природе являются нелинейными. Что это значит? Если на выводы типичного электронного элемента, например, полупроводникового диода, подать линейно возрастающее напряжение, то ток через диод будет изменяться не пропорционально прикладываемому напряжению, как это происходит в случае активного сопротивления, а по экспоненциальному закону в соответствии с особенностями внутренней структуры диода, т.е. диод обладает нелинейной вольт-амперной характеристикой. Негативным следствием этого является нелинейность системы уравнений, описывающих работу даже самой простой электронной схемы, и следовательно невозможность ее аналитического решения. Для анализа нелинейных систем применяют методы, дающие приближенные решения в рамках допустимой точности.

В первой главе данной книги представлены и описаны такие методы на примере условного нелинейного сопротивления. Последовательно проводится анализ электронных схем и объясняются такие понятия как:

Режим большого сигнала и эквивалентная схема замещения в режиме большого сигнала.

- Рабочая точка схемы.
- Режим малого сигнала и эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала.

В следующих разделах подробно обсуждаются три базовых элемента электронной схемотехники: диод, биполярный транзистор и униполярный транзистор, их характеристики и математическое описание. Рассмотренный в первой главе подход на примере условного нелинейного сопротивления переносится на реальные элементы с целью определения рабочей точки схем на этих элементах. Особое внимание уделено температурным характеристикам, оказывающим сильное влияние на рабочую точку и электрические свойства схем. Подробное объяснение сопровождается ясными и простыми примерами.

Во второй главе с помощью эквивалентных схем в режиме большого сигнала анализируются типичные схемы на базе рассмотренных элементов: выпрямитель, инвертор и стабилизатор напряжения.

Биполярные транзисторы рассмотрены в рамках схем усиления на низких и средних частотах с применением метода малого сигнала. При анализе этих схем особо были рассмотрены следующие вопросы:

- Характеристики основных схем усиления.
- Влияние обратной связи на характеристики схем усиления.
- Влияние динамических свойств транзистора на электрические свойства схемы в целом.

Также анализируется работа схем усиления на базе биполярных транзисторов в режиме большого сигнала на примере двухтактных схем и их передаточных характеристик.

ГЛАВА 1

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

1.1. Нелинейное сопротивление

В отличие от общей электротехники, в которой преобладают линейные связи между элементами, в электронной технике приходится считаться с ярко выраженными нелинейными характеристиками элементов. Математическое описание для нелинейных элементов сложнее, чем для линейных, и при расчете даже простых схем приходится применять специально разработанные математические методы, учитывающие нелинейность элементов схемы. Такие методы представлены на примере расчета нелинейного сопротивления. Они образуют фундамент для дальнейшего понимания учебника.

1.1.1. Общее описание

Нелинейное сопротивление элемента характеризуется тем, что отношение напряжения на его выводах U к протекающему через него току I является функцией этого напряжения или тока.

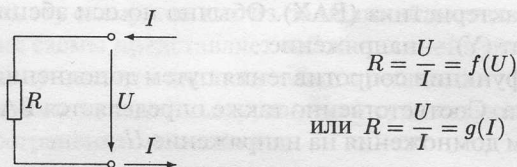


Рис. 1.1. Нелинейное сопротивление, графическое изображение и математическое описание

График функции нелинейного сопротивления или электрической проводимости представляет собой кривую, которая не параллельна абсциссе (оси напряжения или тока).

Пример 1.1.1

Изобразим функцию нелинейного сопротивления или проводимости, заданную уравнением:

$$R(U) = \frac{1}{a_0 + a_1 U^2} \quad \text{или} \quad G(U) = a_0 + a_1 U^2,$$

где $a_0 = 2 \text{ А/В}$ и $a_1 = 1 \text{ А/В}^3$. Графики имеют более простой вид, если в уравнения подставить численные значения переменных и затем поделить на единицу измерения сопротивления Ом, или, соответственно, единицу измерения проводимости Сименс, сокращенно См.

$$\frac{R(U)}{\text{Ом}} = \frac{1}{2 + \left(\frac{U}{\text{В}}\right)^2} \quad \text{или} \quad \frac{G(U)}{\text{См}} = 2 + \left(\frac{U}{\text{В}}\right)^2.$$

Таким образом, можно быстро получить представление о виде функции.

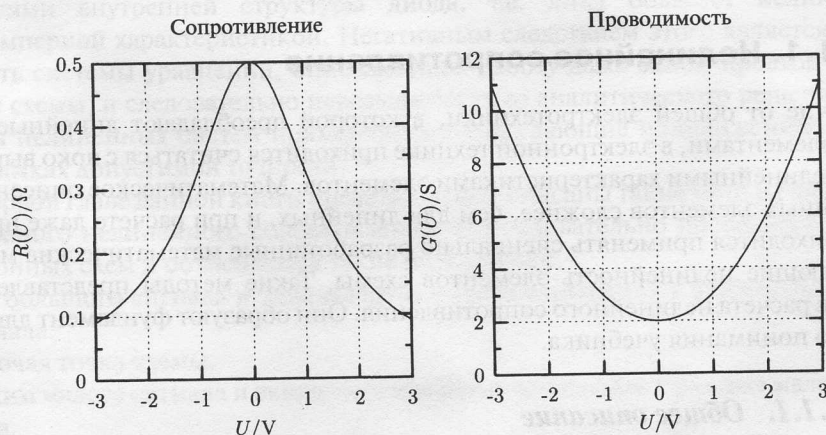


Рис. 1.2. Нелинейное сопротивление, нелинейная проводимость

Графическое представление функции сопротивления в такой форме на практике применяется редко. Более рациональной формой представления является вольт-амперная характеристика (ВАХ). Обычно по оси абсцисс (X) располагают ток, а по оси ординат (Y) — напряжение.

ВАХ находят из функции сопротивления путем дополнения уравнения током I согласно закону Ома. Соответственно также определяется ВАХ из уравнения для проводимости путем домножения на напряжение U .

Полученные уравнения нужно решать относительно тока.

Пример 1.1.2

Из функции проводимости примера 1.1.1

$$G = a_0 + a_1 U^2.$$

После домножения на U получается

$$I = a_0 U + a_1 U^3.$$

После подстановки численных значений и деления на единицу измерения тока А, получается уравнение ВАХ:

$$\frac{I}{\text{А}} = 2 \left(\frac{U}{\text{В}} \right) + \left(\frac{U}{\text{В}} \right)^3.$$

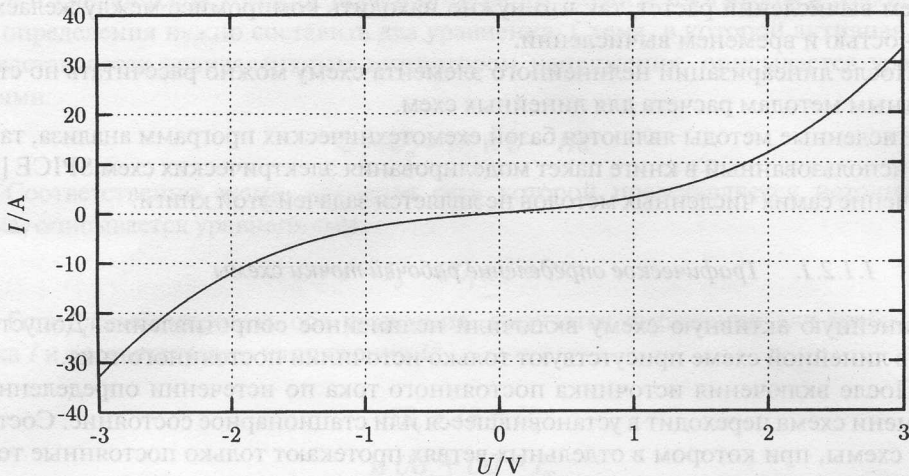


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) нелинейного сопротивления

Определение: Вольт-амперной характеристикой нелинейного сопротивления, то есть нелинейного пассивного двухполюсника, является кривая, проходящая через начало координат.

1.1.2. Режим большого сигнала

ВАХ определяет значение нелинейного сопротивления для любых достаточно больших изменений постоянных и переменных токов и напряжений. Поэтому такой режим называется режимом большого сигнала.

Если такое нелинейное сопротивление включено в схему, то возникает проблема, как рассчитывать эту схему, так как из-за нелинейности сопротивления математическое описание схемы представляет собой нелинейную систему уравнений, для которой часто не существует аналитического решения.

Для решения системы нелинейных уравнений существуют специальные методы. Самыми распространенными являются:

1. Графический метод.
2. Приближение линеаризацией.
3. Численные методы.

В графическом методе пытаются путем построения ВАХ элементов получить решение в виде рабочей точки на пересечении характеристик. Этот метод подходит только для очень простых схем. Метод неточен и занимает относительно много времени. В дальнейшем он будет рассмотрен подробнее с целью научиться графически определять рабочую точку.

Если точное решение не представляет интереса или нерационально (например, из-за больших допусков электронных комплектующих изделий), можно попытаться заменить нелинейный элемент на линейный.

Линеаризация может проводиться естественно только для малых изменений напряжения или тока. Чем точнее хотят приблизиться к оригинальной характеристике элемента, тем больше необходимо участков линеаризации. При этом

объем вычислений растет, так что нужно находить компромисс между желаемой точностью и временем вычислений.

После линеаризации нелинейного элемента схему можно рассчитать по стандартным методам расчета для линейных схем.

Численные методы являются базой схемотехнических программ анализа, таких как использованный в книге пакет моделирования электрических схем SPICE [16]. Изучение самих численных методов не является задачей этой книги.

1.1.2.1. Графическое определение рабочей точки схемы

В линейную активную схему включили нелинейное сопротивление. Допустим, что в линейной схеме присутствуют только источники постоянного тока.

После включения источника постоянного тока по истечении определенного времени схема переходит в установившееся или стационарное состояние. Состояние схемы, при котором в отдельных ветвях протекают только постоянные токи, а между отдельными узлами действуют только постоянные напряжения, называется рабочей точкой.

Определение: Рабочей точкой электрической сети является ее стационарное состояние.

Определим рабочую точку электрической сети, т.е. стационарные значения напряжения и тока нелинейного сопротивления.

Сначала линейную часть схемы преобразуют в эквивалентный генератор напряжения, характеризуемый напряжением холостого хода и внутренним сопротивлением, или в эквивалентный источник тока, характеризуемый током короткого замыкания и внутренним сопротивлением.

Приняты следующие обозначения:

Напряжение холостого хода U_0

Ток короткого замыкания I_0

Внутреннее сопротивление $R_i = \frac{U_0}{I_0} = \frac{1}{G_i}$.

Нелинейное сопротивление $R = \frac{U}{I} = \frac{1}{G}$.

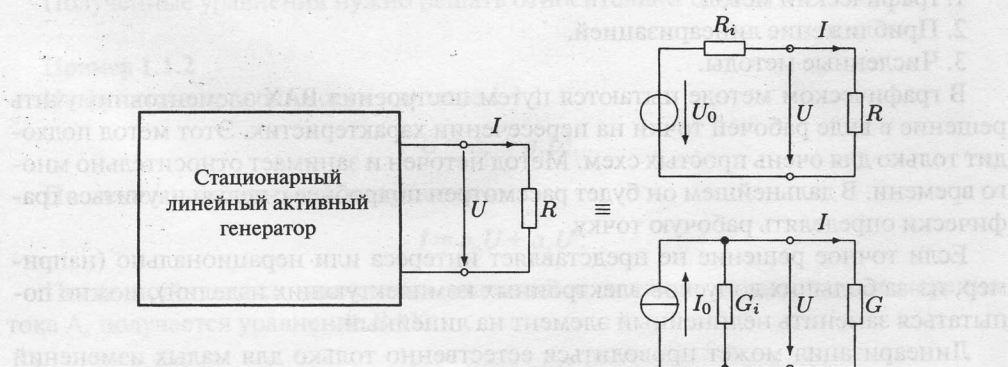


Рис. 1.4. Схема замещения для определения рабочей точки

U и I являются искомыми значениями напряжения и тока рабочей точки. Для их определения нужно составить два уравнения. Схема, в которой активная сеть представляется эквивалентным генератором напряжения, описывается уравнениями:

$$U = U_0 - IR_i \text{ и } U = IR. \quad (1.1)$$

Соответственно схема, активная сеть которой представляется источником тока, описывается уравнениями:

$$I = I_0 - UG_i \text{ и } I = UG. \quad (1.2)$$

Если скомбинировать оба уравнения, получатся выражения для требуемого тока I и соответственно напряжения U :

$$IR_i + IR = U_0 \quad (1.3)$$

$$\text{и } UG_i + UG = I_0. \quad (1.4)$$

Так как сопротивление R и его обратная величина G являются нелинейной функцией напряжения или тока, эти уравнения нелинейны, т. е. как правило, не существует аналитического решения для рабочей точки схемы $U(I)$.

Пример 1.1.3

В линейную активную сеть с напряжением холостого хода U_0 и внутренним сопротивлением R_i включается нелинейная проводимость $G(U) = a_0 + a_1 U^2$. Определите рабочую точку схемы, если $a_0 = 2 \text{ А/В}$, $a_1 = 1 \text{ А/В}^3$, $U_0 = 4 \text{ В}$ и $R_i = 1 \text{ Ом}$.

В уравнение (1.4) подставим функцию проводимости:

$$UG_i = U(a_0 + a_1 U^2) = I_0$$

$$\text{и } a_1 U^3 + (a_0 + G_i)U = I_0.$$

После подстановки численных данных получается:

$$\left(\frac{U}{B}\right)^3 + 3\left(\frac{U}{B}\right) = 4.$$

Это уравнение еще можно решить аналитически. Например, по формулам нахождения корней кубического уравнения или методом подбора определяется $U = 1 \text{ В}$. Два других корня кубического уравнения являются комплексными и поэтому отбрасываются. Итак, напряжение рабочей точки нелинейного сопротивления $U = 1 \text{ В}$. В этой рабочей точке проводимость равна $G(U) = 3 \text{ См}$ и ток согласно (1.1) $I = 3 \text{ А}$.

Так как в общем случае аналитическое нахождение рабочей точки невозможно, то рабочая точка схемы обычно определяется графически. Порядок построения показан на рис. 1.5:

1. Схема делится на активный линейный участок и нелинейное сопротивление.

На границе двух участков схемы выделяют так называемые монтажные напряжение U и ток I

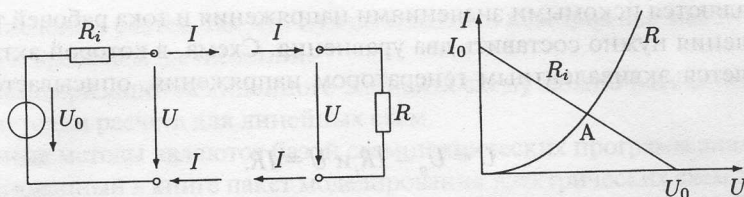


Рис. 1.5. Графическое определение рабочей точки

2. Для обоих участков определяются уравнения $U(I)$, согласно (1.1) и (1.2). Уравнение линейного участка сети характеризует генератор напряжения, уравнение нелинейного участка — потребитель электроэнергии.

3. Графики функций, построенные согласно (1.1) и (1.2) изображаются в совместной системе координат, в которой ток I является ординатой, а напряжение U — абсциссой.

4. Точка пересечения кривых генератора и потребителя является решением системы уравнений.

Эта точка называется рабочей точкой A . Напряжение и ток в рабочей точке обозначаются индексом A .

Пример 1.1.4

В линейную активную сеть с напряжением холостого хода U_0 и внутренним сопротивлением R_i включается нелинейная проводимость $G = a_0 + a_1 U^2$. Определите графически рабочую точку схемы, если $a_0 = 2$ А/В, $a_1 = 1$ А/В³, $U_0 = 4$ В и $R_i = 1$ Ом.

Согласно рис. 1.5, схема разделяется на выходных зажимах генератора напряжения. Получают две подсхемы с уравнениями

Генератор	$U = U_0 - IR_i$
Потребитель	$I = G(U)U = a_0 U + a_1 U^3$

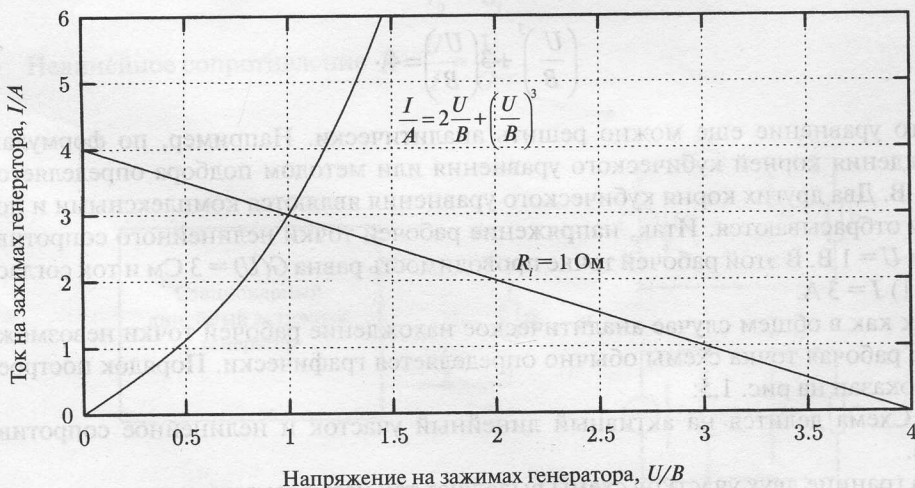


Рис. 1.6. Графическое определение рабочей точки

Оба уравнения построены в системе координат, в которой ток I является ординатой, а напряжение U — абсциссой.

Так как характеристика генератора является прямой линией, для ее построения достаточно двух точек, которые выбирают, как правило, на осях. Точка на оси напряжения является точкой холостого хода $U_0 = 4$ В, точкой на оси тока является точка короткого замыкания $I_0 = U_0/R_i = 4$ А. Характеристика нагрузки является нелинейной функцией и, следовательно, строится по точкам. Так как рабочая точка имеет положительные координаты, достаточно построения в первом квадранте.

Согласно рис. 1.6, координаты рабочей точки $U_A = 1$ В, $I_A = 3$ А.

1.1.2.2. Линеаризация в рабочей точке

Если рабочая точка нелинейного двухполюсника приблизительно известна, для него можно применить кусочно-линейное приближение. Преимуществом такого приближения является наличие участков цепи, характеристики которых можно рассматривать как линейные и анализировать методами анализа линейных схем.

Для построения линейного приближения в известной или предполагаемой рабочей точке проводят касательную к вольт-амперной характеристике (ВАХ) двухполюсника. Эта касательная является линеаризацией характеристики нелинейного двухполюсника.

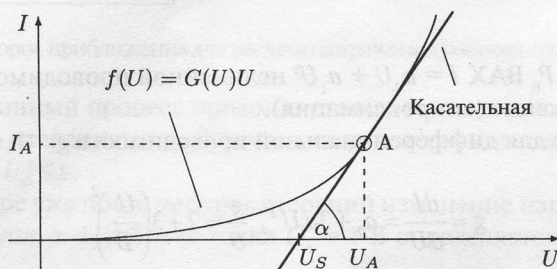


Рис. 1.7. Линеаризация характеристики нелинейного двухполюсника

Математическое описание: Если нелинейный двухполюсник описывается функцией $I = f(U)$, то угол наклона касательной в рабочей точке равен:

$$\left. \frac{dI}{dU} \right|_A = g = \frac{1}{r}, \quad (1.5)$$

где g — дифференциальная проводимость, r — дифференциальное сопротивление нелинейного двухполюсника в рабочей точке. Точка пересечения касательной с осью напряжения обозначается точкой порогового напряжения U_s . Она рассчитывается согласно рис. 1.7. как

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{I_A}{U_A - U_s} = g. \quad (1.6)$$

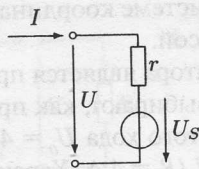


Рис. 1.8. Линейная схема замещения в рабочей точке

Следовательно, математическое описание линеаризованной характеристики:

$$I = g(U - U_s). \quad (1.7)$$

Нелинейный двухполюсник можно представить схемой замещения, состоящей из двух линейных элементов r и U_s .

Пример 1.1.5

В линейную активную сеть с напряжением холостого хода U_L и внутренним сопротивлением R_i включается нелинейная проводимость $G(U) = a_0 + a_1 U^2$. Определите рабочую точку схемы методом линеаризации, если $a_0 = 2 \text{ А/В}$, $a_1 = 1 \text{ А/В}^3$, $U_L = 4 \text{ В}$ и $R_i = 1 \text{ Ом}$.

Рабочая точка определяется итерационным методом. Рис. 1.11 иллюстрирует описанный способ решения, результаты отдельных итераций приведены в таблице 1.1.

1-й шаг

В любой точке P_0 ВАХ $I = a_0 U + a_1 U^3$ нелинейной проводимости определяется линейное приближение (аппроксимация).

В общем случае для дифференциальной проводимости g

$$g = \frac{dI}{dU} = a_0 + 3a_1 U^2, \quad \frac{g}{S} = 2 + 3 \left(\frac{U}{B} \right)^2.$$

И для порогового напряжения U_s

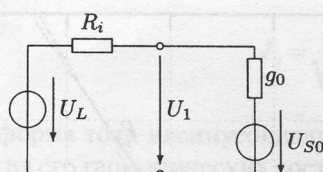
$$U_s = U - rI = U - \frac{a_0 U + a_1 U^3}{a_0 + 3a_1 U^2} = \frac{2a_1 U^3}{a_0 + 3a_1 U^2}, \quad \frac{U_s}{V} = \frac{2 \left(\frac{U}{B} \right)^3}{2 + 3 \left(\frac{U}{B} \right)^2}.$$

Если в качестве начальной точки P_0 выбрать напряжение $U_0 = 0,2 \text{ В}$, то в нулевом приближении значение нелинейной проводимости будет равно $g_0 = 2,12 \text{ См}$ и $U_{s0} = 7,547 \text{ мВ}$.

2-й шаг

С помощью линейной схемы замещения в нулевом приближении рассчитывается напряжение генератора и нелинейной проводимости. Результат является первым приближением искомого напряжения рабочей точки U_1 . Оно составляет $U_1 = 1,287 \text{ В}$.

На рис. 1.11 рабочая точка A_1 находится на пересечении характеристики генератора и касательной к точке P_0 .



$$U_1 = U_{S0} + \frac{U_L - U_{S0}}{1 + g_0 R_i}$$

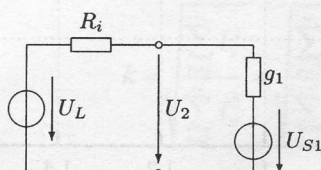
Рис. 1.9. Первое приближение для расчета напряжения рабочей точки нелинейной схемы

3-й шаг

При первом приближении напряжения рабочей точки опять рассчитывается нелинейная проводимость. По уравнениям из 1-го шага получается $g_1 = 6,970$ См и $U_{S1} = 0,612$ В.

4-й шаг

Первое приближение нелинейного сопротивления пересекает характеристику генератора напряжения в точке A_2 . Второе приближение рассчитывается как:



$$U_2 = U_{S1} + \frac{U_L - U_{S1}}{1 + g_1 R_i}$$

$$U_2 = 1,037 \text{ В}$$

Рис. 1.10. Второе приближение для расчета напряжения рабочей точки нелинейной схемы

Этот итерационный процесс продолжается до тех пор, пока разница напряжений между двумя итерациями не будет менее некоторого малого числа ϵ , т.е. до тех пор, пока $|U_{n+1} - U_n| \leq \epsilon$.

В этом примере уже после четырех итераций изменение напряжения достигает единиц милливольт, т.е. рабочая точка $U_A = 1$ В определяется с точностью более чем 0,1%.

Таблица 1.1. Первые четыре итерации для определения напряжения рабочей точки

Номер итерации, n	$U_n/\text{В}$	$g_n/\text{См}$	$U_{Sn}/\text{В}$	$ U_{n+1} - U_n /\text{В}$
0	0,2	2,120	$7,547 \cdot 10^{-3}$	—
1	1,287	6,970	0,612	1,09
2	1,037	5,226	0,427	0,25
3	1,0007	5,004	0,4005	0,036
4	1,000	—	—	$6,8 \cdot 10^{-4}$

1.1.3. Нелинейные искажения

Если к нелинейному сопротивлению прикладывается изменяемое во времени напряжение, то кривая тока нелинейного сопротивления имеет искаженную форму относительно приложенного напряжения, согласно характеристике нелинейного сопротивления. В этом случае говорят о нелинейных искажениях.

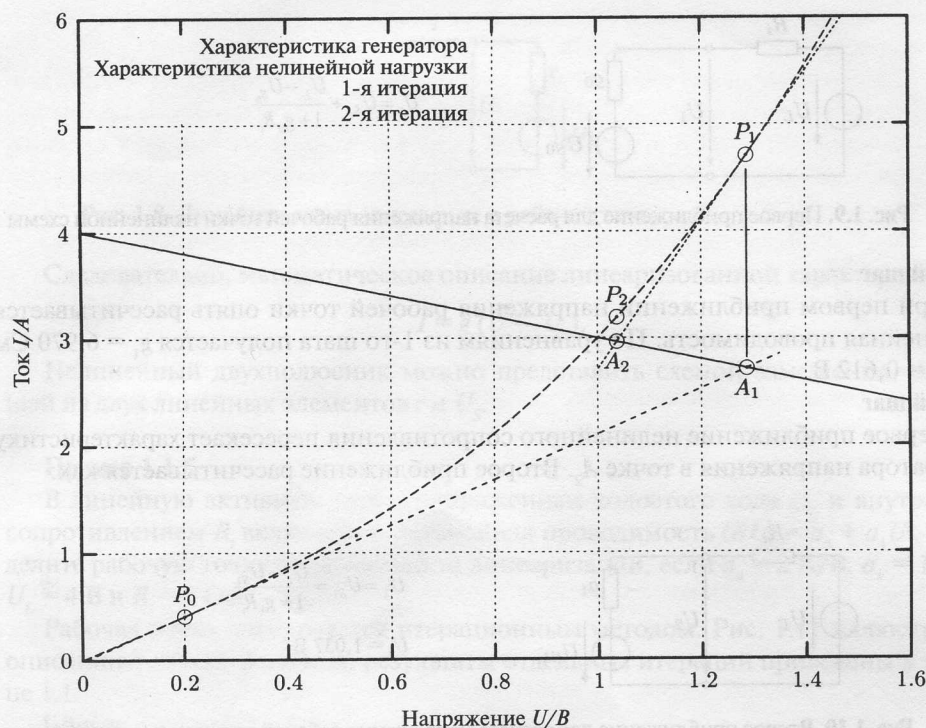


Рис. 1.11. Итерационное определение напряжения рабочей точки

Если приложенное напряжение изменяется периодически с периодом T и частотой $\omega = 2\pi/T$

$$u(t) = u(t + T),$$

тогда и ток $i(t) = G(u(t))u(t)$ изменяется периодически. Он может быть представлен, согласно преобразованию Фурье, бесконечным тригонометрическим рядом:

$$i(t) = I_0 + \sum_{v=1}^{\infty} \hat{i}_v \sin(v\omega t + \varphi_v).$$

Первый терм описывает линейное среднее значение тока:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt.$$

Второй терм составляется из основной периодической составляющей с амплитудой $\hat{i}_1$ и частотой ω и из высших гармоник (синусоид) с амплитудами $\hat{i}_v$, где $v = 2, 3, 4, \dots$ и частотами $v\omega$. Высшие гармоники несинусоидального сигнала образуют переменную составляющую тока $i(t)$ и называются еще пульсирующим током $i_{\omega}(t)$.

Действующее значение, по-другому еще называемое эффективным или среднеквадратичное за период значение синусоидального тока $i_{\omega}(t) = \hat{i}_v \sin(v\omega t + \varphi_v)$, определяется как:

$$I_v = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_v^2(t) dt} = \frac{\hat{i}_v}{\sqrt{2}}.$$

Если форма тока несинусоидальная, то действующее значение сигнала складывается из его гармонических составляющих:

$$I_\omega = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} I_v^2}.$$

Для оценки отклонения периодической кривой тока от синусоиды используется коэффициент нелинейных искажений k . Он представляет собой отношение действующего значения высших гармоник несинусоидального периодического сигнала к действующему значению всего несинусоидального периодического сигнала.

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2}{\sum_{v=1}^{\infty} I_v^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{v=2}^{\infty} \hat{i}_v^2}{\sum_{v=1}^{\infty} \hat{i}_v^2}} = \sqrt{\frac{I_\omega^2 - I_1^2}{I_\omega^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{I_1}{I_\omega}\right)^2}, \quad (1.8)$$

где

$I_1 = \hat{i}_1 / \sqrt{2}$ — действующее значение основной гармонической составляющей,

$I_v = \hat{i}_v / \sqrt{2}$ — действующее значение высших гармоник для $v = 2, 3, 4, \dots$,

$I_\omega = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots}$ — действующее значение несинусоидального периодического сигнала.

Пример 1.1.6

Синусоидальное напряжение $u(t) = \hat{u} \sin \omega t$ подано на нелинейную проводимость $G(U) = a_0 + a_1 U^2$. Определите коэффициент нелинейных искажений k для тока, если $a_0 = 2 \text{ А/В}$, $a_1 = 1 \text{ А/В}^3$, $\hat{u} = 10 \text{ В}$.

Сначала определяется ток через проводимость:

$$i(t) = G(u(t))u(t) = a_0 u(t) + a_1 u^3(t) = a_0 \hat{u} \sin \omega t + a_1 \hat{u}^3 \sin^3 \omega t.$$

Если $\sin^3 x = \frac{1}{4}(3 \sin x - \sin 3x)$, то

$$i(t) = \left(a_0 \hat{u} + \frac{3}{4} a_1 \hat{u}^3 \right) \sin \omega t - \frac{1}{4} a_1 \hat{u}^3 \sin 3\omega t.$$

После подстановки численных значений получается:

$$i(t) = 770 A \sin \omega t - 250 A \sin 3\omega t.$$

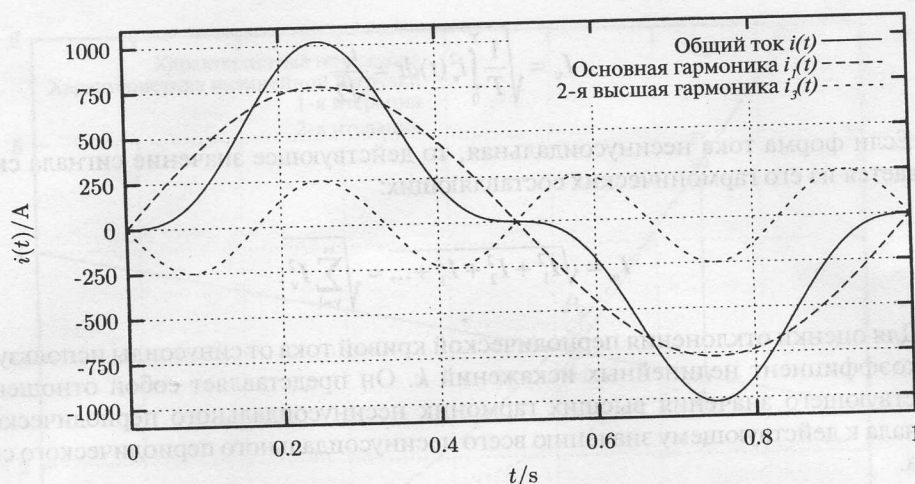


Рис. 1.12. Несинусоидальный ток при синусоидальном напряжении, частота $f = 1$ Гц

Ток содержит наряду с основной частотой еще трехкратную высшую гармонику. Диаграмма тока на рис. 1.12 показывает сильное отклонение результирующего тока от основной частоты, то есть сигнал имеет относительно большой коэффициент нелинейных искажений.

Действующее значение основной гармонической составляющей

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(a_0 \bar{u} + \frac{3}{4} a_1 \bar{u}^3 \right),$$

действующее значение второй гармоники

$$I_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{4} a_1 \bar{u}^3 \right),$$

коэффициент нелинейных искажений

$$k = \sqrt{\frac{I_3^2}{I_1^2 - I_3^2}} = \frac{I_3}{\sqrt{I_1^2 - I_3^2}} = \frac{\frac{1}{4} a_1 \bar{u}^2}{\sqrt{\left(a_0 + \frac{3}{4} a_1 \bar{u}^2 \right)^2 + \left(\frac{1}{4} a_1 \bar{u}^2 \right)^2}}.$$

После подстановки численных значений получается:

$$k = 0,3088 \text{ или } k = 30,88\%.$$

1.1.4. Режим малого сигнала

На рис. 1.13 изображена рабочая точка нелинейной схемы при питании от источника постоянного напряжения.

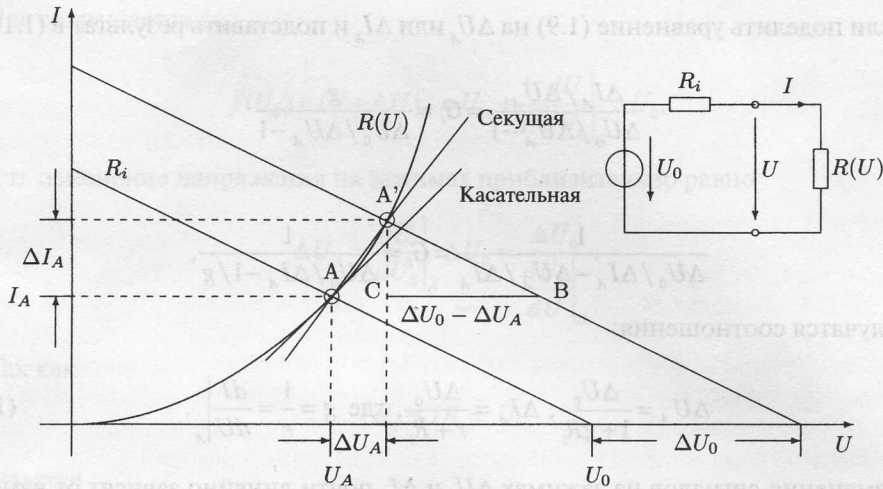


Рис. 1.13. Работа схемы в режиме малого сигнала около рабочей точки A

Задачей является определить, как изменится величина напряжения на зажимах нелинейного сопротивления $R(U)$, если напряжение U_0 меняется на *малую* величину, т. е. изменение напряжения генератора ΔU_0 известно, требуется определить изменение напряжения на зажимах ΔU_A и тока через зажимы ΔI_A .

Графическое приближенное решение

Рабочая точка A определяется как точка пересечения нелинейной характеристики сопротивления $R(U)$ и характеристики генератора $I = G_i(U_0 - U)$. Если напряжение генератора повышается на ΔU_0 , то характеристика генератора сдвигается параллельно вправо, образуя новые значения холостого хода $U_0 + \Delta U_0$. На пересечении новой характеристики генератора с характеристикой нелинейного сопротивления получается новая рабочая точка A' .

Гипотенуза прямоугольного треугольника $A'BC$ на рис. 1.13 образуется характеристикой генератора с наклоном $-G_i$, то есть

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta U_0 - \Delta U_A} = G_i. \quad (1.9)$$

Из рисунка видно, что секущая, которая проходит через две рабочие точки A и A' , имеет примерно такой же наклон, что и касательная к рабочей точке A . Наклон касательной составляет $\Delta I_A / \Delta U_A$. Таким образом, получается

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta U_A} \cong \left. \frac{dI}{dU} \right|_A = g. \quad (1.10)$$

Если поделить уравнение (1.9) на ΔU_A или ΔI_A и подставить результат в (1.10)

$$\frac{\Delta I_A / \Delta U_A}{\Delta U_0 / \Delta U_A - 1} = G_i = \frac{g}{\Delta U_0 / \Delta U_A - 1}$$

или

$$\frac{1}{\Delta U_0 / \Delta I_A - \Delta U_A / \Delta I_A} = G_i = \frac{1}{\Delta U_0 / \Delta I_A - 1/g},$$

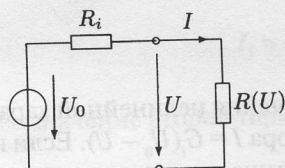
то получатся соотношения:

$$\Delta U_A = \frac{\Delta U_0}{1 + gR_i}; \Delta I_A = \frac{\Delta U_0}{r + R_i}, \text{ где } g = \frac{1}{r} = \frac{dI}{dU} \Big|_A. \quad (1.11)$$

Изменения сигналов на зажимах ΔU_A и ΔI_A почти линейно зависят от изменения напряжения источника ΔU_0 . Такую зависимость напряжений и токов называют режимом малого сигнала.

Определение. Под режимом малого сигнала понимают такое поведение нелинейной схемы, при котором при изменении напряжения источника питания происходит линейное изменение напряжения на любых зажимах и тока в любой ветви.

Аналитическое приближенное решение



Зависимость ток-напряжение

Генератор: $I = G_i(U_0 - U)$

Нелинейное сопротивление: $I = G(U)U$.

Из-за нелинейности сопротивления $R(U)$ при изменении напряжения генератора ΔU_0 напряжение на зажимах нагрузки $U = f(U_0)$ меняется нелинейно. Для определения изменения напряжения на зажимах ΔU при изменении напряжения генератора ΔU_0 нелинейная функция $U = f(U_0)$ раскладывается в ряд Тейлора в окрестности точки A [13]:

$$f(U_0) = U_A + \frac{1}{1!} \frac{dU}{dU_0} \Big|_A \Delta U_0 + \frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dU_0^2} \Big|_A \Delta U_0^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dU_0^3} \Big|_A \Delta U_0^3 + \dots$$

При разложении функции в ряд Тейлора мы ограничиваемся такими малыми изменениями напряжения генератора, что членами ряда со степенями 2 и выше по сравнению с линейным членом (первая степень) можно пренебречь.

$$\frac{1}{2!} \frac{d^2U}{dU_0^2} \Big|_A \Delta U_0^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3U}{dU_0^3} \Big|_A \Delta U_0^3 + \dots \ll \frac{1}{1!} \frac{dU}{dU_0} \Big|_A \Delta U_0.$$

Ряд сокращается до

$$f(U_0) = (U + \Delta U)_A \approx U_A + \frac{1}{1!} \left. \frac{dU}{dU_0} \right|_A \Delta U_0,$$

то есть изменение напряжения на зажимах приблизительно равно

$$\Delta U_A = \left. \frac{dU}{dU_0} \right|_A \Delta U_0 = \frac{\Delta U_0}{\left. \frac{dU_0}{dU} \right|_A}.$$

Так как

$$U_0 = IR_i + U,$$

получается

$$\left. \frac{dU_0}{dU} \right|_A = R_i \left. \frac{dI}{dU} \right|_A + 1 = gR_i + 1.$$

Таким образом

$$\Delta U_A = \frac{\Delta U_0}{1 + gR_i} = \frac{r}{r + R_i} \Delta U_0. \quad (1.12)$$

Это уравнение идентично с графическим приближенным решением (1.11). Можно сделать следующий вывод:

Режим малого сигнала схемы или реакция этой схемы в определенной рабочей точке на малые изменения величин напряжения или тока генератора описывается эквивалентной схемой, в которой все напряжения и токи заменены их изменениями и все сопротивления заменены дифференциальными сопротивлениями в рабочей точке.

Для приведенного выше примера, следовательно:

- Напряжение источника (генератора) U_0 заменяется изменением ΔU_0 .
- Выходное напряжение U заменяется его изменением в рабочей точке ΔU_A .
- Выходной ток I заменяется его изменением в рабочей точке ΔI_A .
- Линейное сопротивление R_i остается неизменным¹.
- Нелинейное сопротивление $R(U)$ заменяется его дифференциальным сопротивлением в рабочей точке r .

В результате получается так называемая эквивалентная схема для режима малого сигнала. По этой схеме замещения решение для выбранной рабочей точки равно:

$$\Delta I_A = \frac{\Delta U_0}{R_i + r}; \quad \Delta U_A = \frac{r}{R_i + r} \Delta U_0.$$

¹ Дифференциальное и линейное сопротивление для линейного сопротивления равны между собой.

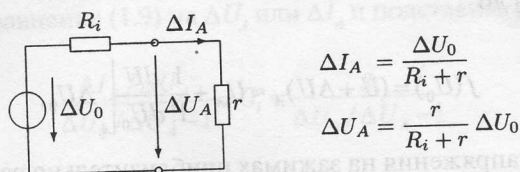


Рис. 1.14. Эквивалентная схема для режима малого сигнала

1.1.5. Резюме

Определение воздействия изменений сигналов источников питания в нелинейных схемах проводится, как правило, итерационными методами, так как для нелинейных схем обычно не существует аналитического решения.

Для этого схема делится на две части, как показано на рисунке 1.15.

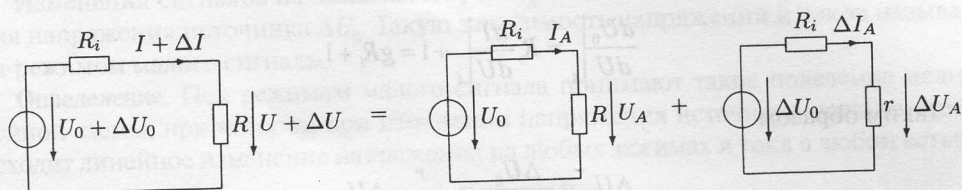


Рис. 1.15. Нелинейная схема и ее разложение на две подсхемы для определения рабочей точки и анализа схемы в режиме малого сигнала

1. При анализе первой подсхемы принимается, что все сигналы стационарны и не меняются. Эта подсхема служит для определения стационарного состояния схемы (рабочей точки).

В простых схемах рабочая точка находится методом графического построения, в более сложных — при помощи численных методов.

2. Другую подсхему получают следующим образом:

- Устраняют все статические сигналы, постоянные напряжения заменяют коротким замыканием, а постоянные токи заменяют холостым ходом.

- Все нелинейные элементы заменяют эквивалентными для режима малого сигнала. Для резисторных двухполюсников (нелинейные сопротивления) эквивалентные схемы для режима малого сигнала находят следующим образом:

- графически по наклону ВАХ в рабочей точке,

- расчетным путем по ВАХ в рабочей точке:

$$r = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A \quad \text{или} \quad g = \left. \frac{dI}{dU} \right|_A.$$

В результате получается линеаризованная схема, эквивалентная нелинейной в режиме малого сигнала, по которой можно средствами линейной алгебры определить все нужные изменения сигнала.

Пример 1.1.7

В линейную активную сеть с напряжением холостого хода U_0 и внутренним сопротивлением R_i включена нелинейная проводимость $G(U) = a_0 + a_1 U^2$. На какую величину ΔU_A изменится напряжение на проводимости $G(U)$, если напряжение источника изменится на ΔU_0 ? Численные значения: $a_0 = 2 \text{ А/В}$, $a_1 = 1 \text{ А/В}^3$, $U_0 = 4 \text{ В}$, $\Delta U_0 = 60 \text{ мВ}$, $R_i = 1 \text{ Ом}$.

Решение производится согласно рис. 1.15.

1. Для определения рабочей точки изменение сигнала источника принимается равным нулю, $\Delta U_0 = 0 \text{ мВ}$. Рабочая точка определяется графически. Результат совпадает с результатом решения примера 1.1.4: $U_A = 1 \text{ В}$, $I_A = 3 \text{ А}$.

2. Определение эквивалентной схемы в режиме малого сигнала для нелинейного сопротивления.

Так как нелинейное сопротивление задано аналитически, его изменение определяется расчетным путем:

$$r = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A = \frac{1}{\left. \frac{dI}{dU} \right|_A} = \frac{1}{a_0 + 3a_1 U_A^2};$$

$$r = \frac{1}{2S + 3S} = 0,2 \text{ Ом}.$$

3. Определение малых приращений ΔU_A .

Для расчета используется схема замещения в режиме малого сигнала в правой части рис. 1.15. Получается:

$$\Delta U_A = \frac{r}{R_i + r} \Delta U_0.$$

$$\Delta U_A = \frac{0,2}{1 + 0,2} 60 \text{ мВ} = 10 \text{ мВ}.$$

1.1.6. Задания**Задание 1.1.1**

Дана нелинейная проводимость $G(U) = a_0(a_1 - U)$, где $a_0 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ А/В}^2$, $a_1 = 4 \text{ В}$.

1. Рассчитайте и постройте график функции проводимости $G(U)$ и сопротивления $R(U)$ в диапазоне напряжений $-2 \text{ В} \leq U \leq 2 \text{ В}$.

2. Рассчитайте и постройте график функции $I(U)$ в диапазоне напряжений $-2 \text{ В} \leq U \leq 2 \text{ В}$.

Задание 1.1.2

Нелинейная проводимость $G(U) = a_0(a_1 - U)$, где $a_0 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ А/В}^2$, $a_1 = 4 \text{ В}$, подключена к генератору с током короткого замыкания $I_0 = 5 \text{ мА}$ и внутренней проводимостью $G_i = 2,5 \text{ мСм}$. Определите рабочую точку схемы с минимальной точностью $\epsilon = |U_{An} - U_{An-1}| = 10^{-3} \text{ В}$ (n — количество проведенных итераций):

1. Расчетным путем.

Рекомендации: замените нелинейную проводимость линейной схемой замещения. Определите итерационным методом рабочую точку, в качестве начального значения напряжения рабочей точки примите $U_A = 0$ В.

2. Методом моделирования.

Рекомендации: запрограммируйте нелинейную проводимость как источник тока, управляемый напряжением. Рабочая точка определяется командой `op2`.

Задание 1.1.3

Определите линейную схему замещения в режиме большого сигнала для варистора³ с ВАХ

$$I = \left(\frac{U}{C} \right)^{1/\beta}, \text{ где } C = 120 \text{ ВА} \cdot \beta; \beta = 0,16$$

для рабочей точки $U_A = 100$ В.

Задание 1.1.4

Нелинейная проводимость $G(U) = a_0(a_1 - U)$, где $a_0 = 5 \cdot 10^{-4}$ А/В², $a_1 = 4$ В подключена к генератору синусоидального напряжения $u(t) = \hat{u} \sin \omega t$ с амплитудой $\hat{u} = 1$ В.

1. Рассчитайте и постройте график тока для частоты 1 Гц.

2. Чему равна постоянная составляющая тока?

Чему равны амплитуды первой и высших гармоник?

3. Определите коэффициент нелинейных искажений k для тока в функции амплитуды в диапазоне напряжений $0 \text{ В} \leq \hat{u} \leq 2 \text{ В}$.

Задание 1.1.5

На двухполюсник

$$I = \left(\frac{U}{C} \right)^{1/\beta} \text{ с } C = 120 \text{ ВА} \cdot \beta; \beta = 0,16$$

в рабочей точке $U_A = 100$ В подано синусоидальное напряжение с амплитудой $\hat{u} = 20$ В.

1. Разложите ток в ряд Тейлора до 4 порядка и определите приблизительно коэффициент нелинейных искажений k .

2. Решите те же задачи моделированием на частоте 1 Гц.

1.2. Полупроводниковый рп-диод

Рп-диод или диод с электронно-дырочным переходом является важным элементом в электронике. Он состоит из двух участков полупроводника с различными характеристиками проводимости, которые находятся в тесном механическом контакте:

² `op` — operating point: рабочая точка.

³ Варистор — управляемый напряжением резистор.

- полупроводник p -типа с избытком положительных носителей заряда (дырок),
- полупроводник n -типа с избытком отрицательных носителей заряда (электронов).

На переходе между p - и n -полупроводниками находится область, обедненная свободными носителями заряда. Эта область, так называемая зона объемного заряда, является причиной нелинейности характеристики диода.

Для лучшего понимания принципа действия диода рекомендуется ознакомиться со специальной литературой. В частности, можно посоветовать книгу А. Moeschwitzer и К. Lunze. Также в [4] и [5] подробно описаны физические основы процессов в pn -переходе диода.

1.2.1. Режим большого сигнала

Согласно теории, через переходную область диода протекает ток, который экспоненциально растет с ростом напряжения, прикладываемого в направлении проводимости диода:

$$I = I_s (e^{U/(mU_T)} - 1), \quad (1.13)$$

где I_s — тепловой ток, А; $U_T = kT/e_0$ — тепловое напряжение, В; $k = 1.381 \cdot 10^{-23}$ Вт · с/К — константа Больцмана; $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; T — температура в кельвинах; m — коэффициент эмиссии.

Тепловой ток зависит от типа полупроводника и температуры. Типичные значения для кремниевого диода при комнатной температуре $T = 300$ К находятся в диапазоне

$$10^{-16} \text{ А} \leq I_s \leq 10^{-12} \text{ А}.$$

Тепловое напряжение U_T в вольтах при комнатной температуре равно примерно 26 мВ.

Коэффициент эмиссии зависит от технологии. Типичные его значения лежат в диапазоне

$$1 \leq m \leq 2.$$

Уравнение (1.13) отображает нелинейность характеристики диода. Оно описывает ВАХ диода. Из-за большого значения диода в электронике ему присвоен отдельный символ:

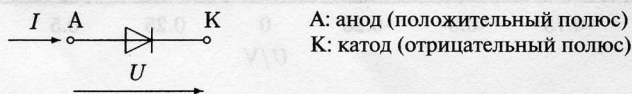


Рис. 1.16. Условное графическое обозначение диода

Связь между током и напряжением сильно нелинейна, так как диод является нелинейным сопротивлением. Сопротивление изменяется в пределах от нескольких сотен милливольт до десятков вольт, от большого до очень низкого.

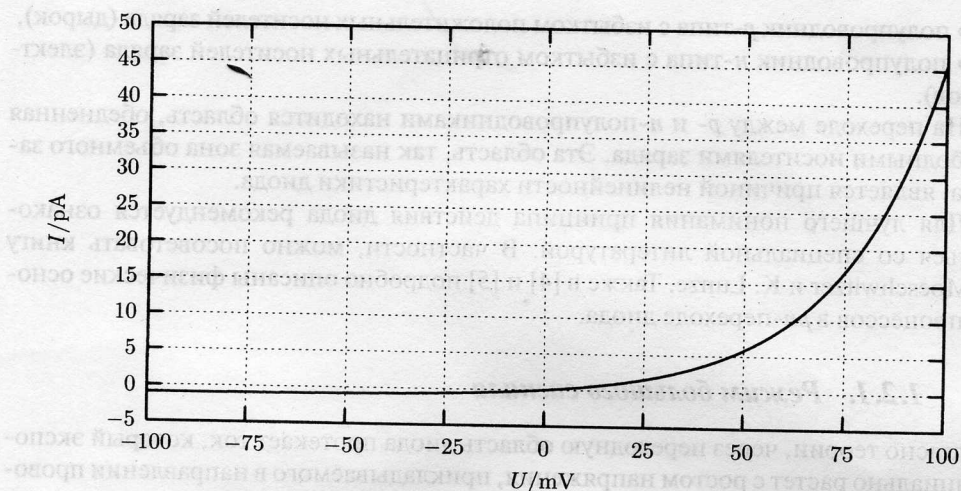


Рис. 1.17. ВАХ диода для малых напряжений ($m = 1$, $I_s = 1 \text{ пА}$)

На рис. 1.17 представлена типичная ВАХ диода для малых напряжений, а именно для напряжений порядка теплового напряжения $U_T = 26 \text{ мВ}$. Установлено, что уже при относительно незначительных отрицательных напряжениях через диод протекает очень маленький установившийся ток I_s . Этот ток образуется за счет миграции неосновных носителей через переход и еще называется тепловым током, так как он сильно зависит от температуры. При положительном напряжении ток круто растет, но в пределах небольшого диапазона.

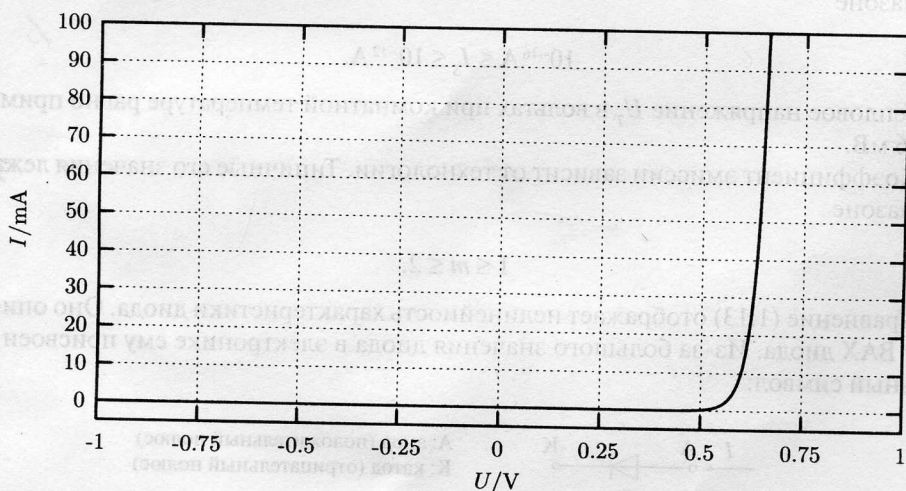


Рис. 1.18. ВАХ диода для больших напряжений ($m = 1$, $I_s = 1 \text{ пА}$)

Для получения технически интересных токов нужно повышать прямое напряжение (плюс к p -слою, минус к n -слою) до значения, соответствующего внутреннему диффузионному напряжению диода. Это напряжение, которое образуется в пределах зоны объемного заряда диода и противодействует внешнему приложен-

ному напряжению. Оно составляет для кремниевого диода примерно 600 мВ. Прямое напряжение, при котором протекает технически интересный ток, называется пороговым напряжением U_s . Его значение зависит от разновидности использованного полупроводникового материала, от температуры диода и от величины прямого тока. Типичный диапазон напряжений U_s для кремниевого диода при $T = 300$ К

$$500 \leq U_s / \text{мВ} \leq 700.$$

Пример 1.2.1

Для получения представления о сильной нелинейности сопротивления диода рассчитаем его для прямого напряжения до 1 В и изобразим в полулогарифмическом масштабе. Числовые данные для диода: $I_s = 1$ пА, $U_T = 26$ мВ, $m = 1$.

Проводимость диода получают путем деления тока диода на его напряжение. Обратная величина является искомым сопротивлением:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U}{I_s} (e^{U/(mU_T)} - 1)^{-1}.$$

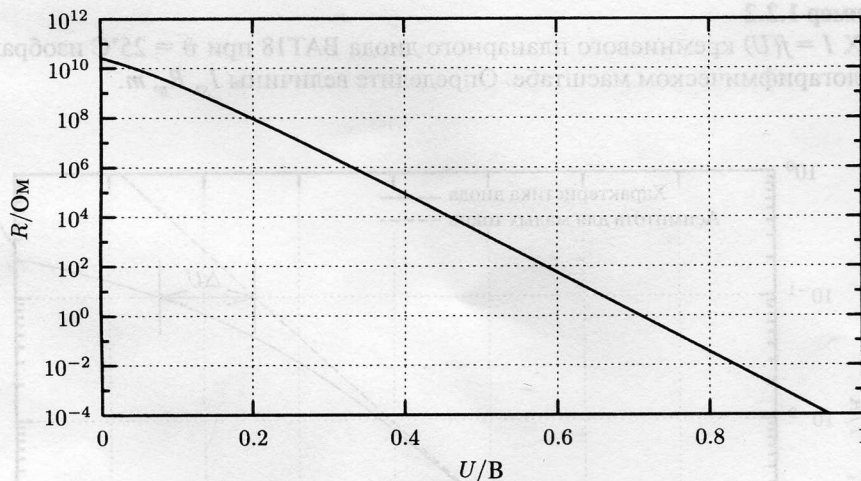


Рис. 1.19. Сопротивление рп-диода в прямом направлении (при приложении прямого напряжения)

При очень малом прямом напряжении диод практически не проводит ток, $R \approx mU_T/I_s$. С ростом напряжения сопротивление диода падает почти экспоненциально, образуя в полулогарифмическом масштабе прямую линию. Только начиная с примерно 0,5 В, т. е. значения порогового напряжения, сопротивление становится настолько мало, что через диод начинает протекать технически значимый ток.

Если продолжать повышать прямое напряжение, то обнаружится, что характеристика диода теряет свою экспоненциальную зависимость (1.13) и приобретает линейный характер. Причина кроется в том, что уравнение (1.13) описывает процессы исключительно в рп-переходе и не рассматривает поведение диода вне этой

зоны. Однако остальной полупроводниковый слой диода вне переходной зоны ведет себя как линейное сопротивление, поэтому общее сопротивление диода складывается из сопротивления перехода и остального сопротивления диода R_B .

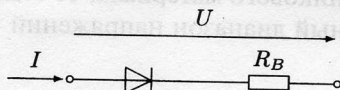


Рис. 1.20. Схема замещения диода при большом токе

Уравнение зависимости напряжение-ток⁴ для ВАХ диода с учетом сопротивления R_B :

$$U = mU_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) + IR_B. \quad (1.14)$$

Величина сопротивления R_B лежит в диапазоне от нескольких миллиом до нескольких Ом.

Пример 1.2.2

ВАХ $I = f(U)$ кремниевого планарного диода ВАТ18 при $\vartheta = 25^\circ\text{C}$ изображена в полулогарифмическом масштабе. Определите величины I_S , R_B , m .

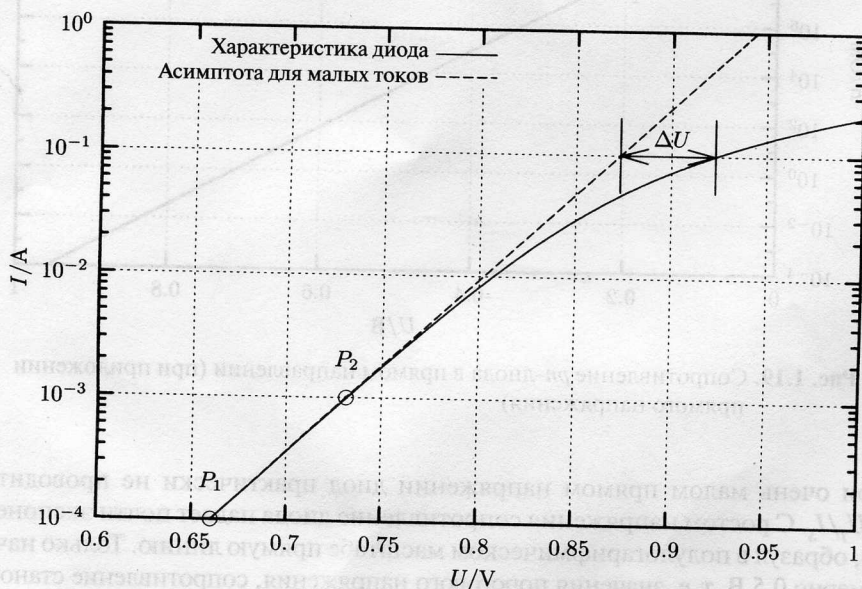


Рис. 1.21. Определение параметров диода по его характеристике

⁴ Из-за нелинейности собственной характеристики диода вывести уравнение зависимости напряжение-ток невозможно.

Для определения нужных данных построим асимптоту в области малых токов. Так как при малых токах сопротивление R_B еще не влияет на характеристику, то асимптота отражает ВАХ диода без учета этого сопротивления по уравнению (1.13).

Для двух любых точек $P_1(U_1, I_1)$ и $P_2(U_2, I_2)$ на асимптоте получается

$$I_1 = I_S (e^{U_1/(mU_T)} - 1) \approx I_S e^{U_1/(mU_T)};$$

$$I_2 = I_S (e^{U_2/(mU_T)} - 1) \approx I_S e^{U_2/(mU_T)}.$$

Если поделить уравнения друг на друга, получается уравнение для определения коэффициента эмиссии m

$$\frac{I_2}{I_1} = e^{(U_2 - U_1)/(mU_T)};$$

$$m = \frac{1}{U_T} \frac{U_2 - U_1}{\ln(I_2/I_1)}.$$

Тепловое напряжение U_T равно

$$U_T = \frac{kT}{e_0} = \frac{1,381 \cdot 10^{-23} \text{ ВА/К}(273 + 25)\text{К}}{1,602 \cdot 10^{-19} \text{ С}} = 25,69 \text{ мВ}.$$

Для точек $P_1(0,66 \text{ В}, 0,1 \text{ мА})$ и $P_2(0,73 \text{ В}, 1 \text{ мА})$ получается $m = 1,183$. Если известен коэффициент эмиссии, то по любому из верхних уравнений может быть определен ток I_S . Например, по данным точки P_1 :

$$I_S = I_1 e^{-U_1/(mU_T)}; \quad I_S = 3,7 \cdot 10^{-14} \text{ А}.$$

Сопротивление R_B вызывает искривление характеристики в области высоких токов. Из разности между характеристикой и асимптотой при произвольно выбранном токе $I = 100 \text{ мА}$ получается:

$$R_B = \frac{\Delta U}{I} = \frac{50 \text{ мВ}}{100 \text{ мА}} = 0,5 \text{ Ом}.$$

1.2.1.1. Температурные характеристики

В отличие от металлов, проводимость которых падает с увеличением температуры, проводимость полупроводников с ростом температуры увеличивается. Таким образом, ток в диоде возрастает при постоянном напряжении на зажимах с увеличением температуры как в прямом, так и в обратном направлениях.

Температурные характеристики диода описываются различными уравнениями для прямого и обратного направлений:

Обратное направление: в обратном направлении протекает зависящий от напряжения тепловой ток I_S , приблизительно описываемый следующей функцией [3]:

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{-\Delta W \left(\frac{1}{kT} - \frac{1}{kT_0} \right)}. \quad (1.15)$$

В этой формуле под ΔW обозначается энергия, необходимая для генерации необходимых носителей заряда, k — константа Больцмана, и T_0 — произвольно выбранная температура. Относительное изменение теплового тока с температурой обозначается как температурный коэффициент λ_T :

$$\lambda_T = \frac{1}{I_S} \frac{dI_S}{dT} \bigg|_{T_0} = \frac{\Delta W}{kT_0^2}. \quad (1.16)$$

Тогда уравнение (1.15) можно записать как:

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{\lambda_T T_0 (T - T_0)/T}.$$

Для малых изменений температуры $T \approx T_0$. Тогда получают аппроксимированную температурную функцию

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{\lambda_T (T - T_0)}. \quad (1.17)$$

Для кремниевых диодов температурный коэффициент при $T_0 = 300$ К имеет типовое значение $\lambda_T = 0,07$ К⁻¹. Это значит, что при повышении температуры на каждые 10 К обратный ток удваивается.

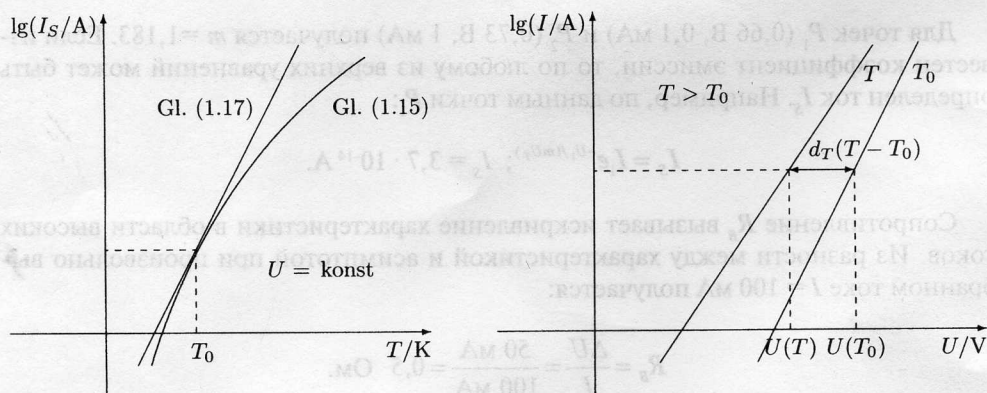


Рис. 1.22. Температурные характеристики диода в обратном (слева) и прямом (справа) направлениях

Прямое направление: В этом направлении интересно обусловленное температурой изменение прямого напряжения при постоянном прямом токе. Прямое напряжение составляет для токов $I \gg I_S$ при пренебрежении сопротивлением R_b

$$U = m U_T \ln \frac{I}{I_S}.$$

Для не слишком больших изменений температуры около T_0 для зависимости напряжения от температуры можно записать при линейном приближении:

$$U(T) = U(T_0) + \left. \frac{dU}{dT} \right|_{T_0} (T - T_0);$$

$$U(T) = U(T_0) + d_T(T - T_0). \quad (1.18)$$

Коэффициент d_T называется температурной проницаемостью и рассчитывается при $U_T(T) = kT/e_0$ для постоянного тока I как

$$\begin{aligned} d_T = \left. \frac{dU_T(T)}{dT} \right|_{T_0} &= \left[m \frac{dU(t)}{dT} \ln \frac{I}{I_S(T)} + m U_T(T) \frac{I_S(T)}{I} \left(-\frac{I}{I_S^2(T)} \right) \frac{dI_S(T)}{dT} \right]_{T_0} = \\ &= \left[\frac{U(T)}{T} - m U_T(T) \frac{1}{I_S(T)} \frac{dI_S(T)}{dT} \right]_{T_0}. \\ d_T &= \frac{U(T_0)}{T_0} - m U_T(T_0) \lambda'_T. \end{aligned} \quad (1.19)$$

Так как второй операнд в (1.19) всегда больше чем первый⁵, то коэффициент d_T отрицателен, т. е. характеристика проводимости в прямом направлении сдвигается с ростом температуры в сторону меньших напряжений. С ростом прямого тока первый операнд (1.19) медленно растет, второй остается постоянным. При этом характеристики сходятся (рис. 1.22), коэффициент d_T уменьшается. Типичное значение d_T для кремниевых диодов — 2 мВ/К.

Поэтому его температурный коэффициент примерно равен $\lambda'_T = 2\lambda_T$ [3].

1.2.1.2. Рабочая точка

Рассмотрим схему постоянного тока со встроенным диодом. За исключением диода схема линейна. Чтобы определить напряжение и ток в этой схеме, можно применить методы, которые подробно обсуждались в разделе 1.1.2, так как диод можно рассматривать просто как нелинейное сопротивление.

Сначала линейная часть схемы преобразуется в эквивалентную схему с источником напряжения или тока.

Определение значений U и I производится с помощью двух уравнений.

Линейная часть схемы по уравнению генератора

$$U_0 = IR_i + U \text{ или } I_0 = UG_i + I. \quad (1.20)$$

Нелинейная часть схемы, т. е. диод, по уравнению нагрузки

$$U = m U_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) \text{ или } I = I_S (e^{U/(mU_T)} - 1). \quad (1.21)$$

Комбинация этих уравнений составляет решение для напряжения диода U :

$$U_0 = I_S R_i (e^{U/(mU_T)} - 1) + U \text{ или } I_0 = UG_i + I_S (e^{U/(mU_T)} - 1). \quad (1.22)$$

⁵ Для кремниевых диодов ток I_S отличается в прямом и обратном направлениях.

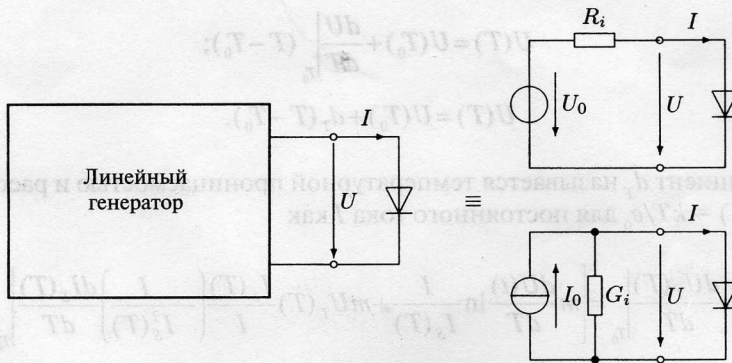


Рис. 1.23. Схемы замещения для определения рабочей точки

либо для тока диода I

$$U_0 = IR_i + mU_T \ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right) \quad \text{или} \quad I_0 = mU_T G_i \ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right) + I. \quad (1.23)$$

Оба уравнения являются нелинейными, их нельзя решить аналитически. Для решения следует воспользоваться графическим методом, описанным в разделе 1.1.2.1, или методом приближений, описанным в разделе 1.1.2.2.

Графическое определение рабочей точки демонстрируется в следующем примере, а метод приближений будет рассмотрен в разделе 1.2.1.3.

Пример 1.2.3

Определите графически рабочую точку данной схемы.

Характеристика диода изображена на рис. 1.24.

Значения линейных элементов: $U_1 = 3 \text{ В}$, $R_1 = 30 \text{ Ом}$, $R_2 = 60 \text{ Ом}$.

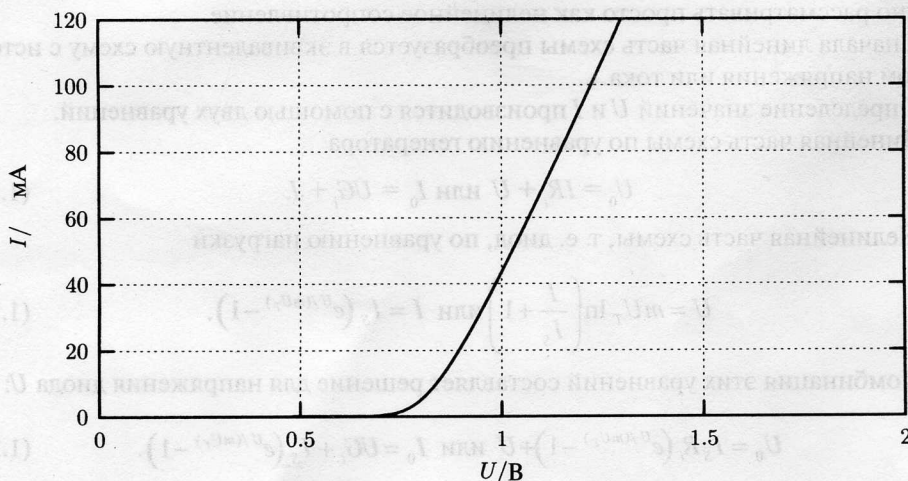


Рис. 1.24. Характеристика диода, прямое направление

Определение рабочей точки производится в следующем порядке:

1. Исходная схема преобразуется таким образом, чтобы можно было разделить линейную и нелинейную части схемы. После преобразования должны получиться схемы, аналогичные схемам рис. 1.23.

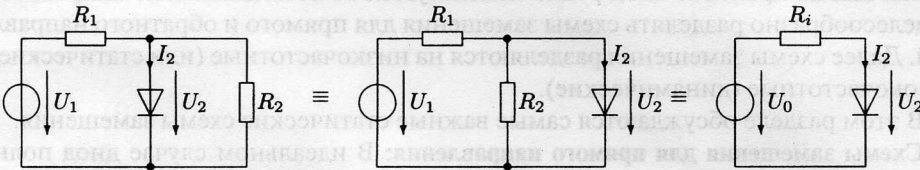


Рис. 1.25. Преобразования схемы

2. Определение параметров эквивалентного генератора:

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1, \quad R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

После подстановки заданных численных значений получается $U_0 = 2$ В и $R_i = 20$ Ом.

3. Графическое определение рабочей точки.

Графики строятся в координатах напряжения и тока диода U_2 и I_2 . Поэтому общие обозначения осей U и I на графике (рис. 1.24) переименовываются в символы с индексами. Затем строится характеристика генератора $U_2 = U_0 - R_i I_2$. Для этого определяют две точки прямой, например точку холостого хода $U_{2L} = U_0 = 2$ В и точку короткого замыкания $I_{2k} = U_0/R_i = 100$ мА. Рабочая точка определяется на пересечении характеристик генератора и диода: $U_{2a} = 1,02$ В, $I_{2a} = 49$ мА.

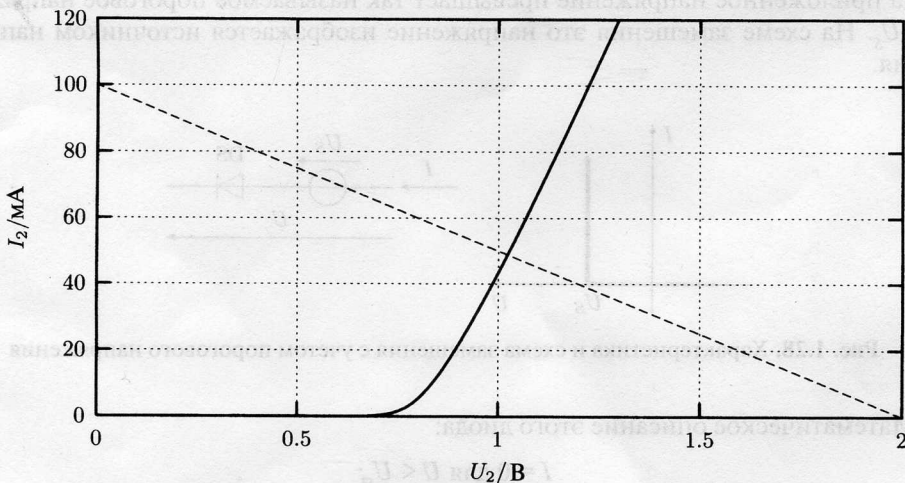


Рис. 1.26. Графическое определение рабочей точки

1.2.1.3. Схемы замещения

В зависимости от того, какую задачу в схеме должен выполнять диод, какая точность анализа схемы требуется и сколько времени имеется на расчет, используются различные схемы замещения диода.

Так как на практике диод редко используется во всем диапазоне напряжений, то целесообразно разделять схемы замещения для прямого и обратного направлений. Далее схемы замещения разделяются на низкочастотные (или статические) и высокочастотные (динамические).

В этом разделе обсуждаются самые важные статические схемы замещения.

Схемы замещения для прямого направления: В идеальном случае диод полностью закрыт при подаче на него обратного напряжения и обладает бесконечной проводимостью при подаче прямого напряжения. Идеальный диод обозначается аббревиатурой *DS*.

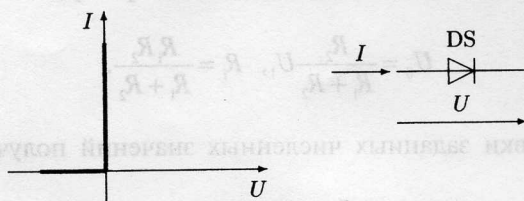


Рис. 1.27. Характеристика и схема замещения идеального диода

Математическое описание идеального диода:

$$\begin{aligned} I &= 0 \text{ для } U < 0, \\ U &= 0 \text{ для } I \geq 0. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Как известно, через диод протекает технически значимый ток только тогда, когда приложенное напряжение превышает так называемое пороговое напряжение U_s . На схеме замещения это напряжение изображается источником напряжения.

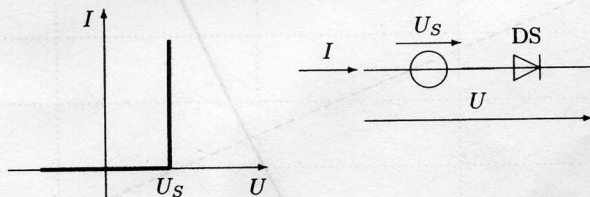


Рис. 1.28. Характеристика и схема замещения с учетом порогового напряжения

Математическое описание этого диода:

$$\begin{aligned} I &= 0 \text{ для } U < U_s; \\ U &= U_s \text{ для } I \geq 0. \end{aligned} \quad (1.25)$$

При очень большом и при очень малом токе диода обе до сих пор рассмотренные схемы замещения только приблизительно воспроизводят реальное поведение диода.

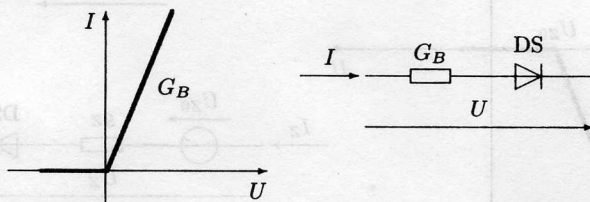


Рис. 1.29. Характеристика и схема замещения при учете сопротивления R_B

При больших токах следует учитывать активное сопротивление диода. Пороговое напряжение играет второстепенную роль и им можно пренебречь.

Математическое описание такого диода:

$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U < 0; \\ G_B U & \text{для } U \geq 0. \end{cases} \quad (1.26)$$

При малых токах наряду с пороговым напряжением учитывается также наклон ВАХ вследствие дифференциального сопротивления.

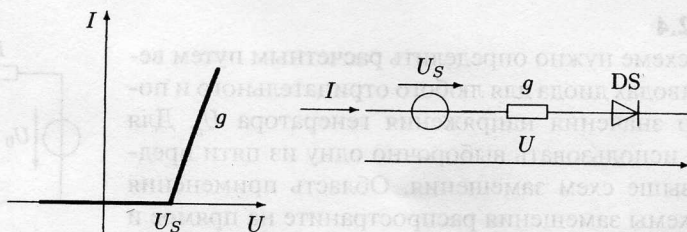


Рис. 1.30. Характеристика и схема замещения с учетом порогового напряжения и дифференциальной проводимости

Математическое описание для этого диода:

$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U < U_S; \\ g(U - U_S) & \text{для } U \geq U_S. \end{cases} \quad (1.27)$$

Схема замещения для обратного направления: Согласно (1.13) при приложенном обратном напряжении через диод протекает очень малый постоянный ток I_s . На самом деле обратный ток с возрастающим обратным напряжением сначала слабо линейно растет, а затем при так называемом напряжении пробоя резко лавинообразно возрастает. Этот эффект используется в Z-диодах⁶ (см. раздел 1.3.2).

⁶ Раньше обозначались как диоды Зенера, названы в честь их открывателя Зенера.

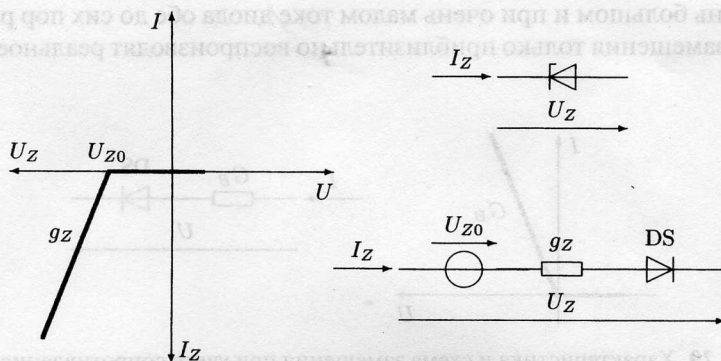


Рис. 1.31. Характеристика и схема замещения для обратного направления

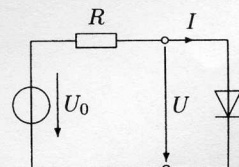
Так как Z-диоды применяют преимущественно в области пробоя, то для этой области целесообразно предложить свою схему замещения. В ней обратные величины определяются как положительные. С целью однозначности обратные величины обозначают индексом z . Принято следующее обозначение: $-I \equiv I_z$ — $U \equiv U_z$.

Математическое описание Z-диода:

$$I_z = \begin{cases} 0 & \text{для } U_z < U_{z0} \\ g_z (U_z - U_{z0}) & \text{для } U_z \geq U_{z0} \end{cases} \quad (1.28)$$

Пример 1.2.4

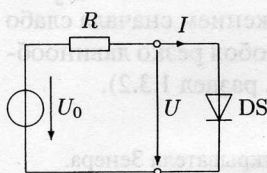
В данной схеме нужно определить расчетным путем величины на выводах диода для любого отрицательного и положительного значения напряжения генератора U_0 . Для диода можно использовать выборочно одну из пяти представленных выше схем замещения. Область применения выбранной схемы замещения распространите на прямое и обратное направления диода.



Для решения задачи диод заменяют его схемой замещения. Затем находят значение напряжения генератора U_0 , при котором ток, протекающий через диод, будет равен нулю. Для всех величин напряжений, меньших этого значения, которое называется напряжением переключения, ток остается равным нулю. Для всех напряжений, больших напряжения переключения, диод работает как замкнутый ключ. Тогда через диод течет ток, определяемый непосредственно по схеме согласно закону Ома.

1-я схема замещения: идеальный диодный ключ DS согласно рис. 1.27.

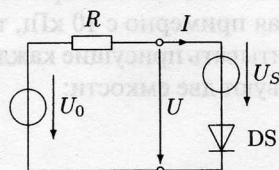
Решение: Напряжение переключения $U_0 = 0$.



$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \leq 0 \\ \frac{U_0}{R} & \text{для } U_0 > 0 \end{cases} \quad U = \begin{cases} U_0 & \text{для } U_0 \leq 0 \\ 0 & \text{для } U_0 > 0 \end{cases}$$

2-я схема замещения: учет порогового напряжения согласно рис. 1.28.

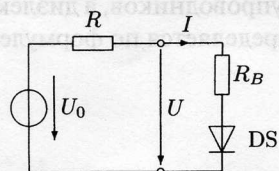
Решение: Напряжение переключения $U_0 = U_s$



$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \leq U_s \\ \frac{U_0 - U_s}{R} & \text{для } U_0 > U_s \end{cases} \quad U = \begin{cases} U_0 & \text{для } U_0 \leq U_s \\ U_s & \text{для } U_0 > U_s \end{cases}$$

3-я схема замещения: учет активного сопротивления согласно рис. 1.29.

Решение: Напряжение переключения $U_0 = 0$.

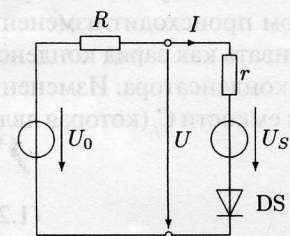


$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \leq 0 \\ \frac{U_0}{R + R_B} & \text{для } U_0 > 0 \end{cases}$$

$$U = \begin{cases} U_0 & \text{для } U_0 \leq 0 \\ \frac{R_B}{R + R_B} U_0 & \text{для } U_0 > 0 \end{cases}$$

4-я схема замещения: учет порогового напряжения и дифференциального сопротивления согласно рис. 1.30.

Решение: Напряжение переключения $U_0 = U_s$

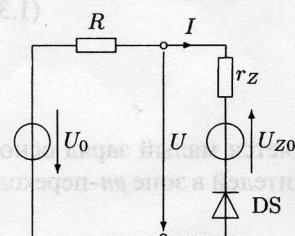


$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \leq U_s \\ \frac{U_0 - U_s}{R + r} & \text{для } U_0 > U_s \end{cases}$$

$$U = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \leq U_s \\ U_s + \frac{U_0 - U_s}{R + r} r & \text{для } U_0 > U_s \end{cases}$$

5-я схема замещения: учет обратного пробоя согласно рис. 1.31.

Решение: Напряжение переключения $U_0 = -U_z$



$$I = \begin{cases} 0 & \text{для } U_0 \geq -U_{z0} \\ \frac{U_0 + U_{z0}}{R + r_z} & \text{для } U_0 < -U_{z0} \end{cases}$$

$$U = \begin{cases} U_0 & \text{для } U_0 \geq -U_{z0} \\ -U_{z0} + \frac{U_0 + U_{z0}}{R + r_z} r_z & \text{для } U_0 < -U_{z0} \end{cases}$$

1.2.2. Динамические характеристики

До сих пор мы рассматривали ВАХ диода при постоянном токе или при токе низкой частоты. Для высокочастотных сигналов, начиная примерно с 10 кГц, т.е. в схемах, требующих быстрого переключения, нужно учитывать присущие каждому диоду емкости. Согласно теории диода, в нем существуют две емкости:

1. Барьерная емкость⁷ C_j .
2. Диффузионная емкость⁸ C_d .

Барьерная емкость образована хорошо проводящими p - и n -областями, pn -переходом между ними и выводами самого диода. Зона pn -перехода практически не содержит свободные заряды, т.е. практически является изолятором. Таким образом, диод представляет собой пластинчатый конденсатор, где пластинами являются контакты диода и прилегающие к ним области полупроводников, а диэлектрик образован зоной pn -перехода. Барьерная емкость определяется по формуле:

$$C_j = \epsilon \frac{A}{\omega},$$

где

ϵ — диэлектрическая проницаемость материала,

A — площадь поперечного сечения диода,

ω — ширина зоны pn -перехода.

Ширина зоны pn -перехода не является постоянной величиной, в отличие от остальных величин в этом уравнении, она зависит от полярности и величины приложенного к диоду напряжения. Она уменьшается при прямом приложенном напряжении и увеличивается при приложении обратного напряжения, т.е. если приложенное к диоду напряжение изменяется на малую величину dU , то ширина зоны pn -перехода изменяется на величину $d\omega$. При этом происходит изменение объемного заряда pn -перехода dQ_j . Его можно рассматривать как заряд конденсатора C_j , так как заряд dQ_j условно подается на пластины конденсатора. Изменение заряда в функции напряжения описывается уравнением емкости C_j (которая является дифференциальной):

$$C_j = \frac{dQ_j}{dU}. \quad (1.29)$$

Ширина зоны pn -перехода изменяется согласно формуле $\omega \sim (U_D - U)^n$, где U_D — диффузионное напряжение, U — напряжение диода и n — технологический коэффициент в диапазоне $1/3 \dots 2/3$. Барьерная емкость описывается уравнением:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{(1 - U/U_D)^n} \text{ для } U \leq U_D. \quad (1.30)$$

C_{j0} — барьерная емкость при $U = 0$ В.

Необходимым условием для выполнения (1.30) является малый заряд основных носителей по отношению к заряду неосновных носителей в зоне pn -перехода.

⁷ Индекс j : от англ. junction — запирающий слой.

⁸ Индекс d : от англ. diffusion — диффузия.

Это условие хорошо выполняется для обратного напряжения, однако для положительных напряжений диода выполняется только в том случае, если через диод течет небольшой ток, т.е. еще присутствует внутреннее диффузионное напряжение. С возрастающим прямым напряжением ширина зоны перехода уменьшается и при $U \approx U_D$ она практически исчезает. Вместе с исчезновением зоны перехода исчезает и ее барьерная емкость. Вместо барьерной емкости говорят о диффузионной емкости, которая зависит от значения прямого тока и времени жизни неосновных носителей заряда. Аналогично барьерной емкости диффузионная емкость также является дифференциальной, т.е. определяется как соотношение изменения заряда к изменению емкости:

$$C_d = \frac{dQ_B}{dU}. \quad (1.31)$$

Учитывая, что заряд в зоне полупроводников и их выводов $Q_B = \tau_B I$, где τ_B — время жизни неосновных носителей заряда, а I — ток диода согласно (1.13), уравнение для диффузионной емкости можно записать как:

$$C_d = \tau_B \frac{dI}{dU} = \frac{\tau_B I_S}{m U_T} e^{U/(m U_T)}$$

$$\text{или } C_d = C_{d0} e^{U/(m U_T)}. \quad (1.32)$$

Обозначения в уравнении:

C_{d0} — диффузионная емкость при $U = 0$ В,

U_T — тепловое напряжение,

m — коэффициент эмиссии,

U — напряжение диода.

При малых напряжениях диода нужно учитывать, как правило, обе емкости C_j и C_d

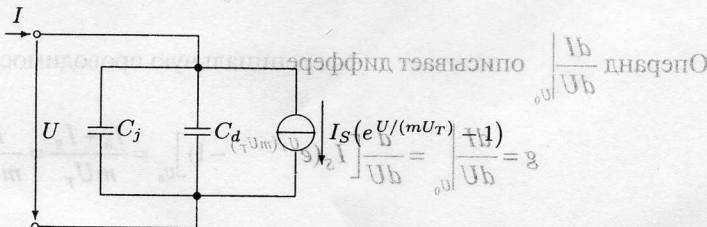


Рис. 1.32. Схема замещения диода в режиме большого сигнала для небольшого положительного или отрицательного напряжения

При большом обратном напряжении можно пренебречь диффузионной емкостью, а при большом прямом напряжении — барьерной.



Рис. 1.33. Схема замещения диода в режиме большого сигнала для большого положительного или отрицательного напряжения

1.2.3. Режим малого сигнала

— Режим малого сигнала описывает поведение диода при малых изменениях сигнала на его зажимах. При этом принимается условие, что диод имеет определенную рабочую точку, в окрестностях которой изменяются напряжение и ток диода. Изменения должны быть так малы, чтобы характеристика в соответствующей рабочей точке могла быть заменена ее касательной. Преимуществом такой линеаризации является возможность расчета полученной линеаризованной схемы известными методами линейного анализа.

В качестве схемы замещения диода для режима малого сигнала используется схема, в которой на диод подается синусоидальное напряжение⁹ $u(t)$ (рис. 1.34). На первом шаге частота этого сигнала выбирается такой низкой, чтобы емкостями диода можно было пренебречь. На втором шаге частота напряжения источника повышается, и поэтому следует учитывать емкости диода.

Для $u(t) = 0$ устанавливается рабочая точка (U_0, I_0) . При малых изменениях в окрестностях рабочей точки образуется ток диода $I = I_S(e^{U/(mU_T)} - 1)$ и после преобразований Тейлора получается приблизительно при пренебрежении остаточного члена:

$$I = I_0 + \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U_0} (U - U_0). \quad (1.33)$$

Операнд $\left. \frac{dI}{dU} \right|_{U_0}$ описывает дифференциальную проводимость g в рабочей точке:

$$g = \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U_0} = \frac{d}{dU} [I_S(e^{U/(mU_T)} - 1)]_{U_0} = \frac{I_0 + I_S}{mU_T} \approx \frac{I_0}{mU_T}. \quad (1.34)$$

После подстановки

$$\begin{aligned} I - I_0 &= i(t), \\ U - U_0 &= u(t), \end{aligned}$$

⁹ Выбор синусоидального источника питания не налагает никаких ограничений в расчете, но облегчает объяснение.

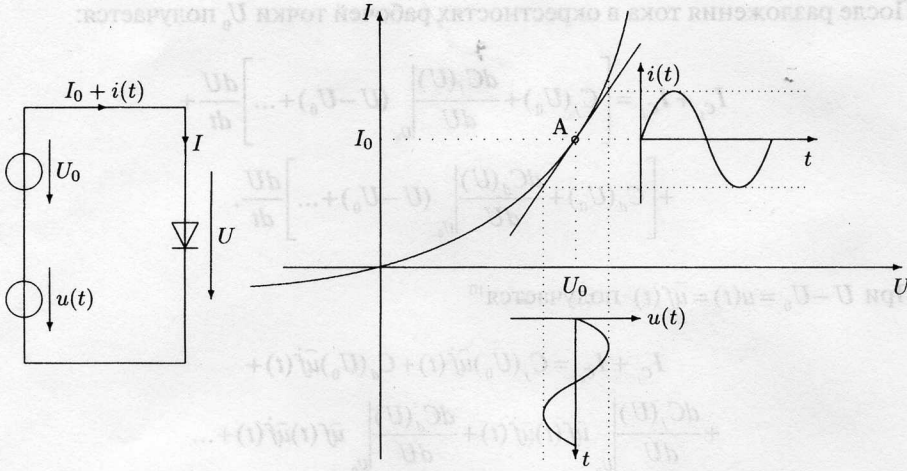


Рис. 1.34. Диод в режиме малого сигнала в рабочей точке $A(U_0, I_0)$

из уравнения (1.33) получается уравнение диода в режиме малого сигнала

$$i(t) = g u(t). \quad (1.35)$$

Статическая схема замещения диода в режиме малого сигнала является омическим сопротивлением, зависящим от рабочей точки с дифференциальным сопротивлением r :

$$r = \frac{1}{g} = \frac{m U_T}{I_0}. \quad (1.36)$$

При более высоких частотах должен быть дополнительно учтен реактивный емкостной ток диода.

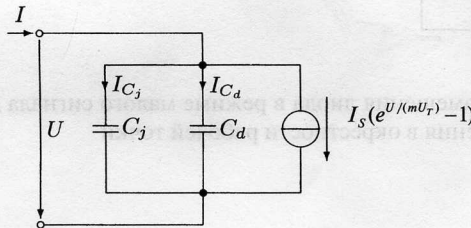


Рис. 1.35. Схема замещения диода в режиме большого сигнала для малых напряжений

Согласно определению для емкостей диода C_j и C_d в уравнениях (1.29) и (1.31) выражение для этого тока получается непосредственно как:

$$I_{C_j} + I_{C_d} = \frac{d(Q_j + Q_b)}{dt} = \frac{d(Q_j + Q_b)}{dU} \frac{dU}{dt} = [C_j(U) + C_d(U)] \frac{dU}{dt}.$$

После разложения тока в окрестностях рабочей точки U_0 получается:

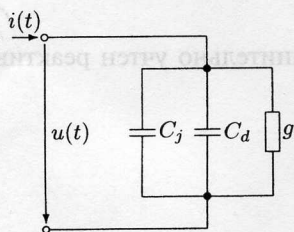
$$I_{C_j} + I_{C_d} = \left[C_j(U_0) + \frac{dC_j(U)}{dU} \Big|_{U_0} (U - U_0) + \dots \right] \frac{dU}{dt} + \\ + \left[C_d(U_0) + \frac{dC_d(U)}{dU} \Big|_{U_0} (U - U_0) + \dots \right] \frac{dU}{dt}.$$

При $U - U_0 = u(t) = \hat{u}f(t)$ получается¹⁰

$$I_{C_j} + I_{C_d} = C_j(U_0)\hat{u}\dot{f}(t) + C_d(U_0)\hat{u}\dot{f}(t) + \\ + \frac{dC_j(U)}{dU} \Big|_{U_0} \hat{u}f(t)\hat{u}\dot{f}(t) + \frac{dC_d(U)}{dU} \Big|_{U_0} \hat{u}f(t)\hat{u}\dot{f}(t) + \dots$$

Разумеется, в этой формуле отсутствует компонента постоянного тока. Желаемое линейное приближение относительно амплитуды $\hat{u}$ отражают только первые два члена ряда. Таким образом, реактивный ток составляет приблизительно $[C_j(U_0) + C_d(U_0)]\hat{u}\dot{f}(t)$. Вместе с (1.35) для общего изменения тока в линейном приближении получается

$$i(t) = gu(t) + C_j(U_0)\dot{u}(t) + C_d(U_0)\dot{u}(t). \quad (1.37)$$



g — дифференциальная проводимость диода в рабочей точке
 C_d — диффузионная емкость в рабочей точке
 C_j — барьерная емкость в рабочей точке

Рис. 1.36. Схема замещения диода в режиме малого сигнала для малого изменения напряжения в окрестности рабочей точки

Если рабочая точка находится глубоко в области обратного напряжения, то можно пренебречь диффузионной емкостью и, наоборот, для рабочей точки при большом прямом напряжении можно пренебречь барьерной емкостью, но тогда следует учесть последовательно включенное активное сопротивление контактов и полупроводниковых зон R_B .

¹⁰ Для обозначения производной функции $f(t)$ над ней ставится точка $\dot{f}(t) = \frac{d}{dt} f(t)$.

1.2.4. Задания

Задание 1.2.1

Даны ВАХ кремниевого планарного диода ВАТ 18 для двух различных температур рп-перехода и зависимость теплового тока в зависимости от температуры $I_s = f(\vartheta)$.

Определите по этим характеристикам коэффициент d_T и температурный коэффициент теплового тока λ_T .

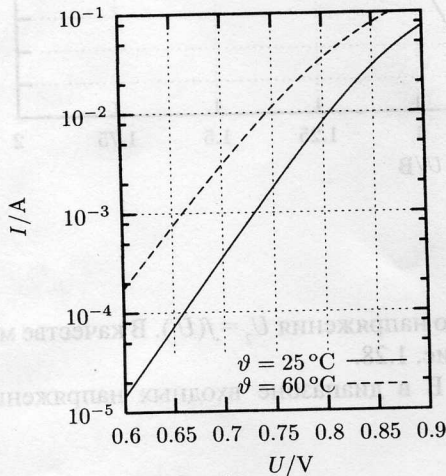


Рис. 1.37. ВАХ диода

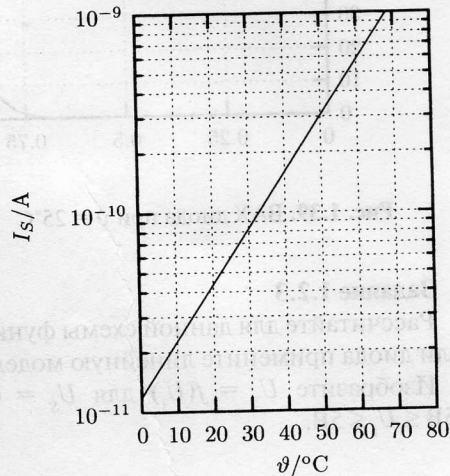
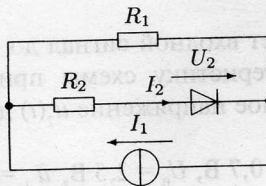


Рис. 1.38. Тепловой ток диода

Задание 1.2.2

Определите рабочую точку (U_2 , I_2) в данной схеме:

1. Графическим методом.
2. Моделированием.

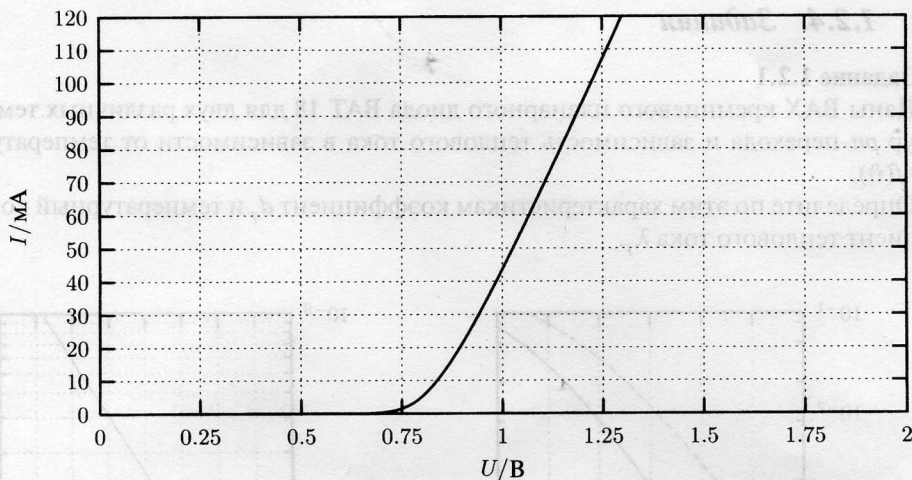


Значения сопротивлений: $R_1 = 30 \text{ Ом}$, $R_2 = 30 \text{ Ом}$, ток генератора $I_1 = 150 \text{ мА}$.

Для графического решения следует использовать ВАХ рис. 1.39.

Моделирование нужно провести при температуре $\vartheta = 25^\circ\text{C}$. Для модели диода используйте следующие параметры:

- тепловой ток $I_s = 50 \text{ фА}$,
- коэффициент эмиссии $m = 1,2$,
- сопротивление $R_B = 3,5 \text{ Ом}$.

Рис. 1.39. ВАХ диода при $\vartheta = 25^\circ\text{C}$ **Задание 1.2.3**

Рассчитайте для данной схемы функцию напряжения $U_2 = f(U_1)$. В качестве модели диода примените линейную модель рис. 1.28.

Изобразите $U_2 = f(U_1)$ для $U_s = 0,5\text{ В}$ в диапазоне входных напряжений $-5\text{ В} \leq U_1 \leq 5\text{ В}$.

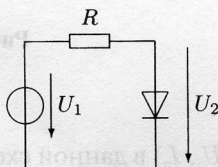


Рис. 1.40. Схема к заданию 1.2.3

Задание 1.2.4

Данная схема ограничивает входной сигнал до определенного уровня. Определите передаточную характеристику схемы при применении модели диода рис. 1.28. Рассчитайте выходное напряжение $u_2(t)$ для синусоидального входного напряжения $u_1(t) = \hat{u} \sin \omega t$.

Численные значения: $U_s = 0,7\text{ В}$, $U_0 = 2,5\text{ В}$, $\hat{u}_1 = 3\text{ В}$.

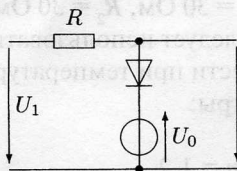


Рис. 1.41. Схема к заданию 1.2.4

Задание 1.2.5

Схема на рис. 1.42 является схемой защиты входов КМОП-микросхемы. Особенностью КМОП-микросхем является то, что их входным током можно пренебречь. Считается, что схема защиты входов не нагружена током.

Определите выходное напряжение U_2 защитной схемы для произвольного входного напряжения U_1 . Используйте в качестве модели для обоих диодов линейную модель рис. 1.28 при $U_S = 0,5$ В. Напряжение питания схемы $U_{DD} = 5$ В.

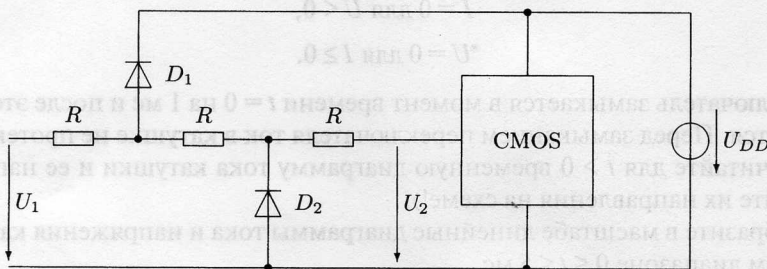


Рис. 1.42. Схема защиты входа КМОП-микросхемы

Задание 1.2.6

На вход схемы рис. 1.43 подаются напряжения $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

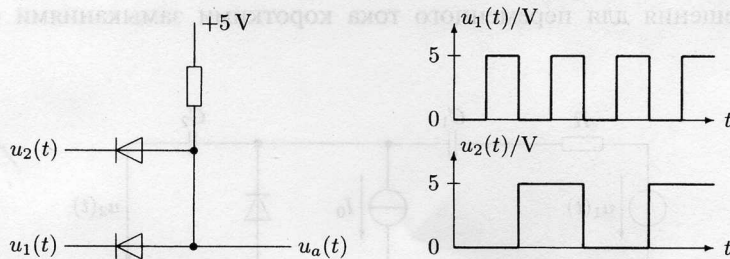


Рис. 1.43. Диодный логический элемент

- Изобразите временную диаграмму выходного напряжения $u_a(t)$, считая диоды идеальными:

$$I_D = 0 \text{ для } U_D \leq 0, \\ U_D = 0 \text{ для } I_D \geq 0.$$

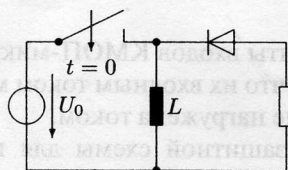
- Какая логическая операция реализуется схемой?
- Пороговое напряжение диодов принимается равным $U_S = 0,5$ В.

$$I_D = 0 \text{ для } U_D \leq U_S, \\ U_D = 0 \text{ для } I_D \geq 0.$$

Как изменится вследствие этого диаграмма выходного напряжения?

Задание 1.2.7

В данной схеме диод используется в качестве так называемого обратного диода для создания пути погашения энергии катушки при коммутации ключа.



$$\begin{aligned} U_0 &= 10 \text{ В} \\ L &= 10 \text{ мГн} \\ R &= 10 \text{ Ом} \end{aligned}$$

Диод считается идеальным и моделируется идеальными прямыми:

$$I = 0 \text{ для } U < 0,$$

$$U = 0 \text{ для } I \geq 0.$$

Переключатель замыкается в момент времени $t = 0$ на 1 мс и после этого снова размыкается. Перед замыканием переключателя ток в катушке не протекал.

- Рассчитайте для $t > 0$ временную диаграмму тока катушки и ее напряжение (изобразите их направления на схеме!).
- Изобразите в масштабе линейные диаграммы тока и напряжения катушки во временном диапазоне $0 \leq t \leq 5$ мс.

Задание 1.2.8

Схема (рис. 1.44) представляет собой делитель переменного напряжения, который регулируется изменением тока I_0 . Конденсаторы C_1 и C_2 служат для разделения контуров переменного и постоянного тока. Они должны заменяться при расчете схемы замещения для переменного тока короткими замыканиями (перемычками).

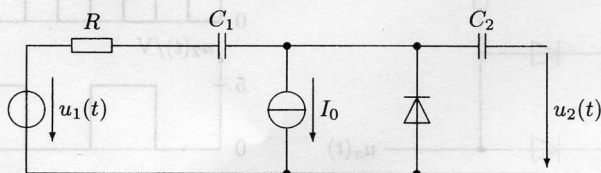


Рис. 1.44. Регулируемый делитель напряжения

Характеристика диода при $m = 1$

$$I = I_S (e^{U/(mU_T)} - 1).$$

Ток источника меняется в диапазоне $0,1 \text{ мА} \leq I_0 \leq 10 \text{ мА}$.

1. Выделите из схемы эквивалентные схемы замещения для постоянного и переменного тока.

2. Рассчитайте и изобразите диаграмму $|U_2| = f(I_0)$ для синусоидального входного напряжения $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$ с амплитудой $\hat{u}_1 = 1 \text{ В}$.

Сопротивление $R = 1 \text{ кОм}$, температура окружающей среды $T = 300 \text{ К}$.

Задание 1.2.9

Диод с характеристикой $I = I_S (e^{U/(mU_T)} - 1)$ управляется в рабочей точке синусоидальным напряжением с незначительной амплитудой.

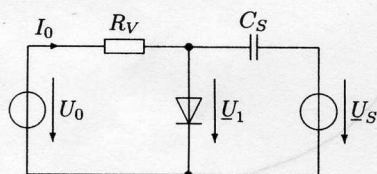


Рис. 1.45. Схема диода, управляемого малым сигналом

Дано:

$$I_s = 40 \text{ фА}$$

$$mU_T = 43,8 \text{ мВ}$$

$$U_0 = 2 \text{ В}$$

$$I_0 = 5 \text{ мА}$$

$$C_S = 100 \text{ нФ}$$

$$U_S = 100 \text{ мВ}$$

- Определите номинал добавочного сопротивления R_V .
- Каковы модуль и фаза напряжения на диоде U_1 при частоте $f = 10 \text{ кГц}$?

1.3. Специальные диоды

В электронике диоды имеют широкую область применения. Наряду с такими известными задачами как выпрямление, коммутация, ограничение и стабилизация напряжения, они широко применяются в высокочастотной технике, например в генераторах колебаний, для демодуляции и в качестве быстрых ключей. Диоды применяются также в оптотехнологии, например фотодиоды в оптоволоконных системах и в оптопарах.

Для выполнения этих задач при производстве диодов происходит их специализация, для каждого вида диодов требуется конкретный выбор типа полупроводника, донорных добавок и структуры изделия.

В этом разделе рассмотрены два вида специальных диодов: емкостный и Z-диод.

1.3.1. Емкостный диод

Емкостный диод или варикап является pn -диодом, который управляется обратным напряжением. Диффузионная емкость в этой области будет пренебрежимо мала, совокупная емкость диода определяется практически только барьерной емкостью. Она зависит от напряжения согласно (1.30) и уменьшается от C_{j_0} с увеличением обратного напряжения:

$$C_j = \frac{C_{j_0}}{(1 + U_R / U_D)^n} \quad (1.38)$$

Скорость изменения емкости при изменении напряжения определяется значением степени n . Она определяется технологией изготовления pn -перехода. Если переход происходит резко, то $n = 0,5$. Если переход выполняется линейно, то этот параметр снижается до $n = 1/3$. Если же переход выполняется очень резко, то значение возрастает до $n = 2/3$ [3]. Типичное значение n лежит в диапазоне 0,45...0,48. Диффузионное напряжение кремниевого диода $U_D = 0,7 \text{ В}$.

Сопротивление R_b учитывает активные потери в полупроводнике и контактах, его типичное значение $R_b \leq 1 \text{ Ом}$. Сопротивление R_p описывает конечную проводимость в обратном направлении; типичные значения $R_p \geq 1 \text{ ГОм}$.

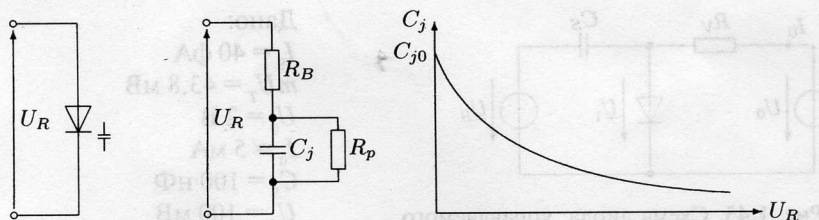


Рис. 1.46. Условное обозначение, схема замещения в режиме большого сигнала и зависимость емкости варикапа от напряжения

Пример 1.3.1

Если на варикап подается синусоидальное напряжение, то форма тока получается искаженной из-за зависимости емкости диода от напряжения, т. е. наряду с основной компонентой тока генерируется бесконечный ряд высших гармоник.

В этом примере оценивается амплитуда таких высших гармоник. С этой целью мы ограничиваемся исключительно действием емкости варикапа и пренебрегаем активными сопротивлениями диода R_B и R_p (рис. 1.46).

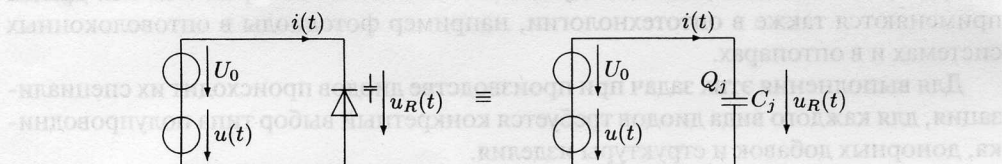


Рис. 1.47. Управление емкостным диодом подачей синусоидального напряжения $u(t)$ в окрестности рабочей точки U_0

По определению емкостного диода (1.29) можно определить его ток:

$$C_j(u_R) = \frac{dQ_j}{du_R} = \frac{dQ_j/dt}{du_R/dt} = \frac{i(t)}{du_R/dt},$$

то есть $i(t) = C_j(u_R) \frac{du_R}{dt}$,

где $u_R = u_R(t) = U_0 + u(t)$, $u(t) = \hat{u} \sin \omega t$ и $C_j(u_R) = C_{j0} (1 + u_R(t)/U_D)^{-n}$.

Для определения амплитуд высших гармоник ток в окрестности рабочей точки раскладывается в ряд Тейлора относительно амплитуды $\hat{u}$. Это производится следующим образом:

Коэффициент $du_R(t)/dt = \hat{u} \omega \cos \omega t$ находится уже в желаемой форме, именно в виде полинома от амплитуды $\hat{u}$. Остается только аппроксимировать емкость $C_j(u_R)$ полиномом Тейлора относительно $u_R = U_0$. Обозначив $u_R - U_0 = u$ и произведя замену в $u = u(t) = \hat{u} \sin \omega t$, получим полином для C_j в функции $\hat{u}$. Перемножив полученные выражения, получаем искомый ряд для тока диода:

$$C_j(u_R) = C_j(U_0) + \left. \frac{dC}{du_R} \right|_{U_0} u(t) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 C}{du_R^2} \right|_{U_0} u^2(t) + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 C}{du_R^3} \right|_{U_0} u^3(t) + \dots$$

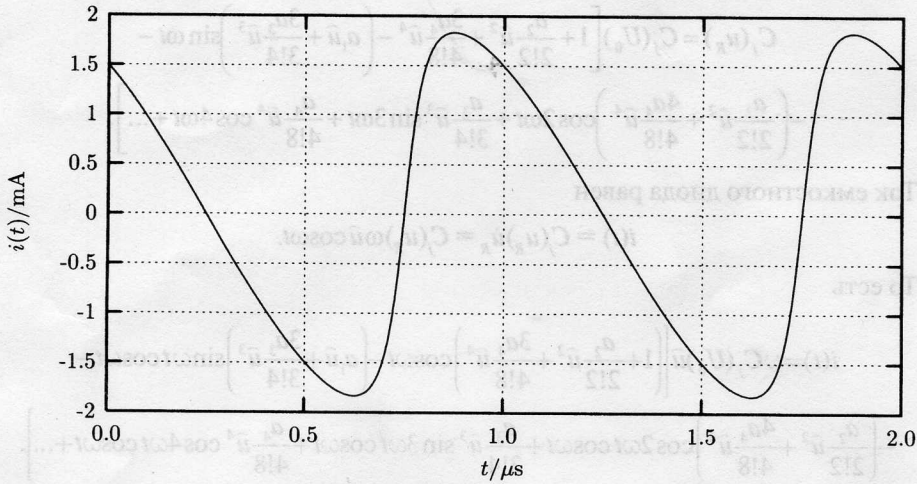


Рис. 1.48. Диаграмма тока диода для $C_j = 100$ пФ, $U_D = 0,6$ В, $n = 0,5$, $U_0 = 10$ В, $\hat{u} = 10$ В, $f = 1$ МГц

При этом

$$C_j(U_0) = C_{j0} \left(1 + \frac{U_0}{U_D} \right)^{-n};$$

$$\left. \frac{dC_j}{du_R} \right|_{U_0} = -n \frac{C_{j0}}{U_D} \left(1 + \frac{u_R}{U_D} \right)^{-(n+1)} \bigg|_{U_0} = -\frac{n}{U_D + U_0} C_j(U_0) = -a_1 C_j(U_0);$$

$$\left. \frac{d^2 C_j}{du_R^2} \right|_{U_0} = n(n+1) \frac{C_{j0}}{U_D^2} \left(1 + \frac{u_R}{U_D} \right)^{-(n+2)} \bigg|_{U_0} = -\frac{n(n+1)}{(U_D + U_0)^2} C_j(U_0) = a_2 C_j(U_0);$$

$$\left. \frac{d^3 C_j}{du_R^3} \right|_{U_0} = -n(n+1)(n+2) \frac{C_{j0}}{U_D^3} \left(1 + \frac{u_R}{U_D} \right)^{-(n+3)} \bigg|_{U_0} = -\frac{n(n+1)(n+2)}{(U_D + U_0)^3} C_j(U_0) = -a_3 C_j(U_0);$$

$$\left. \frac{d^m C_j}{du_R^m} \right|_{U_0} = (-1)^m \frac{n(n+1)(n+2) \dots (n+m-1)}{(U_D + U_0)^m} C_j(U_0) = (-1)^m a_m C_j(U_0).$$

При подстановке $u(t) = \hat{u} \sin \omega t$ для $C_j(u_R)$ получается:

$$\begin{aligned} C_j(u_R) &= C_j(U_0) \left[1 - a_1 \hat{u} \sin \omega t + \frac{1}{2!} a_2 \hat{u}^2 \sin^2 \omega t - \frac{1}{3!} a_3 \hat{u}^3 \sin^3 \omega t + \frac{1}{4!} a_4 \hat{u}^4 \sin^4 \omega t - \dots \right] = \\ &= C_j(U_0) \left[1 - a_1 \hat{u} \sin \omega t + \frac{1}{2!} a_2 \hat{u}^2 (1 - \cos 2\omega t) - \frac{1}{3!} a_3 \hat{u}^3 (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{4!} a_4 \hat{u}^4 (\cos 4\omega t - 4 \cos 2\omega t + 3) - \dots \right]; \end{aligned}$$

$$C_j(u_R) = C_j(U_0) \left[1 + \frac{a_2}{2!2} \hat{u}^2 + \frac{3a_4}{4!8} \hat{u}^4 - \left(a_1 \hat{u} + \frac{3a_3}{3!4} \hat{u}^3 \right) \sin \omega t - \right. \\ \left. - \left(\frac{a_2}{2!2} \hat{u}^2 + \frac{4a_4}{4!8} \hat{u}^4 \right) \cos 2\omega t + \frac{a_3}{3!4} \hat{u}^3 \sin 3\omega t + \frac{a_4}{4!8} \hat{u}^4 \cos 4\omega t + \dots \right].$$

Ток емкостного диода равен

$$i(t) = C_j(u_R) \dot{u}_R = C_j(u_R) \omega \hat{u} \cos \omega t.$$

То есть

$$i(t) = \omega C_j(U_0) \hat{u} \left[\left(1 + \frac{a_2}{2!2} \hat{u}^2 + \frac{3a_4}{4!8} \hat{u}^4 \right) \cos \omega t - \left(a_1 \hat{u} + \frac{3a_3}{3!4} \hat{u}^3 \right) \sin \omega t \cos \omega t - \right. \\ \left. - \left(\frac{a_2}{2!2} \hat{u}^2 + \frac{4a_4}{4!8} \hat{u}^4 \right) \cos 2\omega t \cos \omega t + \frac{a_3}{3!4} \hat{u}^3 \sin 3\omega t \cos \omega t + \frac{a_4}{4!8} \hat{u}^4 \cos 4\omega t \cos \omega t + \dots \right].$$

Если применить закон тригонометрии:

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)] \text{ и } \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$$

и объединить общие члены, получим:

$$i(t) = \omega C_j(U_0) \hat{u} \left[\left(1 + \frac{a_2}{2!4} \hat{u}^2 + \frac{a_4}{4!8} \hat{u}^4 \right) \cos \omega t - \left(\frac{a_1}{2} \hat{u} + \frac{a_3}{3!4} \hat{u}^3 \right) \sin 2\omega t - \right. \\ \left. - \left(\frac{a_2}{2!4} \hat{u}^2 + \frac{3a_4}{4!16} \hat{u}^4 \right) \cos 3\omega t + \frac{a_3}{3!8} \hat{u}^3 \sin 4\omega t + \frac{a_4}{4!16} \hat{u}^4 \cos 5\omega t + \dots \right].$$

Ток емкостного диода содержит наряду с основной гармоникой с частотой f высшие гармоники с частотами $2f$, $3f$ и т.д., амплитуды которых с растущей частотой монотонно уменьшаются. В качестве примера для рабочей точки $U_0 = 10$ В приведены амплитуды основной и четырех первых гармоник тока, нормированные по основной гармонике.

Емкостные диоды имеют конечную добротность, которая в основном определяется активным сопротивлением R_B . Сопротивление R_p мало влияет на добротность и им можно пренебречь.

Пример 1.3.2

Емкостный диод с емкостью $C_j = 50$ пФ работает в схеме при частоте $f = 10$ МГц. Сопротивление $R_B = 5$ Ом, $R_p = 100$ МОм.

Покажите, что для этого диода добротность Q описывается выражением

$$Q = -\frac{1}{\omega R_B C_j},$$

т. е. практически зависит только от величины R_B .

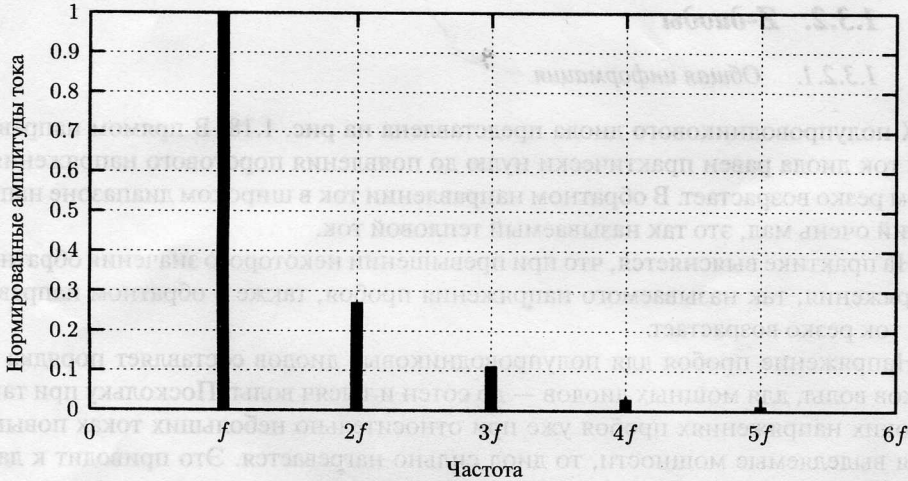


Рис. 1.49. Гармонический состав тока емкостного диода при $U_0 = 10\text{ В}$, $\hat{u} = 10\text{ В}$

Решение:

Добротность реактивного элемента с полным сопротивлением Z определяется как:

$$\text{Добротность} = \frac{\text{Реактивная мощность}}{\text{Активная мощность}} = \frac{\frac{1}{2} \text{Im}\{UI^*\}}{\frac{1}{2} \text{Re}\{UI^*\}} = \frac{\text{Im}\{Z\}}{\text{Re}\{Z\}}.$$

Полное сопротивление диода определяется выражением:

$$Z = R_B + \frac{1}{G_p + j\omega C_j} = R_B + \frac{G_p - j\omega C_j}{G_p^2 + (\omega C_j)^2} = R_B + \frac{R_p}{1 + (\omega R_p C_j)^2} - j \frac{\omega R_p^2 C_j}{1 + (\omega R_p C_j)^2}.$$

Тогда выражение добротности определяется как:

$$Q = -\frac{\omega R_p^2 C_j}{R_p + R_B(1 + (\omega R_p C_j)^2)} = -\frac{1}{\omega R_B C_j + \frac{1 + R_B/R_p}{\omega R_p C_j}}.$$

Так как $R_B/R_p \ll 1$ и $\frac{1}{\omega R_p C_j} = 3,18 \cdot 10^{-6} \ll \omega R_B C_j = 1,57 \cdot 10^{-2}$, то вторым слагае-

мым знаменателя можно пренебречь, утверждение доказано.

Варикапы используются для замены переменных конденсаторов, в качестве настроечных схем для высокочастотных осцилляторов, для подстройки колебательных контуров и в параметрических усилителях.

1.3.2. Z-диоды

1.3.2.1. Общая информация

ВАХ полупроводникового диода представлена на рис. 1.18. В прямом направлении ток диода равен практически нулю до появления порогового напряжения, а затем резко возрастает. В обратном направлении ток в широком диапазоне напряжений очень мал, это так называемый тепловой ток.

На практике выясняется, что при превышении некоторого значения обратного напряжения, так называемого напряжения пробоя, также в обратном направлении ток резко возрастает.

Напряжение пробоя для полупроводниковых диодов составляет порядка десятков вольт, для мощных диодов — до сотен и тысяч вольт. Поскольку при таких высоких напряжениях пробоя уже при относительно небольших токах повышаются выделяемые мощности, то диод сильно нагревается. Это приводит к дальнейшему росту тока, и если не будут приняты меры по токоограничению, диод будет разрушен.

Наряду с этим так называемым тепловым пробоем существуют еще два вида пробоя, которые полезны технически: лавинный и зенеровский.

Лавинный пробой характерен для ненасыщенных свободными носителями зарядов широких pn -переходов. Он образуется за счет лавинообразного увеличения количества носителей заряда вследствие образования новых электронов и дырок в результате столкновения атомов с носителями зарядов с высокой кинетической энергией (ударная ионизация), которая получена за счет высокого приложенного обратного напряжения. Обратный ток растет почти экспоненциально.

Зенеровский пробой встречается в узких pn -переходах с большим количеством свободных основных носителей заряда. В этих диодах электроны вырываются из атомов за счет высокой электрической напряженности (туннельный эффект). Обратный ток и в этом случае растет почти экспоненциально.

Оба механизма отличаются величиной напряжения пробоя. Напряжение пробоя ниже чем 6 В характерно для зенеровского пробоя, при более высоком напряжении происходит лавинообразный пробой.

Для Z-диодов точное напряжение пробоя U_{z0} задается производителем посредством добавления донорных примесей и выбора структуры диода. Оно определено для минимального тока пробоя, типичные значения которого при I_{Zmin} нахо-

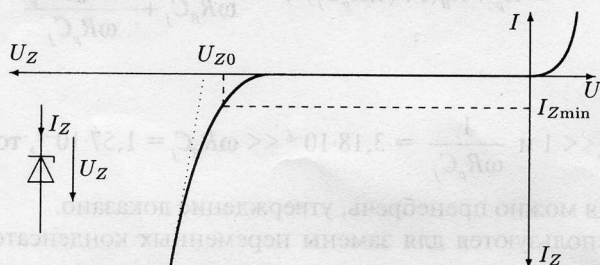


Рис. 1.50. Условное обозначение и ВАХ зенеровского диода

дятся в диапазоне от 2 до 5 мА. Часто в качестве напряжения пробоя берут пересечение прямой линии с осью напряжения (рис. 1.50). Это хоть и не точно, но удобнее на практике.

1.3.2.2. Параметры и схемы замещения

Характерными параметрами Z-диодов являются наряду с напряжением пробоя наклон ВАХ в области пробоя, температурная зависимость и допустимая рассеиваемая мощность. Наклон ВАХ еще называют дифференциальным сопротивлением r_z :

$$r_z = \left. \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} \right|_A. \quad (1.39)$$

Z-сопротивление не является постоянной величиной. Его значение зависит от величины напряжения пробоя Z-диода, тока через диод и температуры pn-перехода и имеет минимальное значение при напряжении пробоя примерно $U_{z0} = 6$ В (рис. 1.51).

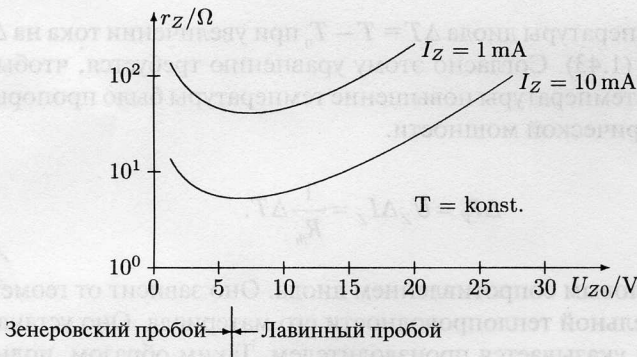


Рис. 1.51 Принципиальный характер изменения сопротивления Z-диодов различного типа

Для конкретного Z-диода, т. е. для определенного U_{z0} , сопротивление складывается из двух компонент: зависящего от тока r_{zj} и от температуры r_{zth}

$$r_z = r_{zj} + r_{zth}. \quad (1.40)$$

Зависящее от тока сопротивление r_{zj} , так называемое динамическое сопротивление, является дифференциальным сопротивлением в области пробоя при постоянной температуре зоны pn-перехода. Для его измерения на диод подаются короткие импульсы тока, так что температура диода не успевает измениться. Это сопротивление указывается в технической документации производителей.

Тепловая составляющая сопротивления r_{zth} связана с температурными свойствами диода. Ее надо учитывать при медленных изменениях нагрузки дополнительно к динамическому сопротивлению r_{zj} . Тепловым сопротивлением характеризуется воздействие собственного нагрева диода на рабочую точку.

Для определения суммарного сопротивления напряжение диода $U_z = U_z(I_z, T)$ линеаризуется в рабочей точке $A = (U_{zA}, I_{zA}, T_0)$. Для малых изменений в окрестности рабочей точки получается:

$$\Delta U_z = \left. \frac{\partial U_z}{\partial I_z} \right|_A \Delta I_z + \left. \frac{\partial U_z}{\partial T} \right|_A \Delta T. \quad (1.41)$$

Отсюда сопротивление рассчитывается как

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = \left. \frac{\partial U_z}{\partial I_z} \right|_A + \left. \frac{\partial U_z}{\partial T} \right|_A \frac{\Delta T}{\Delta I_z}. \quad (1.42)$$

Первым слагаемым является динамическое сопротивление r_{zT} .

Во втором слагаемом изменение напряжения с изменением температуры согласно (1.45) можно выразить температурным коэффициентом напряжения:

$$\left. \frac{\partial U_z}{\partial T} \right|_A = U_z \alpha_{U_z}.$$

Повышение температуры диода $\Delta T = T - T_0$ при увеличении тока на ΔI_z описывается уравнением (1.43). Согласно этому уравнению требуется, чтобы при медленном изменении температуры повышение температуры было пропорционально подведенной электрической мощности.

$$\Delta P_v = U_z \Delta I_z = \frac{1}{R_{th}} \Delta T. \quad (1.43)$$

R_{th} является тепловым сопротивлением диода. Оно зависит от геометрических данных диода и удельной теплопроводности его материала. Оно устанавливается путем измерений и указывается производителем. Таким образом, полное сопротивление определяется как:

$$r_z = r_{zT} + r_{zh} = r_{zT} + \alpha_{U_z} U_z^2 (T) R_{th} \quad (1.44)$$

Температурная зависимость напряжения диода при изменении температуры окружающей среды описывается температурным коэффициентом α_{U_z} . Он определяется для постоянных величин тока как

$$\alpha_{U_z} = \left. \frac{1}{U_z} \frac{\partial U_z}{\partial T} \right|_{I_0}. \quad (1.45)$$

Температурный коэффициент диодов в режиме зеновского пробоя отрицательный, а диодов в режиме лавинного пробоя положительный. Диоды, у которых напряжение пробоя находится на границе этих двух режимов, примерно 6 В, работают температурно стабильно.

Диапазон значений температурного коэффициента:

$$-10^{-3} \text{ K}^{-1} \leq \alpha_{U_z} \leq +10^{-3} \text{ K}^{-1}. \quad (1.46)$$

При небольших изменениях температуры изменение напряжения диода можно аппроксимировать линейным уравнением:

$$U_z(T) = U_z(T_0)(1 + \alpha_{U_z} \Delta T). \quad (1.47)$$

Пример 1.3.3

Z-диод при номинальной температуре $T_0 = 300$ К имеет следующие характеристики:

Напряжение пробоя $U_{z_0} = 10$ В.

Температурный коэффициент $\alpha_{U_z} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1}$.

Динамическое сопротивление $r_z = 10$ Ом.

Тепловое сопротивление между pn-переходом и окружающей средой $R_{th} = 150 \text{ К/Вт}$.

Диод подключен к источнику постоянного тока $I_z = 10$ мА при температуре окружающей среды $T = 320$ К.

• Какое напряжение будет падать на диоде?

• До какой температуры нагреется диод?

Решение:

Диод нагревается как из-за высокой внешней температуры, так как работает при температуре на 20 градусов выше номинальной, так и из-за собственного нагрева вследствие протекания через него тока.

Внешний нагрев повышает напряжение пробоя согласно (1.47) на

$$U_{z_0}(T) = U_{z_0}(T_0)(1 + \alpha_{U_z}(T - T_0));$$

$$U_{z_0}(T) = 10 \text{ В} (1 + 5 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1} \cdot 20 \text{ К}) = 10,1 \text{ В}.$$

Собственный нагрев повышает дифференциальное сопротивление согласно (1.44) на

$$r_z(T) = r_z + \alpha_{U_z} U_{z_0}^2(T) R_{th};$$

$$r_z(T) = 10 \text{ Ом} + 5 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1} \cdot 10,1^2 \text{ В}^2 \cdot 150 \text{ К/В} = 17,65 \text{ Ом}.$$

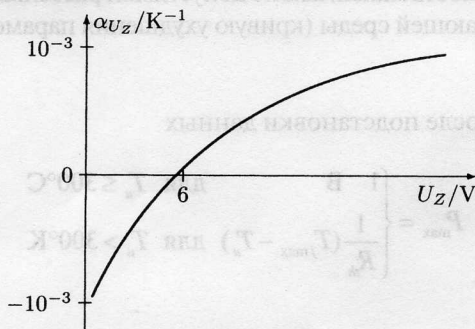


Рис. 1.52. Температурный коэффициент диодов, работающих в различном режиме

Таким образом, для общего напряжения

$$U_Z(T) = U_{Z_0}(T) + I_Z r_Z(T);$$

$$U_Z(T) = 10,1 \text{ В} + 10 \text{ мА} \cdot 17,65 \text{ Ом} = 10,277 \text{ В}.$$

Повышение температуры, вызванное протеканием тока, можно определить с помощью уравнения (1.43). Подводимая при температуре $T = 320 \text{ К}$ электрическая мощность $P_V = U_Z(T)I_Z$ повышает температуру диода на ΔT согласно уравнению

$$P_V = U_Z(T)I_Z = 1/R_{th} \Delta T.$$

Диод нагревается на

$$\Delta T = R_{th} U_Z(T)I_Z = 150 \text{ К/В} \cdot 10,277 \text{ В} \cdot 10 \text{ мА} = 15,42 \text{ К},$$

или до $335,42 \text{ К}$.

Максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{\max} = [U_Z I_Z]_{\max}$ — это предельное значение, при превышении которого возникает опасность разрушения диода. Она определяется обычно при температуре $p\text{-}n$ -перехода $T_0 = 298 \text{ К}$. Следующим предельным значением является максимальная температура $p\text{-}n$ -перехода $T_{j\max}$. Для кремниевых диодов она обычно составляет от 425 до 450 К .

Если Z -диоды используются при температурах окружающей среды T_u , превышающих номинальные температуры для данного диода, то значение максимально допустимой рассеиваемой мощности следует уменьшить. Уравнение (1.48) позволяет рассчитать требуемое уменьшение подводимой допустимой мощности по отношению к номинальной максимально допустимой.

$$P_{\max} = \frac{1}{R_{th}} (T_{j\max} - T_u). \quad (1.48)$$

Пример 1.3.4

Z -диод имеет следующие предельные характеристики:

Максимальная рассеиваемая мощность при $T_u \leq 300 \text{ К}$ $P_{\max} = 1 \text{ Вт}$.

Температура $p\text{-}n$ -перехода $T_{j\max} = 425 \text{ К}$.

Тепловое сопротивление между $p\text{-}n$ -переходом и окружающей средой $R_{th} = 125 \text{ К/Вт}$.

Изобразите зависимость максимально допустимой рассеиваемой мощности диода от температуры окружающей среды (кривую ухудшения параметров приборов¹¹).

Решение:

Согласно (1.48), после подстановки данных

$$P_{\max} = \begin{cases} 1 \text{ Вт} & \text{для } T_u \leq 300^\circ\text{С} \\ \frac{1}{R_{th}} (T_{j\max} - T_u) & \text{для } T_u > 300^\circ\text{С} \end{cases}$$

¹¹ Кривая ухудшения параметров приборов — снижение номинальных значений параметров при эксплуатации в условиях с повышенной температурой.

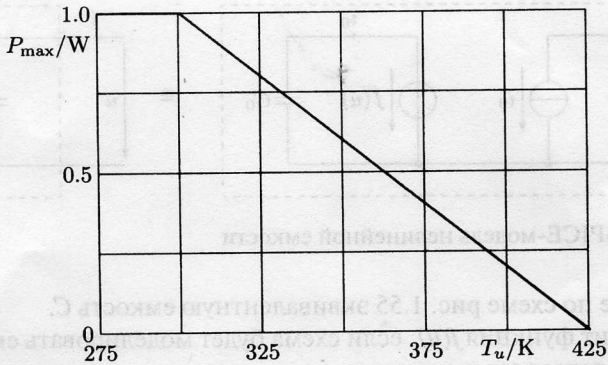


Рис. 1.53. Кривая ухудшения параметров Z-диода в зависимости от температуры окружающей среды

Для определения линейной схемы замещения Z-диода принимают допущение, что сопротивление диода не зависит от величины тока. Тогда схему замещения диода можно представить как последовательное включение источника напряжения U_{z0} и сопротивления r_z . U_{z0} является напряжением, которое получается при продлении обратной линии ВАХ диода в виде точки пересечения с осью напряжения, r_z определяется наклоном обратной линии ВАХ.

Уравнение такой упрощенной ВАХ Z-диода:

$$I_z = \begin{cases} 0 & \text{для } U_z < U_{z0} \\ g_z (U_z - U_{z0}) & \text{для } U_z \geq U_{z0} \end{cases} \quad (1.49)$$

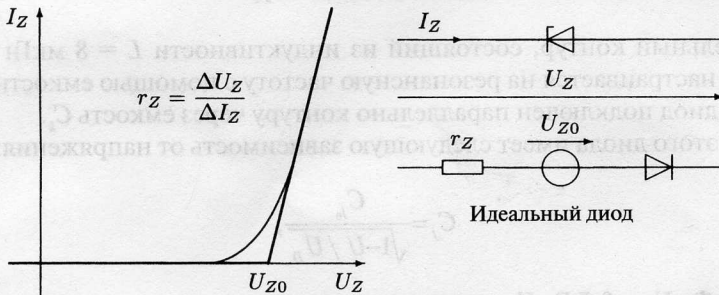


Рис. 1.54. Линеаризованная характеристика и схема замещения Z-диода ($T = \text{const}$)

1.3.3. Задания

Задание 1.3.1

Схемой на рис. 1.55 моделируется нелинейная емкость: напряжение на зажимах u зависит от емкости конденсатора C_0 согласно заданной функциональной зависимости $f(u)$. Соответствующий ток конденсатора i_0 передается через управляемый источник тока и анализируется в качестве тока i .

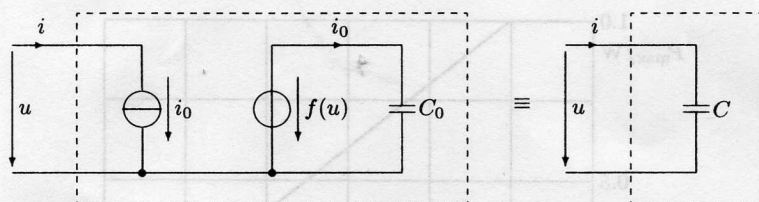


Рис. 1.55. SPICE-модель нелинейной емкости

- Рассчитайте по схеме рис. 1.55 эквивалентную емкость C .
- Как выглядит функция $f(u)$, если схема будет моделировать емкостный диод, т.е. емкость удовлетворяет условию:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 - u/U_D}}.$$

- Составьте SPICE-программу, моделирующую этот емкостный диод. Используйте численные данные $C_0 = 80$ пФ и $U_D = 0,7$ В.

Смоделируйте характеристику емкости в диапазоне напряжений $-10 \text{ В} \leq U \leq 0 \text{ В}$.

Задание 1.3.2

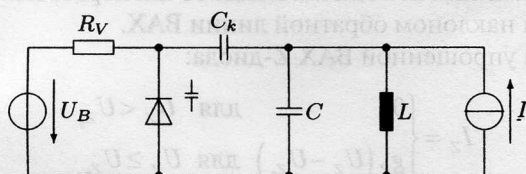


Рис. 1.56. Настраиваемый колебательный контур

Колебательный контур, состоящий из индуктивности $L = 8$ мкГн и емкости $C = 100$ пФ, настраивается на резонансную частоту с помощью емкостного диода. Емкостный диод подключен параллельно контуру через емкость C_k .

Емкость этого диода имеет следующую зависимость от напряжения:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - U/U_D}},$$

где $C_{j0} = 60$ пФ, $U_D = 0,7$ В, U — прямое напряжение диода.

Падением напряжения на диоде можно пренебречь, т.е. $R_p = \infty$ и $R_B = 0$.

Постоянное напряжение изменяется в диапазоне $0 \text{ В} \leq U_B \leq 20 \text{ В}$.

1. Рассчитайте резонансную частоту f_0 в функции постоянного напряжения U_B и представьте результат графически. Развязывающий конденсатор C_k , который отделяет колебательный контур от постоянного потенциала диода считать достаточно большим, чтобы его влиянием на частоту настройки можно было пренебречь.

2. Какое минимальное значение должно иметь сопротивление R_p , чтобы добротность колебательного контура при частоте $f_0 = 5$ МГц не превышала значения $Q = 500$? Падением напряжения на диоде можно пренебречь, т.е. $R_p = \infty$ и $R_B = 0$.

Указание: Добротность колебательного параллельного контура определяется как отношение тока индуктивности или тока конденсатора к общему току контура в режиме резонанса.

3. Теперь учтите сопротивление $R_B = 10 \text{ Ом}$. Определите добротность емкостного диода при частоте f_0 и на какую величину падает добротность контура относительно рассчитанной в вопросе номер 2 при сопротивлении R_V .

Задание 1.3.3

Z-диоды могут использоваться для регулирования показаний аналоговых измерительных приборов. Например, они часто в паре с сопротивлениями подключаются параллельно или последовательно к измерительному прибору. Определите для следующих схем передаточные функции по напряжению, т.е. зависимость напряжения, которое показывает прибор U_2 в зависимости от измеряемого напряжения U_1 . Во всех трех схемах U_1 должно быть всегда положительно.

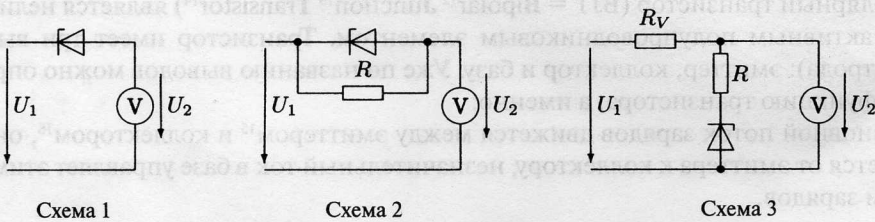


Рис. 1.57. Схемы регулирования показаний аналоговых измерительных приборов

Z-диод моделируется линейной схемой замещения (рис. 1.54) с $r_z = 0$. Внутреннее сопротивление R_M вольтметра V должно удовлетворять следующим условиям:

- Схема 1: нет условий.
- Схема 2: $R_M < R$.
- Схема 3: $R_M \gg R_V \gg R$.

Задание 1.3.4

Схема на рис. 1.58 стабилизирует эффективное значение выходного напряжения, начиная с определенного значения амплитуды входного напряжения.

Примите при вычислении, что оба Z-диода имеют идентичные электрические свойства и описываются изображенной на рис. 1.58 линейной ВАХ.

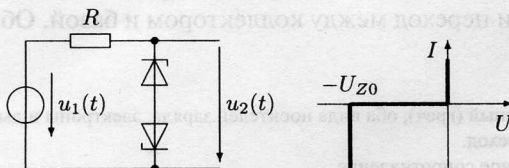


Рис. 1.58. Стабилизация действующего значения переменного напряжения

- Определите передаточную характеристику для постоянного напряжения $U_2 = f(U_1)$.
- Определите с ее помощью линейную диаграмму выходного напряжения при напряжении входа $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$ при условии, что $\hat{u}_1 > U_{z_0}$.
- Рассчитайте действующее значение выходного напряжения для любой амплитуды $\hat{u}_1$.

Изобразите диаграмму действующего значения выходного напряжения для входной амплитуды в диапазоне напряжений $0 \leq \hat{u}_1/V \leq 100$. Напряжение пробоя Z-диода $U_{z_0} = 10$ В.

1.4. Биполярный транзистор

1.4.1. Основы

Биполярный транзистор (BJT = Bipolar¹² Junction¹³ Transistor¹⁴) является нелинейным активным полупроводниковым элементом. Транзистор имеет три вывода (электрода): эмиттер, коллектор и базу. Уже по названию выводов можно определить функцию транзистора, а именно:

основной поток зарядов движется между эмиттером¹⁵ и коллектором¹⁶, он посылается от эмиттера к коллектору, незначительный ток в базе управляет этим потоком зарядов.

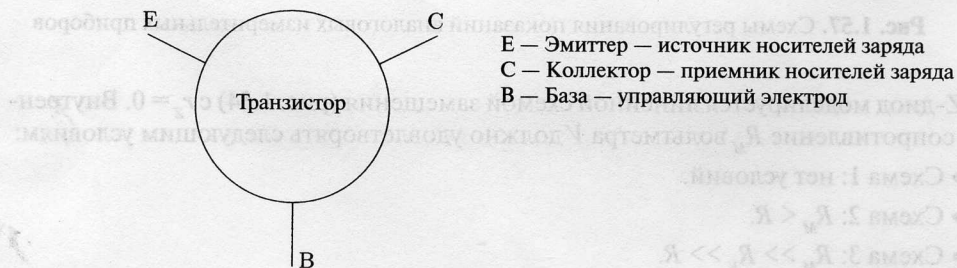


Рис. 1.59. Символическое изображение биполярного транзистора

Транзистор является *нелинейным* элементом. Это следует из его структуры. Он состоит из двух последовательно включенных *pn*-переходов, последовательности могут отличаться: *p-n-p* или *n-p-n*.

Условные обозначения биполярных транзисторов однозначно связаны с их структурой.

Полупроводниковый переход между эмиттером и базой можно представить как диод, также как и переход между коллектором и базой. Оба диода расположе-

¹² Bipolar — двухполюсный (греч), оба вида носителей заряда, электроны и дырки, участвуют в работе.

¹³ Junction — связь, переход.

¹⁴ Transistor — переходное сопротивление.

¹⁵ Emittiere (лат.) — излучать.

¹⁶ Colligere (лат.) — собирать.

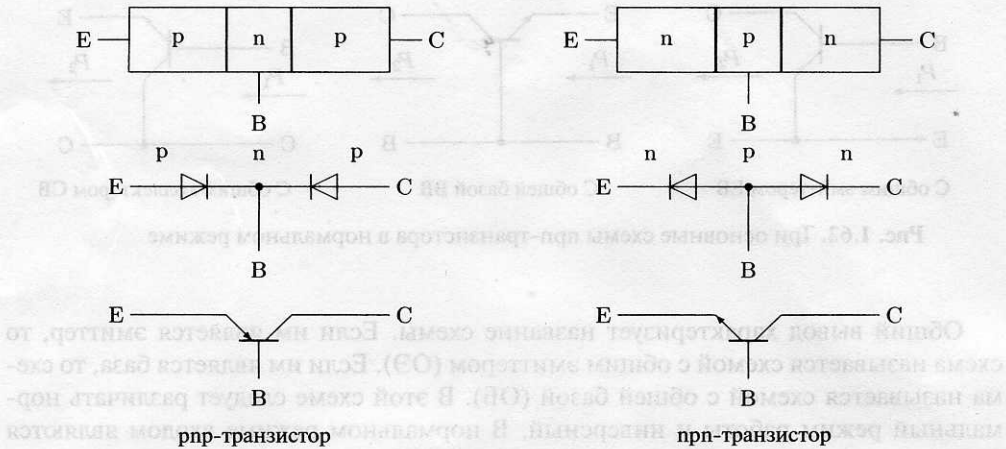


Рис. 1.60. Структура и условное графическое обозначение биполярного транзистора

ны пространственно так близко друг к другу, что вступают в электрическое взаимодействие. Это приводит к тому, что из кажущейся пассивной диодной структуры транзистора получается *активный* элемент: транзистор преобразует малую входную мощность в большую выходную т.е. он *усиливает*.

Вышеупомянутое свойство требует пояснения. Не сразу очевидно, к какому из трех выводов транзистора подключается усиливаемый сигнал, т.е. какие выводы являются входом и выходом транзистора. Чтобы выяснить это, на рис. 1.61 показаны возможные направления потоков мощности.



Рис. 1.61. Возможные направления потоков мощности при работе транзистора в режиме усилителя

Два вывода транзистора, в которые мощность поступает, рассматриваются как вход, а два вывода, с которых снимается — как выход. Вход и выход имеют общий вывод, причем база всегда относится ко входу. Таким образом образуются четыре основных схемы подключения. В трех из этих схем транзистор работает в так называемом нормальном режиме, в четвертой — в инверсном режиме.

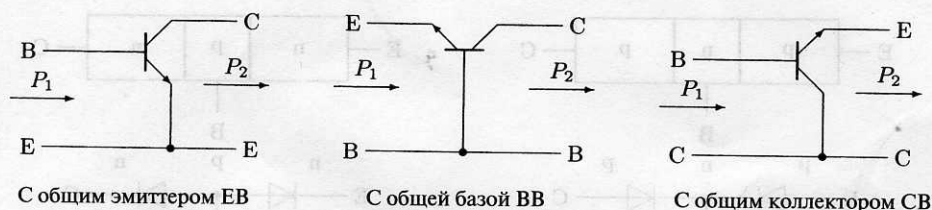


Рис. 1.62. Три основные схемы при-транзистора в нормальном режиме

Общий вывод характеризует название схемы. Если им является эмиттер, то схема называется схемой с общим эмиттером (ОЭ). Если им является база, то схема называется схемой с общей базой (ОБ). В этой схеме следует различать нормальный режим работы и инверсный. В нормальном режиме входом являются база и эмиттер, а в инверсном — коллектор и база, т.е. эмиттер и коллектор обмениваются функциями. Инверсный режим является нежелательным состоянием, поэтому он не будет рассматриваться в дальнейшем. И в последнем варианте в качестве входных сигналов могут использоваться база и коллектор, такая схема называется схемой с общим коллектором (ОК).

Для всех схем выполняется правило, что мощность на выходе P_2 больше мощности на входе P_1 . Транзистор усиливает мощность, энергия для усиления поступает из непоказанного на схеме источника постоянного напряжения.

Коэффициенты усиления по мощности у основных схем разные. И по остальным характеристикам, таким как усиление по напряжению и току, входному и выходному сопротивлению и частотным характеристикам, схемы значительно отличаются друг от друга. Поэтому для каждой схемы существует своя область применения, в которой используются их индивидуальные свойства.

Схема с общим эмиттером в области низких и средних частот сочетает в себе больше положительных свойств, чем другие основные схемы. Поэтому она используется чаще. Этим объясняется, почему в следующем разделе рассматривается преимущественно схема с общим эмиттером и только в исключительных случаях — две другие основные схемы.

1.4.2. Режим большого сигнала

Режим большого сигнала биполярного транзистора может быть описан посредством:

- Математических уравнений.
- Характеристик.
- Схем замещения.

Характеристики описывают статическую связь между токами и напряжениями, они не учитывают динамические свойства транзистора.

Схемы замещения и математические уравнения описывают режим большого сигнала транзистора в зависимости от сложности как в статике, так и в динамике.

Мы ограничимся описанием статического режима.

1.4.2.1. Модель Эберса—Молла

Электрические характеристики транзистора при постоянном токе и переменном токе низкой частоты в первом приближении описываются схемой замещения, предложенной физиками Эберсом и Моллом в 1952 году [17]. Она основывается на физическом принципе действия транзистора, т.е. является физической схемой замещения.

Два переходных слоя представлены диодами, коллекторным и эмиттерным. Электрическая связь диодов, которая вызывает ток между эмиттером и коллектором через базу, представляется двумя источниками тока. Факторы A_N и A_I показывают, какая доля от тока диода достигает противоположного вывода. Оба коэффициента меньше единицы. Из-за несимметричной структуры транзистора получается, как правило

$$0 < A_I < A_N < 1. \quad (1.50)$$

Типичными значениями являются $A_N = 0,99$ и $A_I = 0,05$.

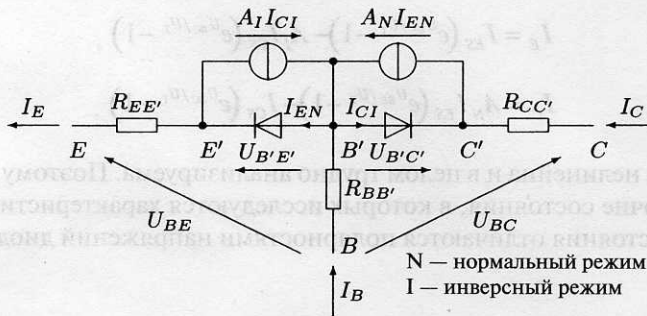


Рис. 1.63. Статическая схема замещения npn-транзистора

Выводы $E'B'C'$ обозначают внутренний транзистор. К внешним выводам транзистора EBC выводы внутреннего транзистора подключены через сопротивления эмиттера $R_{EE'}$, базы $R_{BB'}$ и коллектора $R_{CC'}$.

Так как учет этих сопротивлений, с одной стороны, усложняет теоретическое обсуждение, а с другой стороны, незначительно влияет на характеристики транзистора по постоянному току, ими в дальнейшем пренебрегают, т.е. напряжения

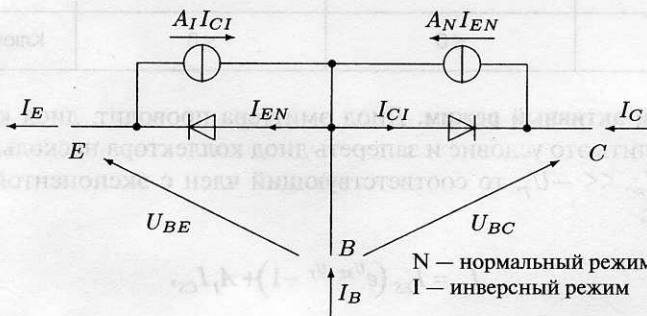


Рис. 1.64. Модифицированная статическая схема замещения npn-транзистора

на внешних выводах U_{BE} и U_{BC} приравняются к напряжениям внутреннего транзистора $U_{BE'}$ и $U_{BC'}$.

Из рис. 1.64 следуют оба узловых уравнения по току:

Узел E
$$I_E = I_{EN} - A_I I_{CP}$$

Узел C
$$I_C = A_N I_{EN} - I_{CI}$$

Токи диода характеризуются уравнениями:

Эмиттерный диод:
$$I_{EN} = I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1),$$

Коллекторный диод:
$$I_{CI} = I_{CS} (e^{U_{BC}/U_T} - 1).$$

I_{ES} и I_{CS} являются токами насыщения эмиттерного и соответственно коллекторного диодов, A_N и A_I характеризуют усиление транзистора по постоянному току. Между токами насыщения имеет место соотношение [3]:

$$A_N I_{ES} = A_I I_{CS}. \quad (1.51)$$

Узловые уравнения образуют систему уравнений Эберса—Молла:

$$\begin{aligned} I_E &= I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) - A_I I_{CS} (e^{U_{BC}/U_T} - 1), \\ I_C &= A_N I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) - I_{CS} (e^{U_{BC}/U_T} - 1). \end{aligned} \quad (1.52)$$

Она крайне нелинейна и в целом трудно анализируема. Поэтому выбраны специальные рабочие состояния, в которых исследуются характеристики транзистора. Рабочие состояния отличаются полярностями напряжений диодов эмиттера и коллектора.

Таблица 1.2. Рабочие состояния биполярного транзистора

Состояние	Напряжение эмиттер-коллектор	Напряжение база-коллектор	Область применения
Норм. активный	≥ 0	≤ 0	Усилитель
Инв. активный	≤ 0	≥ 0	Не рекомендуется
Насыщение	≥ 0	≥ 0	Ключ
Запирание	≤ 0	≤ 0	Ключ

Нормальный активный режим. Диод эмиттера проводит, диод коллектора заперт. Если усилить это условие и запереть диод коллектора несколькими сотнями милливольт, $U_{BC} \ll -U_T$, то соответствующий член с экспонентой в уравнении (1.52) исчезнет.

$$I_E = I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) + A_I I_{CS},$$

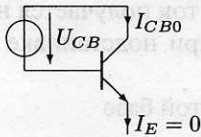
$$I_C = A_N I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) + I_{CS}. \quad (1.53)$$

Первое уравнение дополняется A_N и вычитается из второго:

$$I_C - A_N I_E = I_{CS}(1 - A_N A_I). \quad (1.54)$$

Правая часть уравнения (1.54) представляет собой очень малый ток, так называемый остаточный ток I_{CB_0} . Этот остаточный ток может быть измерен как коллекторный, если между базой и коллектором будет приложено напряжение, и вывод эмиттера останется неподключенным:

Остаточный ток коллектор-база при неподключенном эмиттере I_{CB_0} .



$$I_{CB_0} = I_C|_{I_E=0} = I_{CS}(1 - A_N A_I). \quad (1.55)$$

Рис. 1.65. Измерительная схема

Если в (1.54) подставить общее уравнение транзистора $I_E = I_C + I_B$, то с учетом определенного остаточного тока получится еще одно важное уравнение:

из

$$I_S - A_N(I_C + I_B) = I_{CB_0}.$$

следует

$$I_C = \frac{A_N}{1 - A_N} I_B + \frac{I_{CB_0}}{1 - A_N}. \quad (1.56)$$

Коллекторный ток умножается относительно базисного на фактор $A_N/(1 - A_N)$, т. е. он усиливается.

Коэффициент усиления схемы с общим эмиттером по постоянному току

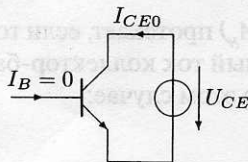
$$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N}. \quad (1.57)$$

Коэффициент усиления схемы с общей базой по постоянному току

$$A_N = \frac{B_N}{1 + B_N}. \quad (1.58)$$

Второй операнд в (1.56) является тоже очень малым током, так называемым остаточным током I_{CE0} . Этот остаточный ток может быть измерен как коллекторный, если между коллектором и эмиттером прикладывается положительное напряжение $U_{CE} \gg U_T$, а вывод базы остается неподключенным.

Остаточный ток коллектор-эмиттер при неподключенной базе



$$I_{CB_0} = I_C|_{I_B=0} = \frac{I_{CB_0}}{1 - A_N} = (1 + B_N) I_{CB_0}. \quad (1.59)$$

Рис. 1.66. Измерительная схема

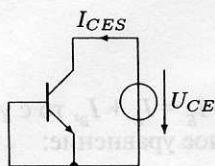
С такими сокращениями для схемы с ОЭ (общим эмиттером) получается важное соотношение:

$$I_C = B_N I_B + I_{CE0}. \quad (1.60)$$

Пример 1.4.1

По измерительным причинам наряду с введенными выше остаточными токами часто еще используется определение остаточного коллекторного тока при короткозамкнутом диоде база-эмиттер I_{CES} . Этот остаточный ток получается непосредственно из второго уравнения Эберса—Молла (1.52) при подстановке в них $U_{BE} = 0$ и $U_{CE} \gg U_T$.

Остаточный ток коллектор-эмиттер при короткозамкнутой базе



$$I_{CES} = I_C|_{U_{BE}=0} = I_{CS}. \quad (1.61)$$

Рис. 1.67. Измерительная схема

Интересно записать токи транзистора для трех схем, чтобы оценить соотношения между отдельными остаточными токами. Используем данные стандартного транзистора, например $A_N = 0,99$, $A_I = 0,05$, $I_{CS} = 0,2$ нА. Оценка проводится при комнатной температуре, при которой тепловое напряжение $U_T = 26$ мВ.

Запишем уравнения для запертого диода коллектора:

$$I_E = I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) + A_I I_{CS},$$

$$I_C = A_N I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) + I_{CS},$$

$$I_B = (1 - A_N) I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) - I_{CS} (1 - A_I),$$

$$A_N I_{ES} = A_I I_{CS}.$$

Остаточный ток база-коллектор $I_{CB0} = I_{CS}(1 - A_N A_I)$ протекает, если ток эмиттера равен нулю. Напряжение база-эмиттер тогда равно

$$U_{BE} = U_T \ln(1 - A_N) \text{ при } I_E = 0.$$

Остаточный ток коллектор-эмиттер $I_{CE0} = I_{CB0}/(1 - A_N)$ протекает, если ток базы равен нулю. Он примерно в B_N раз выше, чем остаточный ток коллектор-база при открытом эмиттере. Напряжение база-эмиттер равно в этом случае:

$$U_{BE} = U_T \ln \left(1 + \frac{A_N}{1 - A_N} \frac{1 - A_I}{A_I} \right) \text{ при } I_B = 0.$$

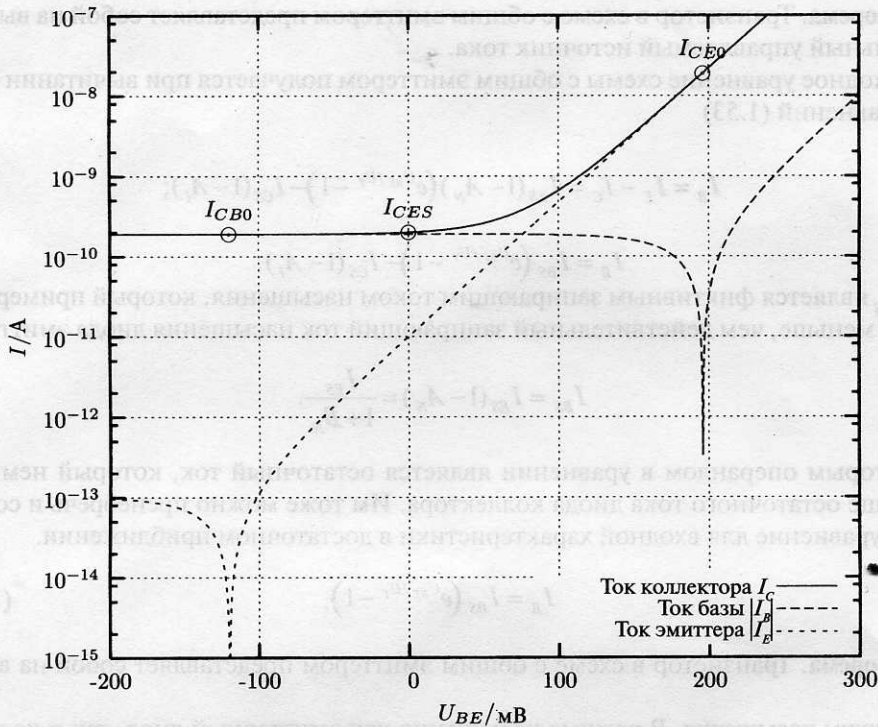


Рис. 1.68. Токи транзистора и остаточные токи коллектора

Остаточный ток коллектор-эмиттер при короткозамкнутой базе, т.е. при $U_{BE} = 0$ составляет $I_{CES} = I_{CS}$. Он лишь немного выше остаточного тока коллектор-база при открытом эмиттере.

Согласно уравнению (1.60) коллекторный ток при пренебрежении очень малым остаточным током I_{CE0} пропорционален току базы. Он не зависит в частности от напряжения коллектор-эмиттер U_{CE} .

Коэффициент усиления по току схемы с ОЭ составляет

$$B_N = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}. \quad (1.62)$$

Если пренебречь остаточным током I_{CE0} , то на внешних выводах можно измерить статический коэффициент усиления по току B , определяемый как отношение выходного тока I_C к входному току I_B .

$$B = \frac{I_C}{I_B} \approx B_N. \quad (1.63)$$

Так получено соотношение, которое описывает в первом приближении выходную характеристику схемы с ОЭ

$$I_C = B I_B. \quad (1.64)$$

Теорема. Транзистор в схеме с общим эмиттером представляет собой на выходе идеальный управляемый источник тока.

Входное уравнение схемы с общим эмиттером получается при вычитании обоих уравнений (1.53)

$$I_B = I_E - I_C = I_{ES}(1 - A_N)(e^{U_{BE}/U_T} - 1) - I_{CS}(1 - A_I);$$

$$I_B = I_{BS}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) - I_{CS}(1 - A_I).$$

I_{BS} является фиктивным запирающим током насыщения, который примерно в B раз меньше, чем действительный запирающий ток насыщения диода эмиттера:

$$I_{BS} = I_{ES}(1 - A_N) = \frac{I_{ES}}{1 + B_N}.$$

Вторым операндом в уравнении является остаточный ток, который немного меньше остаточного тока диода коллектора. Им тоже можно пренебречь и составить уравнение для входной характеристики в достаточном приближении.

$$I_B = I_{BS}(e^{U_{BE}/U_T} - 1). \quad (1.65)$$

Теорема. Транзистор в схеме с общим эмиттером представляет собой на входе диод.

Режим насыщения. В режиме насыщения как эмиттерный диод, так и коллекторный диод включены в прямом направлении $U_{BE} > 0$ и $U_{BC} > 0$.

Вид выходной характеристики определяется из уравнения Эберса—Молла. Для этого дополняют первое из уравнений (1.52) A_N и вычитают результат из второго уравнения. Вследствие этого выпадает зависимый от U_{BE} операнд, и совместно с $I_E = I_C + I_B$ и ранее принятыми сокращениями получается уравнение зависимости тока коллектора от напряжения база-коллектор.

$$I_C = B_N I_B + I_{CE0}(1 - e^{U_{BC}/U_T}). \quad (1.66)$$

Затем второе уравнение Эберса—Молла дополняется A_I и результат вычитается из первого уравнения. Вследствие этого выпадает зависимый от U_{BC} операнд и получается общее соотношение для напряжения база-эмиттер:

$$e^{U_{BE}/U_T} = \frac{I_B + I_C(1 - A_I)}{A_I I_{CB0} / A_N} + 1. \quad (1.67)$$

Если в (1.66) заменить напряжение база-коллектор соотношением $U_{BC} = -U_{CE} + U_{BE}$ и подставить напряжение база-эмиттер из (1.67), то получится выражение для коллекторного тока в зависимости от напряжения коллектор-эмиттер:

$$I_C = \frac{B_N I_B \left(1 - \frac{1}{A_I} e^{-U_{CE}/U_T} \right) + I_{CE0} (1 - e^{-U_{CE}/U_T})}{1 + B_N \frac{1 - A_I}{A_I} e^{-U_{CE}/U_T}}. \quad (1.68)$$

Это уравнение работает как для режима насыщения, так и для нормального активного режима. Область насыщения распространяется от напряжения коллектор-эмиттер при $I_C > 0$ до начала нормальной активной области. Граница между зоной насыщения и нормальной активной определяется состоянием диода коллектора. Если к диоду коллектора приложено прямое напряжение, то транзистор находится в режиме насыщения. Линия между двумя режимами работы называется границей насыщения, соответствующее напряжение коллектор — эмиттер соответственно напряжением насыщения U_{CEsat} . Уравнение границы насыщения может быть определено непосредственно из второго уравнения Эберса—Молла.

Граница насыщения:

$$I_C = A_N I_{ES} (e^{U_{CEsat}/U_T} - 1) \text{ при } U_{BC} = 0. \quad (1.69)$$

Она обозначена на рис. 1.69 пунктиром.

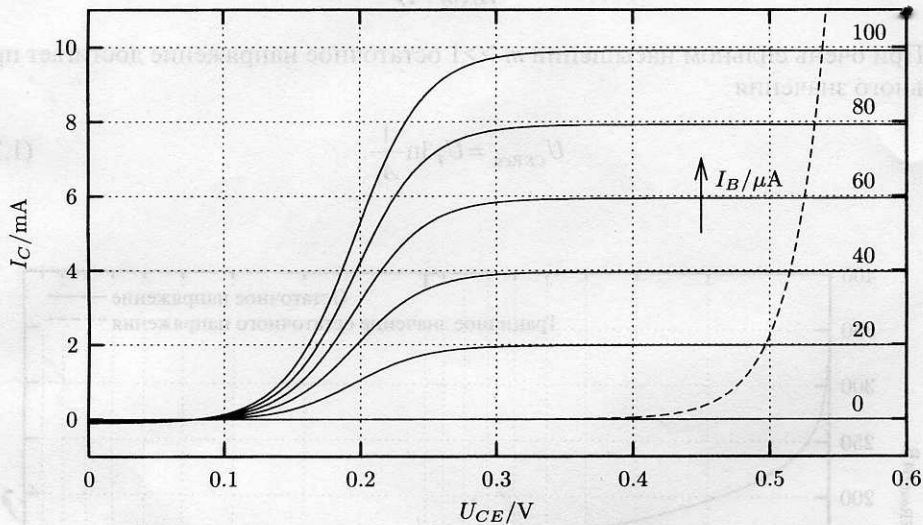


Рис. 1.69. Область насыщения npn-транзистора (схема ОЭ) ($U_T = 26$ мВ, $A_N = 0,99$, $A_I = 0,05$, $I_{CS} = 0,2$ нА)

На границе насыщения (и примерно также в активной области) имеет силу соотношение $I_C = B_N I_B$ ¹⁷. Если нужно глубже ввести транзистор в насыщение, то следует приложить к эмиттеру напряжение менее чем U_{CEsat} , должен протекать больший базовый ток, в соответствии с уравнением, и транзистор будет глубоко насыщен. В качестве меры насыщенности вводится коэффициент насыщения m :

$$m = \frac{B_N I_B}{I_C}. \quad (1.70)$$

¹⁷ В активном режиме ток коллектора немного больше $I_C = B_N I_B + I_{CE0}$.

До тех пор пока $m = 1$, транзистор находится в активной области, при $m > 1$ он входит в режим насыщения. Напряжение между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора называется остаточным напряжением $U_{CE\text{Rest}}$.

Чтобы определить зависимость остаточного напряжения от m , решается уравнение (1.68) относительно U_{CE} . После ряда преобразований получается

$$U_{CE} = U_T \ln \frac{I_C B_N \frac{1-A_I}{A_I} + \frac{B_N I_B}{A_I} + I_{CE_0}}{B_N I_B + I_{CE_0} - I_C}.$$

Остаточным током I_{CB_0} в области насыщения можно пренебречь, поскольку $I_{CE_0} \ll I_B$. Совместно с уравнением (1.70) получается

$$U_{CE\text{Rest}} = U_T \ln \frac{m + B_N(1-A_I)}{A_I(m-1)} \text{ при } m > 1. \quad (1.71)$$

При очень сильном насыщении $m \gg 1$ остаточное напряжение достигает предельного значения

$$U_{CE\text{Rest}} = U_T \ln \frac{1}{A_I}. \quad (1.72)$$

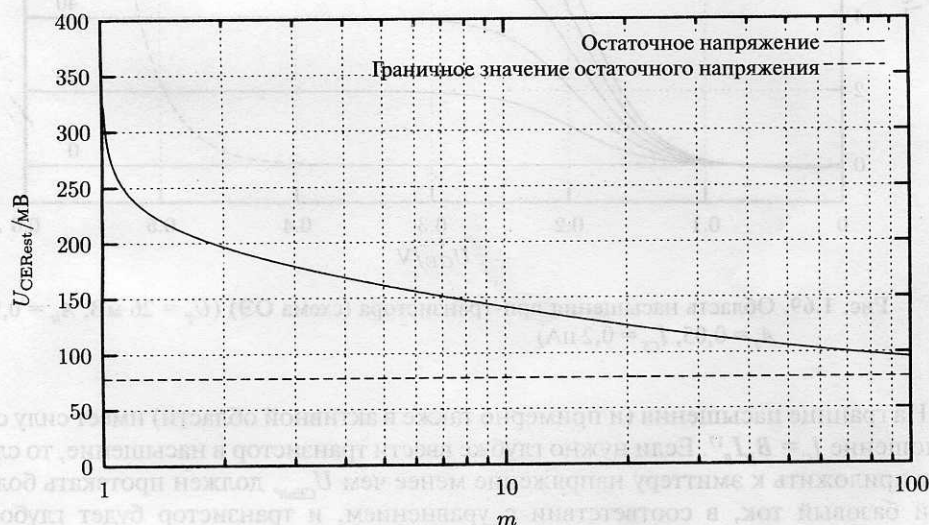


Рис. 1.70. Остаточное напряжение в функции коэффициента насыщения m
 $(U_T = 26 \text{ мВ}, A_N = 0,99, A_I = 0,05)$

Величина остаточного напряжения представляет особый интерес в том случае, когда транзистор работает в режиме электронного ключа.

1.4.2.2. Характеристики

Характеристики отображают нелинейный характер зависимости тока от напряжения. В зависимости от типа транзистора — *npn* или *pnp* — и применяемой схемы: с общим эмиттером, базой или коллектором — получают набор характеристик, которые позволяют получить представление о входных и выходных величинах транзистора.

Вход и выход транзистора связаны между собой. В прямом направлении это качество является положительным, так как вход управляет выходом, а вот в обратную сторону — это нежелательное качество. Результатом такой связи является зависимость характеристик транзистора от двух переменных. Так как характеристики двумерны, одна из переменных будет служить дополнительным изменяемым параметром.

При изображении характеристик мы ограничимся важным на практике транзистором *npn* в схеме с общим эмиттером. При этом задаются следующие зависимости:

Входная характеристика, параметр U_{CE}	$I_B = f(U_{BE}, U_{CE})$,
Токковая характеристика, параметр U_{CE}	$I_C = f(I_B, U_{CE})$,
Характеристика по напряжению, параметр U_{CE}	$I_C = f(U_{BE}, U_{CE})$,
Выходная характеристика, параметр I_B	$I_C = f(U_{CE}, I_B)$,
Выходная характеристика, параметр U_{BE}	$I_C = f(U_{CE}, U_{BE})$,
Характеристика обратной связи, параметр I_B	$U_{BE} = f(U_{CE}, I_B)$.

Для статичности характеристик следует исключить влияние внешних факторов, особенно следить за стабильностью температуры *pn*-перехода транзистора.

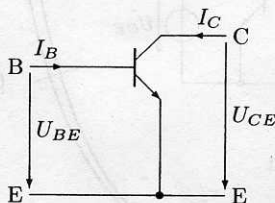


Рис. 1.71. Схема с ОЭ

Входная характеристика $I_B = f(U_{BE}, U_{CE})$. К *pn*-диоду база-эмиттер приложено прямое напряжение. Входные характеристики имеют экспоненциальную форму. Повышение напряжения коллектор-эмиттер, которое является в данном случае параметром, сдвигает характеристику в сторону более высоких напряжений U_{BE} . Особенно укажем на то, что (1.65) не воспроизводится по рис. 1.72, так как в этом уравнении отсутствует компонент U_{CE} , отвечающий за обратную связь.

Токковая характеристика $I_C = f(I_B, U_{CE})$. Ток коллектора I_C при постоянном напряжении коллектор-эмиттер пропорционален току базы в широком диапазоне. Пропорциональность нарушается только при очень больших токах базы, но этим эффектом можно пренебречь. С увеличением U_{CE} ток коллектора растет при постоянном базовом токе. Эта зависимость называется **EARLY-эффектом** (рис. 1.77). **EARLY-эффект** вызывает вращение характеристик с увеличением напряжения коллектор-эмиттер.

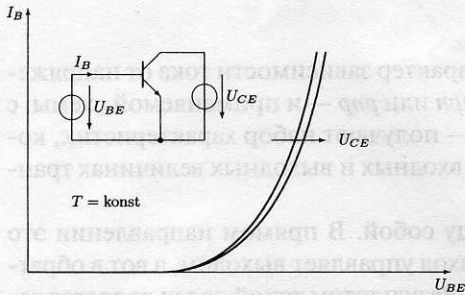


Рис. 1.72. Входная характеристика

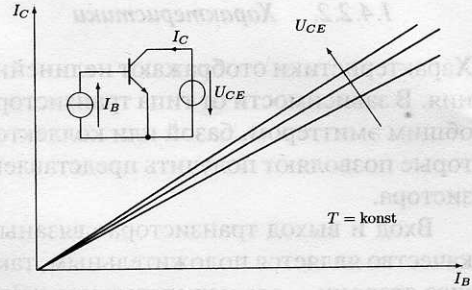


Рис. 1.73. Токовая характеристика

Характеристика по напряжению $I_C = f(U_{BE}, U_{CE})$. Так как ток коллектора I_C пропорционален току базы при постоянном напряжении между коллектором и эмиттером в широком диапазоне, эта характеристика имеет вид, аналогичный входной.

EARLY-эффект в данной характеристике вызывает увеличение тока коллектора при постоянном напряжении база-эмиттер с ростом напряжения коллектор-эмиттер.

Выходная характеристика $I_C = f(U_{CE}, I_B)$. Выходную характеристику можно разбить грубо на три области: насыщения, активную и отсечки.

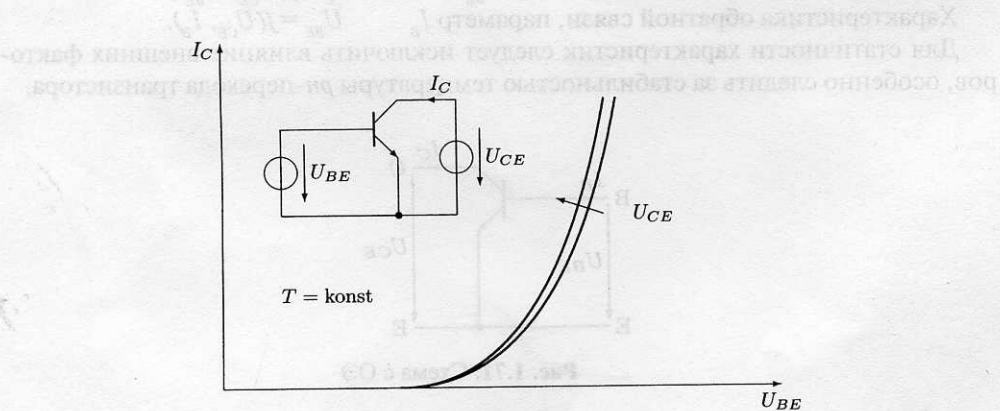


Рис. 1.74. Характеристика по напряжению

Область **насыщения** является областью, в которой диод коллектора переходит в проводящее состояние, т. е. $U_{BC} \geq 0$. Граничной областью между областью насыщения и активной является линия $U_{BC} = 0$ или $U_{CEsat} = U_{BE}$.

Активная область является областью, в которой ток коллектора почти пропорционален току базы. Если транзистор применяется как усилитель, то в этой области находится его рабочая точка.

Область **отсечки** — это область, в которой диод эмиттера заперт, т. е. $U_{BE} \leq 0$, транзистор неуправляем.

Граничной линией между областью отсечки и активной областью является кривая $U_{BE} = 0$ или соответственно $I_E = 0$.

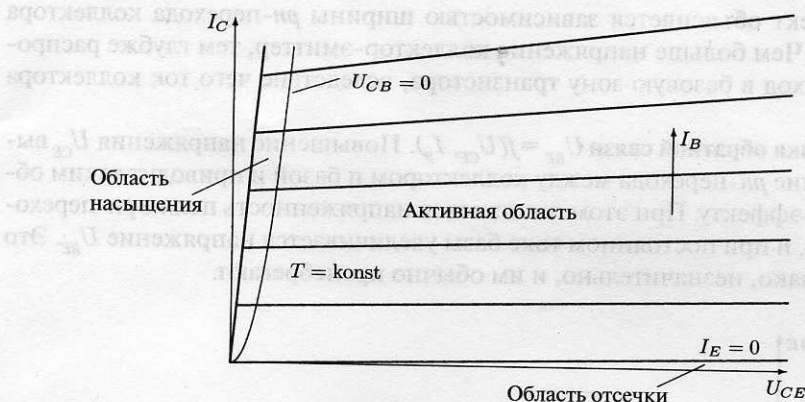


Рис. 1.75. Выходные характеристики для постоянного I_B

Выходная характеристика $I_C = f(U_{CE}, U_{BE})$. Поскольку $I_C \sim I_B \sim e^{U_{BE}/U_T}$, то характеристики при постоянном шаге изменения U_{BE} располагаются не на равном расстоянии друг от друга, расстояния увеличиваются экспоненциально.

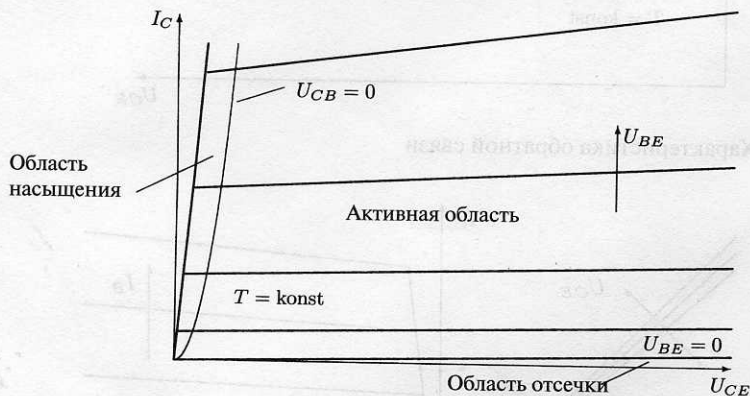


Рис. 1.76. Выходная характеристика при постоянном U_{BE}

EARLY-эффект [18]. Выходные характеристики согласно теории Эберса—Молла немного увеличиваются с увеличением напряжения коллектор-эмиттер, как если бы они сходились в условной точке на оси напряжения. Это значение напряжения называется напряжением EARLY U_A .

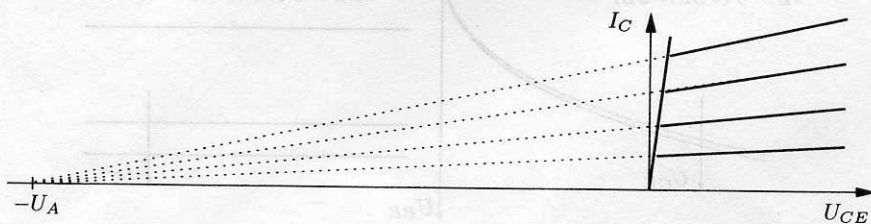


Рис. 1.77. Эффект Эрли (EARLY-эффект)

EARLY-эффект объясняется зависимостью ширины pn -перехода коллектора от напряжения. Чем больше напряжение коллектор-эмиттер, тем глубже распространяется переход в базовую зону транзистора, вследствие чего ток коллектора растет [3].

Характеристика обратной связи $U_{BE} = f(U_{CE}, I_B)$. Повышение напряжения U_{CE} вызывает увеличение pn -перехода между коллектором и базой и приводит таким образом к EARLY-эффекту. При этом понижается напряженность поля в pn -переходе база-эмиттер, и при постоянном токе базы увеличивается напряжение U_{BE} . Это увеличение, однако, незначительно, и им обычно пренебрегают.

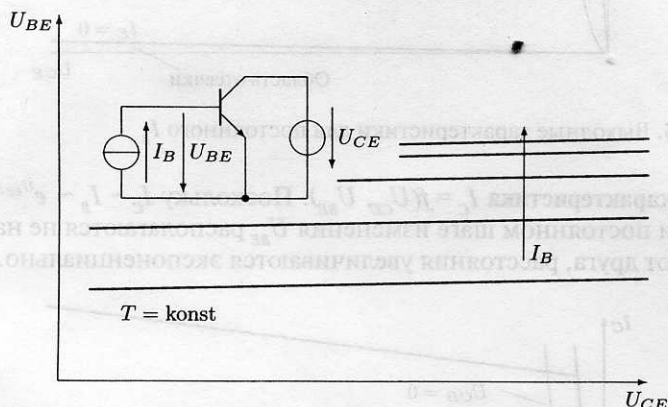


Рис. 1.78. Характеристика обратной связи

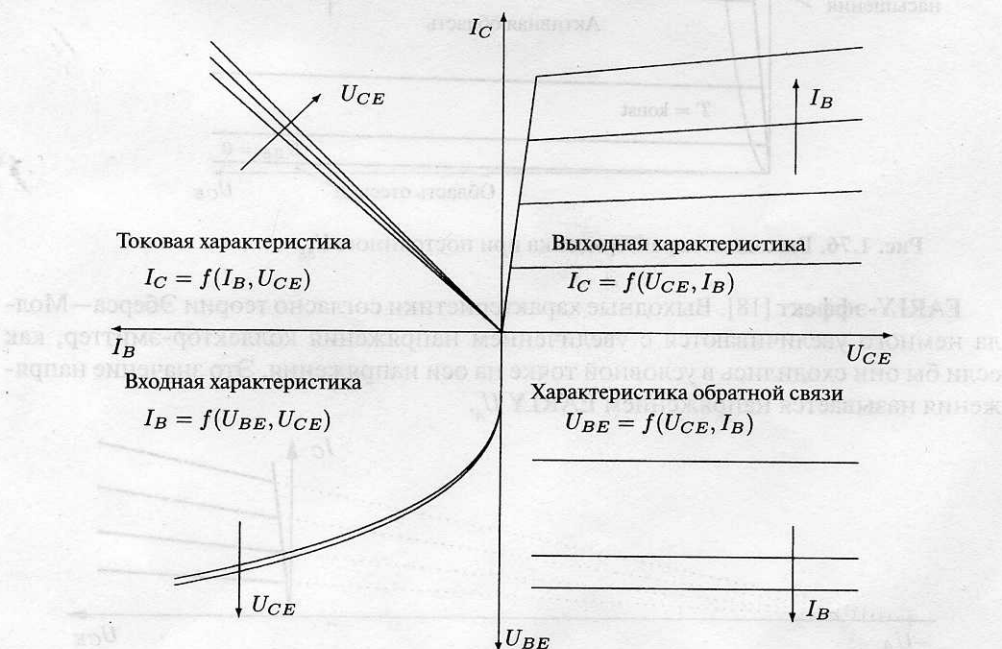


Рис. 1.79. Четырехквadrантные характеристики

Четырехквadrантные характеристики. Связь между отдельными характеристиками хорошо прослеживается при их построении в четырехквadrантной области. При этом выходные характеристики как самые важные помещают в первый квадрант, а входные — в третий. В качестве параметра в выходных характеристиках используется ток базы.

Во втором и четвертом квадрантах уже выбранные оси однозначно определяют остальные характеристики.

Четырехквadrантные характеристики в частности удобны при определении рабочей точки транзисторов (см. раздел 1.4.3).

1.4.2.3. Схемы замещения

Представленная в разделе 1.4.2.1 схема замещения Эберса—Молла слишком сложна для ручного анализа. Поэтому вводятся несколько упрощений, которые позволяют упростить расчет и анализ схемы. Пренебрежение R_b , I_{CB0} и I_{CE0} ускоряет расчет и не приводит к грубой ошибке, так как значения остаточных токов много меньше рабочих токов транзистора. А сопротивление R_b можно потом добавить в случае больших токов коллектора.

Существенное облегчение при анализе схемы достигается вследствие разделения работы транзистора по различным областям. Уравнения транзистора в этих областях определяют соответствующую схему замещения.

В дальнейшем мы ограничимся активной областью и областью насыщения *при*-транзистора в схеме с ОЭ. Схемы замещения для других режимов работы и других схем подключения транзистора, ОБ и ОК, можно легко определить самостоятельно из схемы с ОЭ.

Нормальная активная область. Очень простую, однако, достаточно точную схему замещения, описывающую входные и выходные характеристики транзистора, можно составить на базе уравнений (1.65) и (1.64)

$$I_B = I_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) \text{ и } I_C = \beta I_B.$$

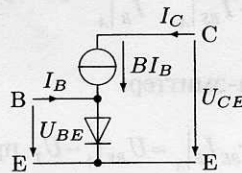


Рис. 1.80. Простая эквивалентная схема замещения в режиме большого сигнала

Чтобы нагляднее показать разделение входного и выходного контуров, которые описываются обоими уравнениями, выделим базовый узел. В результате получаем рис. 1.81, в котором дополнительно приведены эквивалентное описание транзистора, его уравнения и характеристики.

Нормальная активная область	Вход	Выход
Схема замещения		
Уравнения	$I_B = I_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1)$	$I_C = \beta I_B$
Характеристики		

Рис. 1.81. Нелинейная схема замещения и характеристики *pnp*-транзистора в режиме большого сигнала в схеме ОЭ при $U_{CE} \geq U_{CEsat}$

Моделирование транзистора по рис. 1.81 имеет во многих случаях недостаток: входное уравнение нелинейно, и поэтому расчет и анализ схемы затруднен. Следовательно, целесообразно заменить диод линейной схемой замещения, например, согласно рис. 1.30, причем от диодного выключателя придется отказаться, так как в нормальной активной области диод эмиттера всегда проводит.

Элементы этой схемы замещения получаются непосредственно из уравнения входной характеристики.

Дифференциальное сопротивление база-эмиттер:

$$r_{BE} = \frac{U_T}{I_B + I_{BS}} \bigg|_A \approx \frac{U_T}{I_B} \bigg|_A \quad \text{при } I_B|_A \gg I_{BS}. \quad (1.73)$$

Пороговое напряжение база-эмиттер:

$$U_{BE0} = U_{BE}|_A - r_{BE} I_B|_A \approx U_{BE}|_A - U_T \quad \text{при } I_B|_A \gg I_{BS}. \quad (1.74)$$

Следует помнить, что эта линеаризация имеет место только для ограниченной зоны характеристик. Возникает вопрос, каковы значения для базового тока и напряжения база-эмиттер, ведь рабочая точка транзистора неизвестна. Ответ таков: либо задаются рабочей точкой при учете рассмотренных в разделе 1.4.3 критериев и определяют таким образом оба параметра, либо подставляют их типовые значения. При таких приближениях следует учитывать вероятность получения неверного результата расчета.

Нормальная активная область	Вход	Выход
Схема замещения		
Уравнения	$I_B = \frac{U_{BE} - U_{BE0}}{r_{BE}}$	$I_C = \beta I_B$
Характеристики		

Рис. 1.82. Линеаризованная схема замещения и характеристики *npn*-транзистора в режиме большого сигнала при $U_{BE} \geq U_{BE0}$, $U_{CE} \geq U_{CEsat}$

При обсуждении характеристик транзистора уже отмечалось, что выходные характеристики идут не горизонтально, а слегка вверх (EARLY-эффект). Зависимость тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер для постоянного тока базы будет описываться прямой линией.

$$I_C = \beta I_B + \frac{\beta I_B}{U_A} U_{CE}. \quad (1.75)$$

В схеме замещения зависимость тока коллектора от напряжения отображена в виде сопротивления, подключенного параллельно управляемому источнику тока. Согласно рис. 1.83

$$g_{CE} = \frac{1}{r_{CE}} = \frac{\beta I_B}{U_A}. \quad (1.76)$$

Наклон выходной характеристики изменяется с изменением тока базы, таким образом, значение дифференциального выходного сопротивления является величиной, зависящей от рабочей точки. Если нужно установить числовое значение

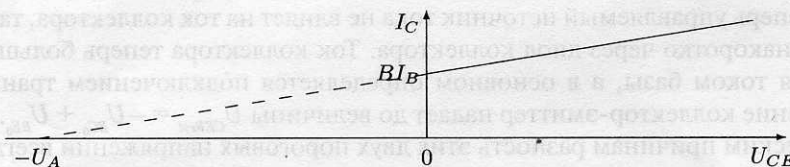


Рис. 1.83. Вспомогательное построение для определения r_{CE} при постоянном I_B

этого сопротивления, то сталкиваются с теми же трудностями, что и при определении дифференциального входного сопротивления и порогового напряжения. Дополнительной трудностью является независимость напряжения U_A от производителя транзисторов. Так что этот параметр можно оценивать только приблизительно.

Нормальная активная область	Вход	Выход
Схема замещения		
Уравнения	$I_B = \frac{U_{BE} - U_{BE0}}{r_{BE}}$	$I_C = BI_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)$
Характеристики		

Рис. 1.84. Линеаризованная схема замещения и характеристики *npn*-транзистора в режиме большого сигнала при учете EARLY-эффекта и при $U_{BE} \geq U_{BE0}$, $U_{CE} \geq U_{CEsat}$

Область насыщения. В области насыщения как эмиттерный диод, так и коллекторный диод открыты. Вследствие этого напряжение коллектор-эмиттер меньше напряжения база-эмиттер. В таком случае напряжение коллектор-эмиттер характеризуют как остаточное напряжение U_{CERest} .

На схемах замещения рис. 1.85 различают два случая:

1. Слабая насыщенность.

Прямое напряжение диода коллектора U_{BC} меньше порогового напряжения $U_{BC0} < U_{BC0}$. В этом случае нужно пренебречь прямым током диода коллектора, транзистор ведет себя практически еще также как и в активной области.

$$I_C = BI_B, \text{ но } U_{CE} = U_{CERest} \leq U_{CEsat}$$

2. Сильная насыщенность.

Прямое напряжение диода коллектора достигло порогового напряжения $U_{BC} = U_{BC0}$. Теперь управляемый источник тока не влияет на ток коллектора, так как он замкнут накоротко через диод коллектора. Ток коллектора теперь больше не управляется током базы, а в основном определяется подключением транзистора. Напряжение коллектор-эмиттер падает до величины $U_{CERest} = -U_{BC0} + U_{BE0}$. По технологическим причинам разность этих двух пороговых напряжений всегда положительна, она варьируется при работе транзистора в среднем диапазоне мощностей от десяти до сотен милливольт (см. рис. 1.70).

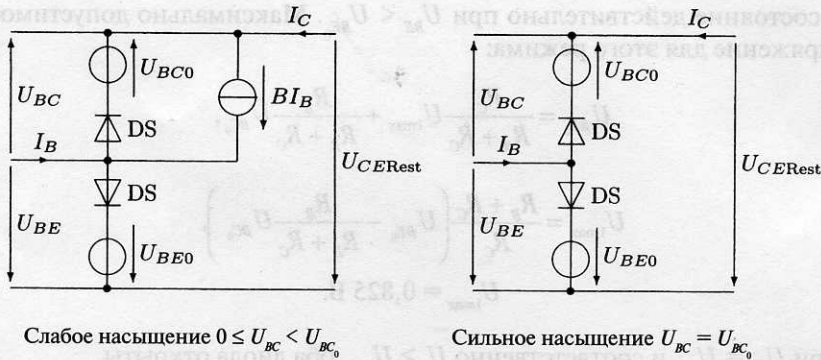
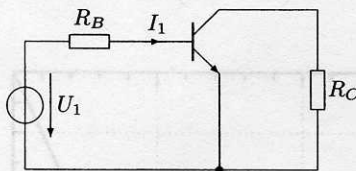


Рис. 1.85. Линеаризованные схемы замещения *npn*-транзистора в области насыщения при $U_{BE} \geq 0$, $U_{CE} = U_{CERest} \leq U_{CEsat}$ (*DS* — диодный ключ)

Пример 1.4.2

Рассчитайте для данной схемы с использованием схемы рис. 1.85 входную характеристику $I_1 = f(U_1)$ в диапазоне $0 \leq U_1 \leq 1$ В.



Транзистор	$U_{BE0} = 0,8$ В
	$U_{BC0} = 0,7$ В
Обвязка	$R_B = 200$ Ом
	$R_C = 800$ Ом

Рис. 1.86. Транзисторная схема

Решение:

Так как для положительных входных напряжений как $U_{BE} > 0$, так и $U_{BC} > 0$, то транзистор всегда насыщен.

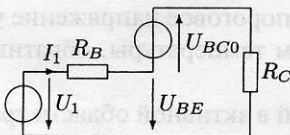
Анализ схемы должен быть произведен по отдельным областям, так как характеристики транзистора линейны в пределах определенных областей.

1. До тех пор, пока $U_1 < U_{BC0}$, оба диода заперты

$$I_1 = 0 \text{ при } U_1 < 0,7 \text{ В.}$$

2. Если входное напряжение достигает порогового напряжения диода коллектора, этот диод начинает проводить. Диод эмиттера все еще заперт. Согласно модели (см. рис. 1.85), это состояние сильной насыщенности. Поэтому действует следующая схема замещения:

Ток I_1 растет линейно пропорционально U_1



$$I_1 = \frac{U_1 - U_{BC0}}{R_B + R_C},$$

Рис. 1.87. $U_{BE} \leq U_{BE0}$

$$\frac{I_1}{\text{мА}} = \frac{U_1}{\text{В}} - 0,7, \text{ где } 0,7 \text{ В} \leq U_1 \leq 0,825 \text{ В.}$$

Это состояние действительно при $U_{BE} < U_{BE0}$. Максимально допустимое входное напряжение для этого режима:

$$U_{BE0} = \frac{R_C}{R_B + R_C} U_{1\max} + \frac{R_B}{R_B + R_C} U_{BC0},$$

$$U_{1\max} = \frac{R_B + R_C}{R_C} \left(U_{BE0} - \frac{R_B}{R_B + R_C} U_{BC0} \right),$$

$$U_{1\max} = 0,825 \text{ В.}$$

3. При $U_{BE} = U_{BE0}$ и соответственно $U_1 \geq U_{1\max}$ оба диода открыты.

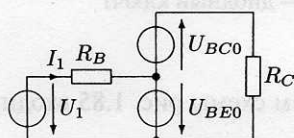


Рис. 1.88. $U_{BE} = U_{BE0}$

$$I_1 = \frac{U_1 - U_{BC0}}{R_B},$$

$$\frac{I_1}{\text{мА}} = 5 \left(\frac{U_1}{\text{В}} - 0,8 \right) \text{ при } U_1 \geq 0,825 \text{ В.}$$

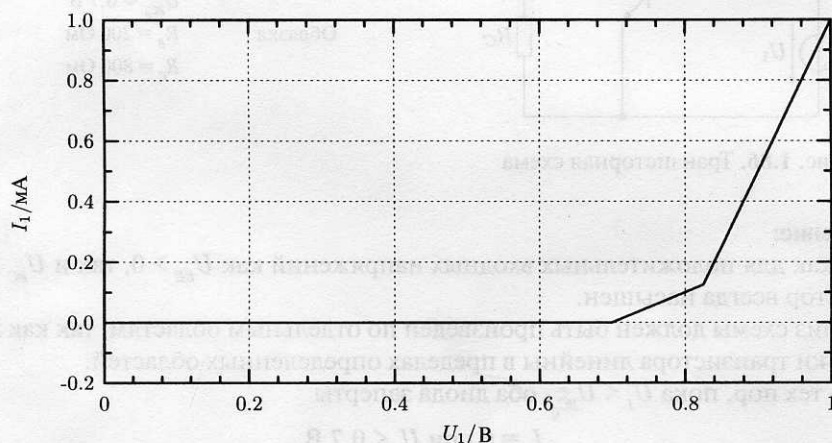


Рис. 1.89. Входная характеристика схемы рис. 1.86

1.4.2.4. Температурные характеристики

Температурные характеристики биполярного транзистора похожи на температурные характеристики диода (раздел 1.2.1.1). У диода пороговое напряжение уменьшается примерно пропорционально с повышением температуры, обратный ток увеличивается экспоненциально.

Если эти соображения перенести на работающий в активной области транзистор, у которого диод база-эмиттер открыт, а диод база-коллектор заперт, то характеристики транзистора описываются следующими уравнениями:

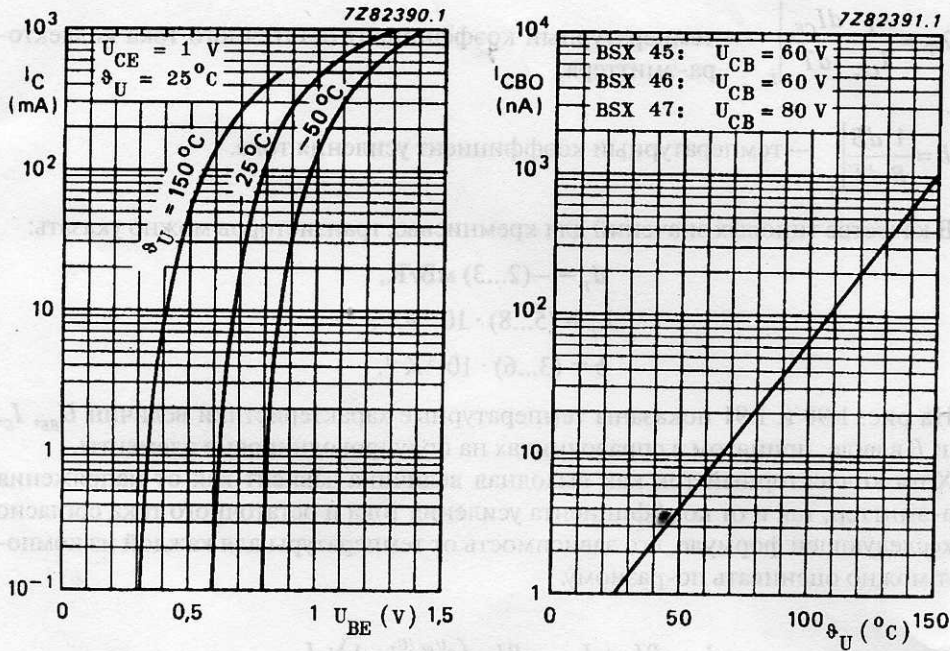


Рис. 1.90. Зависимость характеристики по напряжению $I_C = f(U_{BE})$ и остаточного тока I_{CBO} от температуры окружающей среды θ_U

Напряжение база-эмиттер

$$U_{BE}(T) = U_{BE}(T_0) + d_T(T - T_0). \quad (1.77)$$

Напряжение база-эмиттер изменяется при постоянном базовом токе пропорционально температуре.

Остаточные токи коллектор-эмиттер, коллектор-база

$$I_{CEO}(T) = I_{CEO}(T_0)e^{\lambda_T(T-T_0)}, \quad (1.78)$$

$$I_{CBO}(T) = I_{CBO}(T_0)e^{\lambda_T(T-T_0)}. \quad (1.79)$$

Дополнительно выявляется зависимость усиления по постоянному току B от температуры:

Усиление по постоянному току

$$B(T) = B(T_0)e^{b(T-T_0)}. \quad (1.80)$$

В этом уравнении

T_0 — номинальная температура,

$d_T = \left. \frac{dU_{BE}}{dT} \right|_{T_0}$ — прирост температуры,

$$\lambda_T = \frac{1}{I_{CE0}} \left. \frac{dI_{CE0}}{dT} \right|_{T_0} \quad \text{— температурный коэффициент остаточного тока коллектора-эмиттера,}$$

$$b = \frac{1}{B} \left. \frac{dB}{dT} \right|_{T_0} \quad \text{— температурный коэффициент усиления тока.}$$

В качестве типовых значений для кремниевых транзисторов можно указать:

$$d_T = -(2...3) \text{ мВ/К,}$$

$$\lambda_T = (5...8) \cdot 10^{-2} \text{ К}^{-1},$$

$$b = (3...6) \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}.$$

На рис. 1.90 и 1.91 показаны температурные характеристики величин U_{BE} , I_C , I_{CB0} и B в виде, принятом в справочниках на полупроводниковые элементы.

Хотя коллекторный ток как выходная величина зависит как от напряжения база-эмиттер, так и от коэффициента усиления тока и остаточного тока согласно нижеследующей формуле, его зависимость от температуры для каждой из компонент можно оценивать по-разному.

$$I_C = BI_B + I_{CE0} = BI_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) + I_{CE0}.$$

Для номинальных коллекторных токов остаточный ток на несколько порядков меньше коллекторного. Поэтому изменением остаточного тока можно пренебречь. Напротив, ток коллектора сильно зависит от температурных изменений на-

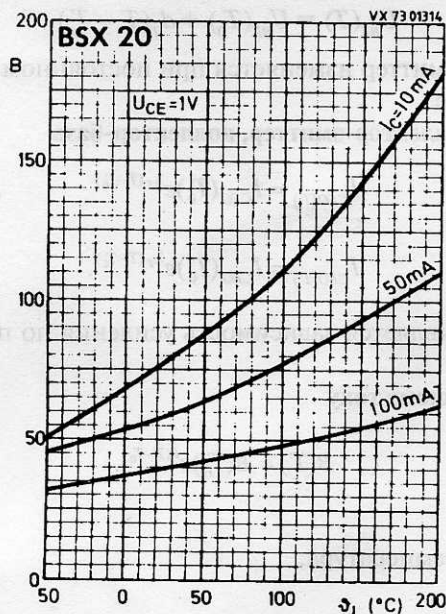


Рис. 1.91. Усиление по току B в виде функции от температуры pn -перехода θ_j

пряжения база-эмиттер и коэффициента усиления по току, вследствие чего характеристики транзистора, как правило, ухудшаются. Эти влияния пытаются уменьшить схемотехническими приемами, используя различные схемы стабилизации.

1.4.3. Рабочая точка

Надежное функционирование схемы зависит в большей степени от рабочих точек и мероприятий по установке транзисторов.

При установке рабочей точки нужно, прежде всего, обращать внимание на соблюдение граничных значений транзистора. Иначе транзистор будет вести себя непредсказуемо или выйдет из строя. Оптимальная рабочая точка устанавливается в пределах допустимых значений согласно заявленным условиям.

1.4.3.1. Основные положения

Следующие рассуждения приведены для *n-p-n*-транзистора. Для *p-n-p*-транзистора следует поменять знак напряжений и токов.

Допустимая область для рабочей точки ограничивается в области выходных характеристик (рис. 1.92) следующими линиями:

- Справа наверху: гипербола потерь P_{Vmax}

$$P_{Vmax} = (I_C U_{CE} + I_B U_{BE})_{max} \approx (I_C U_{CE})_{max}. \quad (1.81)$$

Рассеиваемая мощность P_V — это подводимая к транзистору средняя электрическая мощность. В установившемся режиме она полностью превращается в тепло. При этом нагревается в основном запертый диод коллектор-база, он и отводит практически все тепло. Подведенная мощность пропорциональна разности повышения температуры перехода T_j и температуры корпуса транзистора T_c через теп-

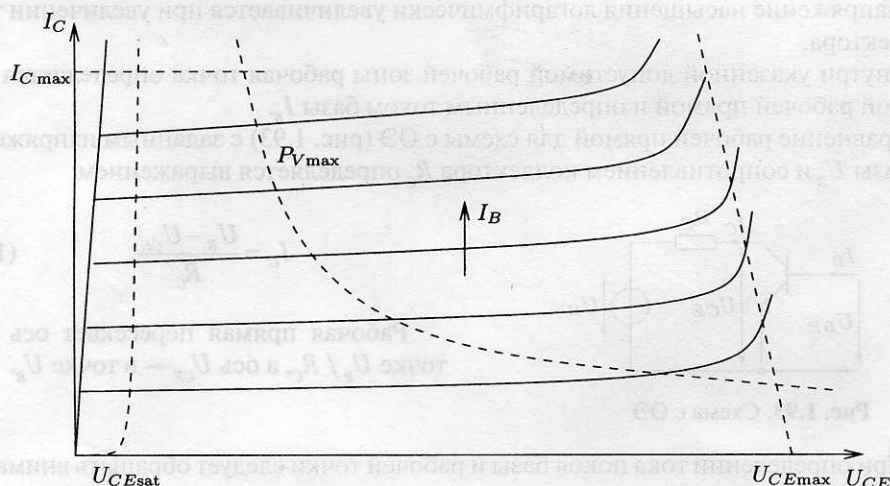


Рис. 1.92. Допустимая рабочая область выходных характеристик

лопроводность транзистора G_{th} в качестве пропорционального звена, что отражается в тепловом уравнении:

$$P_V = G_{th}(T_j - T_G). \quad (1.82)$$

Максимальное значение температуры перехода, указанное производителем для гарантированной работы транзистора, ограничивает максимальную мощность, подведенную к транзистору:

- Справа максимально допустимым напряжением коллектор-эмиттер U_{CEmax} .

При достижении напряжения U_{CEmax} коллекторный ток I_C быстро увеличивается, что приводит к так называемому зенеровскому пробое коллекторного диода. Напряжение пробоя имеет максимальное значение при $I_E = 0$ или $U_{BE} = 0$ и уменьшается с ростом тока базы. Напряжения пробоя, измеренные при различных граничных условиях, соответствуют уравнению:

$$U_{CES} < U_{CEO} < U_{CER}, \quad (1.83)$$

где

$$U_{CES} = U_{CE}|_{U_{BE}=0}; \quad U_{CEO} = U_{CE}|_{I_B=0}; \quad U_{CER} = U_{CE}|_{I_B>0}. \quad (1.84)$$

- Снизу током коллектора $I_C = 0$.
- Сверху максимально допустимым током коллектора I_{Cmax} .

При превышении током коллектора значения I_{Cmax} транзистор не выходит из строя, однако производитель не гарантирует работу транзистора согласно его заявленным характеристикам.

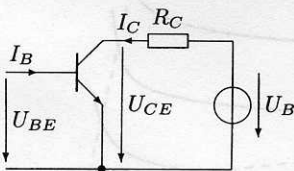
- Слева напряжением насыщения транзистора U_{CEsat} . Напряжением насыщения транзистора называется такое напряжение коллектор-эмиттер, при котором напряжение на коллекторном диоде равно нулю.

$$U_{CEsat} = U_{CE}|_{U_{BC}=0} \equiv U_{BE}.$$

Напряжение насыщения логарифмически увеличивается при увеличении тока коллектора.

Внутри указанной допустимой рабочей зоны рабочая точка определяется выходной рабочей прямой и определенным током базы I_B .

Уравнение рабочей прямой для схемы с ОЭ (рис. 1.93) с заданным напряжением базы U_B и сопротивлением коллектора R_C определяется выражением:



$$I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R_C}. \quad (1.85)$$

Рабочая прямая пересекает ось I_C в точке U_B / R_C , а ось U_{CE} — в точке U_B .

Рис. 1.93. Схема с ОЭ

При определении тока покоя базы и рабочей точки следует обращать внимание на следующие моменты:

- Выходной сигнал должен содержать как можно меньше искажений.

- Диапазон управления должен быть как можно больше, особенно это имеет значение для усилителей и схем драйверов.
- Мощность потерь должна быть минимальной.
- Усилитель должен производить небольшой шум, особенно при работе с малыми сигналами.
- Усиление должно быть максимально возможным.

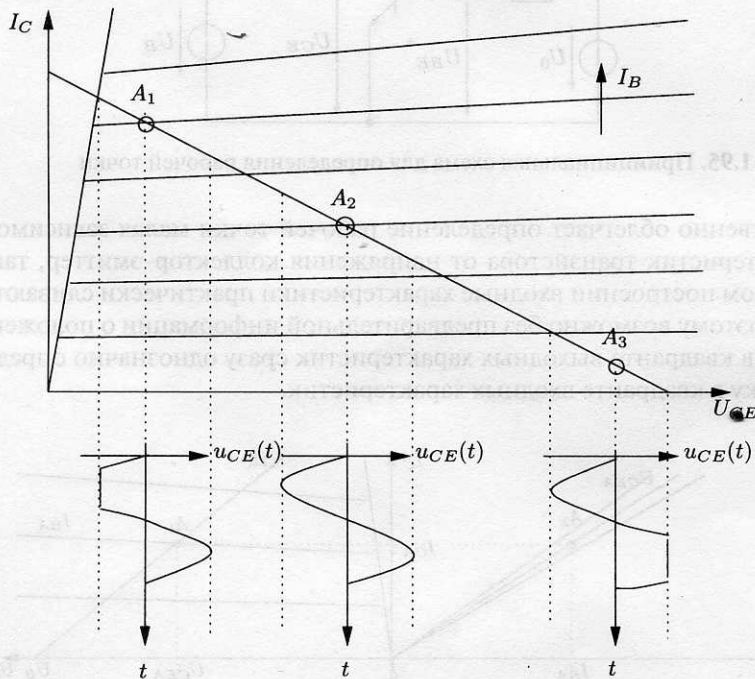


Рис. 1.94. Изменение напряжения коллектор-эмиттер $u_{CE}(t)$ при различных токах покоя базы и синусоидальном изменении тока базы

Требование о незначительных искажениях запрещает выбор рабочей точки слишком близко к границам зоны управления (точки A_1 и A_3 на рис. 1.94), так как в этом случае сильно ограничивается выходной сигнал.

Для максимальной управляемости транзистора следует выбирать рабочую точку примерно в середине напряжения питания, около точки A_2 .

Из требования малых мощностей потерь и шумов вытекает необходимость малого тока базы и малого коллекторного тока, следовательно, рабочая точка должна располагаться в области точки A_3 .

Исследования нелинейных искажений в зависимости от расположения рабочей точки показали, что малый ток базы дает лучшие результаты, чем большой. Поэтому рабочую точку стараются выбрать на нижней половине выходной ВАХ транзистора, чтобы среднее напряжение коллектор-эмиттер было больше или равно половине напряжения питания.

1.4.3.2. Схемотехнические решения для выбора рабочей точки

Для работы транзистора нужны два источника постоянного напряжения — один на входе и один на выходе. Совместная работа этих источников определяет положение рабочей точки транзистора.

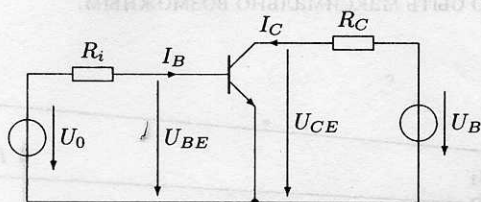


Рис. 1.95. Принципиальная схема для определения рабочей точки

Существенно облегчает определение рабочей точки малая зависимость входных характеристик транзистора от напряжения коллектор-эмиттер, так что при графическом построении входные характеристики практически сливаются в одну линию. Поэтому возможно без предварительной информации о положении рабочей точки в квадранте выходных характеристик сразу однозначно определить рабочую точку в квадранте входных характеристик.

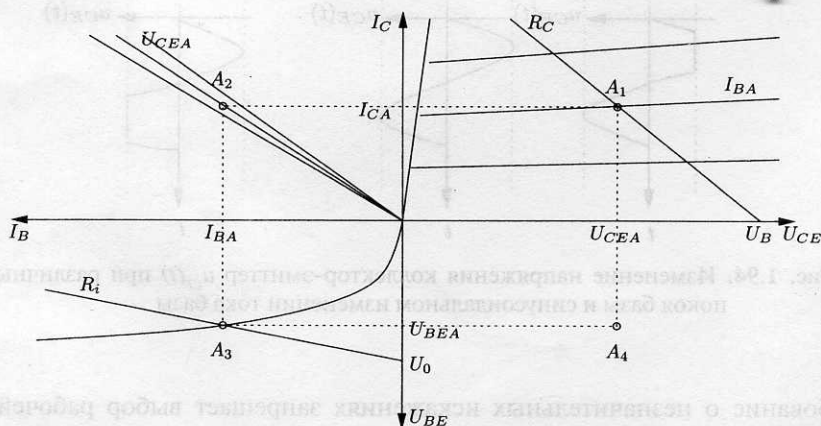


Рис. 1.96. Определение рабочей точки в четырехквадрантной плоскости

Входная рабочая точка A_3 определяется как точка пересечения характеристики генератора напряжения U_0 с внутренним сопротивлением R_i и входной характеристики транзистора:

характеристика генератора
$$I_B = \frac{U_0 - U_{BE}}{R_i};$$

входная характеристика
$$I_B = f(U_{BE}). \quad (1.86)$$

В рабочей точке A_3 определяются напряжение и ток рабочей точки U_{BEA} и I_{BA} .

Выходная рабочая точка A_1 определяется как точка пересечения характеристики генератора напряжения U_B с внутренним сопротивлением R_C и выходной характеристики транзистора с током базы I_{BA} в качестве параметра:

$$\text{характеристика генератора} \quad I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R_C};$$

$$\text{входная характеристика} \quad I_C = g(U_{CE}, I_B), \text{ где } I_B = I_{BA}. \quad (1.87)$$

В рабочей точке A_1 определяются напряжение и ток рабочей точки U_{CEA} и I_{CA} .

Рабочая точка A_2 находится на характеристике с параметром напряжения рабочей точки U_{CEA} .

Для полноты представления на графики нанесена и рабочая точка A_4 , но она не представляет практического интереса.

Пример 1.4.3

Известны четырехквadrантные характеристики транзистора согласно рис. 1.97. Транзистор включен по схеме с ОЭ, к его входу и выходу подключено по генератору согласно рис. 1.95.

Выходная рабочая точка транзистора должна иметь напряжение $U_{CEA} = 10$ В, $I_{CA} = 20$ мА.

1. Требуется определить рабочие точки в первом и третьем квадранте.
2. Какой номинал должно иметь сопротивление коллектора R_C , если напряжение питания U_B равно 20 В.
3. Какой номинал должно иметь внутреннее сопротивление R_p , если входное напряжение U_0 равно 1 В.
4. Требуется определить коэффициент усиления по току B в рабочей точке.

Решение:

- Графическое построение рабочей точки.

Заданная рабочая точка обозначена в квадранте выходных характеристик как A_1 (10 В, 20 мА). Двигаясь от этой точки налево по линии $I_C = I_{CA}$, можно перейти в четвертый токовый квадрант. В нем определяется точка пересечения с соответствующей линией управления. Это линия с параметром $U_{CE} = U_{CEA} = 10$ В. Так определяется рабочая точка A_2 с координатами 100 мкА, 20 мА. Ток базы в рабочей точке равен $I_{BA} = 100$ мкА¹⁸. При перемещении вертикально вниз до пересечения с входной характеристикой определяется рабочая точка A_3 с параметрами 100 мкА, 0,72 В, т. е. напряжение база-эмиттер в рабочей точке составляет $U_{BEA} = 0,72$ В.

- Графическое определение сопротивления коллектора.

Выходная генераторная характеристика должна проходить через рабочую точку A_1 и через точку, например, $(U_B, 0)$ (на рис. 1.97 в первом квадранте штрихпунктирная линия). Крутизна генераторной характеристики $(-1/R_C)$. Из получившегося треугольника получается:

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}} = \frac{(20 - 10) \text{ В}}{20 \text{ мА}} = 500 \text{ Ом}.$$

¹⁸ Эту величину можно было бы определить и из зоны выходных характеристик, методом интерполяции параметров двух выходных характеристик.

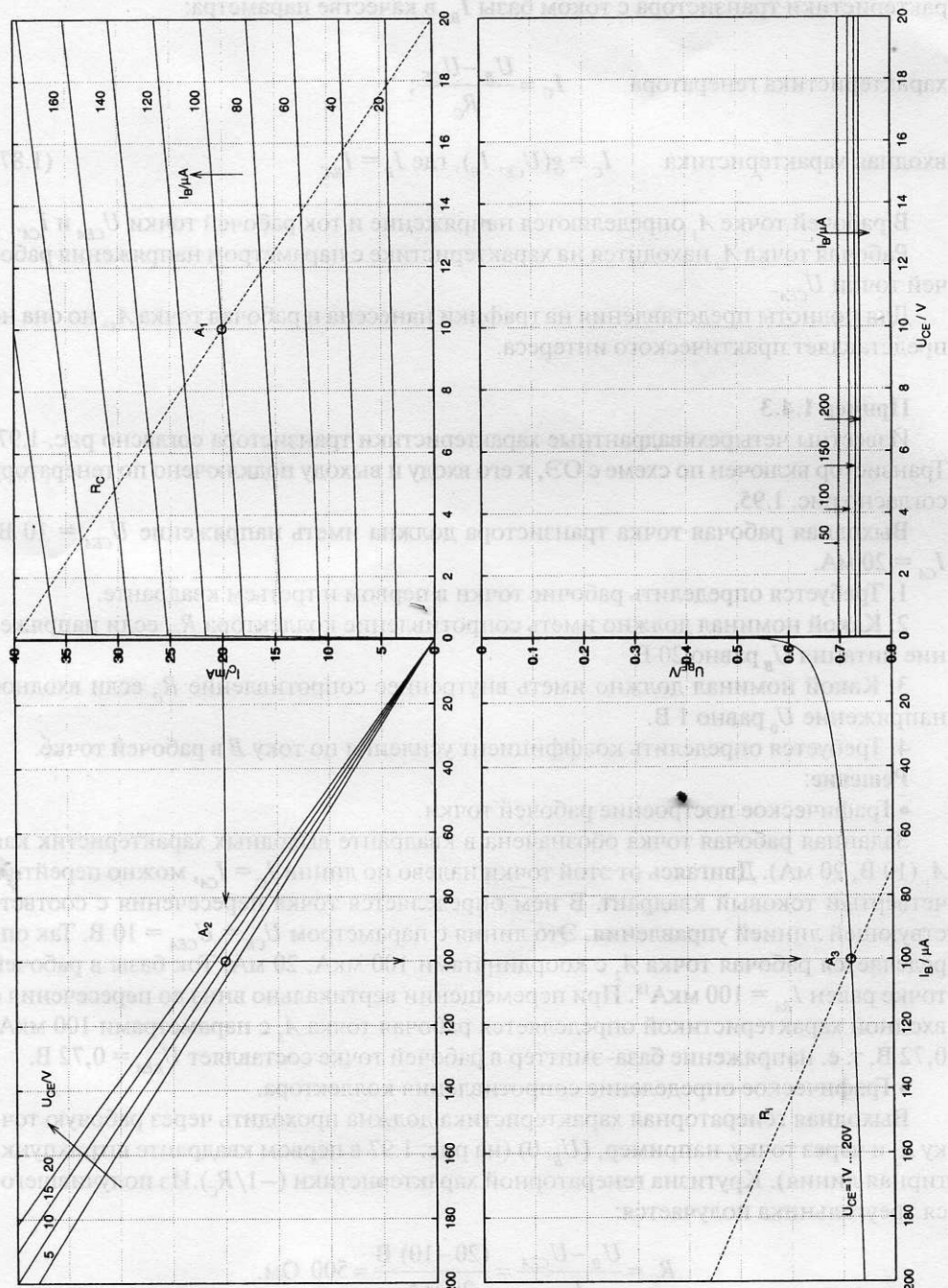


Рис. 1.97. Построение рабочей точки согласно примеру 1.4.3

- Определение коллекторного сопротивления расчетным путем.

По схеме рис. 1.95 напряжение на коллекторном сопротивлении равно $U_B - U_{CE}$, ток через коллектор обозначается I_C . Следовательно, коллекторное сопротивление в заданной рабочей точке определяется по формуле:

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} \Big|_A = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}} = \frac{(20 - 10) \text{ В}}{20 \text{ мА}} = 500 \text{ Ом}.$$

- Определение сопротивления R_i графически.

Входная генераторная характеристика должна проходить через рабочую точку A_3 и через точку, например, $(0, U_0)$. Ее наклон равен $(-1/R_i)$. Так как напряжение холостого хода не может быть изображено в выбранном масштабе, то линия генератора также не может быть построена. Следовательно, чисто графическое решение задачи невозможно.

- Определение сопротивления R_i расчетным путем.

По схеме рис. 1.95 напряжение на внутреннем сопротивлении равно $U_0 - U_{BE}$, ток через него обозначается I_B . Следовательно, сопротивление в заданной рабочей точке определяется по формуле:

$$R_i = \frac{U_0 - U_{BE}}{I_B} \Big|_A = \frac{U_0 - U_{BEA}}{I_{BA}} = \frac{(1 - 0,72) \text{ В}}{100 \text{ мкА}} = 2,8 \text{ кОм}.$$

Теперь можно построить линию генератора в квадранте входных характеристик.

Первой точкой прямой будет как и раньше рабочая точка A_3 , второй, например, точка для $I_B = 200 \text{ мкА}$, которая определяется из уравнения генератора:

$$U_{BE} = U_0 - R_i I_B, \text{ то есть } U_{BE} \Big|_{I_B = 200 \text{ мкА}} = 1 \text{ В} - 2,8 \text{ кОм} \cdot 200 \text{ мкА} = 0,44 \text{ В}.$$

Генераторная характеристика изображена штрихпунктирной линией на рис. 1.97, в 3-м квадранте.

- Коэффициент усиления по току в рабочей точке.

Усиление по току в рабочей точке определяется как соотношение рабочего тока коллектора к рабочему току базы, т. е.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \Big|_A = \frac{I_{CA}}{I_{BA}} = \frac{20 \text{ мА}}{100 \text{ мкА}} = 200.$$

Усиление по току может быть определено непосредственно по точке A_2 на рис. 1.97, 2-й квадрант.

Установка рабочей точки с помощью двух независимых источников постоянного напряжения трудоемко и поэтому редко применяется на практике. Так как оба источника имеют одинаковую полярность, входное напряжение можно получить из выходного. Для этого существуют два способа. Можно подать напряжение питания U_B через сопротивление на базу или понизить его с помощью делителя напряжения и подключить пониженное напряжение на базу.

Установка рабочей точки посредством сопротивления в цепи базы R_i

Нужный ток получают путем подключения высокоомного сопротивления R_i между напряжением и базой (рис. 1.98), т. е. ток в базе практически определяется только этим сопротивлением и напряжением питания U_B :

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_1} \approx \frac{U_B}{R_1} = \text{konst, так как } U_{BE} \ll U_B. \quad (1.88)$$

Ток базы не зависит от температурного изменения напряжения база-эмиттер. Однако положение выходной рабочей точки зависит от значения индивидуально-го для каждого транзистора коэффициента усиления по току β вследствие зависимости $I_C \approx \beta I_B$. Поэтому в этой простой схеме, как правило, ставится переменное сопротивление R_1 (триммер).

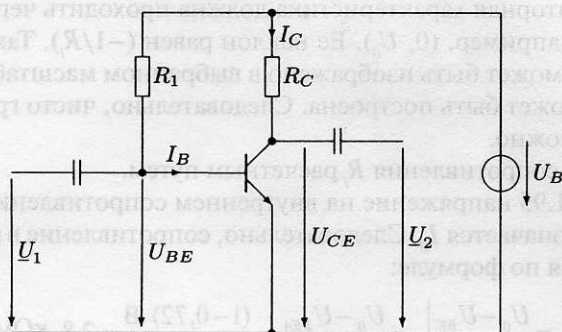


Рис. 1.98. Установка рабочей точки через сопротивление базы

Определение параметров схемы

При заданной рабочей точке и известном напряжении питания значения обоих сопротивлений определяются по формулам:

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA}}, \quad R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}. \quad (1.89)$$

Графическое определение положения рабочей точки

При определенных в предыдущем абзаце параметрах схемы рабочая точка графически находится следующим образом:

- В зоне входных характеристик как точка пересечения характеристики генератора

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_1} \text{ с входной характеристикой } I_B = f(U_{BE}).$$

- В зоне выходных характеристик как точка пересечения характеристики генератора

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R_C}$$

с выходной характеристикой $I_C = g(U_{CE}, I_B)$, где $I_B = I_{BA}$.

Пример 1.4.4

Подберите номиналы сопротивлений в схеме на рис. 1.98, чтобы параметры рабочей точки были равны: $U_{CEA} = 10 \text{ В}$, $I_{CA} = 20 \text{ мА}$, $U_{BEA} = 0,72 \text{ В}$, $I_{BA} = 100 \text{ мкА}$. Напряжение питания $U_B = 20 \text{ В}$.

Покажите, что ток базы практически не зависит от напряжения рабочей точки U_{BE} .

Решение:

При заданных численных данных оба сопротивления рассчитываются по формулам (1.89)

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_{BA}}; R_1 = \frac{(20 - 0,72) \text{ В}}{100 \text{ мкА}} = 192,8 \text{ кОм},$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}; R_1 = \frac{(20 - 10) \text{ В}}{20 \text{ мА}} = 500 \text{ Ом}.$$

Для того чтобы доказать независимость тока базы от напряжения база-эмиттер, входная часть исходной транзисторной схемы преобразуется в эквивалентный генератор тока.

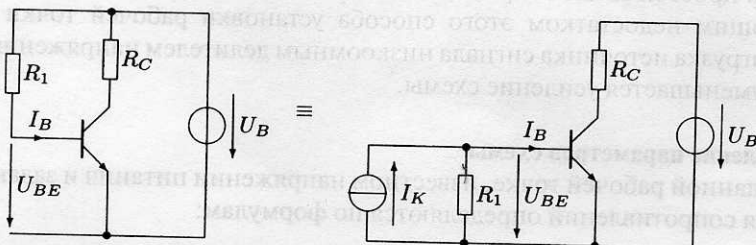


Рис. 1.99. Преобразование схемы

Ток короткого замыкания эквивалентного генератора равен $I_K = U_B/R_1 = 103,7 \text{ мкА}$. Составляющая тока $I_{BA} = 100 \text{ мкА}$ или 96,4% всего тока базы. Только 3,7 мкА или 3,6% от всего тока зависит от изменения напряжения база-эмиттер.

Если, например, напряжение база-эмиттер изменится на значение 200 мВ, то ток базы изменится вследствие соотношения $I_B = I_K - U_{BE}/R_1$ на $\Delta I_B = -\Delta U_{BE}/R_1 \approx -1 \text{ мкА}$ или примерно на 1%, т. е. остается практически постоянным.

Установка рабочей точки с помощью делителя напряжения R_1, R_2

При этом способе подключения рабочая точка настраивается через очень низкоомный делитель напряжения R_1, R_2 , т. е. ее положение зависит только от сопротивлений делителя и напряжения питания U_B .

$$U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_B - R_1 I_B) \approx U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \text{konst при } I_B \ll G_1 U_B. \quad (1.90)$$

Чтобы обосновать выражение (1.90) введем в рассмотрение ток I_q , ток через делитель напряжения R_1, R_2 . Этот ток должен удовлетворять условию

$$I_q \gg I_{BA} \text{ обычно } I_q = 10 \cdot I_{BA}. \quad (1.91)$$

Тогда при $I_B + I_q = G_1 (U_B - U_{BE}) \approx G_1 U_B$ ток $I_q \approx G_1 U_B$. Таким образом $I_B \ll G_1 U_B$, желаемое условие (1.90) выполнено.

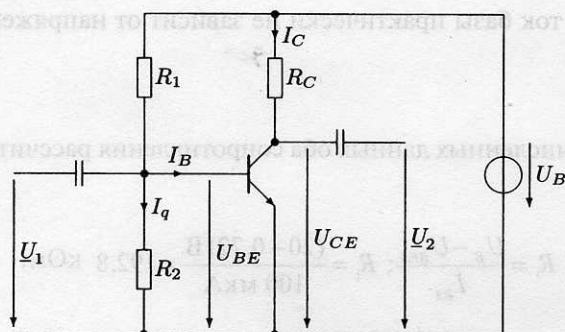


Рис. 1.100. Установка рабочей точки с помощью делителя напряжения

Так как ток коллектора при изменении напряжения база-эмиттер изменяется экспоненциально, то правильная установка рабочей точки очень важна. Поэтому даже в этой простой схеме сопротивление R_2 должно быть переменным.

Следующим недостатком этого способа установки рабочей точки является сильная нагрузка источника сигнала низкоомным делителем напряжения, вследствие чего уменьшается усиление схемы.

Определение параметров схемы

При заданной рабочей точке, известном напряжении питания и заданном токе I_q значения сопротивлений определяются по формулам:

$$R_2 = \frac{U_{BEA}}{I_q}, \quad R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_q + I_{BA}}, \quad R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}. \quad (1.92)$$

Графическое определение положения рабочей точки

При заданных в предыдущем абзаце параметрах схемы рабочая точка графически определяется следующим образом:

- В зоне входных характеристик как точка пересечения характеристики генератора

$$I_B = G_1 U_B - (G_1 + G_2) U_{BE}$$

с входной характеристикой $I_B = f(U_{BE})$.

- В зоне выходных характеристик как точка пересечения характеристики генератора

$$I_C = G_C (U_B - U_{CE})$$

с выходной характеристикой $I_C = g(U_{CE}, I_B)$ при $I_B = I_{BA}$.

Пример 1.4.5

Подберите номиналы сопротивлений в схеме на рис. 1.100 так, чтобы параметры рабочей точки были равны: $U_{CEA} = 10$ В, $I_{CA} = 20$ мА, $U_{BEA} = 0,72$ В, $I_{BA} = 100$ мкА. Напряжение питания $U_B = 20$ В, ток $I_q = 10 I_B$.

Покажите, что значение напряжения база-эмиттер практически не зависит от тока рабочей точки I_{BA} .

Решение:

При заданных числовых значениях оба сопротивления рассчитываются по формулам (1.92)

$$R_2 = \frac{U_{BEA}}{I_q}; R_2 = \frac{0,72 \text{ В}}{1 \text{ мА}} = 720 \text{ Ом},$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_q + I_{BA}}; R_1 = \frac{(20 - 0,72) \text{ В}}{(1 + 0,1) \text{ мА}} = 17,5 \text{ кОм},$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}; R_C = \frac{(20 - 10) \text{ В}}{20 \text{ мА}} = 500 \text{ Ом}.$$

Для того чтобы доказать независимость напряжения база-эмиттер от тока базы, входная часть исходной транзисторной схемы преобразуется в эквивалентный генератор напряжения.

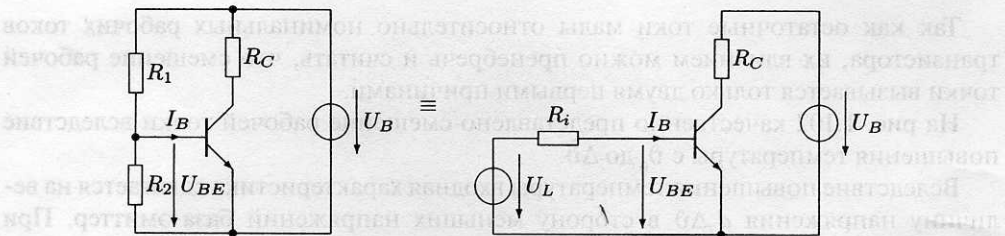


Рис. 1.101. Преобразование схемы

Напряжение холостого хода эквивалентного генератора

$$U_L = U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 790 \text{ мВ}. R_i = R_1 \parallel R_2 = 692 \text{ Ом}.$$

Составляющая напряжения база-эмиттер $U_L = 790 \text{ мВ}$ или 91% всего напряжения. Только 70 мВ или 9% от всего напряжения падает на сопротивлении R_i и зависит от изменения тока базы.

Если, например, ток базы изменится на величину 200 мкА, или на 10%, то напряжение база-эмиттер изменится вследствие соотношения $U_{BE} = U_L - R_i I_B$ на $\Delta U_{BE} = -\Delta I_B R_i \approx -7 \text{ мВ}$, или примерно на 1%, т. е. остается практически постоянным.

1.4.3.3. Влияние температуры

Как только температура транзистора изменяется, установленная рабочая точка сдвигается согласно указанным в разделе 1.4.2.4 причинам:

1. Смещение входных характеристик.
2. Изменение коэффициента усиления тока.
3. Температурная зависимость остаточных токов.

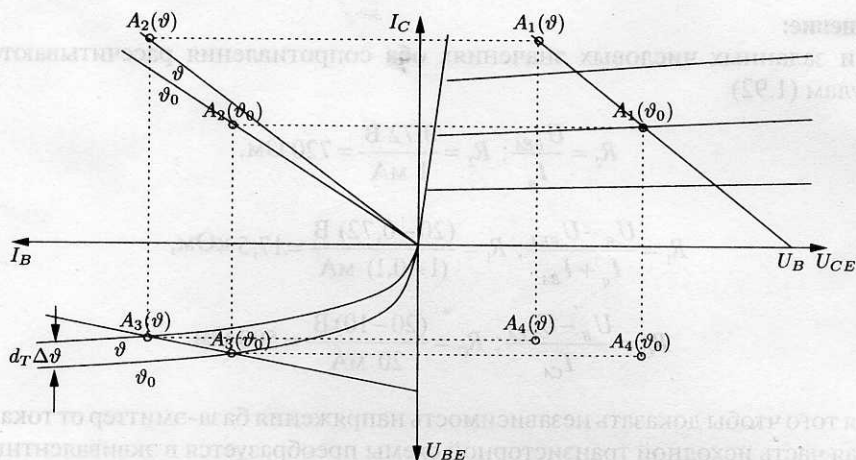


Рис. 1.102. Смещение рабочей точки вследствие повышения температуры с ϑ_0 до ϑ

Так как остаточные токи малы относительно номинальных рабочих токов транзистора, их влиянием можно пренебречь и считать, что смещение рабочей точки вызывается только двумя первыми причинами.

На рис. 1.102 качественно представлено смещение рабочей точки вследствие повышения температуры с ϑ_0 до $\Delta\vartheta$.

Вследствие повышения температуры входная характеристика сдвигается на величину напряжения $d_T \Delta\vartheta$ в сторону меньших напряжений база-эмиттер. При уменьшении напряжения база-эмиттер ток базы растет, и выходная рабочая точка смещается с $A_3(\vartheta_0)$ до $A_3(\vartheta)$.

Так как усиление тока с возрастающей температурой увеличивается, токовая характеристика вращается по направлению часовой стрелки. Ток коллектора возрастает и устанавливается новая рабочая точка $A_2(\vartheta)$.

В квадранте выходных характеристик рабочая точка на характеристике генератора сдвигается до тех пор, пока не будет достигнут ток коллектора в $A_1(\vartheta)$. Так как теперь на сопротивлении коллектора падает большее напряжение, то напряжение коллектор-эмиттер уменьшается.

Насколько при определенном изменении температуры сдвигается рабочая точка в зоне выходных характеристик, существенно зависит от способа установки рабочей точки. Если транзистор работает с постоянным током базы, то сдвиг входной характеристики не влияет на ток базы и коллектора. Ток коллектора (и вместе с тем косвенно также напряжение коллектор-эмиттер) изменяется в этом случае лишь вследствие изменения коэффициента усиления тока. Такая схема, следовательно, относительно стабильна по температуре.

Однако выходная рабочая точка смещается очень сильно, если транзистор работает с постоянным напряжением база-эмиттер. Линейное повышение температуры вызывает экспоненциальное увеличение тока базы. Поскольку дополнительно увеличивается усиление по току, ток коллектора растет еще быстрее. При неудачных параметрах схемы или при сильных перепадах температуры транзистор может войти либо в состояние насыщения, либо в запертое состояние. Рассмотрим этот процесс подробнее на следующем примере.

Пример 1.4.6

Выходная рабочая точка схемы с ОЭ рис. 1.103 устанавливается при комнатной температуре на $I_{CA} = 5 \text{ мА}$, $U_{CEA} = 10 \text{ В}$. Напряжение питания $U_B = 20 \text{ В}$. Для анализа следует использовать линеаризованную эквивалентную схему в режиме большого сигнала, где $r_{BE} = 1 \text{ кОм}$, $U_{BE0} = 0,7 \text{ В}$ и коэффициент усиления по току $B = 100$.

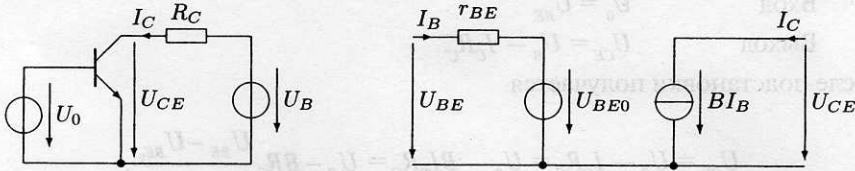


Рис. 1.103. Схема с ОЭ и используемая эквивалентная схема

1. Определите координаты рабочей точки U_{BEA} , I_{BA} при комнатной температуре.
2. Какими нужно выбрать U_0 и R_C , чтобы установилась заданная в п. 1 рабочая точка?
3. Насколько изменится напряжение коллектор-эмиттер, если температура повысится на 20°C ?

Предполагается, что при изменении температуры изменяется только напряжение база-эмиттер согласно соотношению:

$$U_{BE0}(\vartheta) = U_{BE0}(\vartheta_0) + d_T \Delta\vartheta, \text{ где } d_T = -2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}, \Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_0.$$

Все остальные величины принимаются независимыми от температуры.

Решение:

1. Входная рабочая точка:

Из $I_C = BI_B$ следует

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{B}; I_{BA} = \frac{5 \text{ мА}}{100} = 50 \text{ мкА}.$$

Из $U_{BE} = I_B r_{BE} + U_{BE0}$ следует

$$U_{BEA} = I_{BA} r_{BE} + U_{BE0}; U_{BEA} = 50 \text{ мкА} \cdot 1 \text{ кОм} + 0,7 \text{ В} = 0,75 \text{ В}.$$

2. Определение параметров схемы:

Из $U_B = R_C I_C + U_{CE}$ следует

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}; R_C = \frac{20 \text{ В} - 10 \text{ В}}{5 \text{ мА}} = 2 \text{ кОм}.$$

Из $U_0 = U_{BE}$ следует

$$U_0 = U_{BEA}; U_0 = 0,75 \text{ В}.$$

3. Смещение рабочей точки при повышении температуры:

Ниже приведены уравнения, необходимые для расчета напряжения коллектор-эмиттер.

Уравнения для транзистора:

Вход $U_{BE} = I_B r_{BE} + U_{BE_0}$

Выход $I_C = \beta I_B$

Уравнения для схемы:

Вход $U_0 = U_{BE}$

Выход $U_{CE} = U_B - I_C R_C$

После подстановки получается

$$U_{CE} = U_B - I_C R_C = U_B - \beta I_B R_C = U_B - \beta R_C \frac{U_{BE} - U_{BE_0}}{r_{BE}},$$

$$U_{CE} = U_B - \beta R_C \frac{U_0 - U_{BE_0}}{r_{BE}}.$$

Эти соотношения действительны для любой температуры. Поэтому можно записать:

$$\Delta U_{CE}(\Delta\vartheta) = U_{CE}(\vartheta) - U_{CE}(\vartheta_0) = \frac{\beta R_C}{r_{BE}} d_T \Delta\vartheta,$$

следовательно

$$\Delta U_{CE}(20^\circ\text{C}) = \frac{100 \cdot 2 \text{ кОм}}{1 \text{ кОм}} (-2 \text{ мВ/}^\circ\text{C}) 20^\circ\text{C} = -8 \text{ В}.$$

Напряжение рабочей точки на выходе уменьшится на 8 В до $U_{CEA}(\vartheta) = 2 \text{ В}$.

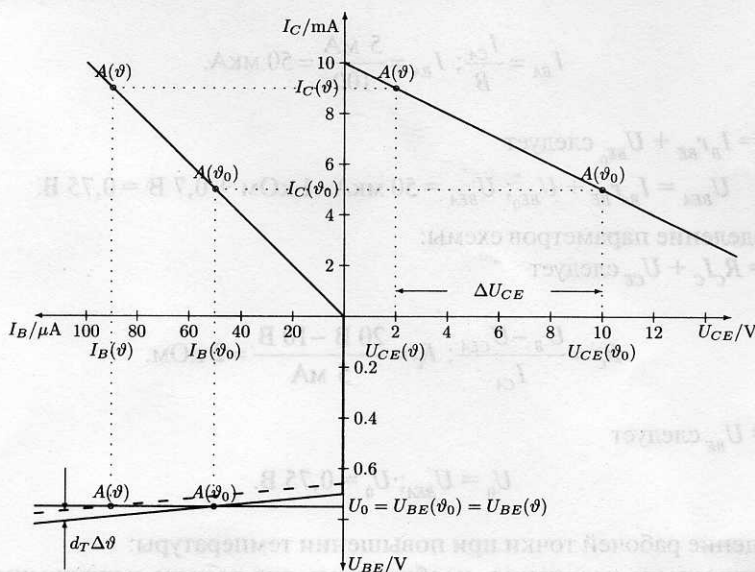


Рис. 1.104. Смещение рабочей точки при повышении температуры с ϑ_0 до ϑ

Для наглядности решение представлено графически в четырехквadrантной плоскости.

Вследствие повышения температуры входная характеристика (третий квадрант) параллельно сдвигается на величину $d_T \Delta \vartheta$ в сторону меньших напряжений база-эмиттер. Новая рабочая точка $A(\vartheta)$ образуется на пересечении этих параллелей с прямой $U_{BE} = U_0$. Координата по току $I_B(\vartheta)$ новой входной рабочей точки через токовую характеристику третьего квадранта переносится в первый квадрант. Выходная рабочая точка образуется на пересечении полученного тока коллектора с характеристикой генератора. Ее координаты $I_C(\vartheta) = 9 \text{ мА}$, $U_{CE}(\vartheta) = 2 \text{ В}$.

1.4.4. Стабилизация рабочей точки

В отличие от параметров сопротивлений и конденсаторов параметры транзисторов даже в одной партии могут отличаться друг от друга. При серийном изготовлении электронных схем каждую схему приходится настраивать индивидуально, чтобы они имели одинаковые параметры. Настроенные рабочие точки схем, как правило, нестабильны. При любом изменении температуры, например, вследствие внутреннего нагрева транзистора или при колебаниях температуры окружающей среды рабочая точка «плавает».

При массовом производстве индивидуальная подстройка каждой схемы и ее последующая температурная нестабильность недопустимы. Поэтому принимают меры по защите схем от дестабилизирующих факторов. Одной из таких мер является обратная связь. При этом выходной сигнал подается на вход, чтобы компенсировать изменение выходного сигнала.

В случае простого однокаскадного усилителя можно реализовать две разновидности обратной связи — по току и по напряжению. При обратной связи по току под выходной величиной понимается ток коллектора, который через сопротивление преобразуется в напряжение и прибавляется к напряжению база-эмиттер в качестве входной величины. При обратной связи по напряжению под выходной величиной понимается напряжение коллектор-эмиттер, которое через сопротивление преобразуется в ток и прибавляется к току базы в качестве входной величины.

1.4.4.1. Обратная связь по току

Принцип действия обратной связи по току можно понять с помощью схемы на рис. 1.105.

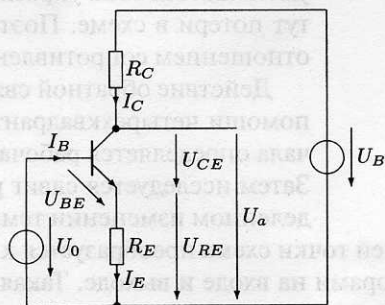


Рис. 1.105. Принципиальная схема

Напряжение база-эмиттер образуется как разность между входным напряжением U_0 и падением напряжения на эмиттерном сопротивлении:

$$U_{BE} = U_0 - I_E R_E \approx U_0 - I_C R_E$$

Если ток коллектора повышается на ΔI_C , например, из-за нагрева, то напряжение на эмиттерном сопротивлении повышается на величину $\Delta U_{RE} \approx \Delta I_C R_E$. При этом изменение напряжения база-эмиттер составляет:

$$\Delta U_{BE} = -\Delta I_C R_E \quad (1.93)$$

Выходное напряжение U_a база-эмиттер образуется как разность между напряжением питания U_B и падением напряжения на коллекторном сопротивлении:

$$U_a = U_B - I_C R_C$$

Изменение тока коллектора вызывает изменение выходного напряжения на величину $\Delta U_a = -\Delta I_C R_C$.

Совместно с уравнением (1.93) получается

$$\Delta U_{BE} = \frac{R_E}{R_C} \Delta U_a \quad (1.94)$$

Таким образом, компонента R_E/R_C выходного напряжения возвращается на вход. Эта компонента называется коэффициентом обратной связи.

Определение: Коэффициент обратной связи при обратной связи по току:

$$k_{iu} = -\frac{R_E}{R_C} \quad (1.95)$$

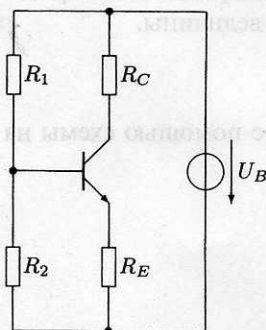


Рис. 1.106.

Обратная связь по току

Чем большая часть выходного напряжения возвращается на вход, тем более стабильна схема. Коэффициент обратной связи должен быть по возможности большим, т. е. $R_E \gg R_C$.

Однако с ростом сопротивления эмиттера уменьшается зона управления транзистора, и растут потери в схеме. Поэтому ограничиваются соотношением сопротивлений $R_E \leq 10\% R_C$.

Действие обратной связи можно отследить при помощи четырехквadrантной плоскости. Для начала определяется рабочая точка схемы рис. 1.106. Затем исследуется сдвиг рабочей точки при определенном изменении температуры.

Для построения рабочей точки схема преобразуется к эквивалентному виду по схеме рис. 1.95 с генераторами на входе и выходе. Такая схема дает возможность определить рабочую точку по алгоритму, описанному в п. 1.4.3.2. Схема преобразуется в три этапа.

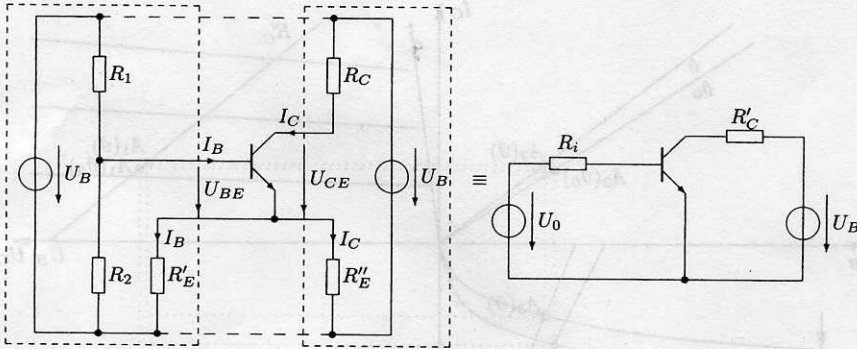


Рис. 1.107. Преобразование схемы для определения рабочей точки

1. Напряжение питания U_B дублируется, таким образом, возникает входной источник питания.

2. Сопротивление эмиттера делится на две части таким образом, что через левую часть R'_E протекает только ток базы, а через правую R''_E — только ток коллектора. При преобразовании электрические свойства схемы должны оставаться неизменными. Таким образом, падение напряжения на сопротивлении эмиттера должно быть неизменным в ходе преобразования, $U_{RE} = I_E R_E = I_B R'_E = I_C R''_E$. Учитывая $I_E = I_C + I_B = I_B(1 + B) = I_C(1 + 1/B)$, где B — коэффициент усиления по току в рабочей точке, получаем уравнения для сопротивлений:

$$R'_E = R_E(1 + B); R''_E = R_E \left(1 + \frac{1}{B}\right). \quad (1.96)$$

3. Если проследить путь токов базы и коллектора, видно, что по изображенным штрихом линиям ток не течет и их можно удалить. Входной и выходной контуры электрически развязаны¹⁹, схема может быть преобразована к привычному виду справа.

Значения эквивалентных генераторов могут быть определены по схеме рис. 1.107.

Таблица 1.3. Параметры эквивалентных генераторов

Эквивалентная величина	Входной контур	Выходной контур
Напряжение холостого хода	$U_0 = U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	U_B
Внутреннее сопротивление	$R_i = R_1 \ R_2 + R_E(1 + B)$	$R'_C = R_C + R_E \left(1 + \frac{1}{B}\right)$
Ток короткого замыкания	U_0 / R_i	U_B / R'_C

Установлено, что во входном контуре низкоомное внутреннее сопротивление эквивалентного генератора $R_1 \| R_2$ сильно увеличивается за счет дополнительного

¹⁹ Электрическая развязка в данном случае условна, так как оба контура связаны через транзистор.

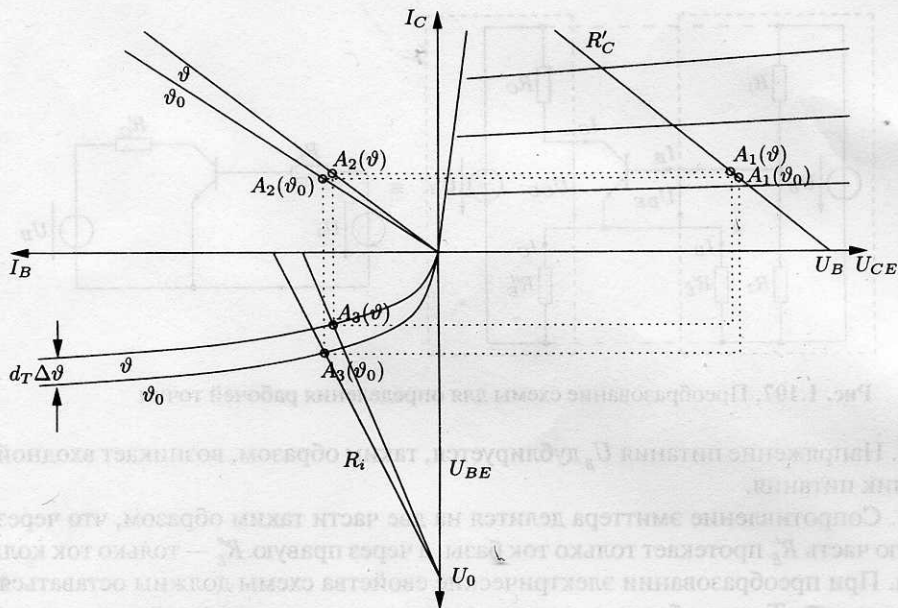


Рис. 1.108. Смещение рабочей точки при повышении температуры с ϑ_0 до ϑ

элемента $R_E(1 + B)$. При этом при температурном сдвиге входной ток базы растет меньше, он стабилизирован. Одновременно в уравнениях табл. 1.3 участвует коэффициент усиления по току, зависящий от параметров транзистора. Сопротивления являются динамическими, т.е. они меняются при изменении коэффициента усиления по току, возникающему, например, из-за колебаний температуры.

Влияние коэффициента усиления по току на входной контур велико, а на выходной контур — незначительно.

Чтобы продемонстрировать действие повышения температуры на рабочую точку, сначала рабочую точку определяют для эквивалентной схемы при температуре ϑ_0 . Если температура увеличивается с ϑ_0 до ϑ (на $\Delta\vartheta$), то входные характеристики смещаются в сторону меньших напряжений, а токовая характеристика поворачивается в сторону большего коллекторного тока. Дополнительно линия нагрузки входного генератора поворачивается в сторону меньшего тока базы, так как усиление по току и внутреннее сопротивление R_i увеличились. При этом в противоположность к незамкнутой схеме ток базы убывает, ток коллектора немного растет, рабочая точка на выходных характеристиках практически не меняет своего положения.

Пример 1.4.7

Чтобы продемонстрировать эффективность обратной связи по току, схема примера 1.4.6 дополняется эмиттерным сопротивлением, так что рабочая точка транзистора имеет координаты $I_{CA} = 5$ мА, $U_{CEA} = 10$ В.

Напряжение питания замкнутой схемы рис. 1.109 составляет $U_B = 20$ В. При решении следует использовать линеаризованную схему в режиме большого сигнала с $r_{BE} = 1$ кОм, $U_{BE_0} = 0,7$ В и $B = 100$. Падение напряжения на сопротивлении эмиттера составляет 1 В.

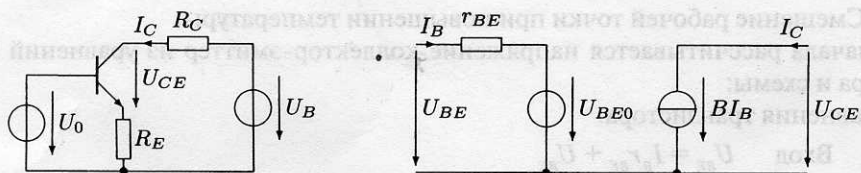


Рис. 1.109. Замкнутая схема с ОЭ и схема замещения

1. Определите координаты рабочей точки U_{BEA} , I_{BA} при комнатной температуре.
2. Рассчитайте U_0 , R_C и R_E , необходимые для установки требуемой рабочей точки.
3. На какую величину изменится напряжение коллектор-эмиттер, если температура увеличится на $\Delta\vartheta = 20^\circ\text{C}$?

Предполагается, что при изменении температуры изменяется только напряжение база-эмиттер согласно соотношению:

$$U_{BE0}(\vartheta) = U_{BE0}(\vartheta_0) + d_T \Delta\vartheta, \text{ где } d_T = -2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}; \Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_0.$$

Все остальные величины принимаются независимыми от температуры.

4. Насколько улучшится термостабильность схемы по сравнению с незамкнутой схемой из примера 1.4.6? Для ответа на этот вопрос возьмите соотношение изменения напряжения коллектор-эмиттер при наличии и при отсутствии обратной связи.

Решение:

1. Входная рабочая точка:

Входная рабочая точка не зависит от наличия обратной связи, она определяется заданной выходной рабочей точкой. Следовательно, получаются те же результаты, как и в предыдущем примере:

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{B}; I_{BA} = \frac{5 \text{ мА}}{100} = 50 \text{ мкА}.$$

$$U_{BEA} = I_{BA} r_{BE} + U_{BE0}; U_{BEA} = 50 \text{ мкА} \cdot 1 \text{ кОм} + 0,7 \text{ В} = 0,75 \text{ В}.$$

2. Определение параметров схемы:

$$\text{Из } U_{RE} = (1+B)I_B R_E = \left(1 + \frac{1}{B}\right) I_C R_E \text{ следует}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{\left(1 + \frac{1}{B}\right) I_{CA}}; R_E = \frac{1}{1,01 \cdot 5 \text{ мА}} = 198 \text{ Ом}.$$

$$\text{Из } U_B = R_C I_C + U_{CE} + U_{RE} \text{ следует}$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA} - U_{RE}}{I_{CA}}; R_C = \frac{20 \text{ В} - 10 \text{ В} - 1 \text{ В}}{5 \text{ мА}} = 1,8 \text{ кОм}.$$

$$\text{Из } U_0 = U_{BE} + U_{RE} \text{ следует}$$

$$U_0 = U_{BEA} + U_{RE}; U_0 = 0,75 \text{ В} + 1 \text{ В} = 1,75 \text{ В}.$$

3. Смещение рабочей точки при повышении температуры:

Сначала рассчитывается напряжение коллектор-эмиттер из уравнений транзистора и схемы:

Уравнения транзистора:

$$\text{Вход } U_{BE} = I_B r_{BE} + U_{BE_0}$$

$$\text{Выход } I_C = \beta I_B$$

Уравнения схемы:

$$\text{Вход } U_0 = U_{BE} + (I_C + I_B)R_E$$

$$\text{Выход } U_B = U_{CE} + I_C R_C + (I_C + I_B)R_E$$

После подстановки получается:

$$U_{CE} = U_B - B \left(R_C + \left(1 + \frac{1}{B} \right) R_E \right) I_B;$$

$$U_{CE} = U_B - B \left(R_C + \left(1 + \frac{1}{B} \right) R_E \right) \frac{U_0 - U_{BE_0}}{r_{BE} + (1 + B)R_E}.$$

Эти соотношения действительны при любой температуре. Изменение $U_{CEA}(\Delta\vartheta)$ можно получить из:

$$\Delta U_{CEA}(\Delta\vartheta) = U_{CEA}(\vartheta) - U_{CEA}(\vartheta_0);$$

$$\Delta U_{CEA}(\Delta\vartheta) = B \frac{R_C + \left(1 + \frac{1}{B} \right) R_E}{r_{BE} + (1 + B)R_E} d_T \Delta\vartheta.$$

Таким образом,

$$\Delta U_{CEA}(20^\circ\text{C}) = 100 \frac{1,8 \text{ кОм} + 1,01 \cdot 198 \text{ Ом}}{1 \text{ кОм} + 101 \cdot 198 \text{ Ом}} (-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}) 20^\circ\text{C} = -381 \text{ мВ}.$$

4. Улучшение температурной стабильности:

Согласно примеру 1.4.6 для разомкнутой схемы

$$\Delta U_{CEA}(\Delta\vartheta) = \frac{B R_C}{r_{BE}} d_T \Delta\vartheta.$$

Для того чтобы сравнить величину изменения падения напряжения в замкнутой и разомкнутой схеме, следует учесть, что вследствие равенства напряжений рабочей точки

$$R_C|_{\text{без OC}} = R_C + R_E \left(1 + \frac{1}{B} \right) \Big|_{\text{с OC}}.$$

Таким образом получается

$$\frac{\Delta U_{CEA}(\Delta\vartheta)|_{\text{без OC}}}{\Delta U_{CEA}(\Delta\vartheta)|_{\text{с OC}}} = \frac{r_{BE} + (1 + B)R_E}{r_{BE}} \approx 1 + \frac{B}{r_{BE}} R_E.$$

Температурная стабильность схемы с ОЭ за счет обратной связи по току улучшилась примерно в $1 + \frac{B}{r_{BE}} R_E \approx 21$ раз.

1.4.4.2. Обратная связь по напряжению

При обратной связи по напряжению напряжение коллектор-эмиттер с помощью дополнительного сопротивления в цепи базы R_1 преобразуется в ток и подается на вход транзистора в виде дополнительного базового тока.

$$I_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{R_1} \approx \frac{U_{CE}}{R_1}.$$

Если ток коллектора повышается на величину ΔI_C , например, вследствие нагрева, то напряжение коллектор-эмиттер падает вследствие зависимости $U_{CE} \approx U_B - R_C I_C$ на величину $\Delta U_{CE} \approx -\Delta I_C R_C$.

Если ток коллектора падает, ток базы также уменьшается и вызывает уменьшение тока коллектора, таким образом, ток коллектора стабилизируется.

$$\Delta I_B \approx \frac{\Delta U_{CE}}{R_1} \approx -\frac{R_C}{R_1} \Delta I_C. \quad (1.97)$$

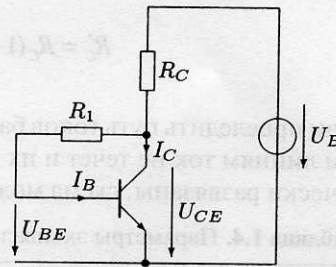


Рис. 1.110. Принципиальная схема

Таким образом, компонента R_C/R_1 выходного тока возвращается на вход. Это (положительное) соотношение называется коэффициентом обратной связи.

Определение: Коэффициент обратной связи при обратной связи по напряжению:

$$k_{ui} = \frac{R_C}{R_1}. \quad (1.98)$$

Чем большая часть выходного напряжения возвращается на вход, тем более стабильна схема. Коэффициент обратной связи должен быть по возможности большим, т. е. $R_C \gg R_1$.

Действие обратной связи можно отследить при помощи четырехквadrантной плоскости. При этом, как и раньше, схема с обратной связью преобразуется в стандартную схему в соответствии с рис. 1.95 (рис. 1.111).

Преобразование схемы производится в три этапа:

1. Напряжение питания U_B дублируется, таким образом, возникает входной источник питания.

2. Сопротивление коллектора делится на две части таким образом, что через его левую часть R'_C протекает только ток базы, а через правую R''_C — только ток

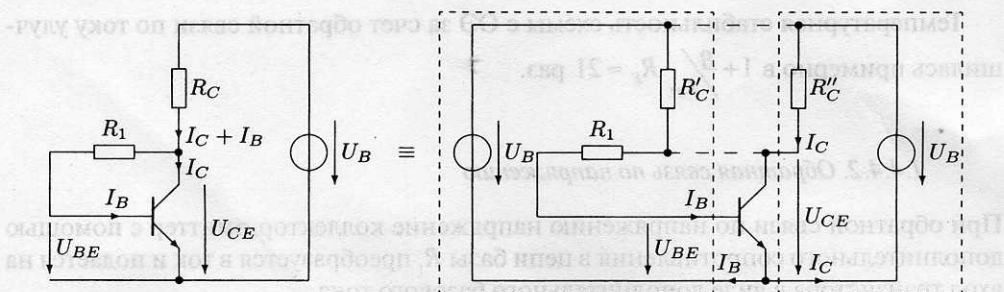


Рис. 1.111. Преобразование схемы для определения рабочей точки

коллектора. При преобразовании электрические свойства схемы должны оставаться неизменными. Таким образом, падение напряжения на сопротивлении коллектора должно быть неизменным в ходе преобразования $U_{RC} = I_E R_C = I_B R'_C = I_C R''_C$. Учитывая $I_E = I_C + I_B = I_B(1 + B) = I_C(1 + 1/B)$, где B — коэффициент усиления по току в рабочей точке, получают следующие уравнения для сопротивлений:

$$R'_C = R_C(1 + B); R''_C = R_C \left(1 + \frac{1}{B} \right). \quad (1.99)$$

3. Если проследить путь токов базы и коллектора, видно, что по изображенным штрихом линиям ток не течет и их можно удалить. Входной и выходной контуры электрически развязаны, схема может быть преобразована к привычному виду.

Таблица 1.4. Параметры эквивалентных генераторов

Эквивалентная величина	Входной контур	Выходной контур
Напряжение холостого хода	U_B	U_B
Внутреннее сопротивление	$R_i = R_1 + R_C(1 + B)$	$R'_C = R_C \left(1 + \frac{1}{B} \right)$
Ток короткого замыкания	U_B / R_i	U_B / R'_C

Как и в обратной связи по току внутреннее сопротивление входного контура эквивалентного генератора увеличивается за счет дополнительного элемента $R_C(1 + B)$. При этом при температурном сдвиге входной ток базы растет мало, он стабилизирован. Влияние коэффициента усиления по току на входной контур велико, а на выходной контур незначительно. При нагреве транзистора коэффициент усиления по току увеличивается. При этом растет эквивалентное сопротивление входного контура, и ток базы уменьшается. Вследствие этого ток коллектора в схеме с обратной связью растет меньше, чем в схеме без обратной связи.

1.4.5. Режим малого сигнала

В режиме малого сигнала исследуются характеристики элемента или схемы при малых изменениях тока или напряжения в окрестности рабочей точки.

Рабочая точка транзистора устанавливается при помощи источников постоянного напряжения и тока на входном и выходном контуре. Если на вход транзистора включить источник переменного тока или напряжения, то рабочая точка будет периодически смещаться относительно своего состояния покоя согласно соответствующим нелинейным характеристикам транзистора, что при правильном подборе параметров схемы ведет к усилению входного сигнала.

Поскольку характеристики транзистора нелинейны, то в результате усиления входного сигнала возникают нелинейные искажения. Но эти искажения можно минимизировать, выбирая для работы такой малый участок характеристики транзистора, что его можно считать условно линейным. Доказательство линейности производится путем усиления синусоидального сигнала.

Определение: Считается, что транзисторная схема работает в режиме малого сигнала, если при подаче синусоидального сигнала на вход ток в любой ветви и напряжение между двумя любыми узлами синусоидальны.

Пример 1.4.8

Подтверждением того, что схема работает в линейном режиме, является малый коэффициент искажений (1.8), не превышающий 1%.

В качестве примера определите коэффициент искажений выходного напряжения $u_2(t)$ схемы с ОЭ для входного сигнала $u_1(t) = \hat{u}_1(t) \sin \omega t$. Характеристики транзистора можно описать уравнениями

$$I_B = I_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1);$$

$$I_C = \beta I_B.$$

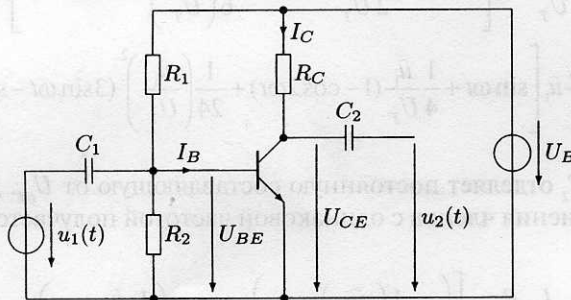


Рис. 1.112. Усилитель в схеме с общим эмиттером

Параметры схемы подобраны таким образом, что при усилении сигнала не возникает нелинейных искажений.

Для упрощения расчетов принимается, что частота входного напряжения достаточно высока, чтобы пренебречь реактивным сопротивлением конденсатора C_1 , т. е. входное напряжение

$$U_{BE} = U_{BEA} + \hat{u}_1(t) \sin \omega t.$$

Напряжение коллектор-эмиттер тогда равно

$$U_{CE} = U_B - I_C R_C = U_B - B I_B R_C = U_B - B I_{BS} R_C (e^{U_{BE}/U_T} - 1).$$

Это напряжение раскладывается в ряд Тейлора в окрестности напряжения рабочей точки U_{BEA} относительно амплитуды $\hat{u}$.

$$U_{CE} = U_{CEA} + \frac{1}{1!} \frac{dU_{CE}}{dU_{BE}} \bigg|_A u_1(t) + \frac{1}{2!} \frac{d^2 U_{CE}}{dU_{BE}^2} \bigg|_A u_1^2(t) + \frac{1}{3!} \frac{d^3 U_{CE}}{dU_{BE}^3} \bigg|_A u_1^3(t) \pm \dots$$

Дифференциалы при условии $I_{BA} \gg I_{BS}$ равны

$$\frac{dU_{CE}}{dU_{BE}} \bigg|_A = - \frac{B I_{BS} R_C}{U_T} e^{U_{BE}/U_T} \bigg|_A = - \frac{I_{CA} R_C}{U_T};$$

$$\frac{d^2 U_{CE}}{dU_{BE}^2} \bigg|_A = - \frac{B I_{BS} R_C}{U_T^2} e^{U_{BE}/U_T} \bigg|_A = - \frac{I_{CA} R_C}{U_T^2};$$

$$\frac{d^3 U_{CE}}{dU_{BE}^3} \bigg|_A = - \frac{B I_{BS} R_C}{U_T^3} e^{U_{BE}/U_T} \bigg|_A = - \frac{I_{CA} R_C}{U_T^3};$$

...

При этом для напряжения коллектор-эмиттер

$$\begin{aligned} U_{CE} &= U_{CEA} - \frac{I_{CA} R_C}{U_T} \hat{u}_1 \left[\sin \omega t + \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_1}{U_T} \sin^2 \omega t + \frac{1}{6} \left(\frac{\hat{u}_1}{U_T} \right)^2 \sin^3 \omega t + \dots \right] = \\ &= U_{CEA} - \frac{I_{CA} R_C}{U_T} \hat{u}_1 \left[\sin \omega t + \frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_T} (1 - \cos 2\omega t) + \frac{1}{24} \left(\frac{\hat{u}_1}{U_T} \right)^2 (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) + \dots \right]. \end{aligned}$$

Конденсатор C_2 отделяет постоянную составляющую от U_{CE} . Для напряжения $u_2(t)$ после объединения членов с одинаковой частотой получается:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= - \frac{I_{CA} R_C}{U_T} \hat{u}_1 \left[\left(1 + \frac{1}{8} \left(\frac{\hat{u}_1}{U_T} \right)^2 + \dots \right) \sin \omega t - \left(\frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_T} + \dots \right) \cos 2\omega t - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{1}{8} \left(\frac{\hat{u}_1}{U_T} \right)^2 + \dots \right) \sin 3\omega t + \dots \right]. \end{aligned}$$

Выходное напряжение содержит кроме основной все четные гармоники. Они должны быть учтены при расчете коэффициента искажений. Однако так как высшие гармонические составляющие малы относительно основной, ими можно пренебречь и вести расчет только по основной гармонике. Коэффициент искажений примерно равен

$$k \approx \frac{\text{Амплитуда первой гармоники}}{\text{Амплитуда основной гармоники}} \approx \frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_T}.$$

Если коэффициент искажений должен быть менее 1%, то амплитуда входного напряжения должна удовлетворять условию $\hat{u}_1 < 4kU_T$, то есть при $U_T = 26$ мВ входное напряжение $\hat{u}_1 < 4 \cdot 26 \text{ мВ} \cdot 10^{-2} \approx 1$ мВ.

Таким образом, установлено, что при амплитуде входного сигнала 1 мВ схема работает квазилинейно.

Транзистор можно представить в виде четырехполюсника с парой входных и парой выходных клемм. Если транзистор работает в режиме малого сигнала, то это линейный четырехполюсник и все токи и напряжения связаны линейными соотношениями. Токи и напряжения на входе и выходе четырехполюсника связаны через параметры, которые называются Н-параметрами.

1.4.5.1. Н-параметры схемы с общим эмиттером (ОЭ)

В схеме с ОЭ база и эмиттер образуют входные клеммы, коллектор и эмиттер — выходные клеммы.

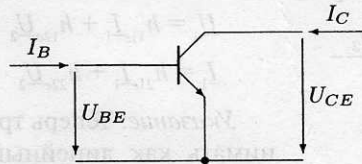


Рис. 1.113. npn-транзистор в схеме с ОЭ

Уравнения, описывающие эту схему, можно разделить на уравнение для входов

$$U_{BE} = f_1(I_B, U_{CE})$$

и уравнение для выходов

$$I_C = f_2(U_{CE}, I_B).$$

Для определения характеристик в режиме малого сигнала обе функции линеаризуются в окрестности рабочей точки. При расчете изменения входного напряжения U_{BE} и выходного тока I_C учитываются полные приращения входного тока I_B (ΔI_B) и выходного напряжения U_{CE} (ΔU_{CE}).

Приращения приблизительно равны

$$\Delta U_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A \Delta I_B + \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_A \Delta U_{CE} \quad (1.100)$$

и

$$\Delta I_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A \Delta I_B + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A \Delta U_{CE}. \quad (1.101)$$

Для частных производных приняты обозначения

$$\left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = h_{11e}; \quad \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \right|_A = h_{12e}. \quad (1.102)$$

$$\left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A = h_{21e}; \quad \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A = h_{22e}. \quad (1.103)$$

Эти параметры называются h -параметрами схемы с ОЭ.

Входные напряжения в схемах с ОЭ в основном синусоидальны. Приращения напряжения можно интерпретировать как отклонения во времени от рабочей точки покоя, т.е.

$$\Delta U_{BE} \equiv \hat{u}_{BE} \sin(\omega t + \varphi_1) \circ - \bullet \underline{U}_1; \quad \Delta I_B \equiv \hat{i}_B \sin(\omega t + \varphi_2) \circ - \bullet \underline{I}_1;$$

$$\Delta U_{CE} \equiv \hat{u}_{CE} \sin(\omega t + \varphi_3) \circ - \bullet \underline{U}_2; \quad \Delta I_C \equiv \hat{i}_C \sin(\omega t + \varphi_4) \circ - \bullet \underline{I}_1.$$

Применяя h -параметры, можно получить линейную систему уравнений, полностью описывающую работу транзистора в режиме малого сигнала:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11e} I_1 + h_{12e} U_2 \\ I_1 &= h_{21e} I_1 + h_{22e} U_2 \end{aligned} \quad (1.104)$$

Указание: Теперь транзистор можно воспринимать как линейный элемент, при условии применения системы уравнений (1.104).

Интерпретации частных производных на четырехквadrантной плоскости

Частные производные можно интерпретировать как наклон характеристик в рабочей точке.

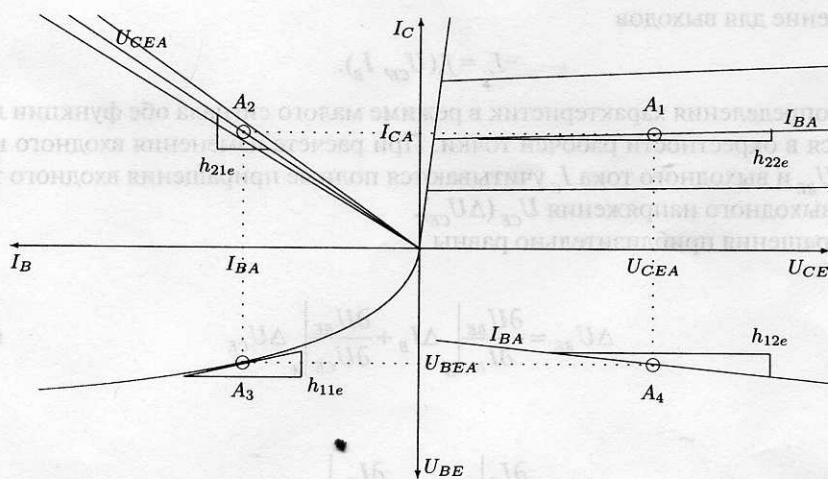


Рис. 1.114. h -параметры в четырехквadrантной плоскости

1-й квадрант. Наклон выходной характеристики в рабочей точке называется выходной проводимостью h_{22e} . Она идентична выходной дифференциальной проводимости g_{CE} :

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{A, I_B = \text{konst}} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{A, \Delta I_B = 0} \quad (1.105)$$

2-й квадрант. Наклон характеристики в рабочей точке называется прямой передачей по току h_{21e} . Она идентична выходной дифференциальному усилению по току β :

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{A, U_{CE} = \text{konst}} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{A, \Delta U_{CE} = 0} \quad (1.106)$$

3-й квадрант. Наклон входной характеристики в рабочей точке называется входным сопротивлением h_{11e} . Оно идентично выходному дифференциальному сопротивлению r_{BE} :

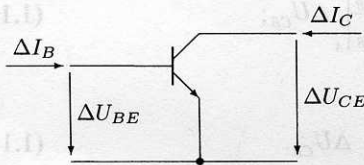
$$h_{11e} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{A, U_{CE} = \text{konst}} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{A, \Delta U_{CE} = 0} \quad (1.107)$$

4-й квадрант. Наклон характеристики в рабочей точке называется обратной передачей по напряжению h_{12e} . Она идентична дифференциальной обратной передаче по напряжению V_r :

$$h_{12e} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_{A, I_B = \text{konst}} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_{A, \Delta I_B = 0} \quad (1.108)$$

Работу транзистора в режиме малого сигнала можно описать следующим образом:

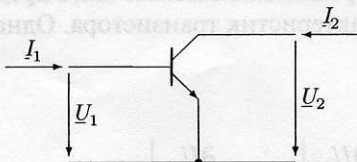
Физическое описание:



$$\Delta U_{BE} = r_{BE} \Delta I_B + V_r \Delta U_{CE};$$

$$\Delta I_C = \beta \Delta I_B + g_{CE} \Delta U_{CE}$$

Описание в H -параметрах



$$U_1 = h_{11e} I_1 + h_{12e} U_2;$$

$$I_2 = h_{21e} I_1 + h_{22e} U_2.$$

Уравнения транзистора через h -параметры можно записать в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = (h_e) \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \quad (1.109)$$

На рис. 1.115 изображена схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах.

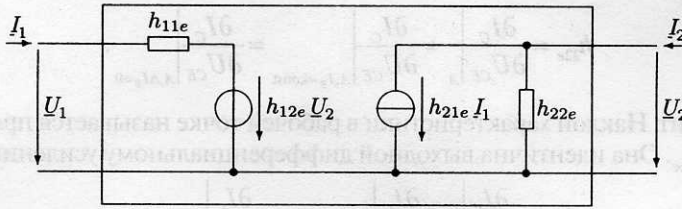
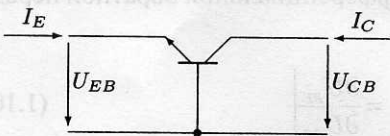


Рис. 1.115. Схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах в схеме с ОЭ

1.4.5.2. H -параметры транзисторных схем с общей базой и общим коллектором

При анализе работы в режиме малого сигнала схем с ОБ и ОК используется тот же подход, что и при анализе схемы с ОЭ. За основу берутся уравнения нелинейных характеристик транзистора в режиме большого сигнала.



$$U_{EB} = f_3(I_E, U_{CB}),$$

$$I_C = f_4(U_{CB}, I_E).$$

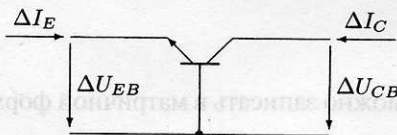
Эти уравнения линеаризуются в предварительно выбранной рабочей точке:

$$\Delta U_{EB} = \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial I_E} \right|_A \Delta I_E + \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial U_{CB}} \right|_A \Delta U_{CB}; \quad (1.110)$$

$$\Delta I_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right|_A \Delta I_E + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}} \right|_A \Delta U_{CB}. \quad (1.111)$$

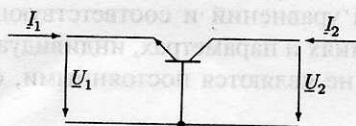
Получается линейная система уравнений, в которой изменения токов и уравнений связаны через частные производные. Эти производные можно как в предыдущем разделе интерпретировать как наклон характеристик транзистора. Однако они будут иметь другие значения.

Физическое описание:



$$\Delta U_{EB} = \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial I_E} \right|_A \Delta I_E + \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial U_{CB}} \right|_A \Delta U_{CB};$$

$$\Delta I_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right|_A \Delta I_E + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}} \right|_A \Delta U_{CB}.$$

Описание в H -параметрах

$$U_1 = h_{11b} I_1 + h_{12b} U_2,$$

$$I_2 = h_{21b} I_1 + h_{22b} U_2.$$

На рис. 1.116 изображена схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах схемы с ОБ.

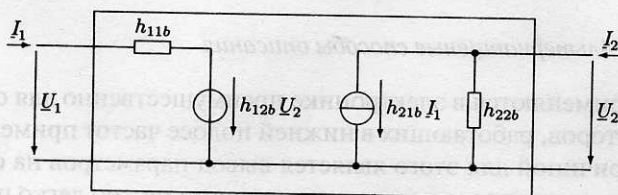
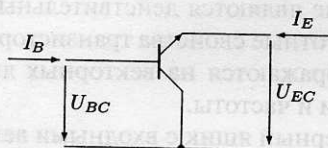


Рис. 1.116. Схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах в схеме ОБ

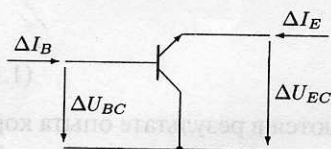
Для схемы с ОК аналогично линеаризуем характеристики в режиме большого сигнала



$$U_{BC} = f_5(I_B, U_{EC}),$$

$$I_E = f_6(U_{EC}, I_B).$$

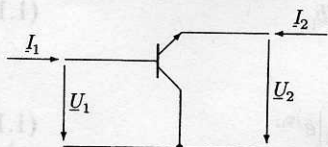
Физическое описание:



$$\Delta U_{BC} = \left. \frac{\partial U_{BC}}{\partial I_B} \right|_A \Delta I_B + \left. \frac{\partial U_{BC}}{\partial U_{EC}} \right|_A \Delta U_{EC},$$

$$\Delta I_E = \left. \frac{\partial I_E}{\partial I_B} \right|_A \Delta I_B + \left. \frac{\partial I_E}{\partial U_{EC}} \right|_A \Delta U_{EC}.$$

Описание в H -параметрах



$$U_1 = h_{11c} I_1 + h_{12c} U_2,$$

$$I_2 = h_{21c} I_1 + h_{22c} U_2.$$

На рис. 1.117 изображена схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах схемы с ОК.

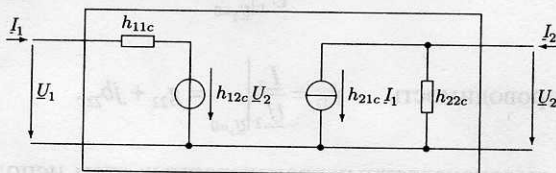


Рис. 1.117. Схема замещения биполярного транзистора в h -параметрах в схеме ОК

Система уравнений в h -параметрах любой из трех основных схем включения транзистора описывается идентичной системой уравнений и соответствующей схемой. Различие заключается в токах, напряжениях и параметрах, индивидуальных для каждой схемы включения. Параметры не являются постоянными, они меняются при сдвиге рабочей точки.

Замечание: Набор параметров четырехполюсника имеет место только для *определенной* схемы включения транзистора. Внутри этой схемы включения он неизменен только для *определенной* рабочей точки.

1.4.5.3. Альтернативные способы описания

H -параметры применяются в электронике преимущественно для описания биполярных транзисторов, работающих в нижней полосе частот примерно до 50 кГц.

Основной причиной для этого является вывод параметров на основе характеристик транзистора для постоянного тока, которые можно легко построить.

Для описания транзистора можно воспользоваться не только h -параметрами. Теория четырехполюсников [19], [20] предлагает другие системы параметров, которые как и h -параметры описывают характеристики транзисторов.

Для средних и высоких частот до 100 МГц часто применяют параметры полной проводимости. В отличие от h -параметров, которые являются действительными величинами, полные проводимости учитывают частотные свойства транзисторов. Они являются комплексными величинами и изображаются на векторных диаграммах в зависимости от положения рабочей точки и частоты.

Если транзисторную схему рассматривать как черный ящик с входными величинами $\underline{U}_1, I_1$ и выходными величинами $\underline{U}_2, I_2$, то его можно описать в параметрах полной проводимости как:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}\underline{U}_1 + y_{12}\underline{U}_2, \\ I_2 &= y_{21}\underline{U}_1 + y_{22}\underline{U}_2. \end{aligned} \quad (1.112)$$

Все параметры полной проводимости определяются в результате опыта короткого замыкания:

$$\text{входная полная проводимость } y_{11} = \left. \frac{I_1}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} = g_{11} + jb_{11} \quad (1.113)$$

$$\text{обратная крутизна } y_{12} = \left. \frac{I_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1=0} = |y_{12}|e^{j\varphi_{12}} \quad (1.114)$$

$$\text{прямая крутизна } y_{21} = \left. \frac{I_2}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} = |y_{21}|e^{j\varphi_{21}} \quad (1.115)$$

$$\text{выходная полная проводимость } y_{22} = \left. \frac{I_2}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1=0} = g_{22} + jb_{22}. \quad (1.116)$$

Для еще более высокочастотных транзисторных схем используется описание транзисторов в параметрах рассеяния. В этом случае токи и напряжения рассмат-

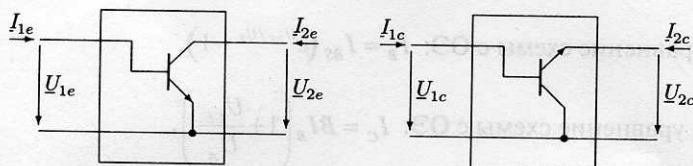
риваются как электромагнитные волны. В рамках данной книги эти параметры не рассматриваются, более подробно с ними можно ознакомиться в указанной литературе.

1.4.5.4. Пересчет h -параметров

В данных на транзисторы, указанных производителем, обычно приводятся только h -параметры схемы с ОЭ. Для других схем включения транзисторов требуется пересчет параметров.

Описанный ниже метод справедлив только при условии, что рассматриваемые схемы работают в одной и той же рабочей точке. Если это условие не выполняется, то необходимо привести параметры к новой рабочей точке, как это описано в разделе 1.4.5.5.

Например, известны h -параметры схемы с ОЭ, требуется определить h -параметры схемы с ОК.



$$\underline{U}_{1e} = h_{11e} \underline{I}_{1e} + h_{12e} \underline{U}_{2e};$$

$$\underline{I}_{2e} = h_{21e} \underline{I}_{1e} + h_{22e} \underline{U}_{2e};$$

$$\underline{U}_{1c} = h_{11c} \underline{I}_{1c} + h_{12c} \underline{U}_{2c};$$

$$\underline{I}_{2c} = h_{21c} \underline{I}_{1c} + h_{22c} \underline{U}_{2c}.$$

Рис. 1.118. Пересчет схемы с ОЭ в схему с ОК

Для пересчета используем схему рис. 1.118 с системами параметров. При сравнении токов и напряжений обеих схем определяются соотношения:

$$\underline{I}_{1e} = \underline{I}_{1c}, \quad \underline{I}_{2e} = -\underline{I}_{1c} - \underline{I}_{2c},$$

$$\underline{U}_{1e} = \underline{U}_{1c} - \underline{U}_{2c}, \quad \underline{U}_{2e} = -\underline{U}_{2c}.$$

Они подставляются в систему уравнений для схемы с ОЭ

$$\underline{U}_{1c} - \underline{U}_{2c} = h_{11e} \underline{I}_{1c} + h_{12e} \underline{U}_{2c},$$

$$-\underline{I}_{1c} - \underline{I}_{2c} = h_{21e} \underline{I}_{1c} + h_{22e} \underline{U}_{2c}.$$

Или

$$\underline{U}_{1c} = h_{11e} \underline{I}_{1c} + (1 - h_{12e}) \underline{U}_{2c},$$

$$\underline{I}_{2c} = -(1 + h_{21e}) \underline{I}_{1c} + h_{22e} \underline{U}_{2c}.$$

После сравнения коэффициентов получается решение в виде

$$\begin{pmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}. \quad (1.117)$$

Пересчет h -параметров из схемы с ОЭ в схему с ОБ происходит по аналогичной схеме, результат пересчета:

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sum h_e} \begin{pmatrix} h_{11e} & |h_e| - h_{12e} \\ -(|h_e| + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}, \quad (1.118)$$

где

$$|h_b| = |h_e| / \sum h_e \text{ и } \sum h_e = 1 + |h_e| + h_{21e} - h_{12e}.$$

1.4.5.5. Зависимость h -параметров от рабочей точки

Поскольку h -параметры интерпретируются как наклон характеристик транзистора в определенной рабочей точке, то их значение зависит от текущего положения рабочей точки.

Для определения этой зависимости воспользуемся уравнениями модели Эберса—Молла.

$$\text{Входное уравнение схемы с ОЭ: } I_B = I_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1),$$

$$\text{Выходное уравнение схемы с ОЭ: } I_C = BI_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right),$$

где

- I_{BS} — запирающий ток насыщения,
- U_T — тепловое напряжение,
- B — коэффициент усиления (при $U_{CE} = 0$),
- U_A — напряжение EARLY.

Из входного уравнения рассчитывается входное сопротивление:

$$h_{11e} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \frac{d}{dI_B} U_T \ln \left(\frac{I_B}{I_{BS}} + 1 \right) \Big|_A = \frac{U_T}{I_{BS} \left(\frac{I_B}{I_{BS}} + 1 \right)} \Big|_A \approx \frac{U_T}{I_B} \Big|_A,$$

$$h_{11e} = \frac{U_T B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)}{I_C} \Big|_A. \quad (1.119)$$

При постоянном напряжении рабочей точки U_{CE} входное сопротивление уменьшается обратно пропорционально току коллектора. Если ток коллектора поддерживается постоянным, то с увеличением напряжения коллектор-эмиттер входная проводимость постепенно увеличивается.

Из входного уравнения определяется

$$h_{12e} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_A = \frac{d}{dU_{CE}} U_T \ln \left(\frac{I_B}{I_{BS}} + 1 \right) \Big|_A = 0. \quad (1.120)$$

В первом приближении биполярный транзистор не имеет воздействия выходных сигналов на входные.

Из выходного уравнения определяется усиление по току

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A = B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) \Big|_A. \quad (1.121)$$

Усиление по току при постоянном напряжении рабочей точки U_{CE} не зависит от тока коллектора. Оно медленно увеличивается с увеличением напряжения коллектор-эмиттер.

Также из выходного уравнения определяется выходная проводимость:

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A = \left. \frac{B I_B}{U_A} \right|_A = \frac{I_C}{U_{CE} + U_A} \Big|_A. \quad (1.122)$$

Выходная проводимость при постоянном напряжении рабочей точки U_{CE} увеличивается пропорционально току коллектора. Если ток коллектора поддерживается постоянным, то с увеличением напряжения коллектор-эмиттер выходная проводимость постепенно уменьшается.

Пример 1.4.9

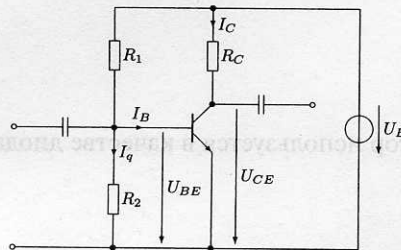


Рис. 1.119. Усилитель в схеме с общим эмиттером

Требуется рассчитать h -параметры усилителя в схеме с общим эмиттером.

$$\begin{aligned} U_B &= 10 \text{ В}, & U_T &= 40 \text{ мВ}, \\ R_1 &= 24 \text{ кОм}, & U_A &= 100 \text{ В}, \\ R_2 &= 2 \text{ кОм}, & R_C &= 1 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Коэффициент усиления по току в рабочей точке $B_A = 140^a$, напряжение база-эмиттер $U_{BEA} = 0,7 \text{ В}$.

Решение

1. Сначала рассчитываются недостающие параметры рабочей точки:

$$I_q = \frac{U_{BE}}{R_2}, \quad I_{qA} = \frac{0,7 \text{ В}}{2 \text{ кОм}} = 0,35 \text{ мА},$$

^a Данные о коэффициенте статического усиления по току часто интерпретируются неверно. Коэффициент усиления по току в рабочей точке определяется выражением $B_A = I_{CA}/I_{BA} = B(1 + U_{CEA}/U_A)$. Усиление по току $B = I_C/I_B$, напротив, является экстраполированной величиной для $U_{CE} = 0$.

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_1} - I_q, I_{BA} = \frac{(10 - 0,7) \text{ В}}{24 \text{ кОм}} - 0,35 \text{ мА} = 37,5 \text{ мкА};$$

$$I_C = \beta I_B, I_{CA} = 140 \cdot 37,5 \text{ мкА} = 5,25 \text{ мА};$$

$$U_{CE} = U_B - I_C R_C, U_{CEA} = 10 \text{ В} - 5,25 \text{ мА} \cdot 1 \text{ кОм} = 4,75 \text{ В}.$$

2. В этой рабочей точке с помощью уравнений (1.119) и (1.122) рассчитываются h -параметры:

$$h_{11e} = \frac{U_T}{I_{BA}}, h_{11e} = \frac{40 \text{ мВ}}{37,5 \text{ мкА}} = 1,07 \text{ кОм},$$

$$h_{12e} = 0, h_{12e} = 0,$$

$$h_{21e} = \beta_A, h_{21e} = 140,$$

$$h_{22e} = \frac{I_{CA}}{U_{CEA} + U_A}, h_{22e} = \frac{5,25 \text{ мА}}{(4,75 + 100) \text{ В}} = 50,1 \text{ мкСм}.$$

1.4.6. Задания

Задание 1.4.1

Биполярный транзистор используется в качестве диода. Для этого он включается в одну из пяти схем.

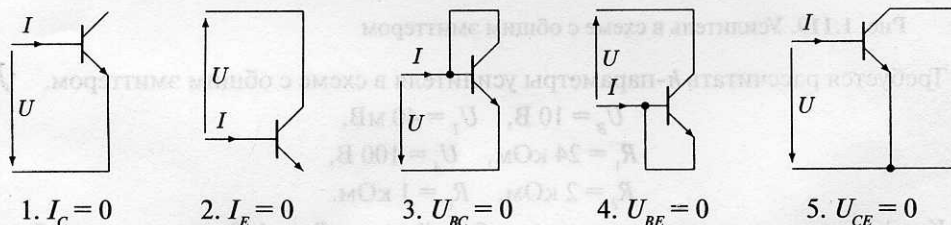


Рис. 1.120. Транзистор, подключаемый в качестве диода

Применяя уравнения Эберса—Молла (1.52), определите ВАХ диодов.

Задание 1.4.2

Подключенный через делитель напряжения $R_1 = 9 \text{ кОм}$ и $R_2 = 1 \text{ кОм}$ транзистор представляет собой по характеристикам Z-диод с выводами на коллекторе и эмиттере.

Рассчитайте и постройте характеристику $I = f(U)$. Определите U_{z0} и r_z . При решении примените данную эквивалентную схему при $A = 0,99$ и $U_s = 0,7 \text{ В}$.

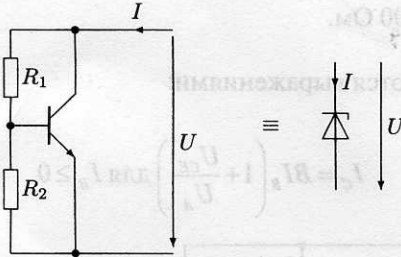


Рис. 1.121. Транзистор, подключаемый в качестве диода

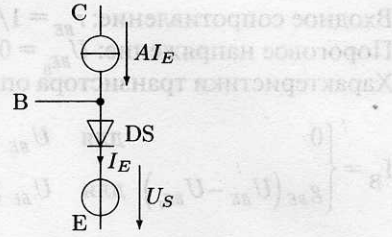


Рис. 1.122. Эквивалентная схема

Задание 1.4.3

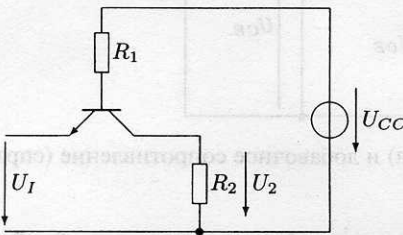


Рис. 1.123. TTL-входная схема

Рассчитайте характеристику $U_2 = f(U_I)$ данной схемы для входного напряжения $U_I \geq 0$. Для расчета используйте по выбору одну из моделей транзистора:

$$\begin{aligned} U_{CC} &= 5 \text{ В} \\ R_1 &= 4 \text{ кОм} \\ R_2 &= 1 \text{ кОм} \\ A_I &= 0,02 \\ A_N &= 0,99 \\ U_{BC0} &= 0,69 \text{ В} \\ U_{BE0} &= 0,78 \text{ В} \end{aligned}$$

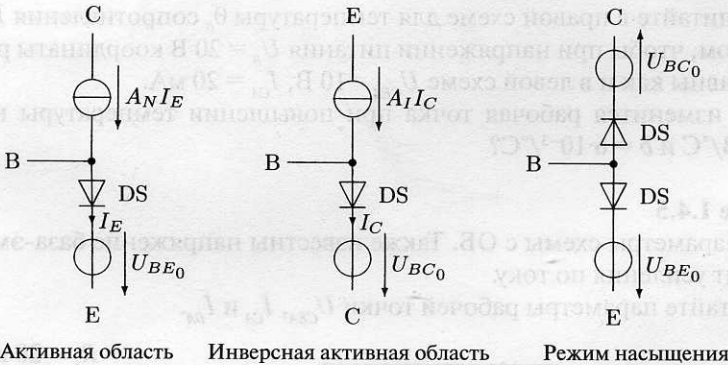


Рис. 1.124. Эквивалентная схема транзистора для различных режимов работы

Для проверки расчетов смоделируйте схему и изобразите расчетные и смоделированные результаты на одном графике в диапазоне $0 \text{ В} \leq U_I \leq 2 \text{ В}$.

Задание 1.4.4

Параметры транзистора при температуре $\vartheta_0 = 25^\circ\text{C}$:

Усиление по току: $B = 175$.

Напряжение Эрли: $U_A = 70 \text{ В}$.

Входное сопротивление: $r_{BE} = 1/g_{BE} = 300 \text{ Ом}$.

Пороговое напряжение: $U_{BE_0} = 0,69 \text{ В}$.

Характеристики транзистора описываются выражениями:

$$I_B = \begin{cases} 0 & \text{для } U_{BE} < U_{BE_0} \\ g_{BE}(U_{BE} - U_{BE_0}) & \text{для } U_{BE} \geq U_{BE_0} \end{cases} \quad I_C = \beta I_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right) \text{ для } I_B \geq 0.$$

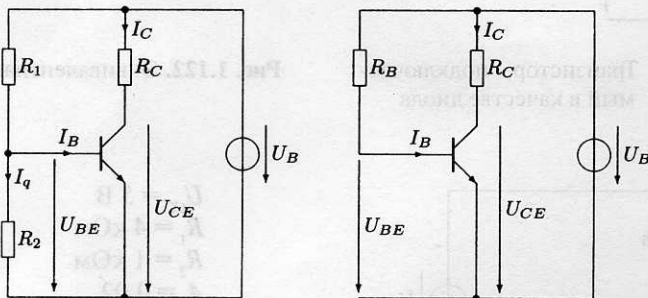


Рис. 1.125. Делитель напряжения (слева) и добавочное сопротивление (справа) для установки рабочей точки

1. Рассчитайте в левой схеме для температуры ϑ_0 сопротивления R_1 , R_2 , R_C таким образом, чтобы при напряжении питания $U_B = 20 \text{ В}$ и токе $I_q = 10I_B$ координаты рабочей точки были равны $U_{CEA} = 10 \text{ В}$, $I_{CA} = 20 \text{ мА}$.

2. Температура схемы повысилась на $\Delta\vartheta = 20^\circ\text{С}$. Определите новую рабочую точку схемы при $d_T = -2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ и $b = 6 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{С}$. Температурной зависимостью остаточных токов можно пренебречь.

3. Рассчитайте в правой схеме для температуры θ_0 сопротивления R_1 , R_2 , R_C таким образом, чтобы при напряжении питания $U_B = 20 \text{ В}$ координаты рабочей точки были равны как и в левой схеме $U_{CEA} = 10 \text{ В}$, $I_{CA} = 20 \text{ мА}$.

4. Как изменится рабочая точка при повышении температуры на 20°С при $d_T = -2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ и $b = 6 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{С}$?

Задание 1.4.5

Даны параметры схемы с ОБ. Также известны напряжение база-эмиттер и коэффициент усиления по току.

Рассчитайте параметры рабочей точки U_{CEA} , I_{CA} и I_{BA} .

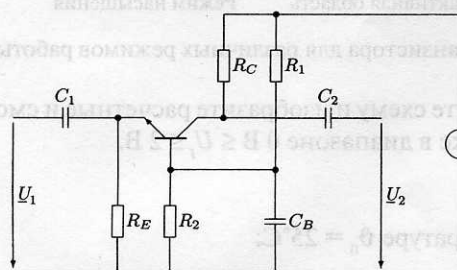


Рис. 1.126. Схема с ОБ

$R_1 = 20 \text{ кОм}$
 $R_2 = 5 \text{ кОм}$
 $R_C = 1 \text{ кОм}$
 $R_E = 180 \text{ кОм}$
 $U_B = 10 \text{ В}$
 В рабочей точке
 $B = 49$, $U_{BEA} = 0,7 \text{ В}$

Задание 1.4.6

Даны параметры схемы с ОК.

$$R_1 = 15 \text{ кОм}$$

$$R_2 = 21,4 \text{ кОм}$$

$$R_E = 1 \text{ кОм}$$

$$R_A = 1 \text{ кОм}$$

$$U_B = 20 \text{ В}$$

Дополнительно известно напряжение база-эмиттер $U_{BEA} = 0,7 \text{ В}$ и коэффициент усиления по току в рабочей точке $B = 90$. Рассчитайте параметры рабочей точки: U_{CEA} , I_{CA} и I_{BA} .

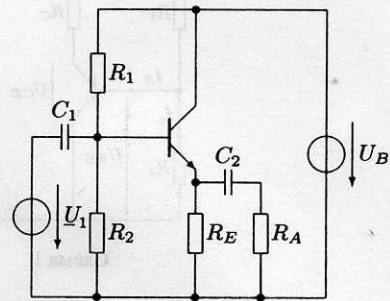


Рис. 1.127. Схема с ОК

Задание 1.4.7

Определите напряжение питания U_B и сопротивление в цепи эмиттера R_E , чтобы рабочая точка имела координаты:

$$I_{BA} = 50 \text{ мкА} \quad U_{BEA} = 0,66 \text{ В}$$

$$I_{CA} = 6 \text{ мА} \quad U_{CEA} = 11 \text{ В}$$

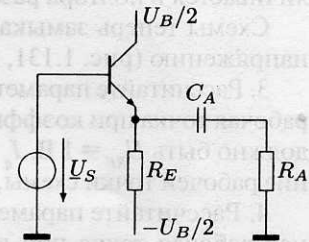


Рис. 1.128. Схема с ОК

Задание 1.4.8

Для данной схемы с ОЭ известны номиналы сопротивлений $R_1 = 24 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$, напряжение питания $U_B = 20 \text{ В}$ и напряжение коллектор-эмиттер в рабочей точке $U_{CEA} = 10 \text{ В}$.

Определите графически на четырехквadrантной плоскости координаты входной рабочей точки U_{BEA} , I_{BA} , тока коллектора I_{CA} и сопротивления цепи коллектора R_C .

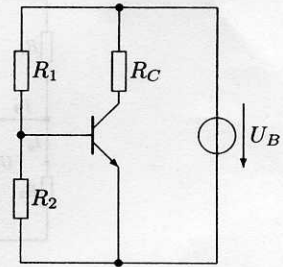


Рис. 1.129. Схема с ОЭ

Задание 1.4.9

Исследуйте стабилизирующее действие обратной связи. Даны две схемы: первая с делителем напряжения в цепи базы, вторая с дополнительным базовым сопротивлением (рис. 1.130).

Напряжение питания обеих схем $U_B = 20 \text{ В}$. Выходные рабочие точки обеих схем $U_{CEA} = 10 \text{ В}$, $I_{CA} = 5 \text{ мА}$. Для первой схемы $I_{qA} = 10 \cdot I_{BA}$.

Электрические параметры транзисторов обеих схем идентичны. Их входная характеристика $U_{BE} = U_{BE0} + I_{BE} r_{BE}$ при $I_B \geq 0$, где $U_{BE0} = 0,7 \text{ В}$ и $r_{BE} = 1 \text{ кОм}$. Выходные характеристики удовлетворяют соотношению $I_C \approx B I_B$, где $B = 100$.

1. Рассчитайте параметры обеих схем таким образом, чтобы установились заданные рабочие точки.

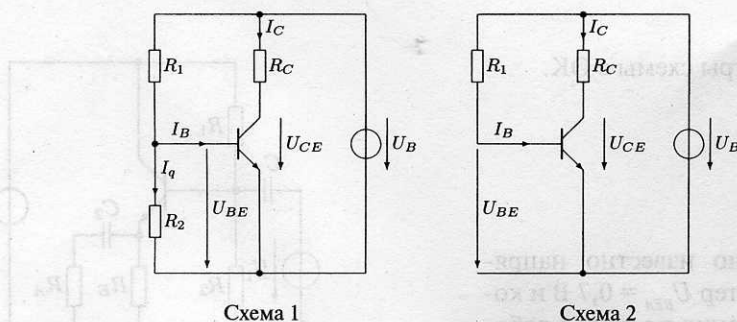


Рис. 1.130. Схема ОЭ без обратной связи

2. Рассчитайте смещение рабочей точки обеих схем, если усиление по току увеличивается в полтора раза.

Схемы теперь замыкаются, первая по току (рис. 1.131, схема 1а), а вторая по напряжению (рис. 1.131, схема 2а).

3. Рассчитайте параметры схемы 1а таким образом, чтобы установилась заданная рабочая точка при коэффициенте $B = 100$. Напряжение на сопротивлении эмиттера должно быть $U_{RE} = 1$ В, I_q в схеме 1а в 10 раз больше тока базы. Рассчитайте смещение рабочей точки схемы, если усиление по току увеличивается в полтора раза.

4. Рассчитайте параметры схемы 2а таким образом, чтобы установилась заданная рабочая точка при коэффициенте $B = 100$. Рассчитайте смещение рабочей точки схемы, если усиление тока увеличивается в полтора раза.

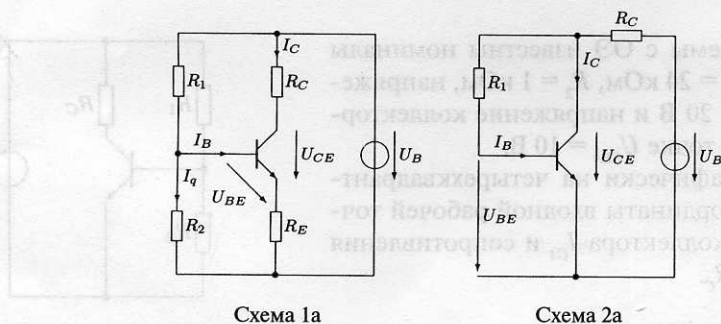


Рис. 1.131. Схема ОЭ с обратной связью

Задание 1.4.10

Биполярный транзистор в схеме ОЭ описывается уравнениями

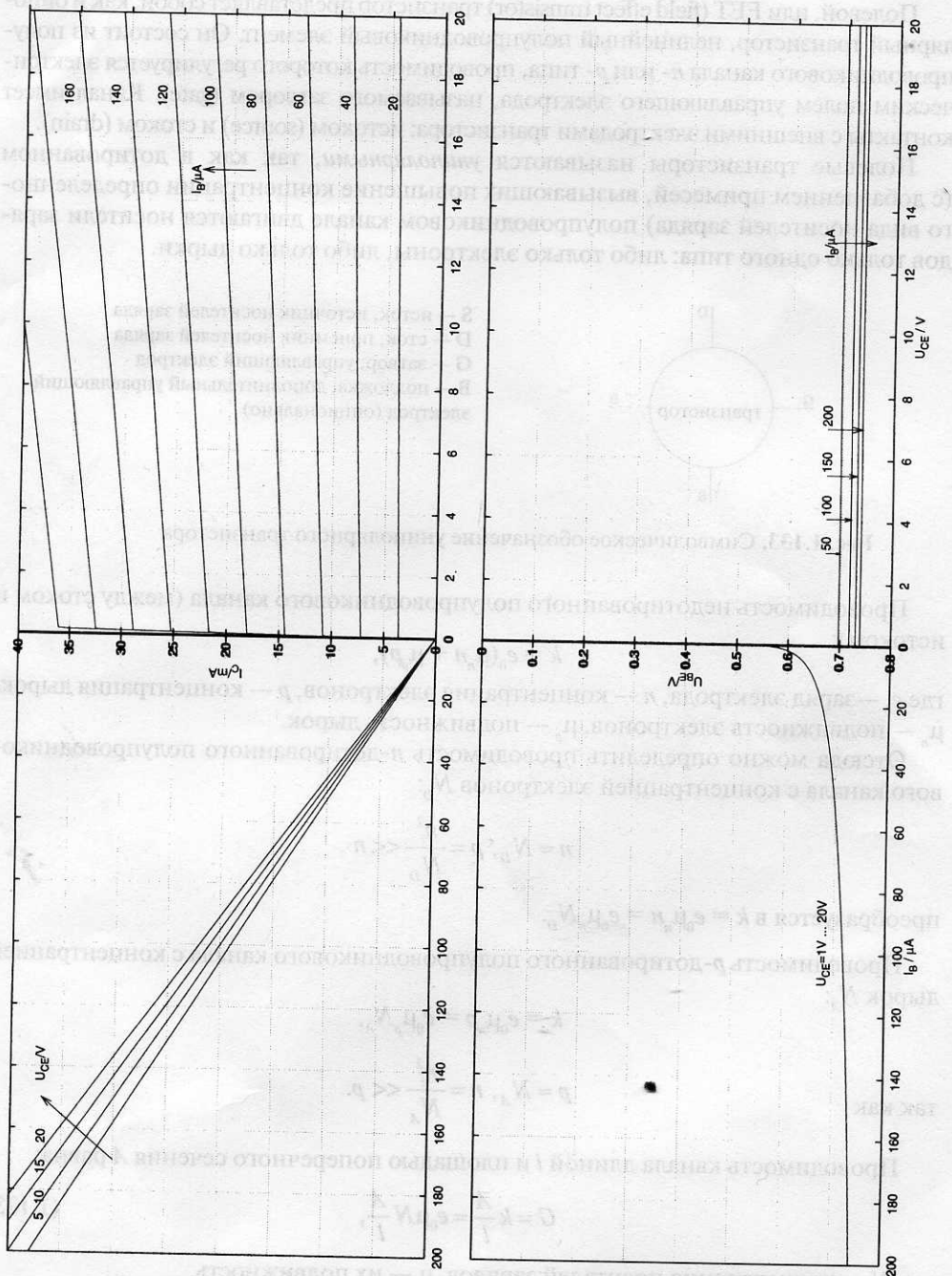
$$I_B = I_{BS} (e^{U_{BE}/U_T} - 1), \quad I_C = BI_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right),$$

где $B = 120$, $U_A = 100$ В, $U_T = 26$ мВ.

Считается, что $I_{BA} \ll I_{BS}$.

Рассчитайте параметры полной проводимости y_{ik} в рабочей точке $U_{CEA} = 5$ В, $I_{CA} = 2$ мА.

1.4.6.1. Приложение: Четырехквadrантная плоскость

Рис. 1.132. Четырехквadrантная плоскость характеристик npn -транзистора

1.5. Униполярные (полевые) транзисторы

Полевой, или FET (field effect transistor) транзистор представляет собой, как и биполярный транзистор, нелинейный полупроводниковый элемент. Он состоит из полупроводникового канала n - или p - типа, проводимость которого регулируется электрическим полем управляющего электрода, называемого затвором (gate). Канал имеет контакты с внешними электродами транзистора: истоком (source) и стоком (drain).

Полевые транзисторы называются *униполярными*, так как в дотированном (с добавлением примесей, вызывающих повышение концентрации определенного вида носителей заряда) полупроводниковом канале двигаются носители зарядов только одного типа: либо только электроны, либо только дырки.



S — исток, источник носителей заряда
D — сток, приемник носителей заряда
G — затвор, управляющий электрод
B — подложка, дополнительный управляющий электрод (опционально)

Рис. 1.133. Символическое обозначение униполярного транзистора

Проводимость недотированного полупроводникового канала (между стоком и истоком):

$$k = e_0(\mu_n n + \mu_p p),$$

где e_0 — заряд электрода, n — концентрация электронов, p — концентрация дырок, μ_n — подвижность электронов, μ_p — подвижность дырок.

Отсюда можно определить проводимость n -дотированного полупроводникового канала с концентрацией электронов N_D :

$$n \approx N_D, p = \frac{n_i^2}{N_D} \ll n$$

преобразуется в $k = e_0 \mu_n n = e_0 \mu_n N_D$.

Проводимость p -дотированного полупроводникового канала с концентрацией дырок N_A :

$$k = e_0 \mu_p p = e_0 \mu_p N_A,$$

так как

$$p \approx N_A, n = \frac{n_i^2}{N_A} \ll p.$$

Проводимость канала длиной l и площадью поперечного сечения A равна:

$$G = k \frac{A}{l} = e_0 \mu N \frac{A}{l}, \quad (1.123)$$

где N — концентрация носителей зарядов, μ — их подвижность.

Проводимость можно менять двумя способами: меняя плотность носителей зарядов N или площадь поперечного сечения полупроводникового канала A . В зависимости от способа различают два типа полевых транзисторов.

Полевые транзисторы, управляемые изменением площади поперечного сечения полупроводникового канала:

- NIGFET (Non Insulated Gate Field Effect Transistor) — полевые транзисторы с неизолированным затвором.

- MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) — полевые транзисторы со структурой металл-полупроводник.

- JFET (Junction Field Effect Transistor) — полевые транзисторы с pn -переходом.

Полевые транзисторы, управляемые изменением плотности носителей зарядов:

- MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET) — структура металл-оксид полупроводник.

- MISFET (Metal Isolator Semiconductor FET) — структура металл-изолятор полупроводник.

- IGFET (Insulated Gate FET) — транзистор с изолированным затвором.

В NIGFET транзисторах существует pn -переход между затвором и каналом. На pn -переход подается обратное напряжение и изменением величины приложенного напряжения регулируется ширина канала.

Проводимостью IGFET транзисторов управляют, изменяя концентрацию основных носителей в канале, канал изолирован от затвора.

В зависимости от того, является ли канал без приложенного напряжения на затворе проводящим или закрытым, различают *нормально проводящие* или *нормально запертые* IGFET.

Канал может содержать основные носители зарядов либо n -, либо p -типа. Различают всего шесть типов полевых транзисторов.

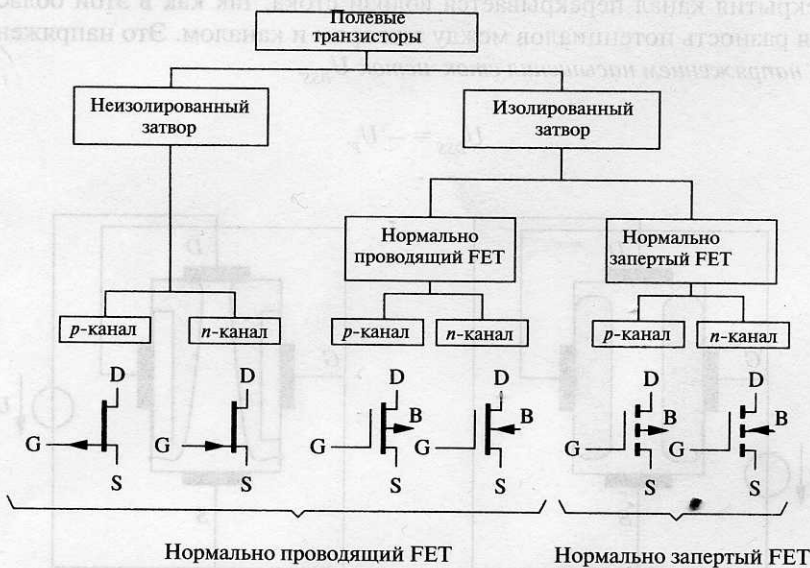


Рис. 1.134. Семейства полевых транзисторов

Обозначения:

S — Source (исток), D — Drain (сток), G — Gate (затвор), B — Bulk (подложка).

1.5.1. Транзисторы с pn -переходом

1.5.1.1. Основы

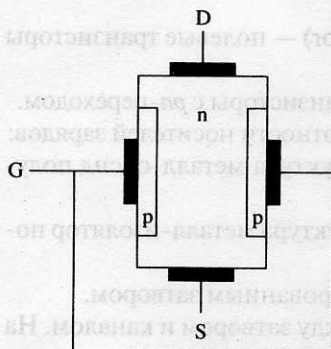


Рис. 1.135. Конструктивная схема

Принципиальное устройство n -канального JFET показано на рис. 1.135. Канал протекания тока транзистора представляет собой слой полупроводника n -типа, заключенного между двумя pn -переходами, к которым прикладывается обратное напряжение. Слои полупроводника p -типа электрически связаны между собой и имеют контакт с внешними электродами прибора, так называемым затвором.

Для понимания принципа действия транзистора замкнем накоротко исток и сток, т. е. $U_{DS} = 0$. Между затвором и истоком прикладывается отрицательное напряжение $U_{GS} < 0$ (рис. 1.136). С увеличением напряжения U_{GS} площадь поперечного сечения канала уменьшается *равномерно* по длине. При достижении значения U_p канал перекрывается. Это напряжение $U_p < 0$ называется напряжением перекрытия²⁰.

Теперь представим, что затвор и исток замкнуты накоротко, т. е. $U_{GS} = 0$ (правая часть рис. 1.136). Между стоком и истоком прикладывается положительное напряжение $U_{DS} > 0$. С увеличением напряжения U_{DS} площадь поперечного сечения канала уменьшается *неравномерно* по длине. При достижении значения напряжения перекрытия канал перекрывается вблизи стока, так как в этой области наибольшая разность потенциалов между затвором и каналом. Это напряжение называется *напряжением насыщения сток-исток* U_{DSS}

$$U_{DSS} = -U_p$$

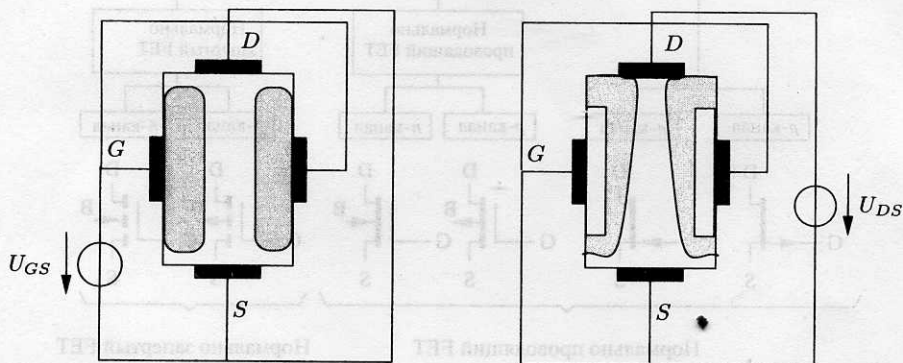


Рис. 1.136. Поведение полевого транзистора с pn -переходом при $U_{DS} = 0$ и $U_{GS} = 0$

²⁰ От англ. Pinch-off voltage.

Если к транзистору приложены оба напряжения, $U_{DS} \neq 0$ и $U_{GS} \neq 0$, то оба эффекта накладываются друг на друга. Канал перекрывается при напряжении между истоком и стоком, равным:

$$U_{DS} = U_{DSP} = U_{GS} - U_P.$$

1.5.1.2. Характеристики

Выходные характеристики $I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$ для постоянного напряжения U_{GS} между затвором и истоком приведены на рис. 1.137.

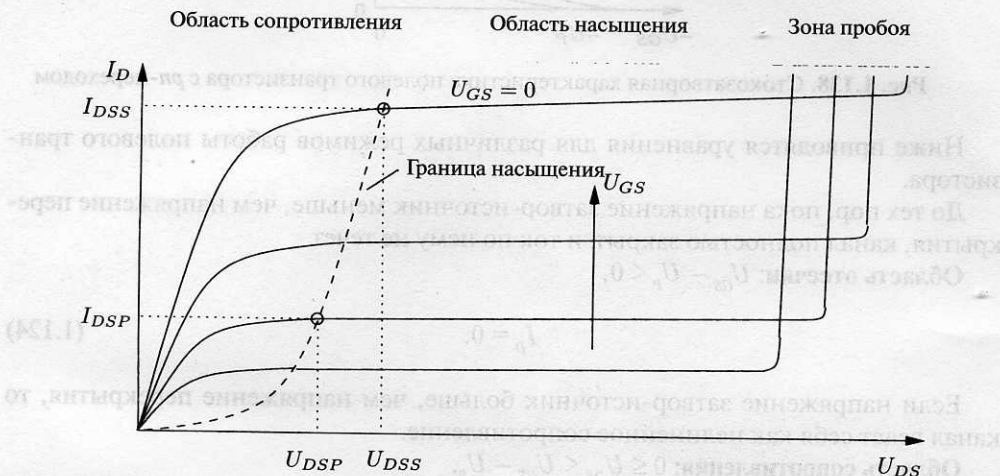


Рис. 1.137. Выходные характеристики полевого транзистора с *pn*-переходом

При малых напряжениях U_{DS} между истоком и стоком канал открыт. Ток I_D нелинейно растет с ростом напряжения U_{DS} . Эта область транзистора называется *областью сопротивления*.

С ростом напряжения между стоком и истоком зоны *pn*-переходов увеличиваются, канал сужается, и сопротивление канала растет. При напряжении U_{DSP} канал перекрывается.

Дальнейшее увеличение напряжения U_{DS} не приводит к росту тока I_D , так как общее напряжение $(U_{DS} - U_{DSP})$ падает на уже запертом канале. Эта область называется *областью насыщения*.

При дальнейшем повышении напряжения сток-исток до 20–30 В возникает лавинный пробой области *pn*-переходов вблизи стока по цепи сток-затвор. Это зона *пробоя транзистора*.

Транзисторы, работающие в зоне *области сопротивления*, в которой $U_{DS} \leq U_{DSP} = U_{GS} - U_P$, используются как регулируемые сопротивления.

Транзисторы, работающие в зоне *области насыщения*, в которой $U_{DS} > U_{DSP} = U_{GS} - U_P$, используются как усилители напряжения.

Работа транзистора в зоне *области пробоя* является нежелательной из-за угрозы его теплового разрушения.

Стокзатворная характеристика полевого транзистора с *pn*-переходом $I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$ изображена на рис. 1.138.

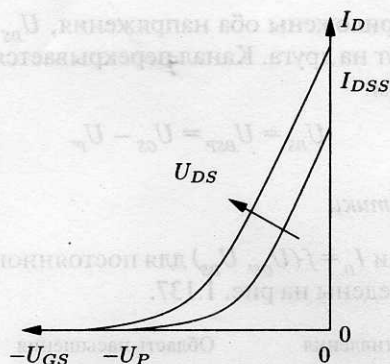


Рис. 1.138. Стокозатворная характеристика полевого транзистора с pn -переходом

Ниже приводятся уравнения для различных режимов работы полевого транзистора.

До тех пор, пока напряжение затвор-исток меньше, чем напряжение перекрытия, канал полностью закрыт, и ток по нему не течет.

Область отсечки: $U_{GS} - U_P < 0$,

$$I_D = 0. \quad (1.124)$$

Если напряжение затвор-исток больше, чем напряжение перекрытия, то канал ведет себя как нелинейное сопротивление.

Область сопротивления: $0 \leq U_{DS} < U_{GS} - U_P$,

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} U_{DS} \left(U_{GS} - U_P - \frac{U_{DS}}{2} \right). \quad (1.125)$$

При напряжении $U_{DS} = U_{DSP} = U_{GS} - U_P$ канал перекрывается, и по нему течет ток $I_D = I_{DSP}$.

$$I_{DSP} = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} U_{DSP}^2.$$

Характеристика $I_{DSP} = f(U_{DSP})$ имеет вид параболы (штрихпунктирная линия на рис. 1.137). При $U_{GS} = 0$ и $U_{DSP} = U_{DSS} = -U_P$ ток доходит до уровня насыщения I_{DSS} .

В области насыщения ток стока растет квадратично с ростом напряжения исток-затвор.

Область насыщения: $0 < U_{GS} - U_P \leq U_{DS}$,

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2. \quad (1.126)$$

При изменении напряжения исток-сток изменяется длина перекрытой части канала, вызывая изменение тока стока. Это явление отражается в корректирующем члене уравнения (1.126):

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 (1 + \lambda U_{DS}). \quad (1.127)$$

Член I_{DSS}/U_P^2 часто в литературе обозначается символом β или крутизной²¹. Символом λ обозначается коэффициент модуляции длины канала²².

1.5.1.3. Температурная зависимость

На характеристики транзисторов с *pn*-переходом оказывают влияние два эффекта:

1. С ростом температуры растет подвижность μ носителей заряда в канале, это фактор, *негативно* влияющий на рост тока.
2. Одновременно с ростом температуры уменьшаются области *pn*-переходов, ширина канала увеличивается, это фактор, *способствующий* росту тока.

При малых токах большее значение имеет второй эффект, температурный коэффициент тока стока α_{ID} положителен. При больших токах большее значение оказывает первый эффект, температурный коэффициент тока стока α_{ID} отрицательный. При токе примерно $I_D = I_{DSS}/4$ влияние оказывают оба эффекта, а температурный коэффициент равен нулю.

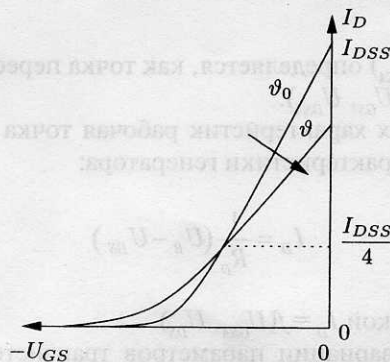


Рис. 1.139. Температурная зависимость стокзатворной характеристики ($\vartheta > \vartheta_0$)

1.5.1.4. Определение рабочей точки

Если полевой транзистор используется в качестве усилителя, то требуется правильно настроить его рабочую точку, чтобы во время работы транзистор не вышел за пределы зоны насыщения. Основные принципы настройки рабочей точки полевого транзистора те же, что и для биполярного транзистора (см. раздел 1.4.3). Затрудняет настройку сильный разброс параметров полевого транзистора. На следующих рисунках зоны, учитывающие расхождение параметров, изображены штрихпунктирными линиями.

²¹ От англ. transconductance coefficient.

²² От англ. channel length modulation parameter.

Установка при помощи предварительного напряжения U_V

Для полевого транзистора с каналом n -типа требуется отрицательное напряжение затвор-исток. Оно подключается в виде отдельного источника питания через сопротивление R_V между затвором и истоком. Так как ток затвора равен нулю, сопротивление R_V не оказывает влияния на рабочую точку, всегда выполняется равенство $U_{GS} = U_V$ при $U_V < 0$.

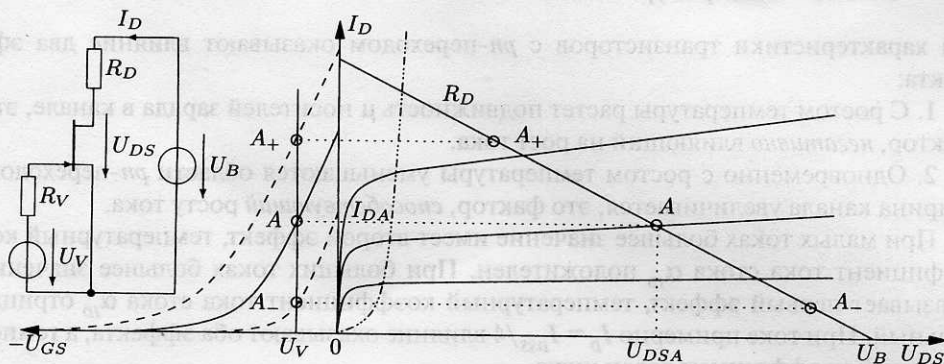


Рис. 1.140. Установка рабочей точки при помощи предварительного напряжения

Рабочая точка (I_{DA}, U_{GSA}) определяется, как точка пересечения прямой $U_{GS} = U_V$ с характеристикой $I_D = f(U_{GS}, U_{DSA})$.

В квадранте выходных характеристик рабочая точка (I_{DA}, U_{DSA}) определяется как точка пересечения характеристики генератора:

$$I_D = \frac{1}{R_D}(U_B - U_{DS})$$

с выходной характеристикой $I_D = f(U_{GSA}, U_{DSA})$.

Вследствие сильной вариации параметров транзистора положение рабочей точки также имеет допустимые колебания. Она может находиться в диапазоне характеристик между точками A_- и A_+ , что является недопустимо большим разбросом для практического применения. Поэтому такой способ установки рабочей точки обычно не применяется.

Установка с помощью сопротивления в цепи истока R_S

В цепь истока полевого транзистора с каналом n -типа включают сопротивление R_S . При протекании тока стока на нем падает напряжение, которое для участка затвор-исток является негативным дополнительным напряжением. Закон Кирхгофа для этого участка цепи: $U_{GS} + I_{DR_S} + I_{GR_V} = 0$. Поскольку ток затвора равен нулю, $U_{GS} = -I_{GR_S}$.

Рабочая точка (I_{DA}, U_{GSA}) определяется как точка пересечения прямой $I_D = -\frac{U_{GS}}{R_S}$ с характеристикой $I_D = f(U_{GS}, U_{DSA})$.

В квадранте выходных характеристик рабочая точка (I_{DA}, U_{DSA}) определяется как точка пересечения характеристики генератора:

$$I_D = \frac{1}{R_D + R_S} (U_B - U_{DS})$$

с выходной характеристикой $I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$.

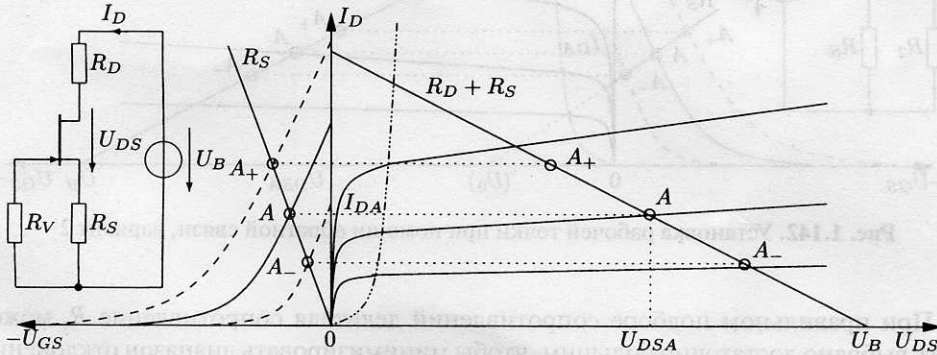


Рис. 1.141. Установка рабочей точки при помощи обратной связи, вариант 1

Из рисунка 1.141 видно, что диапазон изменения рабочей точки покоя меньше, чем при первом способе ее установки. Чем больше выбирается сопротивление R_S , тем меньше диапазон изменения рабочей точки, однако и тем меньше ток стока I_{DA} и управляемость транзистора. С ростом R_S уменьшается коэффициент усиления по напряжению транзистора, так как сопротивление играет роль обратной связи по току. Подробнее см. раздел 2.6.

Установка с помощью делителя сопротивления и сопротивления в цепи истока

С помощью делителя напряжения во входном контуре можно еще больше уменьшить диапазон колебания рабочей точки. Если напряжение на сопротивлении R_2 обозначить как U_0 ,

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B,$$

то рабочая точка (I_{DA} , U_{GSA}) определяется как точка пересечения прямой:

$$I_D = \frac{1}{R_S} (U_0 - U_{GS})$$

с характеристикой $I_D = f(U_{GS}, U_{DSA})$.

В квадранте выходных характеристик рабочая точка (I_{DA} , U_{DSA}) определяется как точка пересечения характеристики генератора:

$$I_D = \frac{1}{R_D + R_S} (U_B - U_{DS})$$

с выходной характеристикой $I_D = f(U_{GSA}, U_{DS})$.

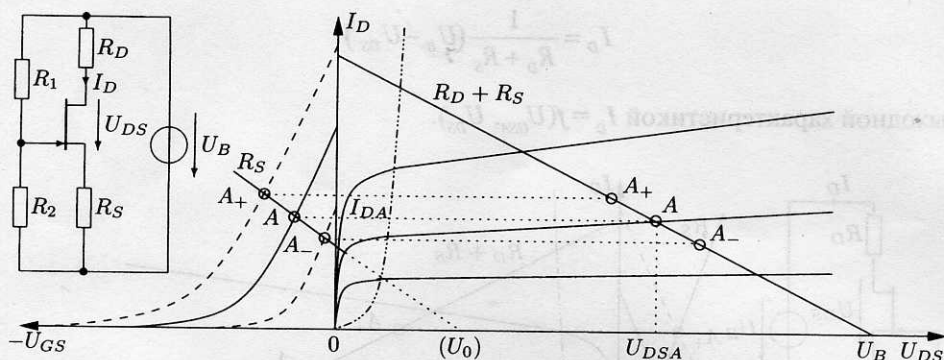
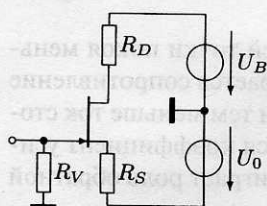


Рис. 1.142. Установка рабочей точки при помощи обратной связи, вариант 2

При правильном подборе сопротивлений делителя сопротивление R_S может быть выбрано достаточно большим, чтобы минимизировать диапазон отклонения рабочей точки.



Если параллельно с источником $+U_B$ включить дополнительный источник питания $-U_0$, то его можно через сопротивление R_S подключить к электроду затвора. Тогда можно не использовать делитель напряжения R_1, R_2 . Преимущество такой схемы в том, что потенциал затвора по постоянному току равен нулю, и к затвору можно непосредственно, без развязывающего конденсатора, подключать генератор переменного напряжения.

1.5.1.5. Эквивалентная схема в режиме большого сигнала

Нелинейная эквивалентная схема в режиме большого сигнала строится на основе уравнений характеристик (1.127) и зависит от способа соединения затвора и канала. Pn -переход между затвором и каналом можно изобразить в виде диодов между затвором и стоком и затвором и истоком, а полупроводниковый проводящий канал в виде источника тока. Как правило, напряжение затвор-исток отрицательно, и оба диода заперты. Их можно рассматривать, пренебрегая очень малым остаточным током, как нелинейные емкости C_{GD} и C_{GS} . Рост тока стока с растущим напряжением сток-исток учитывается при помощи подключенного параллельно к источнику тока сопротивления r_{DS} .

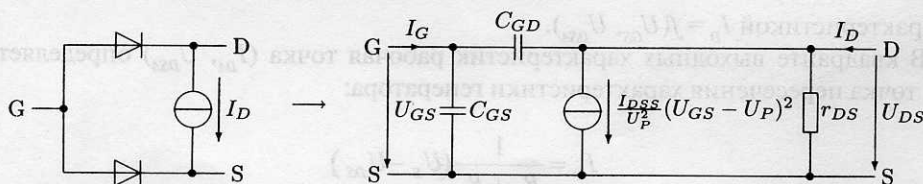


Рис. 1.143. Эквивалентная схема замещения полевого транзистора с p - n -переходом в режиме большого сигнала

Емкости представляют собой обрыв для низкочастотных сигналов, ток затвора стремится к нулю, ток истока равен:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 + g_{DS} + U_{DS} = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 (1 + \lambda U_{DS}). \quad (1.128)$$

Нелинейная проводимость g_{DS} определяется как

$$g_{DS} = \lambda \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda U_{DS}}. \quad (1.129)$$

В случае высокочастотных сигналов ток затвора носит емкостный реактивный характер, кроме того, через емкость сток-исток он действует на вход:

$$i_g(t) = \frac{d}{dt} (C_{GS} u_{GS}(t)) + \frac{d}{dt} (C_{GD} (u_{GS}(t) - u_{DS}(t))), \quad (1.130)$$

$$i_D(t) = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (u_{GS}(t) - U_P)^2 + g_{DS}(t) u_{DS}(t) - \frac{d}{dt} (C_{GD} (u_{GS}(t) - u_{DS}(t))). \quad (1.131)$$

1.5.2. МДП-транзистор

1.5.2.1. Основы

МДП-транзисторы (структура металл-диэлектрик-полупроводник) выполняются из кремния.

В исходной пластине кремния p -типа, называемой подложкой, с помощью диффузионной технологии создаются области истока, стока и канал n^+ -типа или p -типа. Поверхность, близлежащую к истоку и стоку, защищает изоляционный слой, состоящий из диоксида кремния SiO_2 , нитрида кремния Si_3N_4 или оксида алюминия Al_2O_3 . На защитный слой напыляют слой из алюминия, образующий электрод затвора. Принцип действия такого транзистора с индуцированным каналом состоит в следующем. Без напряжения между затвором и истоком из-за последовательности слоев n^+pn^+ ток от истока к стоку не протекает, возможно протекание только небольшого остаточного тока неосновных носителей, транзистор заперт.

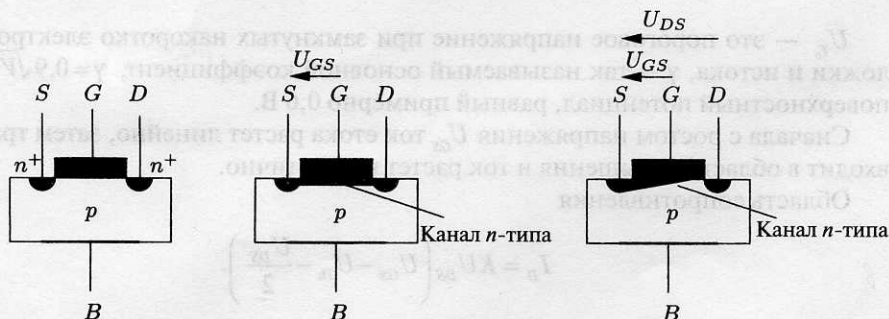


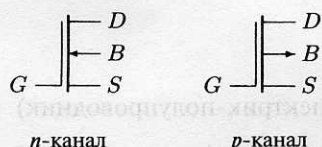
Рис. 1.144. Структура и принцип действия МДП-транзистора с каналом n -типа

Если между затвором и истоком приложено положительное напряжение, то на поверхность p -слоя притягиваются отрицательные заряды, возникает n^+-np^+ -проводящий канал и транзистор открывается. Полевой транзистор, открывающийся при поданном напряжении затвор-исток, называется *самозапирающимся*, или *работающим в режиме обогащения канала* носителями. Различают полевые транзисторы с индуцированным каналом n - и p -типа.

В противоположность рассмотренному типу, существуют транзисторы со встроенным каналом, *открытые* без приложенного напряжения между истоком и стоком. Для управления током канала к нему прикладывают напряжение, вызывающее уменьшение концентрации носителей заряда в канале и проводимости канала. Такой режим работы транзистора называется *режимом обеднения*. Различают полевые транзисторы с встроенным каналом n - и p -типа.

Также возможно управление током стока через подложку. Для этого нужно подать напряжение между подложкой и истоком такой полярности, чтобы к диоду подложки оказалось приложено обратное напряжение. Однако этим способом управления следует пользоваться только в крайнем случае. Обычно электроды подложки и истока гальванически связаны.

Со встроенным каналом



С индуцированным каналом

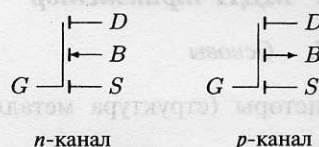


Рис. 1.145. Транзисторы МДП-типа

1.5.2.2. Характеристики

Транзисторам с индуцированным каналом требуется некоторое минимальное напряжение между затвором и истоком, *пороговое напряжение* U_{Th} ²³, при котором начинает протекать ток между истоком и стоком.

$$U_{Th} = U_{T_0} + \gamma \left(\sqrt{|U_{BS}| + \Phi} - \sqrt{\Phi} \right). \quad (1.132)$$

U_{T_0} — это пороговое напряжение при замкнутых накоротко электродах подложки и истока, γ — так называемый основной коэффициент, $\gamma = 0,9\sqrt{V}$, и Φ — поверхностный потенциал, равный примерно 0,6 В.

Сначала с ростом напряжения U_{GS} ток стока растет линейно, затем транзистор входит в область насыщения и ток растет квадратично.

Область сопротивления

$$I_D = KU_{DS} \left(U_{GS} - U_{Th} - \frac{U_{DS}}{2} \right). \quad (1.133)$$

²³ От англ. threshold voltage.

Область насыщения

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2. \quad (1.134)$$

K — крутизна²⁴, еще один из параметров МДП-транзисторов.

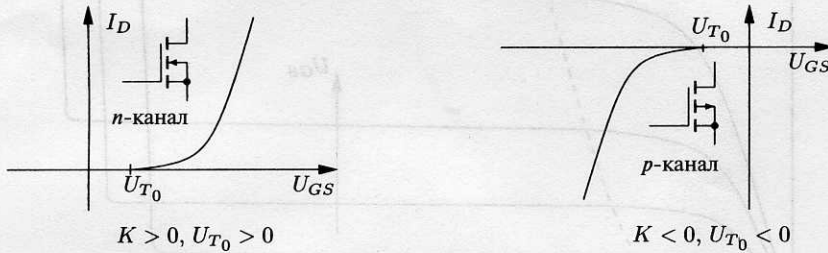


Рис. 1.146. Стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом в области насыщения ($U_{Th} = U_{T0}$)

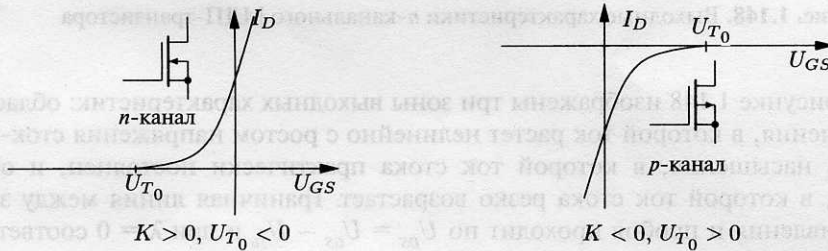


Рис. 1.147. Стоковые характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом в области насыщения ($U_{Th} = U_{T0}$)

Выходные характеристики

Выходные характеристики (стоковые) $I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$ с U_{GS} в качестве параметра для всех четырех типов транзисторов аналогичны характеристикам рис. 1.137. Зависимость тока стока от напряжения сток-исток моделируется уравнениями (1.133) и (1.134) с добавлением напряжения U_{DS} и коэффициента λ .

Для МДП-транзистора с n -каналом можно записать:

Область сопротивления: $0 < U_{DS} \leq U_{GS} - U_{Th}$,

$$I_D = KU_{DS} \left(U_{GS} - U_{Th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda U_{DS}). \quad (1.135)$$

Область насыщения: $0 < U_{GS} - U_{Th} \leq U_{DS}$,

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 (1 + \lambda U_{DS}). \quad (1.136)$$

²⁴ От англ. transconduction coefficient.

Для коэффициента модуляции длины каналов в обоих уравнениях $\lambda \geq 0$.



Рис. 1.148. Выходные характеристики n -канального МДП-транзистора

На рисунке 1.148 изображены три зоны выходных характеристик: область сопротивления, в которой ток растет нелинейно с ростом напряжения сток-исток, область насыщения, в которой ток стока практически постоянен, и область пробоя, в которой ток стока резко возрастает. Граничная линия между зонами сопротивления и пробоя проходит по $U_{DS} = U_{GS} - U_{Th}$ и при $\lambda = 0$ соответствует функции

$$I_D = \frac{K}{2} U_{DS}^2.$$

1.5.2.3. Установка рабочей точки

Рабочая точка МДП-транзисторов со встроенным каналом устанавливается аналогично рабочей точке полевых транзисторов с pn -переходом (см. раздел 1.5.1.4).

Для МДП-транзисторов с индуцированным каналом существуют два варианта установки рабочей точки. Напряжение на затворе формируется либо через затворный делитель напряжения $R_1 R_2$, либо через делитель напряжения плюс сопротивление в цепи истока R_S .

В первом случае постоянное напряжение затвор-исток равно

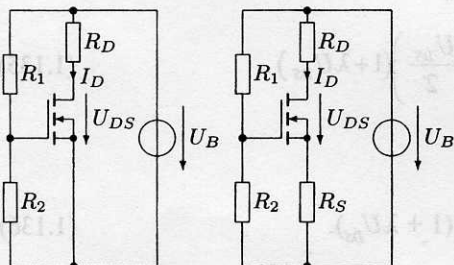


Рис. 1.149. Установка рабочей точки

$$U_{GS} = U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B. \quad (1.137)$$

Сопротивления можно брать произвольными, но с целью обеспечения высокого входного сопротивления рекомендуется брать сопротивления в диапазоне нескольких МОм.

Рабочая точка на плоскости стоковых характеристик I_{DA} , U_{GSA} находится в этом случае на пересечении прямой $U_{GS} = U_0$ и стоковой характеристики $I_D = f(U_{GS}, U_{DSA})$. На плоскости выходных характеристик рабочая точка (I_{DA} , U_{DSA}) находится на пересечении характеристики генератора

$$I_D = \frac{1}{R_D}(U_B - U_{DS}) \quad (1.138)$$

и выходной характеристики $I_D = f(U_{GSA}, U_{DSA})$.

Во втором случае через сопротивление истока протекает дополнительное отрицательное напряжение, влияние которого компенсируется повышением положительного напряжения на сопротивлении R_2 .

Рабочая точка в области стоковых характеристик (I_{DA} , U_{DSA}) находится на пересечении прямых

$$I_D = \frac{1}{R_S}(U_0 - U_{GS}), \text{ где } U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_B \quad (1.139)$$

с характеристикой $I_D = f(U_{GS}, U_{DSA})$.

На плоскости выходных характеристик рабочая точка (I_{DA} , U_{DSA}) находится на пересечении характеристики генератора

$$I_D = \frac{1}{R_D + R_S}(U_B - U_{DS}) \quad (1.140)$$

и выходной характеристики $I_D = f(U_{GSA}, U_{DSA})$.

Пример 1.5.1

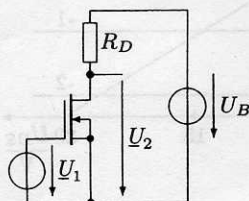


Рис. 1.150. Схема транзисторного усилителя

Полевой транзистор со встроенным n -каналом с характеристикой, изображенной на рис. 1.152, работает в режиме усилителя переменного напряжения.

Напряжение питания $U_B = 20$ В, сопротивление стока $R_D = 800$ Ом.

Определите рабочую точку схемы, т. е. U_{GSA} , I_{DA} , U_{DSA} графическим методом.

Рабочая точка транзистора определяется следующим образом:

1. Из данной схемы образуется эквивалентная схема замещения по постоянному току. Для этого источник переменного напряжения U_1 замыкается накоротко.

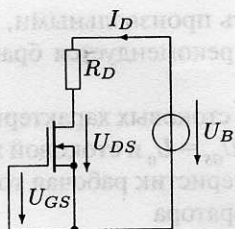


Рис. 1.151. Эквивалентная схема замещения по постоянному току

2. Для эквивалентной схемы замещения записываются уравнения по закону Ома:

$$0 = U_{GS},$$

$$0 = -U_B + I_D R_D + U_{DS}.$$

3. Обе прямые наносятся на плоскость характеристик:

Первая прямая, которая в зоне стоковых характеристик проходит вертикально вверх от точки $U_{GS} = 0$, дает решение

$$U_{GS4} = 0 \text{ В}, I_{DA} = 15 \text{ мА}.$$

Вторая прямая, находящаяся в зоне выходных характеристик, например, между точками (0 В, 25 мА) и (20 В, 0 мА), дает решение с параметром $U_{GS4} = 0 \text{ В}$

$$I_{DA} = 15 \text{ мА}, U_{DSA} = 8 \text{ В}.$$

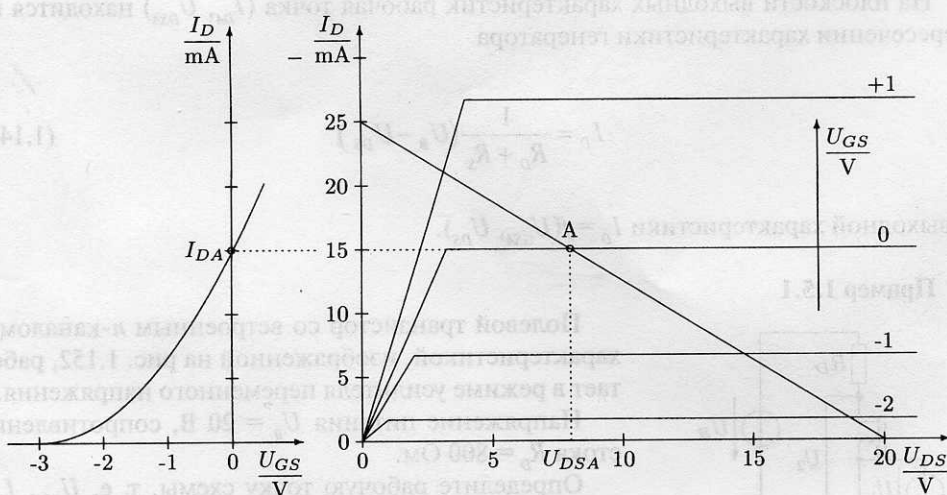


Рис. 1.152. Графическое построение рабочей точки

1.5.2.4. Эквивалентная схема замещения в режиме большого сигнала

Нелинейная эквивалентная схема замещения в режиме большого сигнала определяется по уравнению (1.136) и способу соединения затвора и канала. Изолированный от подложки вывод затвора образует относительно канала распределенную

емкость. На эквивалентной схеме замещения она сконцентрирована на электродах стока и истока как C_{GD} и C_{GS} . Увеличение тока стока с ростом напряжения сток-исток предусмотрено включением параллельно источнику сопротивления r_{DS} . Эквивалентная схема замещения имеет структуру, аналогичную полевому транзистору с pn -переходом. Важным отличием является линейность емкостей МОП-транзистора, в отличие от зависящих от напряжения нелинейных емкостей транзистора с pn -переходом.

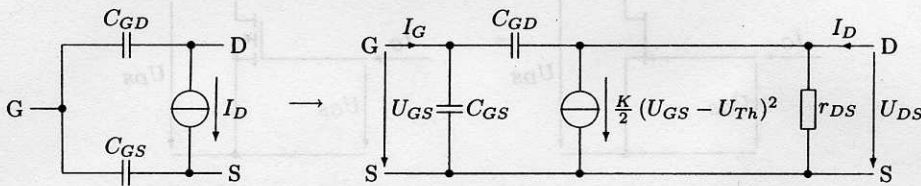


Рис. 1.153. Эквивалентная схема замещения МОП-транзистора в режиме большого сигнала

При низких частотах конденсаторы являются разрывом цепи. Ток затвора исчезает, ток истока равен:

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 + g_{DS} U_{DS} = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{Th})^2 (1 + \lambda U_{DS}). \quad (1.141)$$

Нелинейная выходная проводимость равна:

$$g_{DS} = \frac{K}{2} \lambda (U_{GS} - U_{Th})^2 = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda U_{DS}}. \quad (1.142)$$

При высоких частотах протекает реактивный ток затвора. Дополнительно сказывается влияние выхода на вход через емкость сток-исток.

$$i_G(t) = C_{GS} \frac{d}{dt} u_{GS}(t) + C_{GD} \frac{d}{dt} (u_{GS}(t) - u_{DS}(t)), \quad (1.143)$$

$$i_D(t) = \frac{K}{2} (u_{GS}(t) - u_{Th}(t))^2 + g_{DS}(t) u_{DS}(t) - C_{GD} \frac{d}{dt} (u_{GS}(t) - u_{DS}(t)). \quad (1.144)$$

1.5.3. Режим малого сигнала

Униполярные транзисторы, как с pn -переходом, так и биполярные, можно описать при помощи схемы замещения, системы уравнений или семейства характеристик.

В отличие от биполярного транзистора, который описывается двумя уравнениями, для входа и для выхода, у униполярного транзистора, как у управляемого напряжением элемента, существует только одно выходное уравнение. В семействе характеристик также имеется только одна независимая выходная характеристика и зависимая от нее стоковая характеристика.

1.5.3.1. Параметры схемы с общим истоком

В схеме с общим истоком затвор и исток образуют входные клеммы, сток и исток — выходные.

В обоих типах транзисторов стационарный ток затвора не протекает, $I_G = 0$. Выходное уравнение представляет собой характеристику $I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$.

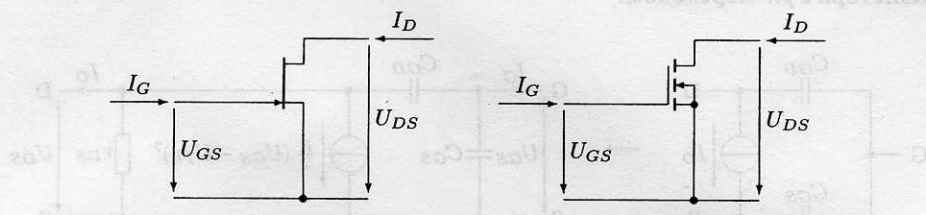


Рис. 1.154. Схемы с общим истоком для полевых транзисторов

Изменение тока истока в рабочей точке рассчитывается согласно

$$\Delta I_D = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A \Delta U_{GS} + \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_A \Delta U_{DS}. \quad (1.145)$$

Так как ток затвора равен нулю, то и его изменение равно нулю: $\Delta I_G = 0$.

Оба уравнения описывают линейную связь между изменениями токов и напряжений в рабочей точке. Пусть

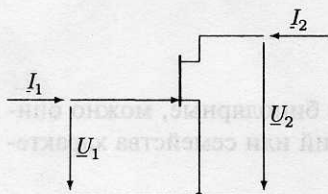
$$\left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A = y_{21s}, \quad \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_A = y_{22s}. \quad (1.146)$$

Тогда отклонения от рабочей точки интерпретируются как амплитуды синусоидальных величин, то есть

$$\Delta U_{GS} \equiv \underline{U}_1, \quad \Delta I_G \equiv \underline{I}_1,$$

$$\Delta U_{DS} \equiv \underline{U}_2, \quad \Delta I_D \equiv \underline{I}_2.$$

Получается система уравнения полевого транзистора как четырехполюсника для низких частот:



$$I_1 = 0, \quad (1.147)$$

$$I_2 = y_{21s} \underline{U}_1 + y_{22s} \underline{U}_2. \quad (1.148)$$

Определение параметров четырехполюсника из характеристик

Параметры четырехполюсника y_{21s} и y_{22s} определяются как угол наклона характеристик транзистора в рабочей точке. Для выходных характеристик

$$y_{22s} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_A,$$

это наклон выходной характеристики в рабочей точке. Этот параметр называется *дифференциальной выходной проводимостью* g_{DS} .

Для стоковых характеристик следующий параметр называется *дифференциальной крутизной* S :

$$y_{21s} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A.$$

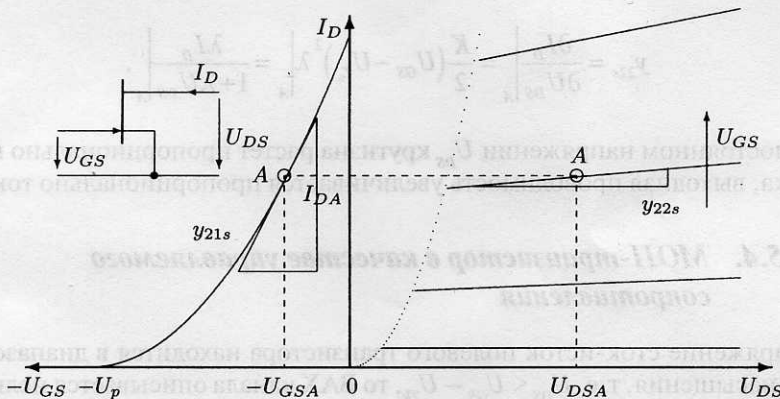


Рис. 1.155. Определение параметров четырехполосника по характеристикам

Таким образом, уравнения четырехполосника можно записать в форме полных проводимостей (все коэффициенты имеют размерность Ом⁻¹, т. е. проводимость)

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11s} & y_{12s} \\ y_{21s} & y_{22s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ S & g_{DS} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = (y_s) \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}. \quad (1.149)$$

Схема замещения, а также относящаяся к ней система уравнений вырождается, входные клеммы не подключены.

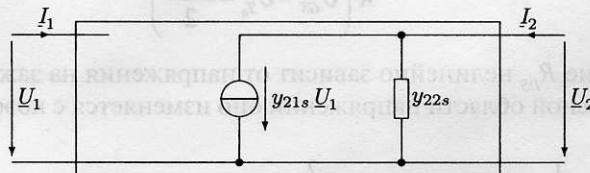


Рис. 1.156. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Наряду со схемой с общим истоком существуют схемы с общим стоком и общим затвором, однако на практике они применяются редко.

1.5.3.2. Зависимость полных проводимостей от положения рабочей точки

Согласно уравнению

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2 (1 + \lambda U_{DS}),$$

описывающему поведение МОП-транзистора в области насыщения, для полных проводимостей действуют соотношения:

$$y_{21s} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A = K (U_{GS} - U_{T_0}) (1 + \lambda U_{DS}) \Big|_A = \sqrt{2KI_D (1 + \lambda U_{DS})} \Big|_A,$$

$$y_{22s} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_A = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2 \lambda \Big|_A = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda U_{DS}} \Big|_A.$$

При постоянном напряжении U_{DS} крутизна растет пропорционально корню из тока стока, выходная проводимость увеличивается пропорционально току стока.

1.5.4. МОП-транзистор в качестве управляемого сопротивления

Если напряжение сток-исток полевого транзистора находится в диапазоне ниже границы насыщения, т. е. $U_{DS} < U_{GS} - U_{Th}$, то ВАХ канала описывается нелинейным уравнением (1.135):

$$I_D = KU_{DS} \left(U_{GS} - U_{Th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda U_{DS}).$$

Для очень малых напряжений сток-исток ток стока меняется почти линейно и с ростом напряжения сток-исток становится все более нелинейным (рис. 1.157). Это соотношение может быть описано управляемым напряжением $R_{DS}(U_{GS}, U_{DS})$. Пренебрегая λ -эффектом и считая, что подложка и затвор гальванически связаны, получается соотношение:

$$R_{DS} = \frac{1}{K \left(U_{GS} - U_{T_0} - \frac{U_{DS}}{2} \right)}. \quad (1.150)$$

Сопротивление R_{DS} нелинейно зависит от напряжения на зажимах U_{DS} . В пределах положительной области напряжений оно изменяется с коэффициентом 2:

$$\frac{1}{K(U_{GS} - U_{T_0})} \leq R_{DS} \leq \frac{2}{K(U_{GS} - U_{T_0})} \text{ для } 0 \leq U_{DS} \leq U_{GS} - U_{T_0}. \quad (1.151)$$

Можно приложить и отрицательное напряжение сток-исток, чтобы канал не проводил, в пределах $U_{DS} = -0,6 \text{ В}$.

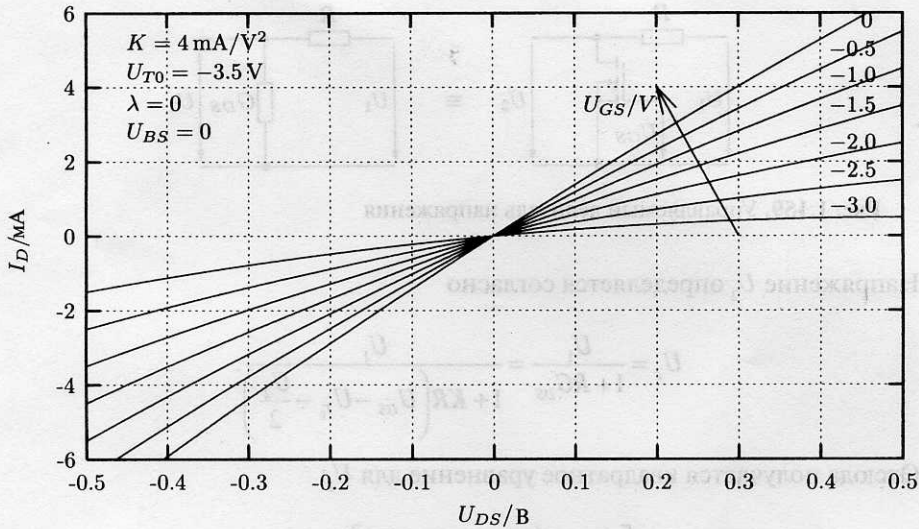


Рис. 1.157. ВАХ МОП-транзистора с встроенным каналом n -типа в области сопротивления

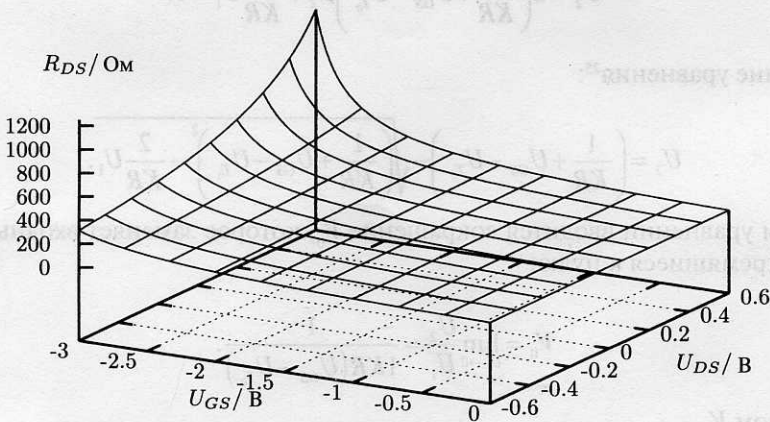


Рис. 1.158. Сопротивление сток-исток полевого транзистора с встроенным каналом n -типа ($K = 4 \text{ mA/V}^2$, $U_{T0} = -3.5 \text{ V}$, $\lambda = 0$)

Если МОП-транзистор используется в качестве управляемого сопротивления, то сигнал искажается из-за нелинейности транзистора. Этот эффект рассматривается в следующем примере.

Пример 1.5.2

Делитель напряжения состоит из линейного сопротивления R , МОП-транзистора и источника постоянного напряжения U_{GS} для установки соотношения U_2/U_1 . Полевой транзистор описывается уравнением $I_D = KU_{DS}(U_{GS} - U_{T0} - U_{DS}/2)$ или $G_{DS} = K(U_{GS} - U_{T0} - U_{DS}/2)$.

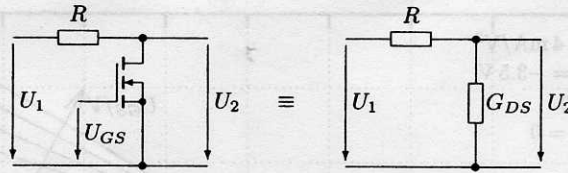


Рис. 1.159. Управляемый делитель напряжения

Напряжение U_2 определяется согласно

$$U_2 = \frac{U_1}{1 + RG_{DS}} = \frac{U_1}{1 + KR \left(U_{GS} - U_{T_0} - \frac{U_2}{2} \right)}.$$

Отсюда получается квадратное уравнение для U_2 :

$$U_2 \left[1 + KR \left(U_{GS} - U_{T_0} - \frac{U_2}{2} \right) \right] - U_1 = 0,$$

$$U_2^2 - 2 \left(\frac{1}{KR} + U_{GS} - U_{T_0} \right) U_2 + \frac{2}{KR} U_1 = 0.$$

Решение уравнения²⁵:

$$U_2 = \left(\frac{1}{KR} + U_{GS} - U_{T_0} \right) - \sqrt{\left(\frac{1}{KR} + U_{GS} - U_{T_0} \right)^2 - \frac{2}{KR} U_1}.$$

В этом уравнении вводится сокращение V_0 , которое заменяет входные напряжения, стремящиеся к нулю:

$$V_0 = \lim_{U_1 \rightarrow 0} \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1KR(U_{GS} - U_{T_0})}.$$

С учетом V_0

$$U_2 = \frac{1}{KRV_0} \left(1 - \sqrt{1 - 2KRV_0^2 U_1} \right).$$

Для положительного входного напряжения область действия найденного решения ограничивается условием $U_2 \leq U_{GS} - U_{T_0}$ или $U_1 < \frac{1 - V_0^2}{2KRV_0^2}$. Для отрицатель-

ного входного напряжения область действия ограничивает открытый диод подложки.

²⁵ Так как условие $U_2 < U_{GS} - U_{T_0}$ должно выполняться, то перед корнем используется знак минус.

Допустим, что $K = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T_0} = 1,5 \text{ В}$, $R = 4,5 \text{ кОм}$, $U_{GS} = 3,5 \text{ В}$. Тогда $V_0 = 0,1$.
Выходное напряжение:

$$\frac{U_2}{B} = \frac{20}{9} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{9}{100} \frac{U_1}{B}} \right) \text{ для } U_1 \leq 11 \text{ В.}$$

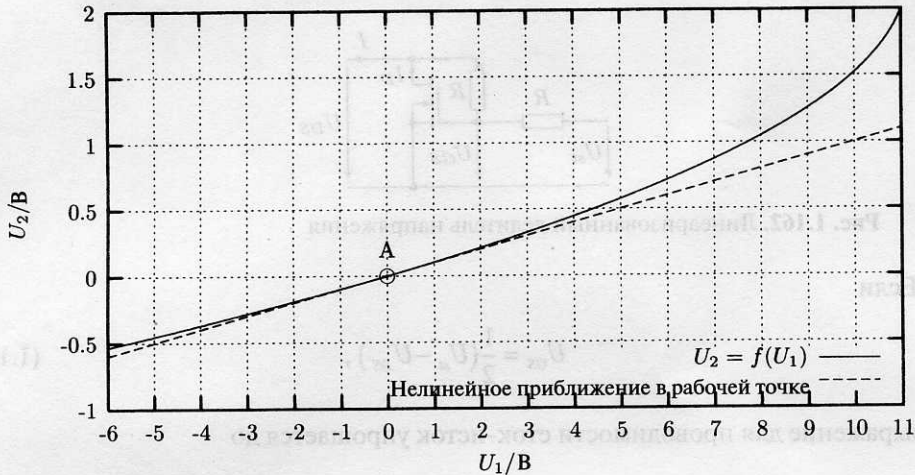


Рис. 1.160. Выходное напряжение нелинейного делителя напряжения

При малых входных напряжениях входное и выходное напряжение почти пропорциональны друг другу, $U_2 \approx V_0 U_1$. Чем больше входное напряжение, тем больше отклонение от пропорционального закона. Из-за нелинейности входное напряжение на выходе делителя оказывается искаженным.

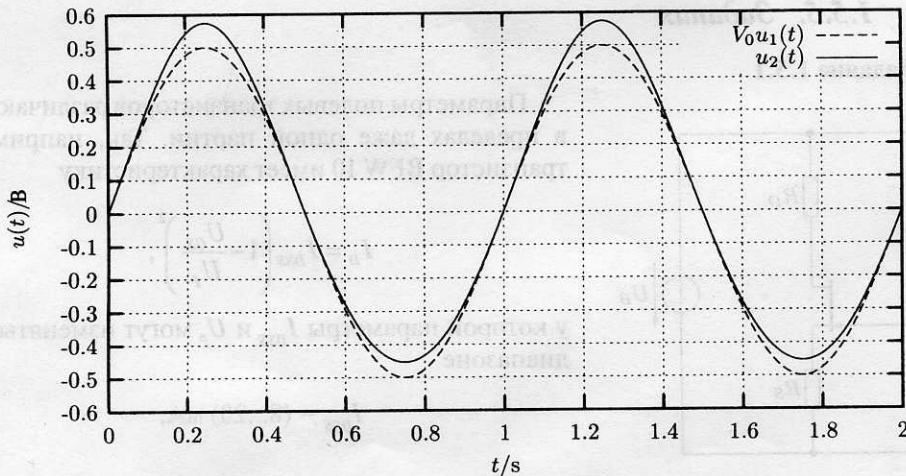


Рис. 1.161. Синусоидальное входное напряжение и несинусоидальное выходное напряжение

На рис. 1.161 приведен пример для входного напряжения $\hat{u}_1 = 5 \text{ В}$. Для сравнения на диаграмму нанесена неискаженная усиленная синусоида $U_2 = V_0 U_1$ делителя в рабочей точке $A(0,0)$.

При помощи несложного усовершенствования сопротивление сток-исток можно линеаризовать. Для этого часть управляющего внешнего напряжения накладывается на напряжение сток-исток, так что вызывающий нелинейность компонент $U_{DS}/2$ в уравнении (1.150) компенсируется.



Рис. 1.162. Линеаризованный делитель напряжения

Если

$$U_{GS} = \frac{1}{2}(U_{st} - U_{DS}), \quad (1.152)$$

то выражение для проводимости сток-исток упрощается до

$$G_{GS} = K \left(\frac{U_{st}}{2} - U_{Th} \right). \quad (1.153)$$

Если выбрать $R \gg R_{DS}$, то общее сопротивление между стоком и затвором определяется практически только линеаризованным транзистором. И становится почти линейным.

1.5.5. Задания

Задание 1.5.1

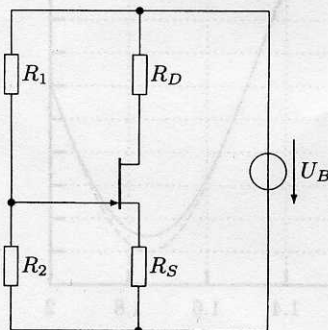


Рис. 1.163. Усилитель на полевом транзисторе

Параметры полевых транзисторов различаются в пределах даже одной партии. Так, например, транзистор BFW 10 имеет характеристику

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2,$$

у которой параметры I_{DSS} и U_p могут изменяться в диапазоне

$$I_{DSS} = (8 \dots 20) \text{ мА},$$

$$-U_p = (2 \dots 6,5) \text{ В}.$$

Диапазон изменений изображен на рис. 1.164.

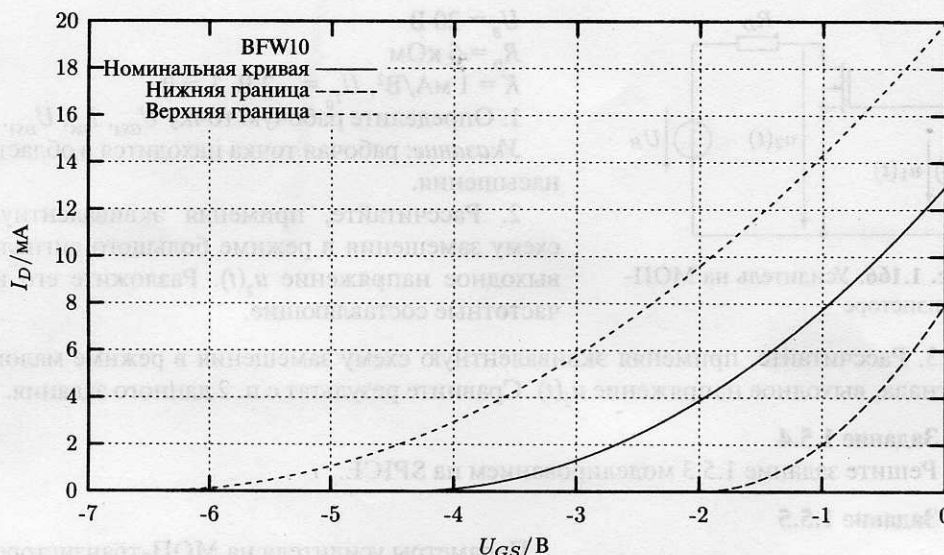


Рис. 1.164. Стоковая характеристика с граничными кривыми для BFW 10

В представленном однокаскадном усилителе следует подобрать номиналы сопротивлений R_2 , R_D , R_S таким образом, чтобы ток стока не отклонялся более чем на 10% от своего номинального значения $I_{DA} = 5$ мА и чтобы напряжение сток-исток не превышало 8 В.

Напряжение питания схемы $U_B = 30$ В, сопротивление $R_1 = 2,2$ МОм.

Проверьте результат графическим методом (рис. 1.164).

Задание 1.5.2

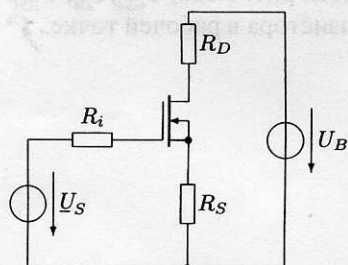


Рис. 1.165. Усилитель на МОП-транзисторе

Параметры усилителя на МОП-транзисторе:

$$U_B = 20 \text{ В}$$

$$R_D = 1,8 \text{ кОм}$$

$$R_i = 100 \text{ кОм}$$

$$R_S = 200 \text{ Ом}$$

На вход подается переменное напряжение U_S .

Параметры транзистора:

$$K = 10 \text{ мА/В}^2, U_{T0} = -2 \text{ В}, \lambda = 0.$$

Рассчитайте рабочую точку U_{GSA} , I_{DA} , U_{DSA} .

Указание: рабочая точка находится в области насыщения.

Задание 1.5.3

На вход усилителя на МОП-транзисторе подается напряжение $u_i(t) = \hat{u}_i \sin \omega t$. Амплитуда $\hat{u}_i = 400$ мВ. Частота источника входного напряжения должна быть настолько низка, чтобы можно было применить статическую эквивалентную схему замещения.

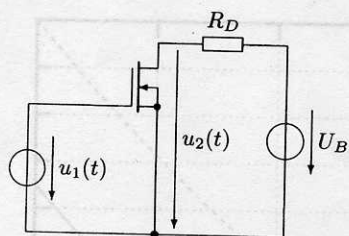


Рис. 1.166. Усилитель на МОП-транзисторе

$$U_B = 20 \text{ В}$$

$$R_D = 5 \text{ кОм}$$

$$K = 1 \text{ мА/В}^2, U_{T0} = -2 \text{ В}, \lambda = 0.$$

1. Определите рабочую точку U_{GS} , I_{DA} , U_{DSA} .

Указание: рабочая точка находится в области насыщения.

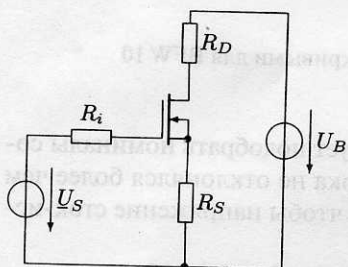
2. Рассчитайте, применяя эквивалентную схему замещения в режиме большого сигнала, выходное напряжение $u_2(t)$. Разложите его на частотные составляющие.

3. Рассчитайте, применяя эквивалентную схему замещения в режиме малого сигнала, выходное напряжение $u_2(t)$. Сравните результат с п. 2 данного задания.

Задание 1.5.4

Решите задание 1.5.3 моделированием на SPICE.

Задание 1.5.5



Параметры усилителя на МОП-транзисторе:

$$U_B = 20 \text{ В}$$

$$R_D = 3 \text{ кОм}$$

$$R_i = 50 \text{ кОм}$$

$$R_S = 250 \text{ Ом}$$

$$U_S = 100 \text{ мВ.}$$

Стоковая характеристика транзистора представлена на рис. 1.168.

Рис. 1.167. Усилитель на МОП-транзисторе

- Постройте рабочую точку транзистора на плоскости рис. 1.168, U_{GS} , I_{DA} , U_{DSA} .
- Определите графическим методом крутизну транзистора в рабочей точке.

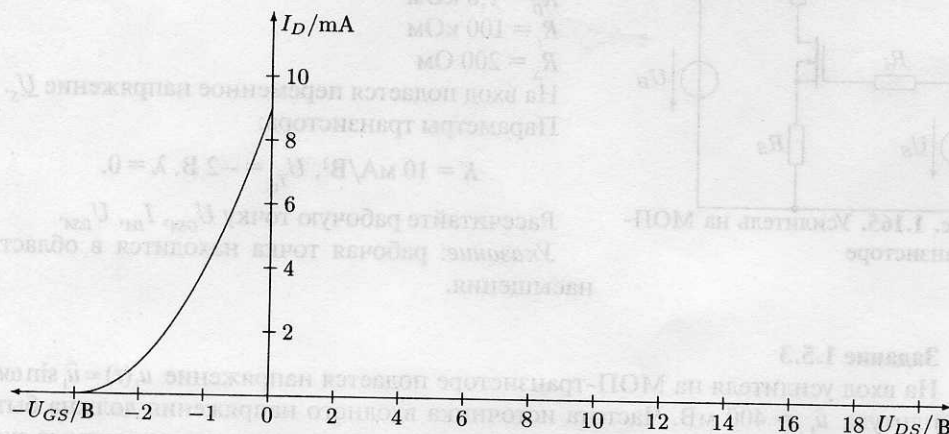


Рис. 1.168. Стоковая характеристика МОП-транзистора

Задание 1.5.6

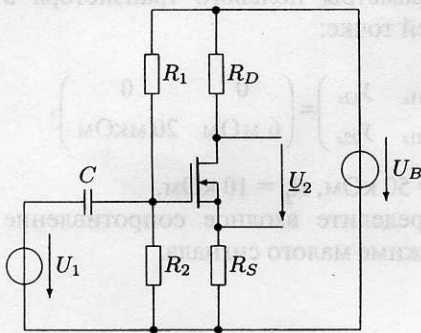


Рис. 1.169. Усилитель на МОП-транзисторе

Входное переменное напряжение усилителя U_1 подключено через конденсатор, выходное напряжение U_2 измеряется между истоком и стоком. Емкость конденсатора C принимается достаточно большой, чтобы падением напряжения на нем можно было пренебречь.

Полевой транзистор описывается в рабочей точке только крутизной S , остальные параметры полной проводимости равны нулю. Номиналы сопротивлений считать известными.

Определите в общем виде усиление по напряжению $V_u = U_2 / U_1$.

Задание 1.5.7

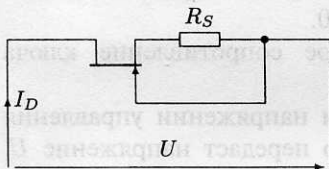


Рис. 1.170. Источник тока на полевом транзисторе

Начиная с некоторого минимального значения напряжения U схема работает как источник тока.

- Определите это минимальное напряжение.
- Какой ток I_D будет протекать при этом минимальном напряжении, если $R_S = 500 \text{ Ом}$, а параметры транзистора $I_{DSS} = 10 \text{ мА}$, $U_p = -2 \text{ В}$ и $\lambda = 0$.

Задание 1.5.8

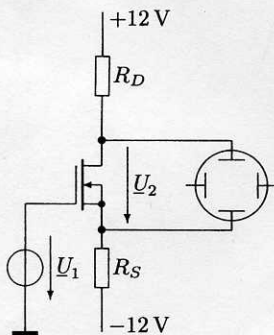


Рис. 1.171. Симметричный каскад на МОП-транзисторе

Симметричный усилитель на МОП-транзисторе управляет вертикальными отклоняющими пластинами трубки лучевого осциллографа.

Сопротивления $R_D = 1 \text{ кОм}$, $R_S = 1 \text{ кОм}$.

Крутизна транзистора S известна, выходной проводимостью можно пренебречь:

$$(y_s) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 5 \text{ мОм} & 0 \end{pmatrix}.$$

Определите верхнюю граничную частоту f_0 усиления по напряжению $V_u = U_2 / U_1$, если емкость пластин осциллографа 10 пФ .

Задание 1.5.9

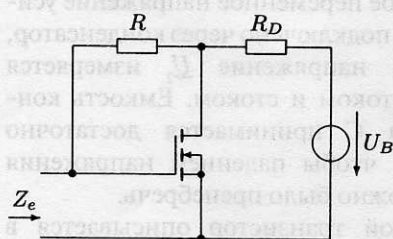


Рис. 1.172. Усилитель на МОП-транзисторе

Параметры полевого транзистора в рабочей точке:

$$\begin{pmatrix} y_{11s} & y_{12s} \\ y_{21s} & y_{22s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 6 \text{ мОм} & 20 \text{ мкОм} \end{pmatrix},$$

$$R = 50 \text{ кОм}, R_D = 10 \text{ кОм}.$$

Определите входное сопротивление Z_e в режиме малого сигнала.

Задание 1.5.10

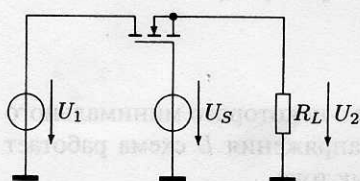


Рис. 1.173. Ключ на МОП-транзисторе

МОП-транзистор с индуцированным каналом работает в качестве электронного ключа. Напряжение U_S равно либо 0 В, либо 10 В.

Параметры транзистора $K = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T0} = 2 \text{ В}$, $\lambda = 0$.

Нагрузочное сопротивление ключа $R_L = 1 \text{ кОм}$.

При каком напряжении управления U_S транзистор передаст напряжение U_1 на выход?

Изобразите выходное напряжения для диапазона входных напряжений $0 \leq U_1 \leq 10 \text{ В}$. Следует учитывать, что транзистор не при всех значениях напряжения работает в режиме сопротивления.

При каком значении входного напряжения транзистор переходит в режим насыщения?

2.1. Выпрямитель

Основной областью применения полупроводниковых диодов является выпрямление переменного тока промышленной частоты, т. е. 50 Гц. Также распространены схемы выпрямления высокочастотных сигналов и токов в диапазоне от микроампер до килоампер.

В данной книге рассмотрены схемы для 50 Гц, сначала для активной, а затем при емкостной нагрузке. Чтобы не усложнять расчеты, источник напряжения принимается идеальным с нулевым внутренним сопротивлением.

2.1.1. Выпрямитель с активной нагрузкой

2.1.1.1. Однополупериодный выпрямитель

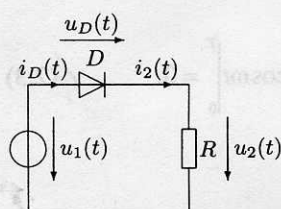


Рис. 2.1. Схема однополупериодного выпрямителя

Схема выпрямителя в простейшем случае состоит из последовательного включения источника переменного напряжения, диода D и сопротивления нагрузки R .

Считаем, что диод идеальный и имеет характеристики согласно рис. 1.27.

$$\begin{aligned} I_D &= 0 \text{ для } U_D < 0, \\ U_D &= 0 \text{ для } I_D \geq 0. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Выходное напряжение схемы:

$$U_2 = \begin{cases} 0 & \text{для } U_1 < 0, \\ U_1 & \text{для } U_1 \geq 0. \end{cases} \quad (2.2)$$

Пока входное напряжение положительно, выходное напряжение точно равно входному, при отрицательном входном напряжении выходное напряжение равно нулю.

Для синусоидального входного напряжения $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$ выходной ток синфазен с выходным напряжением. Осциллограммы напряжений представлены на рис. 2.2.

Обычно потребителя интересуют не осциллограммы напряжения, а характеристики всей схемы выпрямителя.

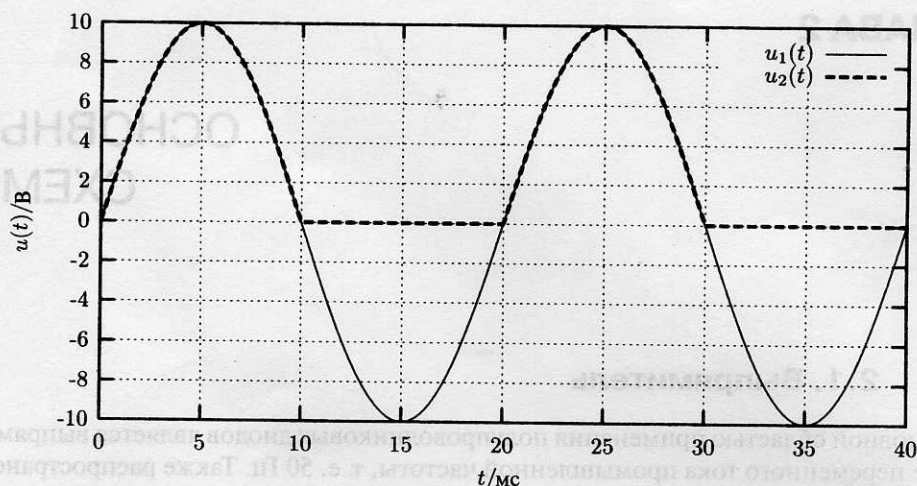


Рис. 2.2. Осциллограммы входного и выходного напряжений однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой

Основными параметрами выпрямителя являются средневывпрямленное и действующее (эффективное) значение.

Входное напряжение.

На выпрямитель подается синусоидальное входное напряжение $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$. Средневывпрямленное значение этого напряжения

$$U_{1G} = \overline{u_1(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}_1 \sin \omega t dt = -\frac{1}{T} \frac{\hat{u}_1}{\omega} \cos \omega t \Big|_0^T = 0. \quad (2.3)$$

Эффективное значение:

$$\begin{aligned} U_1 = \overline{u_1^2(t)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_1^2(t) dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} = \hat{u}_1 \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt}. \\ U_1 &= \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Выходное напряжение и выходной ток

Временная диаграмма выходного напряжения описывается системой:

$$u_2(t) = \begin{cases} \hat{u}_1 \sin \omega t & \text{для } 0 \leq t < T/2, \\ 0 & \text{для } T/2 \leq t < T. \end{cases} \quad (2.5)$$

Далее можно рассчитать средневывпрямленные значения выходного напряжения и тока

$$\begin{aligned}
 U_{2G} &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{u}_1 \sin \omega t dt = \\
 &= -\frac{\hat{u}_1}{\omega T} \cos \omega t \Big|_0^{T/2} = -\frac{\hat{u}_1}{2\pi} (\cos \pi - \cos 0). \\
 U_{2G} &= \frac{\hat{u}_1}{\pi}, \quad I_{2G} = \frac{\hat{u}_1}{\pi R}.
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Эффективные значения:

$$\begin{aligned}
 U_2 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} = \hat{u}_1 \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{T/2} (1 - \cos 2\omega t) dt} = \hat{u}_1 \sqrt{\frac{1}{2T} \left(t - \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right) \Big|_0^{T/2}}. \\
 U_2 &= \frac{\hat{u}_1}{2}, \quad I_2 = \frac{\hat{u}_1}{2R}.
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Так как выходное напряжение $u_2(t)$ несинусоидальное, то наряду с выпрямленным значением U_{2G} имеются высшие гармоники. Их можно рассчитать, разложив напряжение в ряд Фурье:

$$\frac{u_2(t)}{\hat{u}_1} = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\cos 2\omega t}{1.3} + \frac{\cos 4\omega t}{3.5} + \frac{\cos 6\omega t}{5.7} + \dots \right). \tag{2.8}$$

Выходное напряжение и соответственно ток можно разложить на постоянную и переменную составляющие:

$$u_2(t) = U_{2G} + u_{2\omega}(t). \tag{2.9}$$

Переменная составляющая рассчитывается согласно

$$U_{2\omega} = \sqrt{U_{21}^2 + U_{22}^2 + U_{24}^2 + U_{26}^2 + \dots} \tag{2.10}$$

или из уравнения (2.9) по формуле

$$U_{2\omega} = \sqrt{U_2^2 + U_{2G}^2}. \tag{2.11}$$

Отношение переменной составляющей сигнала к постоянной называется *коэффициентом пульсаций*.

Определение: Коэффициентом пульсаций напряжения U называется отношение эффективного значения сигнала к его постоянной составляющей.

$$\omega = \frac{U_{\omega}}{U_G}. \tag{2.12}$$

Коэффициент пульсаций является критерием качества выпрямленного сигнала. Чем коэффициент меньше, тем более близок выпрямленный сигнал к идеальному.

Для рассмотренной в этом разделе схемы коэффициент пульсаций равен:

$$\omega = \frac{U_{2\omega}}{U_{2G}} = \sqrt{\left(\frac{U_2}{U_{2G}} \right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} \right)^2 - 1} = 1,21.$$

Коэффициент пульсаций однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой $\omega = 121\%$. Это значит, что переменная составляющая сигнала энергетически мощнее постоянной.

Следовательно, надо принимать меры к улучшению характеристик схемы.

Наряду с рассмотренными параметрами существуют также следующие параметры:

Средневыпрямленный ток диода: $\overline{i_D(t)} = I_{2G} = \frac{\hat{u}_1}{\pi R}$.

Максимальный ток диода: $\hat{i}_D = \frac{\hat{u}_1}{R}$.

Максимальное обратное напряжение диода: $\hat{u}_D = \hat{u}_1$.

2.1.1.2. Двухполупериодный выпрямитель

В отличие от однополупериодного выпрямителя, в котором при выпрямлении используется только половина сигнала *одной* полярности, в двухполупериодном выпрямителе используются *полуволны обеих* полярностей.

Различают два вида двухполупериодных выпрямителей: *с нулевой точкой* и *мостовой*. Выходные параметры обеих схем одинаковы, различие только в схемотехнике.

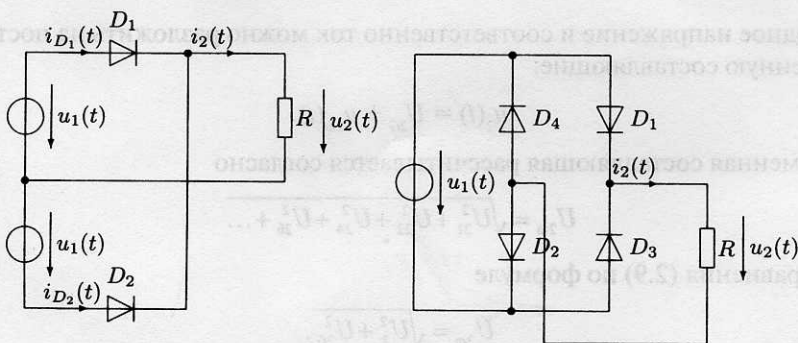


Рис. 2.3. Выпрямитель с нулевой точкой (слева) и мостовой выпрямитель (справа)

Для выпрямителя с нулевой точкой необходимы два диода и два переменных напряжения, получаемых обычно через трансформатор, вторичная обмотка которого сдвинута по фазе относительно общей точки на 180° градусов.

Для реализации мостового выпрямителя необходимы четыре диода, вторичная обмотка трансформатора простая.

Для упрощения анализа принимаем, что диоды идеальные.

Принцип действия схемы.

1. Выпрямитель с нулевой точкой.

При положительном входном напряжении диод D_1 проводит, диод D_2 заперт. Верхний источник напряжения создает ток i_{D_1} через диод D_1 . Далее этот ток про-

текает как выходной ток i_2 через нагрузочное сопротивление R , вызывает на нем положительное падение напряжения u_2 и возвращается обратно к верхнему источнику напряжения. При отрицательном входном напряжении диод D_2 проводит, а диод D_1 заперт. Нижний источник напряжения создает ток i_{D_2} через диод D_2 . Далее этот ток протекает как выходной ток i_2 через нагрузочное сопротивление R , вызывает на нем снова положительное падение напряжения u_2 и возвращается обратно к нижнему источнику напряжения.

2. Мостовой выпрямитель.

При положительном входном напряжении ток i_2 течет через диод D_1 , сопротивление R и диод D_2 обратно к источнику напряжения. Диоды D_3 и D_4 заперты. При отрицательном входном напряжении ток i_2 течет через диод D_3 , сопротивление R и диод D_4 обратно к источнику напряжения. Диоды D_1 и D_2 заперты. Ток i_2 и напряжение u_2 при смене полярности входного напряжения не меняют своего направления.

Выходные характеристики обеих схем идентичны. Их можно описать следующими уравнениями и графиком:

$$u_2(t) = |u_1(t)| = \bar{u}_1 |\sin \omega t|. \quad (2.13)$$

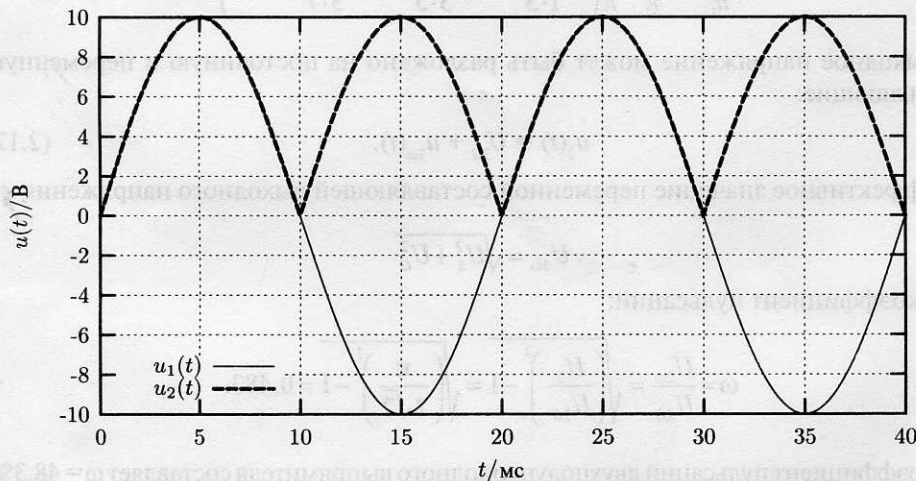
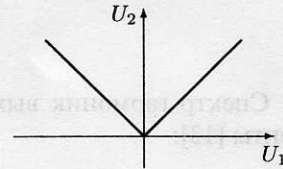


Рис. 2.4. Диаграммы входного и выходного напряжений двухполупериодного выпрямителя с активной нагрузкой

Из диаграмм видно, что частота выходного сигнала по отношению к входному удваивается. Поэтому при расчете средневывпрямленного значения сигнала можно ограничиться полупериодом выходного напряжения.

Выходное напряжение и выходной ток.

Расчет средневывпрямленного значения:

$$U_{2G} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{u}_1 \sin \omega t dt = \frac{2\hat{u}_1}{T} \left(-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right) \Big|_0^{T/2} = \frac{\hat{u}_1}{\pi} (-\cos \pi + \cos 0).$$

$$U_{2G} = \frac{2\hat{u}_1}{\pi}, \quad I_{2G} = \frac{2\hat{u}_1}{\pi R}. \quad (2.14)$$

Расчет эффективного значения:

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} =$$

$$= \hat{u}_1 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} (1 - \cos 2\omega t) dt} = \hat{u}_1 \sqrt{\frac{1}{T} \left(t - \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right) \Big|_0^{T/2}}.$$

$$U_2 = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}, \quad I_2 = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}R}. \quad (2.15)$$

Спектр гармоник выходного напряжения $u_2(t)$ содержит следующие компоненты [13]:

$$\frac{u_2(t)}{\hat{u}_1} = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos 2\omega t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3 \cdot 5} + \frac{\cos 6\omega t}{5 \cdot 7} + \dots \right). \quad (2.16)$$

Выходное напряжение может быть разложено на постоянную и переменную составляющие:

$$u_2(t) = U_{2G} + u_{2\omega}(t). \quad (2.17)$$

Эффективное значение переменной составляющей выходного напряжения

$$U_{2\omega} = \sqrt{U_2^2 - U_{2G}^2}$$

и коэффициент пульсаций:

$$\omega = \frac{U_{2\omega}}{U_{2G}} = \sqrt{\left(\frac{U_2}{U_{2G}} \right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \right)^2 - 1} = 0,483.$$

Коэффициент пульсаций двухполупериодного выпрямителя составляет $\omega = 48,3\%$. Это в 2,5 раза меньше, чем для однополупериодного выпрямителя.

Требования к применяемым диодам:

$$\text{Средний ток диода: } \overline{i_D(t)} = \frac{I_{2G}}{2} = \frac{\hat{u}_1}{\pi R}.$$

$$\text{Максимальный ток диода: } \hat{i_D} = \frac{\hat{u}_1}{R}.$$

Максимальное обратное напряжение диода:

$$\hat{u}_D = \begin{cases} 2\hat{u}_1 & \text{с нулевой точкой} \\ \hat{u}_1 & \text{мостовой} \end{cases}$$

2.1.2. Выпрямитель с емкостной нагрузкой

Качество выпрямленного напряжения, получаемого от выпрямителей с активной нагрузкой, не всегда удовлетворяет потребителей. Только в устройствах, для которых пульсации не имеют значения, например в зарядных устройствах, можно применять такие примитивные схемы выпрямления. При более высоких требованиях к коэффициенту пульсаций требуется усовершенствование схемы.

При дальнейшем анализе принимается, что схемы находятся в установившемся режиме, т. е. все переходные процессы завершены.

2.1.2.1. Однополупериодный выпрямитель

Конденсатор C выполняет функцию накопителя энергии. Он заряжается, когда мгновенное значение входного напряжения превышает мгновенное значение напряжения конденсатора, т. е. выходное напряжение (фаза заряда). В течение этого времени заряд через диод протекает и на нагрузочное сопротивление.

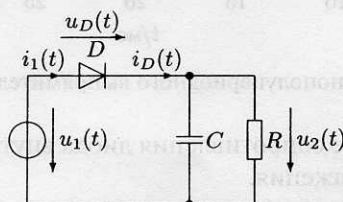


Рис. 2.5. Схема однополупериодного выпрямителя

В течение времени пока через диод не протекает ток, т. е. мгновенное значение входного напряжения меньше, чем выходное напряжение, конденсатор разряжается на нагрузку и обеспечивает постоянный выходной ток (фаза разряда).

Поскольку внутреннее сопротивление генератора переменного тока мало, емкость заряжается быстро, а разряжается медленно из-за большого сопротивления нагрузки. Чем больше постоянная времени цикла заряда-/разряда, тем медленнее разряжается конденсатор.

При расчете схемы берется линеаризованная эквивалентная схема замещения диода. В дополнение к рассмотренным ранее идеальным диодам введем идеальные диоды с постоянным, не зависящим от тока сопротивлением p - n -перехода при приложенном прямом напряжении:

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{для } u_D < 0 \\ u_D / R_D & \text{для } u_D \geq 0. \end{cases} \quad (2.18)$$

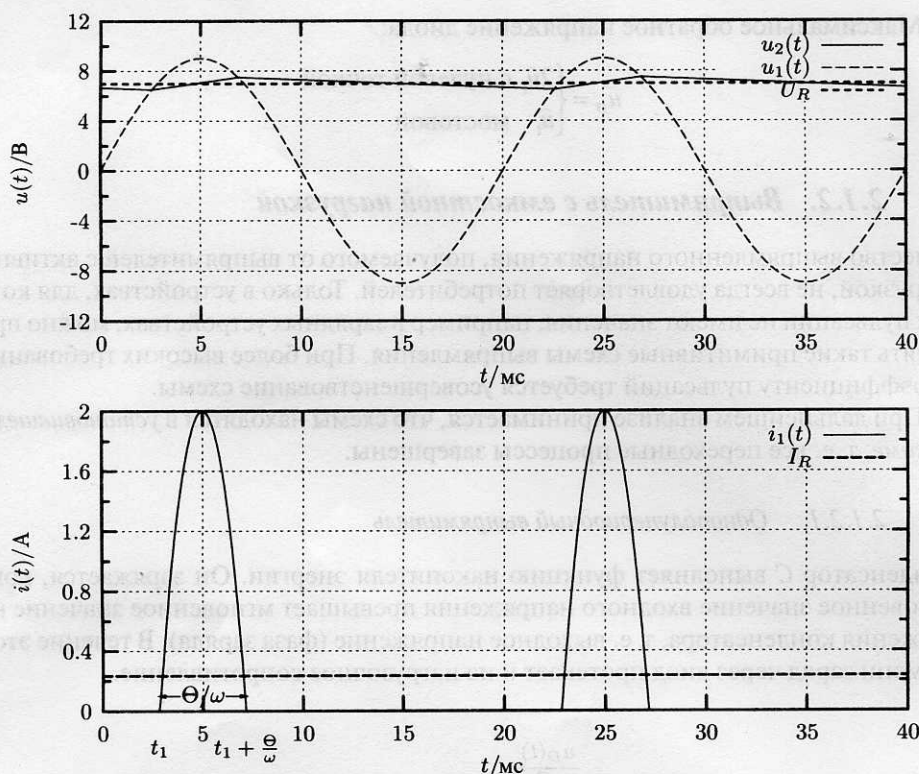


Рис. 2.6. Диаграммы однополупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой

R_d включает в себя кроме сопротивления диода внутреннее сопротивление источника переменного напряжения.

Чтобы упростить анализ, примем, что выходное напряжение является идеальным выпрямленным напряжением U_R .

Если падение напряжения на нагрузочном сопротивлении R составляет величину U_R , то падение напряжения на диоде будет

$$u_d(t) = u_1(t) - U_R. \quad (2.19)$$

Ток через сопротивление согласно закону Ома равен

$$I_R = \frac{U_R}{R}. \quad (2.20)$$

С другой стороны, он равен среднему значению тока через диод, так как среднее значение тока через конденсатор в установившемся режиме равно нулю¹.

$$I_R = \overline{i_d(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) dt. \quad (2.21)$$

¹ Заряд, накопленный во время заряда емкости, равен заряду, отданному во время разряда.

Ток $i_1(t)$ в течение периода протекает только в течение времени

$$t_1 \leq t \leq t_1 + \theta/\omega,$$

т. е. когда напряжение диода больше нуля или входное напряжение $u_1(t)$ больше выходного напряжения U_R (рис. 2.5).

Величиной θ обозначается угол тока, θ/ω — время протекания тока.

Согласно принятой ранее модели диода, его ток равен:

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } u_1(t) < U_R \\ (u_1(t) - U_R)/R_D & \text{для } u_1(t) \geq U_R \end{cases} \quad (2.22)$$

Среднее значение тока диода:

$$\begin{aligned} \overline{i_D(t)} &= \frac{U_R}{R} = \frac{1}{R_D} \int_{T/4 - \theta/2\omega}^{T/4 + \theta/2\omega} (\hat{u}_1 \sin \omega t - U_R) dt = \\ &= \frac{1}{TR_D} \left[-\frac{\hat{u}_1}{\omega} \cos \omega t - U_R t \right]_{\frac{T}{4} - \frac{\theta}{2\omega}}^{\frac{T}{4} + \frac{\theta}{2\omega}} = \frac{1}{\pi R_D} \left[\hat{u}_1 \sin \frac{\theta}{2} - U_R \frac{\theta}{2} \right]. \\ \frac{U_R}{\hat{u}_1} &= \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_D} \left[\sin \frac{\theta}{2} - \frac{U_D}{\hat{u}_1} \frac{\theta}{2} \right]. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Это уравнение для определения угла тока θ . Второе уравнение находится из условия, что напряжение диода в начале и в конце протекания тока равно нулю:

$$u_D(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t - U_R = 0, \text{ где } t = \frac{T}{4} \pm \frac{\theta}{2\omega}. \quad (2.24)$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_R &= \hat{u}_1 \sin \left(\omega \frac{T}{4} \pm \frac{\theta}{2} \right) = \hat{u}_1 \sin \left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\theta}{2} \right). \\ \frac{U_R}{\hat{u}_1} &= \cos \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

При объединении уравнений (2.23) и (2.25), получается

$$\begin{aligned} \cos \frac{\theta}{2} &= \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_D} \left[\sin \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} \right]. \\ \frac{R_D}{R} &= \frac{1}{\pi} \left(\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Угол тока зависит от соотношения внутреннего сопротивления выпрямителя R_D и нагрузочного сопротивления R .

Уравнение (2.26) решается в приближении. Для небольших углов тока функцию тангенса можно заменить двумя первыми членами ее разложения в ряд Тейлора:

$$\operatorname{tg} \frac{\Theta}{2} \approx \frac{\Theta}{2} + \frac{1}{3} \left(\frac{\Theta}{2} \right)^3 \quad (2.27)$$

и получить выражение для угла тока:

$$\Theta \approx 2\sqrt[3]{3\pi \frac{R_D}{R}}. \quad (2.28)$$

Если известен угол тока Θ и определенное согласно уравнению (2.25) выходное напряжение U_R , то можно рассчитать токовую нагрузку диода.

Учитывая, что $i_D(t) = (u_1(t) - U_R)/R_D$, пиковые значения диода равны:

Максимальный ток диода:

$$i_{D\max} = \frac{1}{R_D} (\hat{u}_1 - U_R). \quad (2.29)$$

При включении выпрямителя может кратковременно протекать в несколько раз больший ток. Допустим, что выпрямитель включается при пике входного напряжения и конденсатор разряжен, тогда бросок зарядного тока будет равен:

Бросок зарядного тока:

$$i_{lade\max} = \frac{\hat{u}_1}{R_D}. \quad (2.30)$$

Максимальное обратное напряжение диода:

$$u_{D\max} = \hat{u}_1 + U_R \approx 2\hat{u}_1. \quad (2.31)$$

Во время периодической зарядки-разрядки конденсатора выходное напряжение колеблется на величину, называемую напряжением пульсаций U_{Br} . Временной характер этого напряжения сложен, однако при небольших пульсациях его можно аппроксимировать прямыми линиями.

Во время цикла заряда, т. е. в течение $t_1 < t \leq t_1 + \Theta/\omega$, заряд конденсатора увеличивается на величину ΔQ , и он заряжается до своего максимального напряжения. Во время фазы разряда конденсатор отдает этот заряд в виде постоянного тока I_R . При этом его напряжение уменьшается на величину напряжения пульсаций U_{Br} :

$$\Delta Q = CU_{Br} = I_R t_{\text{Entlade}} = I_R \left(T - \frac{\Theta}{\omega} \right), \quad (2.32)$$

то есть, напряжение пульсаций равно:

$$U_{Br} = \frac{I_R}{\omega C} (2\pi - \Theta). \quad (2.33)$$

В литературе напряжение пульсаций часто дают в форме уравнения для угла тока $\vartheta = 60^\circ$ и частоты 50 Гц.

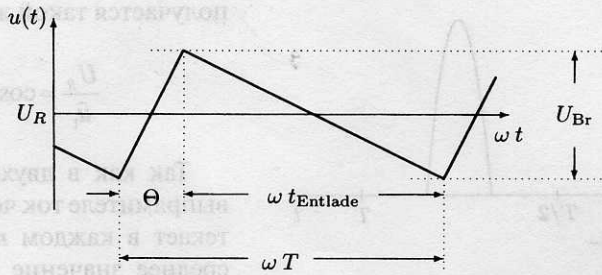


Рис. 2.7. Временная диаграмма напряжения пульсаций

$$\left(\frac{U_{Br}}{V_{ss}} \right) \approx 17 \frac{(I_R / \text{мА})}{(C / \text{мкФ})} \quad (2.34)$$

Напряжение пульсаций определяют как отношение

$$U_{\omega} = \frac{U_{Br}}{2\sqrt{3}} = \frac{I_R}{2\sqrt{3}\omega C} (2\omega - \Theta) \quad (2.35)$$

или при частоте 50 Гц и $\Theta = 60^\circ$

$$\left(\frac{U_{\omega}}{V_{eff}} \right) \approx 5 \frac{(I_R / \text{мА})}{(C / \text{мкФ})} \quad (2.36)$$

2.1.2.2. Двухполупериодный выпрямитель

Для расчета выходного напряжения двухполупериодного выпрямителя можно применить уравнение (2.24)

$$u_D(t) = 0 \text{ для } t = \frac{T}{4} \pm \frac{\Theta}{2\omega}, \quad (2.37)$$

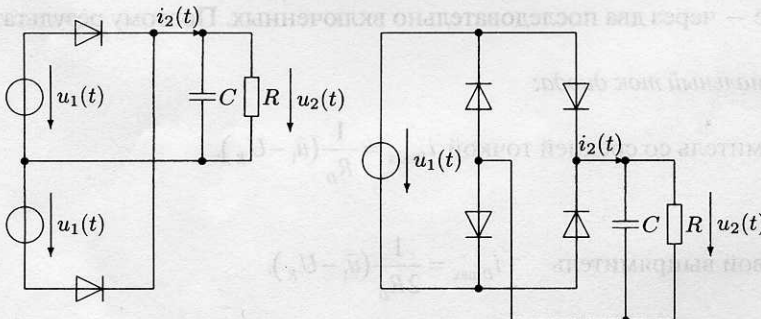
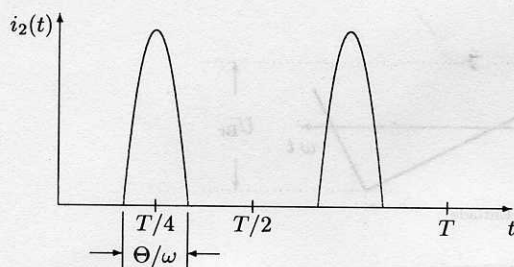


Рис. 2.8. Двухполупериодный выпрямитель с емкостной нагрузкой



получается такой же результат:

$$\frac{U_R}{\hat{u}_1} = \cos \frac{\Theta}{2}. \quad (2.38)$$

Так как в двухполупериодном выпрямителе ток через диоды протекает в каждом *полупериоде*, то среднее значение тока $i_2(t)$ в два раза больше, чем в однополупериодном выпрямителе (2.23):

$$I_R = \overline{i_2(t)} = \frac{U_R}{R} = 2 \cdot \frac{1}{\pi R_D} \left[\hat{u}_1 \sin \frac{\Theta}{2} - U_R \frac{\Theta}{2} \right]. \quad (2.39)$$

Выражение для определения угла тока в выпрямителе с нулевой точкой остается таким же как и для однополупериодного выпрямителя, только в уравнение (2.38) нужно поставить вместо R_D значение $R_D/2$. В мостовом выпрямителе последовательно включены два диода. При этом сопротивление диодов увеличивается, и уменьшение в два раза R_D компенсируется.

Выпрямитель с нулевой точкой: $\Theta \approx 2\sqrt{\frac{2}{3}\pi \frac{R_D}{R}}. \quad (2.40)$

Мостовой выпрямитель: $\Theta \approx 2\sqrt{3\pi \frac{R_D}{R}}. \quad (2.41)$

По углу θ определяются параметры диодов.

Так как ток течет по двум ветвям с диодами, средний ток через диод в два раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

Средний ток диода: $\overline{i_D(t)} = \frac{\hat{u}_1}{2R} \cos \frac{\Theta}{2}. \quad (2.42)$

В выпрямителе со средней точкой ток течет через один диод, а в мостовом выпрямителе — через два последовательно включенных. Поэтому результаты различаются:

Максимальный ток диода:

Выпрямитель со средней точкой $i_{D\max} = \frac{1}{R_D} (\hat{u}_1 - U_R). \quad (2.43)$

Мостовой выпрямитель $i_{D\max} = \frac{1}{2R_D} (\hat{u}_1 - U_R). \quad (2.44)$

Максимальный ток включения различается для схем выпрямления.

Ударный ток заряда:

$$\text{Выпрямитель со средней точкой } i_{Lade\max} = \frac{\hat{u}_1}{R_D}. \quad (2.45)$$

$$\text{Мостовой выпрямитель } i_{Lade\max} = \frac{\hat{u}_1}{2R_D}. \quad (2.46)$$

Максимальное обратное напряжение диода мостового выпрямителя в два раза меньше напряжения диода выпрямителя со средней точкой.

Обратное напряжение диода:

$$\text{Выпрямитель со средней точкой } u_{D\max} = \hat{u}_1 + U_R \approx 2\hat{u}_1. \quad (2.47)$$

$$\text{Мостовой выпрямитель } u_{D\max} = \frac{\hat{u}_1 + U_R}{2} \approx \hat{u}_1. \quad (2.48)$$

Длительность циклов заряда-разряда двухполупериодной схемы и однополупериодной совпадают. Выражение для напряжения пульсаций:

$$U_{Br} = \frac{I_R}{C} \left(\frac{T}{2} - \frac{\Theta}{\omega} \right) = \frac{I_R}{\omega C} (\pi - \Theta). \quad (2.49)$$

Величина напряжения при угле тока $\theta = 60^\circ$ и частоте 50 Гц:

$$\left(\frac{U_{Br}}{V_{ss}} \right) \approx 6,7 \frac{(I_R / \text{мА})}{(C / \text{мкФ})}. \quad (2.50)$$

В некоторых источниках напряжение пульсаций обозначают как:

$$U_\omega = \frac{U_{Br}}{2\sqrt{3}}. \quad (2.51)$$

Тогда при угле тока $\theta = 60^\circ$ и частоте 50 Гц:

$$\left(\frac{U_\omega}{V_{eff}} \right) \approx 2 \frac{(I_R / \text{мА})}{(C / \text{мкФ})}. \quad (2.52)$$

Следовательно, двухполупериодный выпрямитель имеет постоянное напряжение на выходе в 2,5 раза лучше, чем однополупериодный.

2.1.3. Сглаживание

Пульсации выпрямленного напряжения даже при большой емкости часто бывают недопустимо большими. Для их подавления после выпрямителей включают сглаживающие элементы. Это зависящие от частоты делители напряжения, так называемые низкочастотные фильтры, которые не влияют на постоянное значение, но подавляют высшие гармоники.

Сглаживающее действие фильтра обозначают коэффициентом сглаживания S .
Определение:

$$S = \frac{U_{1\omega}}{U_{2\omega}}, \quad (2.53)$$

где $U_{1\omega}$ — напряжение пульсаций на входе фильтра,
 $U_{2\omega}$ — напряжение пульсаций на выходе фильтра.

Также коэффициент сглаживания рассматривают как соотношение основных частот входного и выходного напряжений:

$$S = \left| \frac{U_1}{U_2} \right|. \quad (2.54)$$

RC-элемент. Ненагруженная RC-цепочка (рис. 2.9) не влияет на величину передаваемого постоянного напряжения. Переменные напряжения с частотами выше частоты среза будут ослабляться с фактором 6 дБ/октаву.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_g}, \quad \text{где } \omega_g = \frac{1}{R_S C_S}. \quad (2.55)$$

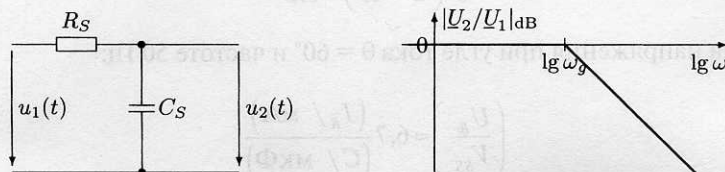


Рис. 2.9. Ненагруженная RC-цепочка и ее логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ)

Сглаживающий фильтр рассчитывают таким образом, чтобы основная частота находилась выше частоты среза, $\omega > \omega_g$. В этом случае уравнение (2.55) приближенно записывается как $|U_2/U_1| \approx \omega/\omega_g$. Сглаживающий коэффициент ненагруженной RC-цепочки приблизительно равен отношению сетевой частоты к частоте среза:

$$S \approx \frac{\omega}{\omega_g} = \omega R_S C_S, \quad \text{где } \omega = 2\pi f. \quad (2.56)$$

При нагрузке сглаживающего звена его характеристики изменяются следующим образом:

- Постоянное напряжение уменьшается на делителе напряжения, образованном сопротивлением сглаживающего элемента и нагрузочным сопротивлением.
- Частота пропускания низкочастотного фильтра смещается в сторону высоких частот.

Сглаживающий коэффициент остается неизменным, если основная частота напряжения пульсаций находится выше частоты пропускания фильтра, так как из

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{R}{R + R_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega'_g} \right)^2}}, \quad \text{где } \omega'_g = \frac{G + G_s}{C_s},$$

с учетом $\omega_g = 1/R_s C_s$ сглаживающий коэффициент равен:

$$S = \left(1 + \frac{R_s}{R} \right) \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{(1 + R_s/R)\omega_g} \right)^2} = \frac{\omega}{\omega_g}. \quad (2.57)$$

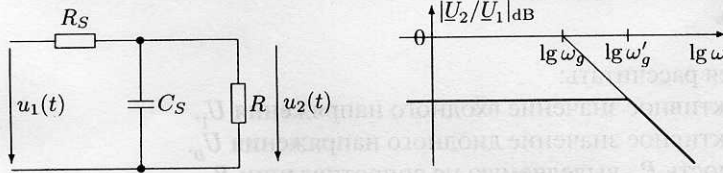


Рис. 2.10. Нагруженная RC -цепочка и ее ЛАЧХ

Для получения высокого сглаживающего коэффициента необходимо устанавливать большое сглаживающее сопротивление. Но при этом понизится выходное постоянное напряжение. Это нежелательно, и поэтому применяют LC -сглаживающее звено.

LC -элемент:

При условии, что катушка идеальна, и в ней отсутствуют потери:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + (R_s + j\omega L_s)(G + j\omega C_s)} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + j\omega \left(\frac{L_s}{R} + R_s C_s \right)}. \quad (2.58)$$

При условии, что резонансная частота ω_0 существенно меньше основной гармоники сглаживаемого напряжения, коэффициент рассчитывается согласно

$$S \approx \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = \omega^2 C_s L_s. \quad (2.59)$$

Потери в катушке минимизируются выбором большого поперечного сечения провода.

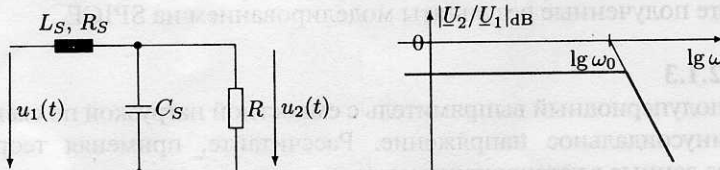


Рис. 2.11. Нагруженная LC -цепочка и ее ЛАЧХ

2.1.4. Задания

Задание 2.1.1

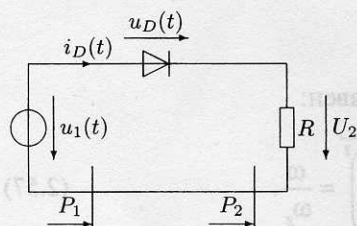


Рис. 2.12. Однополупериодный выпрямитель

На входе однополупериодного выпрямителя входное синусоидальное напряжение $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$. Диод идеальный, т. е.

$$I_D = 0 \text{ для } U_D < 0.$$

$$U_D = 0 \text{ для } I_D \geq 0.$$

Эффективное значение выходного напряжения $U_2 = 20 \text{ В}$.

Требуется рассчитать:

1. Эффективное значение входного напряжения U_1 .
2. Эффективное значение диодного напряжения U_D .
3. Мощность P_2 , выделяемую на сопротивлении R .
4. Мощность P_D , выделяемую на диоде.
5. Мощность источника P_1 .

Задание 2.1.2

Выпрямитель со средней точкой подключен на активную нагрузку через трансформатор. Эффектное значение входного напряжения $U_0 = 230 \text{ В}$.

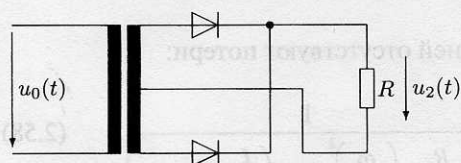


Рис. 2.13. Выпрямитель со средней точкой

Трансформатор считать идеальным, без потерь и рассеяния. Число витков первичной обмотки $n_1 = 1000$. Вторичная обмотка включена по схеме со средней точкой симметрично. Каждая из двух частей вторичной обмотки имеет $n_2 = 50$ витков.

Диод идеальный, т. е.

$$I_D = 0 \text{ для } U_D < 0,$$

$$U_D = 0 \text{ для } I_D \geq 0.$$

Сопротивление нагрузки $R = 1 \text{ кОм}$.

1. Какое постоянное напряжение падает на диоде?
2. Какая мощность потребляется из сети?

Проверьте полученные результаты моделированием на SPICE.

Задание 2.1.3

На однополупериодный выпрямитель с емкостной нагрузкой по схеме рис. 2.14 подается синусоидальное напряжение. Рассчитайте, применяя теорию раздела 2.1.2.1, все данные в установившемся состоянии.

Проверьте полученные результаты моделированием на SPICE.

Параметры схемы:

Эффективное значение входного напряжения

$$U_1 = 40 \text{ В}, f = 50 \text{ Гц}.$$

Емкость конденсатора $C = 5000 \text{ мкФ}$

Сопротивление нагрузки $R = 100 \text{ Ом}$.

Характеристика диода

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{для } U_D < 0 \\ U_D / R_D & \text{для } U_D \geq 0 \end{cases}$$

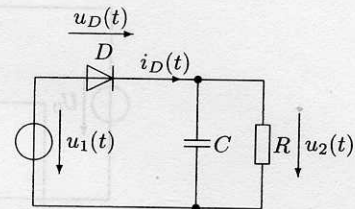


Рис. 2.14. Однополупериодный выпрямитель

Внутреннее сопротивление диода $R_D = 1 \text{ Ом}$.

Задание 2.1.4

Требуется рассчитать, используя материал раздела 2.1.2.2, параметры схемы в установившемся состоянии.

Проверьте полученные результаты моделированием на SPICE.

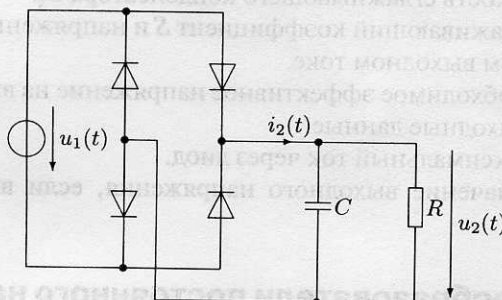


Рис. 2.15. Мостовой выпрямитель с зарядной емкостью

Параметры схемы:

Эффективное значение входного напряжения $U_1 = 40 \text{ В}, f = 50 \text{ Гц}$.

Емкость конденсатора $C = 5000 \text{ мкФ}$

Сопротивление нагрузки $R = 100 \text{ Ом}$.

Характеристика диода $I_D = \begin{cases} 0 & \text{для } U_D < 0 \\ U_D / R_D & \text{для } U_D \geq 0 \end{cases}$

Внутреннее сопротивление диода: $R_D = 1 \text{ Ом}$.

Задание 2.1.5

Требуется рассчитать параметры схемы мостового выпрямителя (рис. 2.16) таким образом, чтобы при выходном токе $I_{2G} = 2 \text{ А}$ получалось выходное напряжение $U_{2G} = 60 \text{ В}$.

Конденсаторы должны обеспечивать коэффициент пульсаций не более:

$$U_{1\omega} \leq 2,5 U_{\text{эфф}}, \quad U_{2\omega} \leq 10 \text{ мВ}_{\text{эфф}}$$

Индуктивность катушки $L_S = 1,5 \text{ Гн}$, сопротивление обмотки $R_S = 6 \text{ Ом}$.

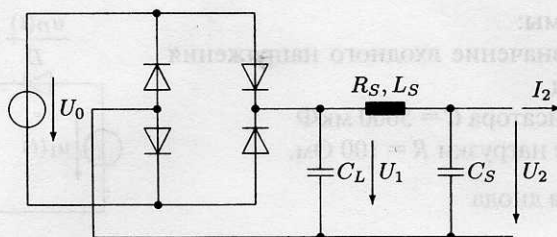


Рис. 2.16. Мостовой выпрямитель со сглаживающим элементом

Угол тока для расчета примите $\alpha = 60^\circ$.

1. Чему равна емкость конденсатора C_L ? Выберите его значение из ряда Е6. (Ряд Е6 включает в себя следующие значения: 1, 1,5, 2,2, 3,3, 4,7, 6,8 и их делимые на 10 с точностью до 20%.)
2. Каково значение напряжения пульсаций U_{1Br} при выбранной емкости и требуемом зарядном токе?
3. Определите емкость сглаживающего конденсатора C_S .
4. Определите сглаживающий коэффициент S и напряжение пульсаций U_{2Br} на выходе при требуемом выходном токе.
5. Определите необходимое эффективное напряжение на входе U_0 , чтобы обеспечить требуемые выходные данные.
6. Определите максимальный ток через диод.
7. Определите значение выходного напряжения, если выходной ток равен нулю.

2.2. Преобразователи постоянного напряжения

Преобразователи постоянного напряжения относятся к классу узлов импульсной техники, предназначенной для генерирования периодической последовательности импульсов напряжения прямоугольной формы. В схемах этого типа постоянное напряжение проходит через электронный ключ, накопитель магнитной энергии (катушку) и далее через диод к потребителю. Колебания энергии сглаживаются конденсатором, включенным параллельно катушке, обеспечивая низкую пульсацию выходного напряжения.

Преобразователи постоянного напряжения могут быть понижающими и повышающими. Для изменения выходного напряжения меняется скважность переключения входного напряжения при его неизменной частоте.

2.2.1. DC-DC преобразователь

2.2.1.1. Принцип действия

Ключ S на рис. 2.17 символизирует транзистор. Его схема управления не обозначена. Входное постоянное напряжение U_E после ключа S преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов.

Во время фазы проводимости энергия источника U_E через катушку L поступает на нагрузку R . Одновременно катушка заряжается. В это время диод заперт.

Во время запертого состояния катушка отдает часть энергии через проводящий диод. Часть энергии поступает на нагрузку, часть накапливается в конденсаторе.

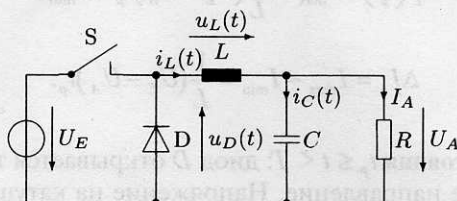


Рис. 2.17. Принципиальная схема преобразователя

При анализе схемы приняты следующие допущения:

- Ключ идеальный и переключается периодически со скважностью $V_T = t_p/T$, где T — длительность импульса, t_p — длительность включенного состояния.
- Диод D идеальный с характеристикой (1.24)
- Катушка и конденсатор не содержат активных потерь. Емкость конденсатора такова, что выходное напряжение можно считать постоянным.

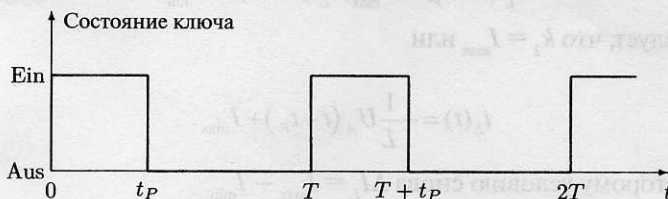


Рис. 2.18. Временная диаграмма

Расчет проводится при установившемся состоянии схемы, принимая, что среднее постоянное напряжение конденсатора равно U_A , а средний входной постоянный ток катушки равен I_A .

2.2.1.2. Расчет входного напряжения

Фаза проводимости $0 \leq t < t_p$: диод D заперт. Напряжение катушки, при условии, что выходное напряжение постоянное, равно $u_L = U_E - U_A$. Тогда ток катушки равен:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t (U_E - U_A) dt = \frac{1}{L} (U_E - U_A) t + k_1.$$

В момент включения $t = 0$ ток должен иметь минимальное значение $I_{\min}$, в момент выключения $t = t_p$ — максимальное $I_{\max}$.

$$i_L(t=0) = I_{\min}, i_L(t=t_p) = I_{\max}.$$

Отсюда следует, что $k_1 = I_{\min}$ или

$$i_L(t) = \frac{1}{L} (U_E - U_A) t + I_{\min}. \quad (2.60)$$

Согласно второму условию $\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min}$

$$i_L(t_p) = I_{\max} = \frac{1}{L}(U_E - U_A)t_p + I_{\min},$$

$$\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min} = \frac{1}{L}(U_E - U_A)t_p. \quad (2.61)$$

Фаза запертого состояния $t_p \leq t < T$: диод D открывается током катушки, который сохранил прежнее направление. Напряжение на катушке $u_L = -U_A$, ток катушки линейно падает:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{1}{L} \int_{t_p}^t u_L(t) dt = -\frac{1}{L} \int_{t_p}^t U_A dt = \\ &= -\frac{1}{L} U_A (t - t_p) + k_2. \end{aligned}$$

Ток катушки падает с момента времени t_p со значения $I_{\max}$ до значения $I_{\min}$ в конце периода T :

$$i_L(t = t_p) = I_{\max}, \quad i_L(t = T) = I_{\min}.$$

Отсюда следует, что $k_2 = I_{\max}$ или

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} U_A (t - t_p) + I_{\max}. \quad (2.62)$$

Согласно второму условию снова $\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min}$

$$i_L(T) = I_{\min} = -\frac{1}{L} U_A (T - t_p) + I_{\max},$$

$$\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min} = \frac{1}{L} U_A (T - t_p). \quad (2.63)$$

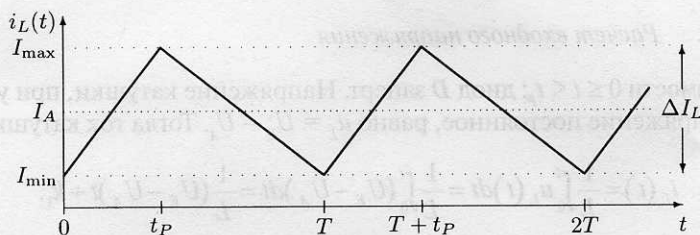


Рис. 2.19. Временная диаграмма тока катушки

Из уравнений 2.61 и 2.63 следует уравнение для выходных напряжений:

$$(U_E - U_A)t_p = U_A(T - t_p),$$

$$U_A = V_T U_E, \quad \text{где} \quad V_T = \frac{t_p}{T}. \quad (2.64)$$

При постоянной частоте переключений $f = 1/T$ выходное напряжение управляется исключительно скважностью $V_T = t_p/T$. Так как скважность всегда меньше единицы, то и выходное напряжение всегда меньше входного, $0 < U_A < U_E$.

2.2.1.3. Расчет параметров схемы

Согласно уравнению (2.64), выходное напряжение зависит только от скважности и величины входного напряжения. Ни величина индуктивности, ни величина емкости конденсатора не влияют на выходное напряжение.

Это не совсем так. Если изменяется сопротивление нагрузки и, следовательно, ток I_A , то кривая тока на рис. 2.19 смещается; уменьшение сопротивления приводит к сдвигу в сторону меньших значений, увеличение — в сторону больших, без изменения при этом величины ΔI_L . Критической величиной является $I_{\min} = 0$. Если сопротивление после перехода характеристики через временную ось, т. е. $I_{\min} = 0$ увеличивается, то при постоянном ΔI_L в течение фазы проводимости от источника будет поступать больше энергии, чем нагрузка потребляет в течение всего периода. В этом случае должна расти накопленная в схеме энергия. Однако этого не происходит, так как увеличение энергии конденсатора приводит к росту выходного напряжения и к увеличению скорости нарастания тока катушки, т. е. к уменьшению ΔI_L . Устанавливается новое стационарное состояние, выражаемое в росте выходного напряжения на величину из уравнения (2.64).

Ток через сопротивление нагрузки образуется из токов катушки и токов конденсатора, $i_A(t) = i_L(t) - i_C(t)$. Так как в установившемся состоянии среднее значение тока конденсатора равно нулю, то значение постоянного тока через нагрузку равно среднему току катушки:

$$I_A = \overline{i_A(t)} = \overline{i_L(t)} - \overline{i_C(t)} = \overline{i_L(t)} - \overline{i_C(t)} = \overline{i_L(t)}.$$

$$I_A = I_{\min} + \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (2.65)$$

Наименьший допустимый ток нагрузки достигается при $I_{\min} = 0$. Это обуславливает величину максимального значения сопротивления *основной нагрузки* $R_{A\max}$:

$$I_{A\min} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{2L} U_A (T - t_p),$$

$$R_{\max} = \frac{U_A}{I_{A\min}} = \frac{2L}{T - t_p},$$

$$R_{\max} = \frac{2fL}{1 - V_T}, \quad \text{где } f = \frac{1}{T} \quad \text{и} \quad V_T = \frac{t_p}{T}. \quad (2.66)$$

Для всех сопротивлений, больших чем $R_{A\max}$, выходное напряжение возрастает больше чем на величину из (2.64). Этот так называемый *режим прерывистых токов* — нежелательный режим.

Пример 2.2.1

Рассчитайте выходное напряжение для режима прерывистых токов.

Расчет производится при помощи закона сохранения энергии. При условии, что схема находится в установившемся состоянии, энергия, поступающая от источника напряжения U_E равна энергии, потребляемой в сопротивлении:

$$W_{\text{источника}} = U_E \int_0^{t_p} i_L(t) dt = U_E \int_0^{t_p} \frac{1}{L} (U_E - \tilde{U}_A) dt = \frac{1}{2L} U_E (U_E - \tilde{U}_A) t_p^2.$$

$$W_{\text{нагрузки}} = \frac{\tilde{U}_A^2}{R} T.$$

Так как $W_{\text{источника}} = W_{\text{нагрузки}}$ и с учетом (2.66) получается

$$\tilde{U}_A - \frac{R}{R_{\max}} \frac{V_T^2}{1-V_T} U_E (U_E - \tilde{U}_A) = 0.$$

Это квадратное уравнение имеет общее решение:

$$\frac{\tilde{U}_A}{U_E} = -\frac{1}{2} \frac{R}{R_{\max}} \frac{V_T^2}{1-V_T} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4(1-V_T) R_{\max}}{V_T^2 R}} \right). \quad (2.67)$$

При $R = R_{\max}$ решение принимает вид:

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{U}_A}{U_E} &= -\frac{1}{2} \frac{R}{R_{\max}} \frac{V_T^2}{1-V_T} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4(1-V_T)}{V_T^2}} \right) = -\frac{1}{2} \frac{V_T^2}{1-V_T} \left(1 - \frac{2-V_T}{V_T} \right) = \\ &= -\frac{1}{2} \frac{V_T^2}{1-V_T} \frac{2(V_T-1)}{V_T} = V_T. \end{aligned}$$

Для очень больших сопротивлений выходное напряжение приближается к входному:

$$\lim_{R \gg R_{\max}} \frac{\tilde{U}_A}{U_E} = -\frac{1}{2} \frac{R}{R_{\max}} \frac{V_T^2}{1-V_T} \left[1 - \left(1 + \frac{2(1-V_T) R_{\max}}{V_T^2 R} \right) \right] = 1.$$

Полная оценка функции уравнения (2.67) определяется графически.

С ростом сопротивления нагрузки растет ток и, следовательно, магнитный поток катушки. При некотором значении тока магнитопровод может войти в насыщение. При этом возникнут дополнительные потери, и выведенные выше уравнения будут недействительными вследствие нелинейности магнитопровода. Изменение потока также не должно быть слишком большим, опять же чтобы избежать насыщения.

Определение: Параметром k называется величина, равная отношению максимального значения потока к среднему:

$$k = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\text{mittel}}} = 1,2 \dots 1,5. \quad (2.68)$$

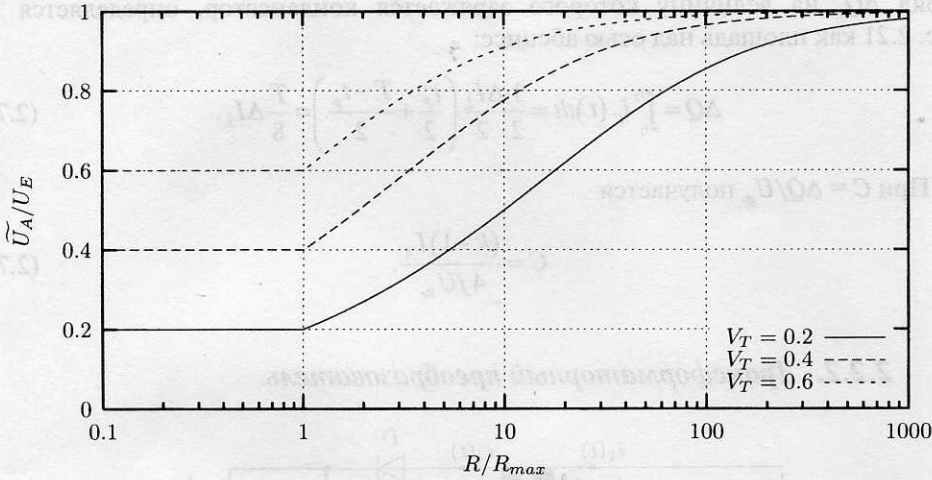


Рис. 2.20. Выходное напряжение преобразователя для любого сопротивления

До тех пор, пока катушка работает в линейном режиме, магнитный поток пропорционален току и

$$k = \frac{I_{\max}}{I_{\text{mittel}}} = \frac{I_{\max}}{I_A} = 1, 2, \dots, 5.$$

По (2.63) можно определить индуктивность:

$$k - 1 = \frac{I_{\max} - I_A}{I_A} = \frac{\Delta I_L / 2}{I_A} = \frac{1}{2L} \frac{U_A (T - t_p)}{I_A},$$

$$L = \frac{(1 - V_T) R}{2f(k - 1)}, \quad \text{где} \quad f = \frac{1}{T}, \quad V_T = \frac{t_p}{T}, \quad R = \frac{U_A}{I_A}. \quad (2.69)$$

Подключенный параллельно сопротивлению конденсатор сглаживает выходное напряжение. Если задано допустимое значение пульсаций, то емкость конденсатора можно рассчитать следующим образом.

Конденсатор периодически заряжается и разряжается зарядом ΔQ . При этом выходное напряжение пульсирует на величину напряжения пульсации $U_{Br} = \Delta Q / C$.

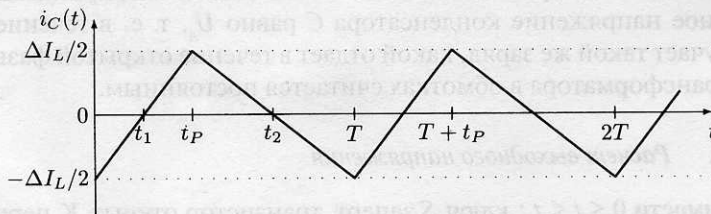


Рис. 2.21. Линейная диаграмма токов конденсатора

Заряд ΔQ , на величину которого заряжается конденсатор, определяется по рис. 2.21 как площадь над осью абсцисс:

$$\Delta Q = \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{t_p}{2} + \frac{T - t_p}{2} \right) = \frac{T}{8} \Delta I_L. \quad (2.70)$$

При $C = \Delta Q / U_{Br}$ получается

$$C = \frac{(k-1)I_A}{4fU_{Br}}. \quad (2.71)$$

2.2.2. Трансформаторный преобразователь

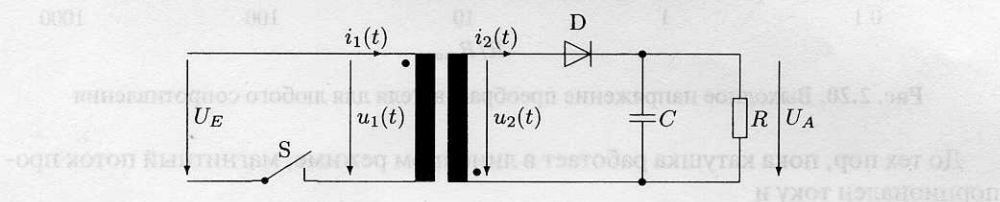


Рис. 2.22. Принципиальная схема преобразователя

2.2.2.1. Принцип действия

Ключ S символизирует транзистор, работающий в ключевом режиме, управляемый представленной на рис. 2.22 схемой. При закрытом ключе (фаза проводимости) транзистор берет энергию из источника постоянного напряжения U_E . В течение этой фазы диод запирается, а ток вторичной обмотки $i_2(t)$ равен нулю. Если ключ открыт, энергия, накопленная в трансформаторе, поступает через открытый диод в нагрузку R . Конденсатор C работает как интегратор, он обеспечивает примерно постоянный ток через нагрузку.

Подбирая скважность и коэффициент трансформации трансформатора, можно регулировать выходное напряжение в достаточно широких пределах.

При анализе схемы приняты следующие допущения:

1. Ключ S идеальный, т.е. его сопротивление в открытом состоянии равно нулю, в закрытом — бесконечности.
2. Трансформатор линейный и не имеет активных и реактивных потерь.
3. Диод D идеальный с характеристикой согласно рис. 1.27.

Расчет проводится для установившегося состояния схемы, принимая, что среднее постоянное напряжение конденсатора C равно U_A , т.е. в течение закрытой фазы он получает такой же заряд, какой отдает в течение открытой фазы. Магнитный поток трансформатора в обмотках считается постоянным.

2.2.2.2. Расчет выходного напряжения

Фаза проводимости $0 \leq t < t_p$: ключ S заперт, транзистор открыт. К первичной обмотке трансформатора приложено постоянное напряжение $u_1(t) = U_E$. При этом

магнитный поток ϕ растет в указанном направлении согласно $u_1(t) = n_1 \dot{\phi}$. Этот поток вызывает во вторичной обмотке напряжение $u_2(t) = n_2 \dot{\phi} = \frac{n_2}{n_1} u_1(t)$.

Это обратное напряжение прикладывается последовательно с выходным напряжением U_A к диоду. Поэтому ток $i_2 = 0$. Ток в первичной обмотке определяется согласно:

$$u_1(t) = n_1 \dot{\phi} = \psi = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

как

$$i_1(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^t u_1(t) dt.$$

Отсюда следует, что

$$i_1(t) = \frac{1}{L_1} U_E t + I_{1L}. \quad (2.72)$$

Фаза запертого состояния $t_p \leq t < T$: ключ S открыт, транзистор заперт.

Первичная обмотка разомкнута, поэтому ток первичной обмотки $i_1(t) = 0$. Поток ϕ уменьшается и вызывает ток $i_2(t)$ в указанном направлении. При этом диод открывается, и $u_2(t) = U_A$.

Ток во вторичной обмотке определяется согласно:

$$i_2(t) = -\frac{1}{L_2} \int_{t_p}^t u_2(t) dt$$

как

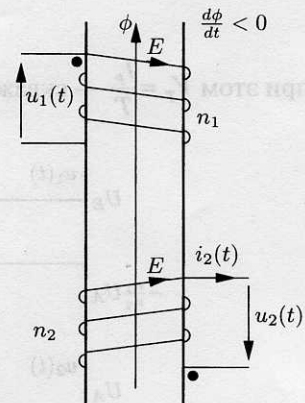
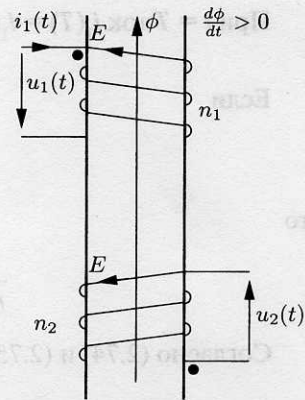
$$i_2(t) = -\frac{1}{L_2} U_A (t - t_p) + I_{2H}. \quad (2.73)$$

Граничные условия:

$$\text{При } t = t_{p\text{ТОК}} \quad i_1(t_p) = \frac{1}{L_1} U_E t_p + I_{1L} \text{ и } i_2(t_p) = I_{2H}$$

Поскольку оба тока вызываются одним потоком $\phi(t_p)$ и с учетом $n\phi = Li$

$$\frac{L_1 i_1(t_p)}{n_1} = \frac{L_2 i_2(t_p)}{n_2}.$$



Отсюда следует

$$\frac{1}{n_1}(U_E t_p + L_1 I_{1L}) = \frac{1}{n_2} L_2 I_{2H}. \quad (2.74)$$

При $t = T$ ток $i_1(T) = i_1(0) = I_{1L}$ и $i_2(T) = -\frac{1}{L_2} U_A (T - t_p) + I_{2H}$.

Если

$$\frac{L_1 i_1(T)}{n_1} = \frac{L_2 i_2(T)}{n_2},$$

то

$$\frac{1}{n_1} L_1 I_{1L} = -\frac{1}{n_2} (U_A (T - t_p) + L_2 I_{2H}). \quad (2.75)$$

Согласно (2.74) и (2.75), выходное напряжение рассчитывается как

$$U_A = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_T}{1 - V_T} U_E, \quad (2.76)$$

при этом $V_T = \frac{t_p}{T}$ — скважность схемы.

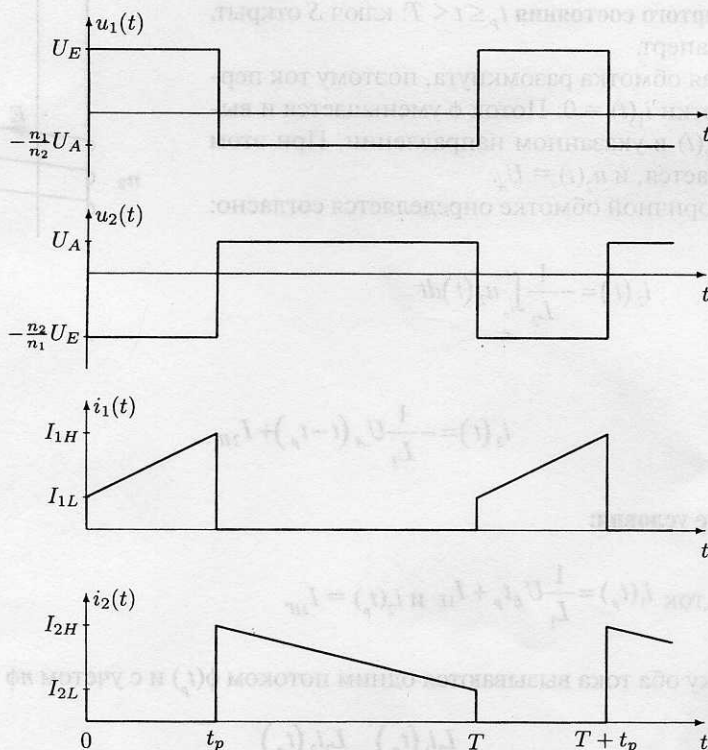


Рис. 2.23. Временные диаграммы в нормальном режиме работы

2.2.2.3. Расчет параметров схемы

Магнитный поток трансформатора колеблется периодически между $\phi_{\min}$ и $\phi_{\max}$. Чтобы уменьшить гистерезисные потери, ограничивают соотношение:

$$k = \frac{\phi_{\max}}{\phi_{\text{mittel}}} = 1,3 \dots 1,5. \quad (2.77)$$

При $\phi_{\max} = L_2 I_{2H} / n_2$ и $\phi_{\min} = L_2 I_{2L} / n_2$.

$$k = \frac{2}{1 + I_{2L} / I_{2H}} \quad \text{или} \quad \frac{I_{2L}}{I_{2H}} = \frac{2}{k} - 1.$$

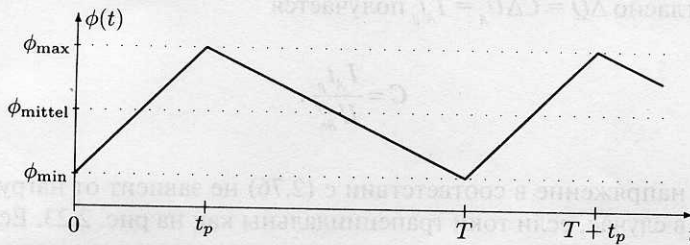


Рис. 2.24. Временная диаграмма магнитного потока в нормальном режиме работы

Выходной ток равен среднему значению тока вторичной обмотки, $I_A = \overline{i_2(t)}$ и в соответствии с рис. 2.23

$$I_A = \frac{T - t_p}{T} \frac{1}{2} (I_{2L} + I_{2H}). \quad (2.78)$$

Из этого уравнения определяются точки экстремума вторичного тока:

Максимальное значение тока вторичной обмотки:

$$I_{2H} = \frac{k}{1 - V_T} I_A, \quad (2.79)$$

Минимальное значение тока вторичной обмотки:

$$I_{2L} = \frac{2 - k}{1 - V_T} I_A. \quad (2.80)$$

Согласно уравнению (2.73) минимальное значение тока вторичной обмотки:

$$I_{2L} = -\frac{1}{L_2} U_A (T - t_p) + I_{2H}.$$

Отсюда следует, что индуктивность вторичной обмотки

$$L_2 = \frac{(1 - V_T)^2}{2f(k-1)} R. \quad (2.81)$$

Индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 L_2. \quad (2.82)$$

Величина конденсатора C определяет пульсации выходного напряжения. Во время фазы проводимости конденсатор принимает заряд $I_A t_p$. При этом напряжение падает на величину ΔU_A . Изменение напряжения ΔU_A и есть напряжение пульсаций U_{Br} . Согласно $\Delta Q = C \Delta U_A = I_A t_p$ получается

$$C = \frac{I_A t_p}{U_{Br}}. \quad (2.83)$$

Выходное напряжение в соответствии с (2.76) не зависит от нагрузки. Но это верно только в случае, если токи трапециидальны как на рис. 2.23. Если нагрузка будет очень высокоомной, то при постоянном выходном напряжении трансформатор в запертой фазе отдавал бы меньше энергии, чем запасал во время фазы проводимости. Вследствие этого выходное напряжение увеличилось бы согласно 2.76. Чтобы этого не происходило, нагрузочное сопротивление не должно превышать некоторого максимального значения.

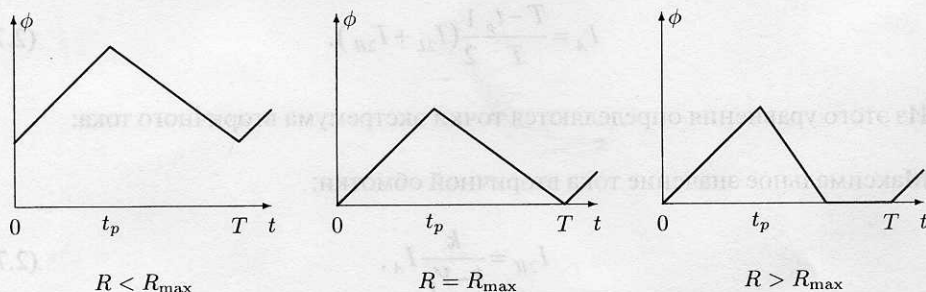


Рис. 2.25. Временная диаграмма магнитного потока при разных сопротивлениях нагрузки

Условием для определения максимального значения нагрузки является приближение потока к нулю, т. е. $I_{1L} = I_{2L} = 0$. При этом $k = 2$ и с учетом (2.81) для нагрузки получается:

$$R_{\max} = \frac{R}{k-1}. \quad (2.84)$$

2.2.2.4. Режим прерывистых токов

Режим при $R > R_{\max}$ называется режимом прерывистых токов, так как в течение каждого периода магнитный поток некоторый промежуток времени равен нулю. Накопленная в течение фазы проводимости энергия преобразуется в нагрузку.

Согласно закону сохранения энергии запасенная энергия должна быть равна отданной:

$$U_E \int_0^{t_p} \frac{1}{L} U_E dt = \frac{\tilde{U}_A^2}{R} T.$$

Согласно (2.81), (2.82), (2.84),

$$\tilde{U}_A = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_T}{1 - V_T} U_E \sqrt{\frac{R}{R_{\max}}} = U_A \sqrt{\frac{R}{R_{\max}}}. \quad (2.85)$$

В режиме прерывистых токов напряжение изменяется при изменении нагрузки. Однако при подборе правильной скважности V_T режима прерывистых токов можно избежать.

2.2.3. Задания

Задание 2.2.1

Требуется рассчитать индуктивность L , емкость C и сопротивление R преобразователя, чтобы при входном напряжении $U_E = 100$ В, частоте переключения ключа $f = 40$ кГц и $k = 1,5$ выходное напряжение равнялось $U_A = 20$ В при токе нагрузки $I_A = 2$ А. Напряжение пульсаций может быть равно $U_{Br} = 20$ мВ.

Проверьте результат моделированием при трех значениях сопротивления нагрузки:

1. Рассчитанное сопротивление R .
2. Граничное сопротивление перехода в режим прерывистых токов $R = R_{\max}$.
3. При $R = 10R_{\max}$ (режим прерывистых токов).

Представьте графически результаты в установившемся состоянии.

Задание 2.2.2

Преобразователь (рис. 2.27) преобразует входное напряжение $U_E = 12$ В в выходное $U_A = 24$ В при частоте переключения $f = 20$ кГц.

Число витков первичной обмотки трансформатора $n_1 = 100$, вторичной $n_2 = 100$. Емкость конденсатора $C = 1000$ мкФ. Граничное сопротивление перехода в режим прерывистых токов $R_{\max} = 32$ Ом.

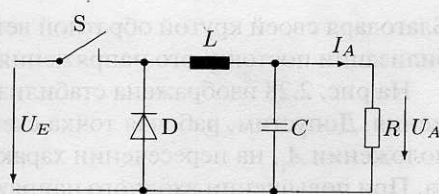


Рис. 2.26. Преобразователь постоянного напряжения

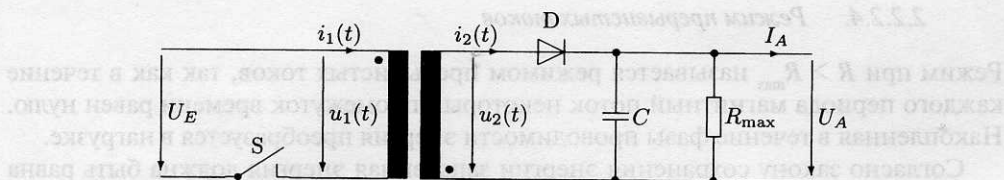


Рис. 2.27. Трансформаторный преобразователь постоянного напряжения

Требуется рассчитать:

1. Сквозность схемы.
2. Индуктивности обмоток трансформатора.
3. При каком максимальном токе I_A напряжение пульсаций не превышает $U_{Br} \leq 50 \text{ мВ}$?
4. Токи трансформатора I_{1L} , I_{1H} , I_{2L} , I_{2H} при максимальной нагрузке.
5. Максимальное значение обратного напряжения на диоде.

Представьте графически токи и напряжения в установившемся состоянии по рассчитанным данным.

2.3. Стабилизаторы напряжения

2.3.1. Базовые схемы

Благодаря своей крутой обратной ветви ВАХ Z-диоды идеально подходят для стабилизации постоянного напряжения.

На рис. 2.28 изображена стабилизация при малом изменении входного напряжения. Допустим, рабочая точка схемы при входном напряжении U_1 находится в положении A_1 на пересечении характеристики генератора и обратной ветви диода. При повышении входного напряжения на ΔU_1 характеристика генератора смещается вверх и устанавливается новая рабочая точка A_2 . При этом выходное напряжение повышается на величину ΔU_2 . Очевидно, что $\Delta U_2 \ll \Delta U_1$, т.е. выходное напряжение стабилизировано.

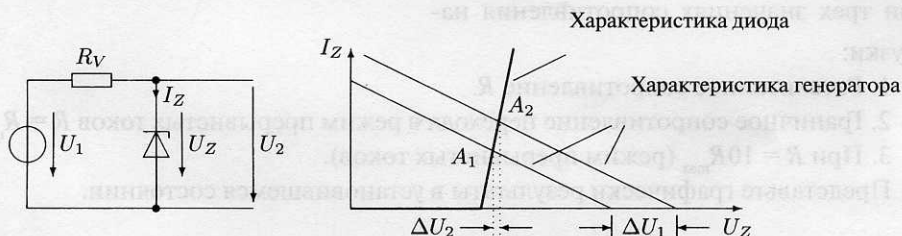


Рис. 2.28. Принцип стабилизации напряжения

Рассмотрим стабилизацию выходного напряжения схемы рис. 2.28 при подключенном сопротивлении нагрузки R_L , по которому потечет ток $I_2 = U_2 G_L$.

Предположим, что рабочая точка Z-диода всегда находится на обратной ветви. Для диода применяется схема замещения (см. рис. 1.54).

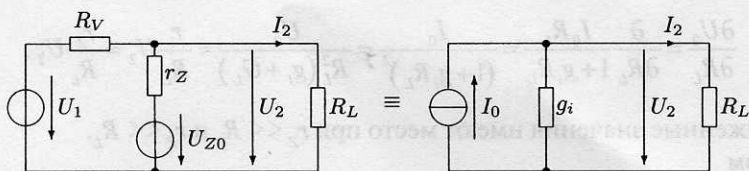


Рис. 2.29. Эквивалентная схема замещения схемы стабилизации

Для схем рис. 2.29 непосредственно определяются величины

$$I_0 = U_1 G_V + U_{Z0} g_Z \text{ и}$$

$$g_i = G_V + g_Z$$

Тогда для выходного напряжения

$$U_2 = \frac{I_0 - I_2}{g_i} = \frac{U_1 G_V + U_{Z0} g_Z - I_2}{G_V + g_Z},$$

и с учетом $I_2 = U_2 G_L$

$$U_2 = \frac{I_0}{g_i + G_L} = \frac{U_1 G_V + U_{Z0} g_Z}{G_V + g_Z + G_L}. \quad (2.86)$$

Стабильность выходного напряжения зависит от колебаний входного напряжения, изменений сопротивления нагрузки и колебания температур.

Малые изменения выходного напряжения можно описать уравнением полного дифференциала:

$$\Delta U_2 = \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial U_2}{\partial R_L} \Delta R_L + \frac{\partial U_2}{\partial T} \Delta T. \quad (2.87)$$

Для наглядной интерпретации этого уравнения заменим частные производные параметрами стабилизирующей схемы. Коэффициент стабилизации S определяется как отношение относительного изменения входного напряжения dU_1/U_1 к относительному изменению выходного напряжения dU_2/U_2 :

$$S = \frac{dU_1/U_1}{dU_2/U_2}. \quad (2.88)$$

Температурный коэффициент выходного напряжения α_{U_2} , идентичный температурному коэффициенту Z -напряжения α_{U_Z} , определяется как:

$$\alpha_{U_2} = \frac{1}{U_2} \frac{\partial U_2}{\partial T}. \quad (2.89)$$

Дополнительное изменение напряжения может быть рассчитано с применением уравнения (2.86):

$$\frac{\partial U_2}{\partial R_L} = \frac{\partial}{\partial R_L} \frac{I_0 R_L}{1 + g_i R_L} = \frac{I_0}{(1 + g_i R_L)^2} = \frac{U_2}{R_L^2 (g_i + G_L)} \approx \frac{r_i}{R_L} U_2 \approx \frac{r_z}{R_L} U_2.$$

Приближенные значения имеют место при $r_z \ll R_V$ и $r_z \ll R_L$.
При этом

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} \approx \frac{1}{S} \frac{\Delta U_1}{U_1} + \frac{r_z}{R_L} \frac{\Delta R_L}{R_L} + \alpha_{U_z} \Delta T. \quad (2.90)$$

Коэффициент стабилизации схемы (рис. 2.29) может быть рассчитан по уравнению (2.88):

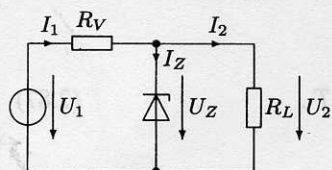
$$S = 1 + \frac{U_{Z_0}}{U_1} \frac{R_V}{r_z}. \quad (2.91)$$

Стабильность выходного напряжения в значительной мере зависит от величины Z -сопротивления. Так как его минимальное значение достигается при величине напряжения пробоя примерно 6 В (см. рис. 1.51), то диоды с таким напряжением пробоя часто применяются в схемах стабилизации. В таких диодах температурный коэффициент также минимален (см. рис. 1.52).

Пример 2.3.1

Определите зависимость коэффициента стабилизации S от величины входного напряжения U_1 при условии, что рабочая точка диода при колебаниях входного напряжения остается постоянной.

Решение:



Постоянная рабочая точка Z -диода означает, что I_Z и U_Z постоянны. При этом ток нагрузки I_2 и по причине того, что $I_1 = I_Z + I_2$ входной ток I_1 постоянны. Если изменяется входное напряжение, то входное сопротивление R_V также должно пропорционально измениться:

$$R_V = \frac{U_1 - U_2}{I_1} = f(U_1).$$

Стабилизирующий фактор с учетом (2.91)

$$S = 1 + \frac{U_1 - U_2}{r_z I_1} \frac{U_{Z_0}}{U_1} = 1 + \frac{U_{Z_0}}{r_z I_1} \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right).$$

Минимальное значение коэффициент стабилизации принимает при $U_1 = U_2$ или $R_V = 0$, $S_{\min} = 1$.

Максимальное значение коэффициент стабилизации принимает при $U_1 \gg U_2$:

$$S_{\max} = 1 + \frac{U_{Z_0}}{r_z I_1}.$$

На практике это значение труднодостижимо, так как с увеличением входного напряжения растет мощность потерь в сопротивлении R_V . На практике ограничиваются величинами, в два раза большими, чем Z -напряжение.

Пример расчета:

Параметры Z -диода в схеме стабилизации: $U_{Z0} = 12 \text{ В}$, $r_Z = 20 \text{ Ом}$. Токи рабочей точки $I_Z = 10 \text{ мА}$, $I_1 = 15 \text{ мА}$.

При таких параметрах выходное напряжение $U_2 = r_Z I_Z + U_{Z0} = 12,2 \text{ В}$ при максимальном коэффициенте стабилизации $S_{\max} = 41$.

Если прикладывается напряжение $U_1 = 20 \text{ В}$, то коэффициент стабилизации понижается до $S = 16,6$.

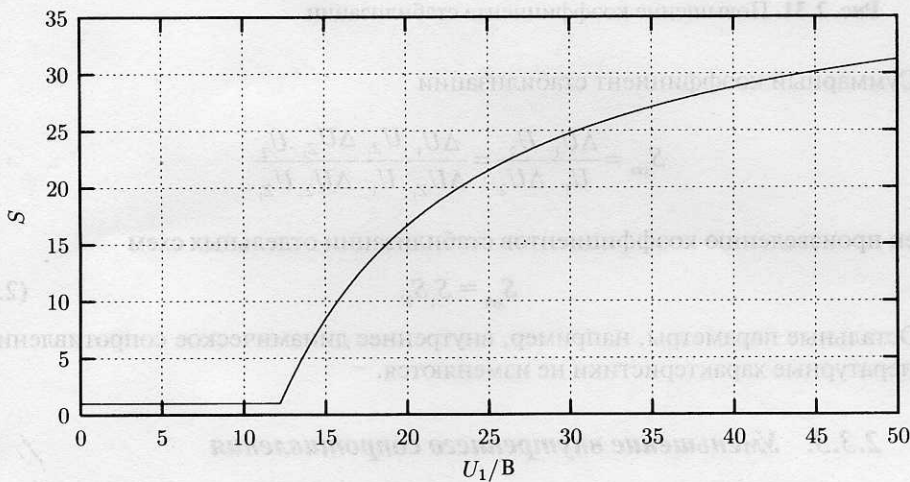


Рис. 2.30. Зависимость коэффициента стабилизации от входного напряжения

Расчет сопротивления R_V : При расчете должна быть, с одной стороны, обеспечена работа схемы в пределах линейной части обратной ветви диода, т. е. $I_Z > I_{Z\min}$, с другой стороны не должна быть превышена максимально допустимая мощность диода, т. е. $I_Z < I_{Z\max}$. Это значит, что максимальное значение сопротивления R_V должно обеспечивать при самом малом входном напряжении и максимальном токе нагрузки ток $I_{Z\min}$:

$$R_{V\max} = \frac{U_{1\min} - U_2}{I_{Z\min} + I_{2\max}}. \quad (2.92)$$

Минимальное значение сопротивления R_V должно обеспечивать при максимальном входном напряжении и минимальном токе нагрузки ток $I_{Z\max}$:

$$R_{V\min} = \frac{U_{1\max} - U_2}{I_{Z\max} + I_{2\min}}. \quad (2.93)$$

2.3.2. Повышение коэффициента стабилизации

При помощи схемы на рис. 2.28 можно получить относительно небольшие значения коэффициента стабилизации. Значительно лучший результат дает последовательное включение двух таких схем.

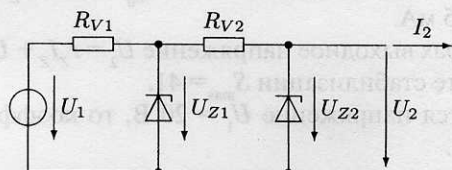


Рис. 2.31. Повышение коэффициента стабилизации

Суммарный коэффициент стабилизации

$$S_{ges} = \frac{\Delta U_1}{U_1} \frac{U_2}{\Delta U_2} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_{Z1}} \frac{U_{Z1}}{U_1} \frac{\Delta U_{Z1}}{\Delta U_2} \frac{U_2}{U_{Z2}}$$

равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных схем

$$S_{ges} = S_1 S_2. \quad (2.94)$$

Остальные параметры, например, внутреннее динамическое сопротивление и температурные характеристики не изменяются.

2.3.3. Уменьшение внутреннего сопротивления

Внутреннее динамическое сопротивление схемы стабилизации для многих практических применений слишком велико. Если последовательно подключить эмиттерный повторитель, то оно существенно уменьшается.

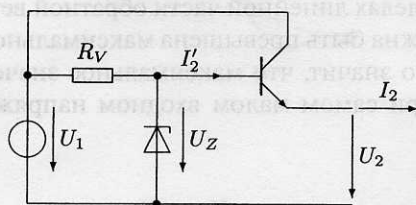


Рис. 2.32. Уменьшение динамического внутреннего сопротивления

Через стабилитрон течет в B раз уменьшенный ток $I'_2 \approx I_2 / B$, где B — коэффициент усиления по току.

Выходное напряжение равно напряжению на стабилитроне, уменьшенному на величину падения напряжения база-эмиттер (пороговое напряжение U_{BE0}):

$$U_2 \approx U_{Z0} - U_{BE0}. \quad (2.95)$$

Внутреннее динамическое сопротивление схемы (рис. 2.32) может быть приблизительно определено следующим образом:

Ток нагрузки I_2 рассчитывается согласно

$$I_2 = I_{SE} e^{U_{BE}/U_T} = I_{SE} e^{(U_Z - U_2)/U_T},$$

где I_{SE} — ток насыщения на эмиттерном диоде.

Так как U_Z остается почти постоянным, т.е. не зависит от тока нагрузки I_2 , то

$$g_i = -\frac{dI_2}{dU_2} \approx \frac{I_{SE}}{U_T} e^{(U_Z - U_2)/U_T} = \frac{I_2}{U_T} = g_E.$$

Относительно простой схемы стабилизации внутреннее сопротивление уменьшено, теперь оно определяется динамическим сопротивлением диода эмиттера r_E .

Коэффициент стабилизации не меняется, так как коэффициент усиления эмиттерного повторителя примерно равен единице.

Пример 2.3.2

Определите выходную характеристику $U_2 = f(I_2)$ в виде

$$\left(\frac{U_2}{B} \right) = f \left(\frac{I_2}{\text{мА}} \right).$$

По этой функции определите вид эквивалентной схемы замещения и напряжение на выходе схемы при токе в рабочей точке $I_2 = 50$ мА.

При решении используйте данную схему замещения транзистора с уравнением для диода эмиттера

$$I_E = I_{ES} e^{U_{BE}/U_T}, \text{ где } I_{ES} = 100 \text{ фА и } U_T = 30 \text{ мВ.}$$

Примите для упрощения расчетов напряжение стабилизации неизменным, $U_Z = \text{const} = 12 \text{ В}$.

Решение:

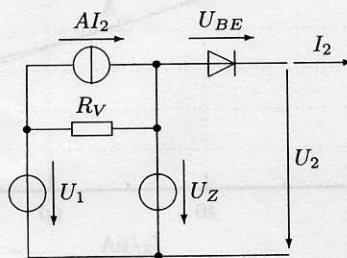
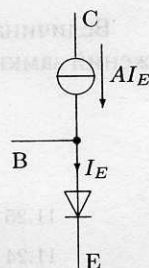


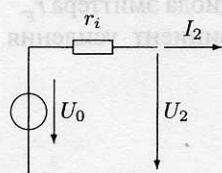
Рис. 2.33. Эквивалентная схема замещения схемы рис. 2.32

Напряжение база-эмиттер определяется из уравнения для замкнутого контура $U_{BE} = U_Z - U_2$. После подстановки в это уравнение тока эмиттера и решения относительно U_2 получается:

$$U_2 = U_Z - U_T \ln \frac{I_2}{I_{ES}}$$

и соответственно

$$\left(\frac{U_2}{B} \right) = 12 - 3 \cdot 10^{-2} \ln \left[10^{10} \left(\frac{I_2}{\text{mA}} \right) \right].$$



Выражение для выходного напряжения имеет вид характеристики нелинейного генератора, схема замещения которого представляет собой источник напряжения U_0 с сопротивлением r_i . Сопротивление определяется при помощи наклона характеристики генератора в заданной рабочей точке $I_2 = 50 \text{ mA}$:

$$r_i = \frac{dU_2}{dI_2} \bigg|_A = \frac{U_T}{I_2} \bigg|_A, r_i = 0,6 \text{ Ом}.$$

Величина напряжения холостого хода определяется по уравнению для напряжений замкнутого контура:

$$U_0 = U_2|_A + r_i I_2|_A = U_2|_A + U_T, U_0 = 11,222 \text{ В}.$$

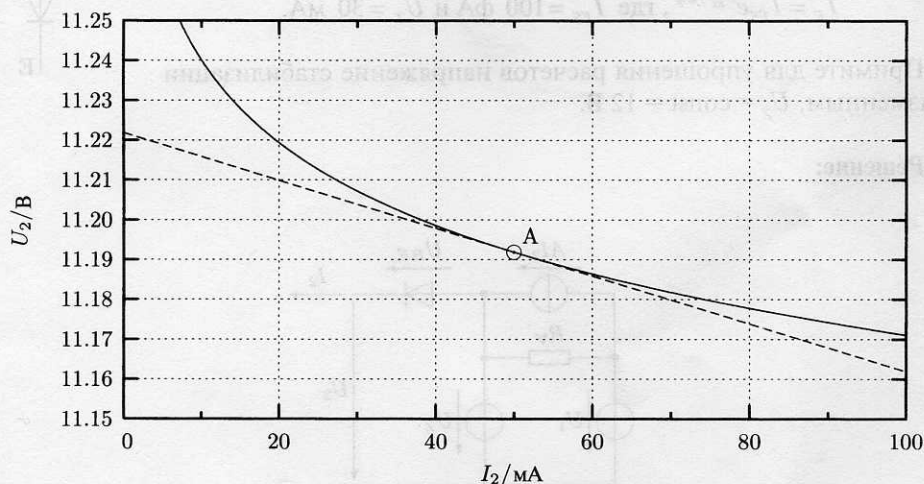


Рис. 2.34. Выходная характеристика схемы стабилизации и ее линеаризация

2.3.4. Задания

Задание 2.3.1

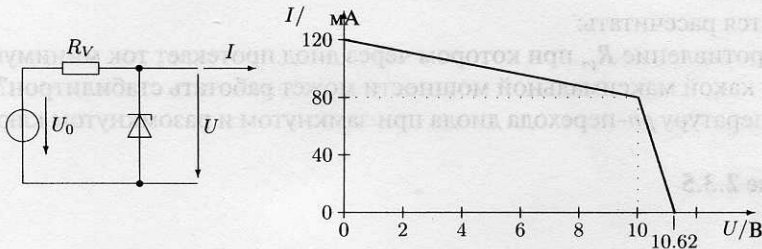


Рис. 2.35. Схема стабилизации и ее выходная характеристика

Определите по данной ВАХ схемы стабилизации значения U_0 , R_V , $\bar{U}_Z$, r_Z . Стабилитрон описывается характеристикой линейной схемы замещения рис. 1.54.

Задание 2.3.2

Параметры схемы рис. 2.36: $U_0 = 35$ В, $R_V = 180$ Ом. Эквивалентная схема замещения стабилитрона представляет из себя последовательное включение источника напряжения $U_Z = 12$ В и сопротивления $r_Z = 20$ Ом.

Определите диапазон изменения $R_{Lmin} \leq R_L \leq R_{Lmax}$, при котором ток стабилитрона не покидает область $5 \text{ mA} \leq I_Z \leq 50 \text{ mA}$. Температурными эффектами можно пренебречь.

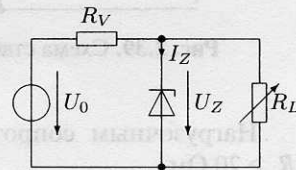


Рис. 2.36. Схема стабилизации

Задание 2.3.3

Напряжение стабилитрона в схеме рис. 2.37 при температуре окружающей среды $\vartheta_u = 25^\circ\text{C}$ и токе $I_Z = 5$ мА равно $U_Z = 15$ В. Дифференциальное сопротивление $r_Z = 20$ Ом, температурный коэффициент $\alpha_{U_Z} = 8 \cdot 10^{-4}$ К.

Параметры схемы рис. 2.37: $U_0 = 25$ В, $R_V = 150$ Ом. Величина сопротивления нагрузки $R_L = 500$ Ом.

Допущение: U_0 , R_V , R_L , r_Z не зависят от температуры.

Требуется рассчитать:

1. Напряжение на нагрузке U_L при температуре $\vartheta = 50^\circ\text{C}$.
2. Тепловые потери стабилитрона при этой температуре.

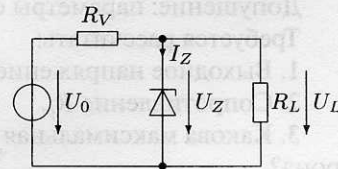


Рис. 2.37. Схема стабилизации

Задание 2.3.4

Напряжение пробоя стабилитрона в схеме рис. 2.38 при температуре окружающей среды $\vartheta_u = 25^\circ\text{C}$ равно $U_Z = 15$ В. Дифференциальное сопротивление $r_Z = 10$ Ом,

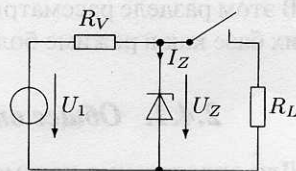


Рис. 2.38. Схема стабилизации

температурный коэффициент $\alpha_{U_Z} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ К}$, тепловое сопротивление $R_{th} = 100 \text{ К/Вт}$.

Напряжение питания схемы $U_1 = 25 \text{ В}$, нагрузка $R_L = 200 \text{ Ом}$ подключена через выключатель.

Требуется рассчитать:

1. Сопротивление R_V , при котором через диод протекает ток минимум 5 мА.
2. При какой максимальной мощности может работать стабилитрон?
3. Температуру pn -перехода диода при замкнутом и разомкнутом ключе.

Задание 2.3.5

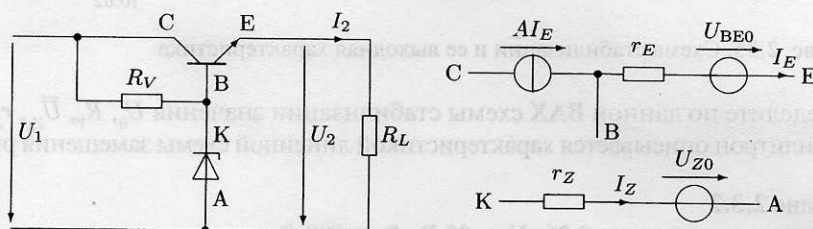


Рис. 2.39. Схема стабилизации и схема замещения для транзистора и Z-диода

Нагрузочным сопротивлением схемы является переменное сопротивление $R_L \geq 20 \text{ Ом}$.

Транзистор моделируется линейной схемой замещения с $A = 0,98$, $r_E = 1 \text{ Ом}$ и $U_{BE0} = 0,7 \text{ В}$. Параметры Z-диода (стабилитрона): $r_Z = 10 \text{ Ом}$, $U_{Z0} = 12 \text{ В}$.

Напряжение питания схемы $U_1 = 20 \text{ В}$, минимальный ток через диод $I_{Z_{\min}}$ должен быть равен 10 мА.

Допущение: параметры схемы не зависят от температуры.

Требуется рассчитать:

1. Выходное напряжение при максимальной нагрузке.
2. Сопротивление R_V .
3. Какова максимальная мощность потерь при работе транзистора и стабилитрона?
4. Смоделируйте схему и изобразите график функции нагрузочной характеристики $U_2 = f(R_L)$.

2.4. Рабочие характеристики транзисторных схем

В этом разделе рассматриваются характеристики не самих транзисторов, а схем на их базе как в режиме большого, так и в режиме малого сигнала.

2.4.1. Общее описание параметров транзисторов

Для определения параметров транзистора он рассматривается в виде четырехполюсника с парой входных и выходных клемм. Вход четырехполюсника подключается к генератору напряжения, выход подключается к нагрузке.

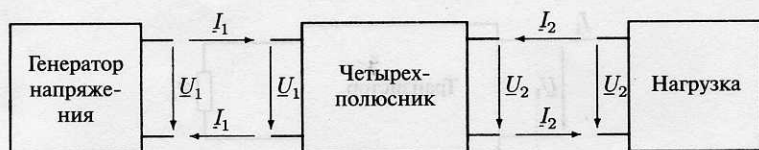


Рис. 2.40. Блок-схема подключения четырехполюсника

Приведенная блок-схема представляет модель однокаскадного усилителя на транзисторе в режиме малого сигнала.

Запишем уравнения для отдельных блоков:

Генератор: характеризуется напряжением холостого хода $\underline{U}_s$ и внутренним сопротивлением Z_s :

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_s - Z_s \underline{I}_1. \quad (2.96)$$

Транзистор: любая из трех базовых схем описывается h -параметрами h_{ik} :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= h_{11} \underline{I}_1 + h_{12} \underline{U}_2, \\ \underline{I}_2 &= h_{21} \underline{I}_1 + h_{22} \underline{U}_2. \end{aligned} \quad (2.97)$$

Потребитель: характеризуется сопротивлением нагрузки Z_L :

$$\underline{U}_2 = -Z_L \underline{I}_2. \quad (2.98)$$

Параметры схемы:

- Входное сопротивление $Z_e = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1}$
- Выходное сопротивление $Z_a = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{U}_s=0}$
- Усиление по напряжению $\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$
- Усиление по току $\underline{V}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$
- Усиление по мощности $\underline{V}_p = \frac{P_2}{P_1} = -\frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\}}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}}.$

2.4.1.1. Входное сопротивление

Входным сопротивлением Z_e называется сопротивление на входных клеммах транзистора при подключенном сопротивлении нагрузки Z_L .



Рис. 2.41. Определение входного сопротивления

Для расчета входного сопротивления уравнение нагрузки, записанное относительно тока I_2 , $I_2 = -Y_L U_2$, подставляется во второе уравнение четырехполюсника, которое переписывается относительно U_2 :

$$-Y_L U_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2,$$

$$U_2 = -\frac{h_{21}}{h_{22} + Y_L} I_1.$$

Результат подставляется в первое уравнение четырехполюсника

$$U_1 = h_{11} I_1 - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + Y_L} I_1,$$

откуда

$$Z_e = \frac{U_1}{I_1} = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + Y_L}. \quad (2.99)$$

У входного сопротивления есть два граничных значения. Если выход не нагружен, то входное сопротивление холостого хода $Z_{eL} = |h|/h_{22}$. Для короткозамкнутого выхода $Z_{eK} = h_{11}$.

2.4.1.2. Выходное сопротивление

Выходным сопротивлением Z_a называется сопротивление на выходных клеммах транзистора при подключенном на входе сопротивлении генератора Z_S .

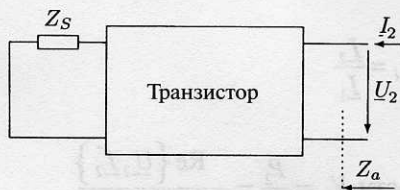


Рис. 2.42. Определение выходного сопротивления

Для расчета выходного сопротивления нужно подставить уравнение генератора в первое уравнение четырехполюсника и решить его относительно I_1 :

$$U_S - Z_S I_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2,$$

$$I_1 = \frac{U_s - h_{12}U_2}{h_{11} + Z_s}.$$

Результат подставляется во второе уравнение четырехполюсника:

$$I_2 = \frac{h_{21}(U_s - h_{12}U_2)}{h_{11} + Z_s} + h_{22}U_2.$$

Отсюда выходное сопротивление

$$Y_a = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_s=0} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + Z_s}. \quad (2.100)$$

Выходное сопротивление зависит от сопротивления источника Z_s . Если источник высокоомный, т. е. $Y_s \rightarrow 0$, то выходное сопротивление холостого хода $Z_{aL} = 1/h_{22}$. Если источник низкоомный, т. е. $Z_s \rightarrow 0$, то выходное сопротивление короткого замыкания $Z_{aK} = h_{11}/|h|$.

2.4.1.3. Усиление по напряжению

Коэффициентом усиления по напряжению V_u называется отношение выходного напряжения к входному сопротивлению транзистора, нагруженного сопротивлением Z_L .

Оно было рассмотрено в разделе 2.4.1.1:

$$U_2 = -\frac{h_{21}}{h_{22} + Y_L} I_1 \text{ и } I_1 = \frac{U_1}{Z_e},$$

откуда следует:

$$\begin{aligned} U_2 &= -\frac{h_{21}}{h_{22} + Y_L} \frac{U_1}{Z_e} = -\frac{h_{21}}{h_{22} + Y_L} \frac{U_1}{h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + Y_L}} = \\ &= -\frac{h_{21}}{h_{11}h_{22} + h_{11}Y_L - h_{12}h_{21}} U_1 = -\frac{h_{21}}{|h| + h_{11}Y_L} U_1. \\ V_u &= \frac{U_2}{U_1} = -\frac{h_{21}}{|h| + h_{11}Y_L}. \end{aligned} \quad (2.101)$$

При короткозамкнутом выходе $Z_L = 0$, коэффициент усиления по напряжению равен нулю. С ростом нагрузки усиление увеличивается. Максимальное значение усиления достигается при холостом ходе, т. е. при $Y_L = 0$. Это так называемый коэффициент усиления холостого хода

$$V_{uL} = -\frac{h_{21}}{|h|}. \quad (2.102)$$

2.4.1.4. Усиление по току

Коэффициентом усиления по току V_i называется отношение выходного тока к входному току транзистора, нагруженного сопротивлением Z_L .

Из

$$\underline{U}_2 = -\frac{h_{21}}{h_{22} + Y_i} \underline{I}_1 \text{ и } \underline{U}_2 = -Z_L \underline{I}_2$$

следует

$$\underline{V}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} Z_L}. \quad (2.103)$$

При короткозамкнутом выходе, $Z_L = 0$, коэффициент усиления по току максимальный. Это так называемый коэффициент усиления короткого замыкания, который равен:

$$V_{iK} = h_{21}. \quad (2.104)$$

С ростом нагрузки усиление уменьшается. Минимальное значение усиления достигается при холостом ходе, т. е. при $Y_L = 0$.

2.4.1.5. Усиление по мощности

Коэффициентом усиления по мощности V_p называется отношение выходной мощности к мощности, поданной на вход транзистора.



Рис. 2.43. Определение усиления по мощности

$$V_p = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\}}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}} = \frac{|\underline{U}_2|^2 \operatorname{Re}\{Y_L\}}{|\underline{U}_1|^2 \operatorname{Re}\{Y_e\}} = |\underline{V}_u|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_e\}}.$$

Если принять допущение, что нагрузка активная, то все токи и напряжения находятся в зоне действительных значений. Тогда

$$V_p = -\frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} = -V_u V_i,$$

$$V_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{h_{21}^2}{(|h| + h_{11} Y_L)(1 + h_{22} Z_L)}. \quad (2.105)$$

Усиление по мощности равно нулю как при малых, так и при больших сопротивлениях нагрузки. Следовательно, существует значение нагрузки, при котором усиление по мощности имеет максимальное значение.

Максимальное значение определяется при взятии производной и приравнянии ее к нулю:

$$\frac{d\left(\frac{1}{V_P}\right)}{dZ_L} = \frac{1}{h_{21}^2} \frac{d}{dZ_L} \left(|h| + h_{11}h_{22} + \frac{h_{11}}{Z_L} + h_{22}|h|Z_L \right) = \frac{1}{h_{21}^2} \left(-\frac{h_{11}}{Z_L^2} + h_{22}|h| \right) = 0.$$

Отсюда следует, что

$$Z_{Lopt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}|h|}} = \sqrt{Z_{aL}Z_{aK}}, \quad (2.106)$$

где $Z_{aL} = Z_a(Y_s = 0)$ — выходное сопротивление холостого хода; $Z_{aK} = Z_a(Z_s = 0)$ — выходное сопротивление короткого замыкания.

Отсюда следует, что максимальное значение усиления:

$$V_{Pmax} = \frac{h_{21}^2}{\left(|h| + \sqrt{h_{11}h_{22}|h|}\right) \left(1 + \frac{h_{11}h_{22}}{|h|}\right)} = \frac{h_{21}^2}{|h| \left(1 + \sqrt{\frac{h_{11}h_{22}}{|h|}}\right)^2},$$

$$V_{Pmax} = -\frac{V_{uL} \cdot V_{iK}}{(1 + h_{22}Z_{Lopt})^2} = -\frac{V_{uL} \cdot V_{iK}}{\left(1 + \sqrt{\frac{Z_{aK}}{Z_{aL}}}\right)^2}. \quad (2.107)$$

Z_{aL} и Z_{aK} — сопротивления холостого хода и короткого замыкания соответственно.

2.4.1.6. Таблица параметров четырехполюсника

Транзистор можно охарактеризовать не только в гибридных параметрах, но и в полных проводимостях y_{ik} . Далее для примера рассчитывается усиление по напряжению в полных проводимостях.

Пример 2.4.1

Требуется рассчитать коэффициент усиления по напряжению V_u выходного напряжения транзистора, нагруженного сопротивлением Z_L , применяя параметры полной проводимости y_{ik} .

Решение:

Система уравнений транзистора в полных проводимостях:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Нагрузка описывается уравнением:

$$I_2 = -Y_L U_2.$$

Уравнение нагрузки подставляется во второе уравнение. После группировки U_2 -элементов усиление по напряжению рассчитывается согласно

$$\underline{V}_u = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_L}.$$

Таблица 2.1. Таблица параметров четырехполюсника в гибридных параметрах и в полных проводимостях (выражение для усиления по мощности действительно для действительной нагрузки)

Параметры	Гибридные h_{ik}	Полные проводимости y_{ik}
Входное сопротивление Z_e	$\frac{ h + h_1 Y_L}{h_{22} + Y_L}$	$\frac{y_{22} + Y_L}{ y + y_{11} Y_L}$
Выходное сопротивление Z_a	$\frac{1 + h_1 Y_S}{h_{22} + h Y_S}$	$\frac{y_{11} + Y_S}{ y + y_{22} Y_S}$
Усиление по напряжению $\underline{V}_u$	$-\frac{h_{21}}{ h + h_1 Y_L}$	$-\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_L}$
Усиление по току $\underline{V}_i$	$\frac{h_{21} Y_L}{h_{22} + Y_L}$	$\frac{y_{21} Y_L}{ y + y_{11} Y_L}$
Усиление по мощности $\underline{V}_p$	$\frac{h_{21}^2 Y_L}{(h_{22} + Y_L)(h + h_1 Y_L)}$	$\frac{y_{21}^2 Y_L}{(y_{22} + Y_L)(y + y_{11} Y_L)}$

2.4.2. Рабочие характеристики трех основных транзисторных схем

Применим рассмотренные в предыдущем разделе параметры транзистора для анализа характеристик трех основных схем его включения: с общим эмиттером, коллектором и базой. Также познакомимся с допустимыми упрощениями. При анализе схем ограничимся низкочастотной областью работы схем, в которой транзистор еще описывается действительными гибридными параметрами.

2.4.2.1. Схема с общим эмиттером

Рабочая точка транзистора определяется сопротивлениями R_1 , R_2 , R_E , R_C и значением постоянного напряжения U_B . Параметры рабочей точки транзистора в режиме малого сигнала:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} h_{1e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}.$$

Входным напряжением для схемы является источник переменного напряжения с напряжением холостого хода $\underline{U}_0$ и внутренним сопротивлением R_p , подклю-

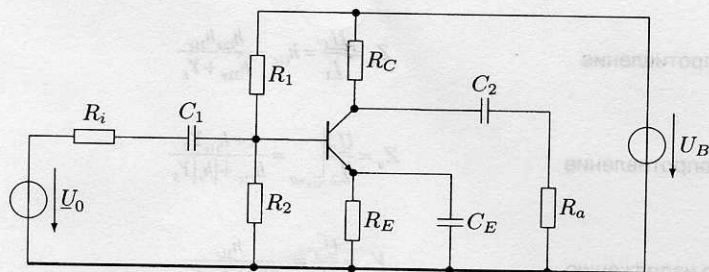


Рис. 2.44. Схема усилителя с общим эмиттером (ОЭ)

ченным к базе через конденсатор C_1 . Выход схемы подключен к нагрузочному сопротивлению R_a через конденсатор C_2 .

Сопротивление R_E необходимо для стабилизации рабочей точки. Для этого же параллельно ему подключается конденсатор C_E такой емкости, чтобы на параллельном включении R_E - C_E в рассмотренном диапазоне частот отсутствовало существенное падение напряжения. С точки зрения переменного тока эмиттер подключен к земле, изображенной жирной линией на рис. 2.44 и 2.45.

На базе принципиальной схемы рис. 2.44 на рис. 2.45 изображена эквивалентная схема замещения усилителя с общим эмиттером в режиме малого сигнала. Для этого источники постоянного напряжения замкнуты накоротко, а транзистор заменен символом, представляющим режим малого сигнала.

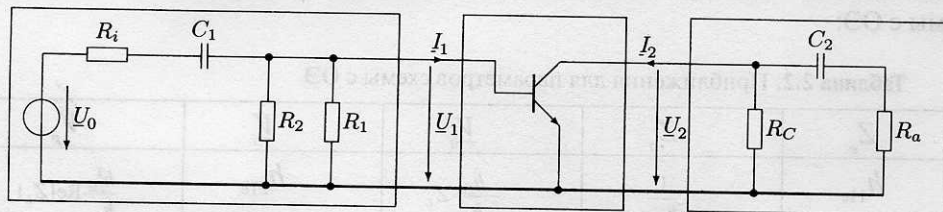


Рис. 2.45. Схема усилителя с общим эмиттером (ОЭ) в режиме малого сигнала

После объединения элементов в левой части в источник эквивалентного напряжения с холостым ходом $\underline{U}_s$ и внутренним сопротивлением Z_s , а элементов в правой части — в сопротивление нагрузки Z_L , получаем схему замещения, соответствующую блок-схеме рис. 2.40. Следовательно, можно воспользоваться уравнениями раздела 2.1, заменяя общие гибридные параметры h_{ik} на эмиттерные гибридные параметры h_{ike} .

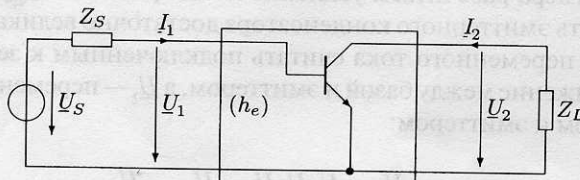


Рис. 2.46. Формальная схема замещения в режиме малого сигнала

$$\text{Входное сопротивление} \quad Z_e = \frac{U_1}{I_1} = h_{1e} - \frac{h_{12e}h_{21e}}{h_{22e} + Y_L} \quad (2.108)$$

$$\text{Выходное сопротивление} \quad Z_a = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_S=0} = \frac{1 + h_{11e}Y_S}{h_{22e} + |h_e|Y_S} \quad (2.109)$$

$$\text{Усиление по напряжению} \quad V_u = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e}Y_L} \quad (2.110)$$

$$\text{Усиление по току} \quad V_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e}Z_L} \quad (2.111)$$

$$\text{Усиление по мощности} \quad V_p = \frac{P_2}{P_1} = |V_u|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_e\}} \quad (2.112)$$

Приведенные выражения можно сильно упростить. У современных транзисторов обратная связь по напряжению очень мала, так что параметр h_{12e} в практических расчетах можно принять равным нулю.

Максимальное усиление по мощности достигается при $Z_{Lopt} = 1/h_{22e}$, согласно (2.106). Как правило, сопротивление нагрузки меньше, и максимальное значение не достигается. Это позволяет ввести следующие приближения для параметров схемы с ОЭ:

Таблица 2.2. Приближения для параметров схемы с ОЭ

Z_e	Z_a	V_u	V_i	V_p
h_{11e}	$\frac{1}{h_{22e}}$	$-\frac{h_{21e}}{h_{11e}}Z_L$	h_{21e}	$\frac{h_{21e}^2}{h_{11e}}\operatorname{Re}\{Z_L\}$

Пример 2.4.2

Входными клеммами для схемы с ОЭ являются клеммы база-эмиттер, выходными — коллектор-эмиттер. Часто требуется рассчитать параметры относительно других точек схемы. Например, при расчете коэффициента усиления по напряжению представляет интерес усиление *напряжения генератора* $\underline{U}_0$, а не *входного напряжения* $\underline{U}_1$.

В качестве примера рассчитаем усиление по напряжению $V_{ugesamt} = \underline{U}_a / \underline{U}_G$. Допустим, что емкость эмиттерного конденсатора достаточно велика, и можно эмиттер относительно переменного тока считать подключенным к земле. Тогда $\underline{U}_1$ — переменное напряжение между базой и эмиттером, а $\underline{U}_2$ — переменное напряжение между коллектором и эмиттером:

$$V_{ugesamt} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_G} = \frac{\underline{U}_a \underline{U}_2 \underline{U}_1}{\underline{U}_2 \underline{U}_1 \underline{U}_G} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_2} V_u \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_G}.$$

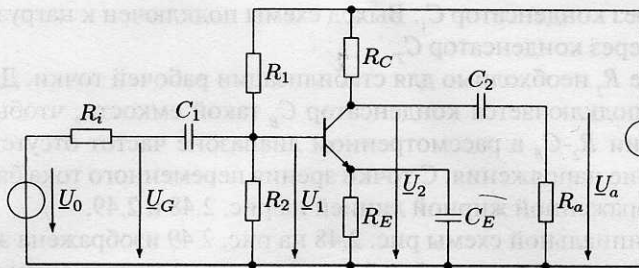


Рис. 2.47. Схема для расчета усиления по напряжению

По правилу расчета делителя напряжения

$$\frac{U_a}{U_2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_a C_2}} \text{ и } \frac{U_1}{U_G} = \frac{1}{1 + \frac{G_1 + G_2 + Y_e}{j\omega C_1}}$$

Усиление по напряжению и входная проводимость рассчитываются согласно уравнениям (2.110) и (2.108), входящая в них выходная полная проводимость

$$Y_L = G_c + \frac{1}{R_a + \frac{1}{j\omega C_2}} = G_c + \frac{G_a}{1 + \frac{1}{j\omega R_a C_2}}$$

После объединения всех результатов, которое предлагается провести самостоятельно, получается окончательное решение.

2.4.2.2. Схема включения с общей базой (ОБ)

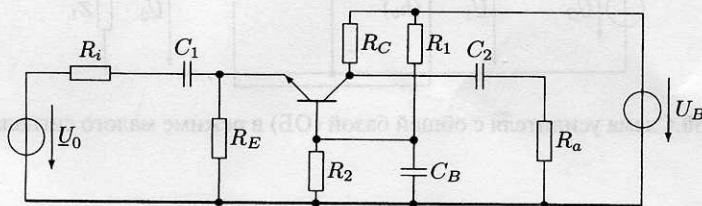


Рис. 2.48. Усилитель по схеме включения с общей базой

В схеме с общей базой рабочая точка транзистора также определяется сопротивлениями R_1 , R_2 , R_E , R_C и значением постоянного напряжения U_B . Параметры рабочей точки транзистора в режиме малого сигнала:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}.$$

Входным напряжением для схемы является источник переменного напряжения с напряжением холостого хода U_0 и внутренним сопротивлением R_i , подклю-

ченным к базе через конденсатор C_1 . Выход схемы подключен к нагрузочному сопротивлению R_a через конденсатор C_2 .

Сопротивление R_2 необходимо для стабилизации рабочей точки. Для этого же параллельно ему подключается конденсатор C_B такой емкости, чтобы на параллельном включении R_2 – C_B в рассмотренном диапазоне частот отсутствовало существенное падение напряжения. С точки зрения переменного тока база подключена к земле, изображенной жирной линией на рис. 2.48 и 2.49.

На базе принципиальной схемы рис. 2.48 на рис. 2.49 изображена эквивалентная схема замещения усилителя с общей базой в режиме малого сигнала.

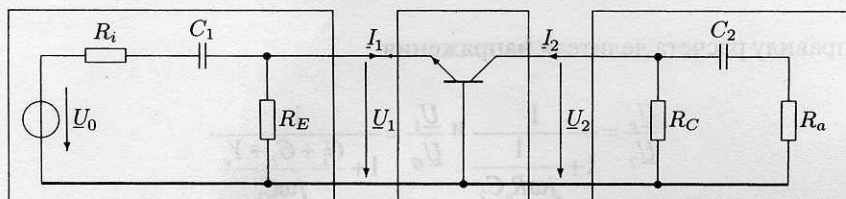


Рис. 2.49. Схема усилителя с общей базой (ОБ) в режиме малого сигнала

После объединения элементов в левой части в источник эквивалентного напряжения с холостым ходом $\underline{U}_s$ и внутренним сопротивлением Z_s , а элементов в правой части — в сопротивление нагрузки Z_L , получаем схему замещения, соответствующую блок-схеме рис. 2.40. Следовательно, можно воспользоваться уравнениями раздела 2.1, заменяя общие гибридные параметры h_{ik} на базовые гибридные параметры h_{ikb} .

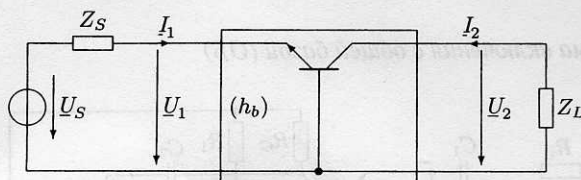


Рис. 2.50. Схема усилителя с общей базой (ОБ) в режиме малого сигнала

Входное сопротивление
$$Z_e = \frac{U_1}{I_1} = h_{1b} - \frac{h_{12b}h_{21b}}{h_{22b} + Y_L} = \frac{|h_e| + h_{1e}Y_L}{h_{22e} + \sum h_e Y_L} \quad (2.113)$$

Выходное сопротивление
$$Z_a = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{U_s=0} = \frac{1 + h_{1b}Y_s}{h_{22b} + |h_b|Y_s} = \frac{\sum h_e + h_{1e}Y_s}{h_{22e} + |h_e|Y_s} \quad (2.114)$$

Усиление по напряжению
$$\underline{V}_u = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{h_{21b}}{|h_b| + h_{1b}Y_L} = - \frac{|h_e| + h_{21e}}{|h_e| + h_{1e}Y_L} \quad (2.115)$$

Усиление по току
$$\underline{V}_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21b}}{1 + h_{22b}Z_L} = - \frac{|h_e| + h_{21e}}{\sum h_e + h_{22e}Z_L} \quad (2.116)$$

Усиление по мощности

$$V_p = \frac{P_2}{P_1} = |V_u|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_e\}}. \quad (2.117)$$

Приведенные выражения можно сильно упростить. У современных транзисторов обратная связь по напряжению очень мала, так что параметр h_{12e} в практических расчетах можно принять равным нулю. Параметр $h_{21e} \gg 1 \gg |h_{e}|$, так что $\Sigma h_e \approx h_{21e}$.

Тогда входное сопротивление схемы с ОБ примерно равно:

$$Z_e = \frac{h_{11e}(h_{22e} + Y_L)}{h_{22e} + h_{21e}Y_L}.$$

Так как сопротивление нагрузки не может быть больше оптимального значения для максимального усиления по мощности $Z_{Lopt} = \sqrt{h_{21e}/h_{22e}}$, то последнее выражение можно еще упростить до:

$$Z_e = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}(1 + h_{22e}Z_L).$$

Входное сопротивление схемы с ОБ очень низкоомное. Для значений сопротивления нагрузки $|Z_L| \ll 1/h_{22e}$ оно равно h_{11e}/h_{21e} , что соответствует значению дифференциального сопротивления эмиттерного диода. Только с увеличением сопротивления нагрузки входное сопротивление растет пропорционально Z_L , однако не превышает величину h_{11e} . Выходное сопротивление

$$Z_a = \frac{h_{21e} + h_{11e}Y_S}{h_{22e}(1 + h_{11e}Y_S)}.$$

Вследствие малого входного сопротивления схемы это выражение упрощается до

$$Z_a = \frac{1}{h_{22e}} \left(1 + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_S \right).$$

Выходное сопротивление схемы с ОБ очень высокоомное. При малой величине сопротивления источника выходное сопротивление уже имеет большую величину $1/h_{22e}$ и растет пропорционально растущему сопротивлению источника.

Усиление по напряжению сначала растет пропорционально сопротивлению нагрузки и достигает насыщения уже при значениях, близких к оптимальному значению нагрузки.

$$V_u = \frac{h_{21e}}{h_{11e}(h_{22e} + Y_L)} = \frac{\frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_L}{1 + h_{22e} Z_L} = \begin{cases} \frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_L & \left(|Z_L| \ll \frac{1}{h_{22e}} \right) \\ \frac{h_{21e}}{h_{11e} h_{22e}} & \left(|Z_L| \gg \frac{1}{h_{22e}} \right) \end{cases}.$$

Усиление по току схемы с ОБ можно для любого сопротивления нагрузки оценить как:

$$V_i = -\frac{h_{21e}}{h_{21e} + h_{22e}Z_L} \approx -1.$$

Таблица 2.3. Приближения для параметров схемы с ОБ

Z_e	Z_a	V_u	V_i	V_p
$\frac{h_{11e}(1 + h_{22e}Z_L)}{h_{21e}}$	$\frac{1}{h_{22e}} \left(1 + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_S \right)$	$\frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_L$	-1	$\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \operatorname{Re}\{Z_L\}$

2.4.2.3. Схема с общим коллектором (ОК)

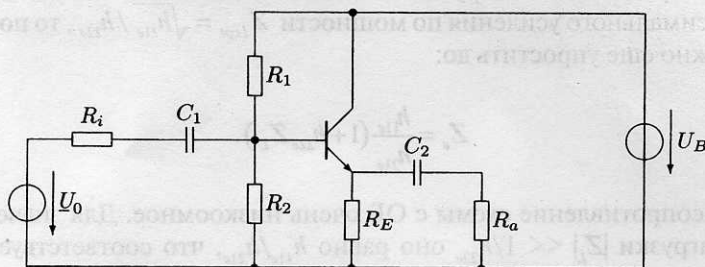


Рис. 2.51. Схема усилителя с общим коллектором (ОК)

В схеме с общим коллектором можно отказаться от коллекторных сопротивлений, т. е. рабочая точка транзистора определяется только сопротивлениями R_1 , R_2 , R_E и значением постоянного напряжения U_B . Параметры рабочей точки транзистора в режиме малого сигнала:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}.$$

Входным напряжением для схемы является источник переменного напряжения с напряжением холостого хода U_0 и внутренним сопротивлением R_i , подключенным к базе через конденсатор C_1 . Выход схемы подключен к нагрузочному сопротивлению R_a через конденсатор C_2 .

С точки зрения переменного тока коллектор подключен к земле. На базе принципиальной схемы (рис. 2.51) на рис. 2.52 изображена эквивалентная схема замещения усилителя с общим коллектором в режиме малого сигнала. Для этого источники постоянного напряжения замкнуты накоротко.

После объединения элементов в левой части в источник эквивалентного напряжения с холостым ходом U_s и внутренним сопротивлением Z_s , а элементов в правой части — в сопротивление нагрузки Z_L , получаем схему замещения, соответствующую блок-схеме рис. 2.40. Следовательно, можно воспользоваться уравнениями раздела 2.1, заменяя общие гибридные параметры h_{ik} на коллекторные гибридные параметры h_{ikc} . После небольших промежуточных преобразований получается:

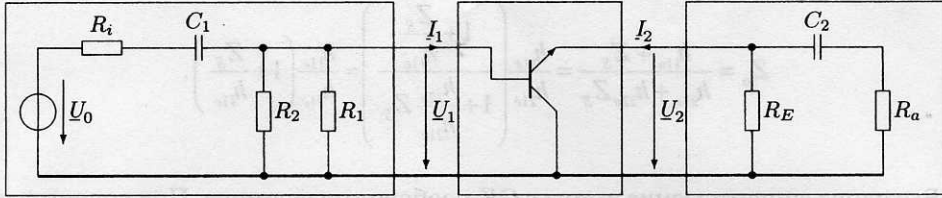


Рис. 2.52. Схема замещения в режиме малого сигнала для усилителя в схеме с общим коллектором

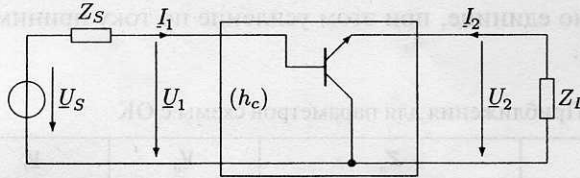


Рис. 2.53. Нагруженный коллекторный каскад

Входное сопротивление

$$Z_e = \frac{U_1}{I_1} = \frac{|h_c| + h_{11c} + Y_L}{h_{22c} + Y_L} = \frac{\sum h_e + h_{11e} Y_S}{h_{22e} + \sum h_e Y_S} \quad (2.118)$$

Выходное сопротивление

$$Z_a = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_S=0} = \frac{1 + h_{11c} Y_S}{h_{22c} + |h_c| Y_S} = \frac{1 + h_{11e} Y_S}{h_{22e} + \sum h_e Y_S} \quad (2.119)$$

Усиление по напряжению

$$\underline{V}_u = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{h_{21c}}{|h_c| + h_{11c} Y_L} = - \frac{1 + h_{21e}}{\sum h_e + h_{11e} Y_L} \quad (2.120)$$

Усиление по току

$$\underline{V}_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21c}}{1 + h_{22c} Z_L} = - \frac{1 + h_{21e}}{1 + h_{22c} Z_L} \quad (2.121)$$

Усиление по мощности

$$\underline{V}_p = \frac{P_2}{P_1} = |\underline{V}_u|^2 \frac{\operatorname{Re}\{Y_L\}}{\operatorname{Re}\{Y_e\}} \quad (2.122)$$

Как и раньше считается, что обратная связь по напряжению h_{12e} очень мала. Сопротивление нагрузки должно удовлетворять условию $|Z_L| \ll 1/h_{22e}$.

Входное сопротивление схемы с общим коллектором приблизительно равно

$$Z_e = h_{11e} \left(1 + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_L \right).$$

Входное сопротивление сравнительно высокоомное и при не очень малых сопротивлениях нагрузки равно $h_{21e} Z_L$.

С учетом допущения, что $Z_S \ll h_{21e}/h_{22e}$ выражение для выходного сопротивления упрощается до:

$$Z_a = \frac{h_{11e} + Z_s}{h_{21e} + h_{22e} Z_s} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \left(\frac{1 + \frac{Z_s}{h_{11e}}}{1 + \frac{h_{22e}}{h_{21e}} Z_s} \right) \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \left(1 + \frac{Z_s}{h_{11e}} \right).$$

Выходное сопротивление схемы с ОК наоборот низкоомное. При сопротивлении источника порядка h_{11e} оно равно h_{11e}/h_{21e} , далее растет линейно с увеличением сопротивления источника $Z_a \approx Z_s/h_{21e}$.

Усиление по напряжению при не слишком маленьком сопротивлении нагрузки примерно равно единице, при этом усиление по току принимает свое максимальное значение.

Таблица 2.4. Приближения для параметров схемы с ОК

Z_e	Z_a	$\underline{V}_u$	$\underline{V}_i$	$\underline{V}_p$
$h_{11e} \left(1 + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} Z_L \right)$	$\frac{h_{11e}}{h_{21e}} \left(1 + \frac{Z_s}{h_{11e}} \right)$	1	$-h_{21e}$	h_{21e}

Пример 2.4.3

Определите сопротивление нагрузки R_L схемы с ОК (рис. 2.54) при условии максимального усиления по мощности.

Рассчитайте конденсатор C таким образом, чтобы на нем не было падения переменного напряжения.

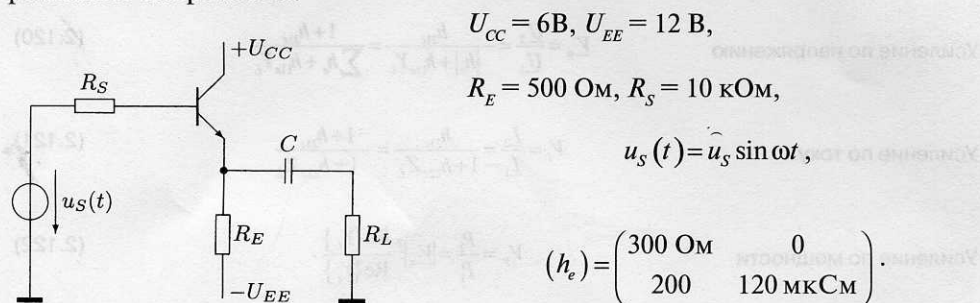


Рис. 2.54. Схема усилителя с общим коллектором (ОК)

Решение:

Сначала составляется схема замещения усилителя с общим коллектором (ОК) в режиме малого сигнала. Для этого источники постоянного напряжения U_{CC} и U_{EE} замыкаются накоротко, а транзистор заменяется четырехполюсником с гибридными параметрами h_e . Дополнительно согласно условию конденсатор заменяется перемычкой.

Так как напряжение источника напряжения синусоидальное, то токи и напряжения следует рассчитывать в комплексной форме.

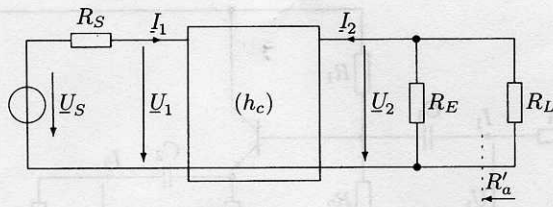


Рис. 2.55. Схема замещения усилителя с общим коллектором (ОК) в режиме малого сигнала

Поскольку нужно определить максимальную мощность на сопротивлении нагрузки, необходимо провести согласование мощностей. Так как все сопротивления в схеме активные, достаточно для выполнения этого условия выбрать сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопротивлению источника $R_L = R'_a$.

Оценим полученный результат. Возьмем из таблицы 2.4 приблизительное значение выходного сопротивления $R_a = \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \left(1 + \frac{R_S}{h_{11e}} \right)$. Так как $R_S \gg h_{11e}$, то

$$R_a \approx \frac{R_S}{h_{21e}} = 50 \text{ Ом.}$$

Согласование по мощности подразумевает, что $G_L = G_E + G_a$. Отсюда $R_L = 45,5 \text{ Ом}$.

Для точного решения обратимся к выходному сопротивлению табл. 2.1 и подставим его в уравнение мощности:

$$G_L = G_E + \frac{h_{22c} + |h_c| G_S}{1 + h_{11c} G_S}.$$

Данные гибридные параметры схемы пересчитываются для схемы с ОК:

$$(h_c) = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 300 \text{ Ом} & 1 \\ -201 & 120 \text{ мкСм} \end{pmatrix}.$$

Отсюда следует, что

$$G_L = 2 \cdot 10^{-3} \text{ См} + \frac{1,2 \cdot 10^{-4} \text{ См} + 10^{-4} \text{ См} (300 \cdot 120 \cdot 10^{-6} + 201)}{1 + 300 \text{ Ом} \cdot 10^{-4} \text{ См}} = 2,16 \cdot 10^{-2} \text{ См},$$

$$R_L = 46,2 \text{ Ом}.$$

Оценочные значения и точные практически совпадают.

2.4.3. Задания

Задание 2.4.1

Значения сопротивлений: $R_i = 10 \text{ кОм}$, $R_1 = 60 \text{ кОм}$, $R_2 = 60 \text{ кОм}$, $R_3 = 2,5 \text{ кОм}$, $R_4 = 10 \text{ кОм}$. Параметры транзистора в режиме малого сигнала в рабочей точке

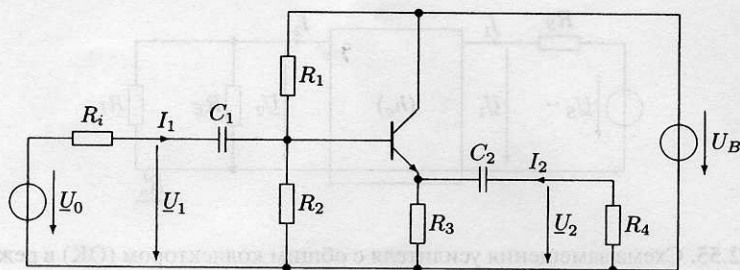


Рис. 2.56. Схема с ОК

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 2 \text{ кОм} & 0 \\ 200 & 0 \end{pmatrix}.$$

Рассчитайте следующие параметры схемы:

- Входное сопротивление $Z_e = U_1 / I_1$,
- Выходное сопротивление $Z_a = U_2 / I_2$,
- Усиление по напряжению $\underline{V}_u = U_2 / U_0$.

На сколько процентов уменьшится сопротивление по напряжению, если сопротивление R_4 уменьшится до 1 кОм?

Задание 2.4.2

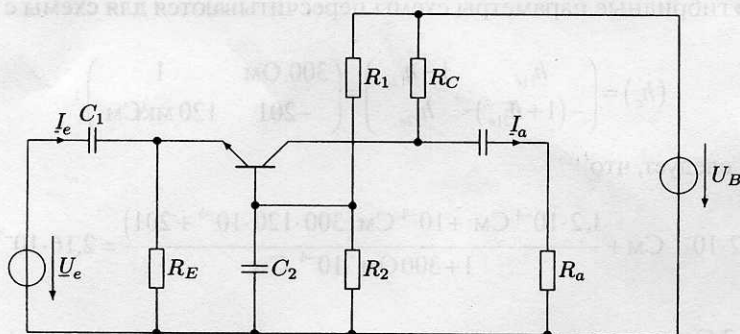


Рис. 2.57. Схема с ОБ

Значения сопротивлений: $R_E = 2 \text{ кОм}$, $R_C = 10 \text{ кОм}$, $R_a = 10 \text{ кОм}$. Параметры транзистора в режиме малого сигнала в рабочей точке

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 5 \text{ кОм} & 0 \\ 200 & 0 \end{pmatrix}.$$

Рассчитайте усиление по току $\underline{V}_i = \underline{I}_a / \underline{I}_e$. Расчет проводить для средней полосы частот.

Задание 2.4.3

Рассчитайте усиление по напряжению $\underline{V}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_0$ схемы с ОЭ по модулю и фазе при частоте 60 кГц.

Гибридные параметры в рабочей точке:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 2 \text{ кОм} & 10^{-4} \\ 200 & 15 \text{ мкСм} \end{pmatrix}.$$

Параметры схемы:

$$R_C = 5 \text{ кОм}$$

$$R_B = 1 \text{ МОм}$$

$$C_C = 2 \text{ нФ}$$

$$C_B = 1 \text{ мкФ}$$

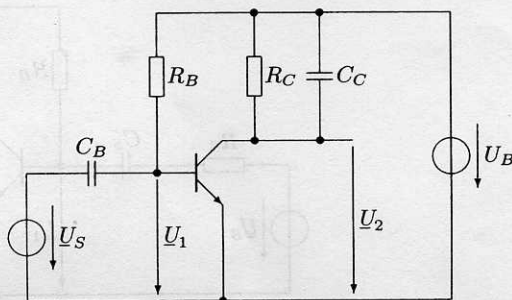


Рис. 2.58. Схема с ОЭ

Задание 2.4.4

Параметры эмиттерного усилителя рис. 2.59:

$$R_i = 100 \text{ Ом}, R_1 = 8,6 \text{ кОм}, R_2 = 470 \text{ Ом}, R_C = 800 \text{ Ом}, R_a = 800 \text{ Ом}, C_1 = 10 \text{ мкФ}, C_2 = 1 \text{ мкФ}.$$

Рассчитайте усиление по напряжению $\underline{V}_u = \underline{U}_a / \underline{U}_0$ и по току $\underline{V}_i = \underline{I}_a / \underline{I}_0$. Расчет проводить для средней полосы частот.

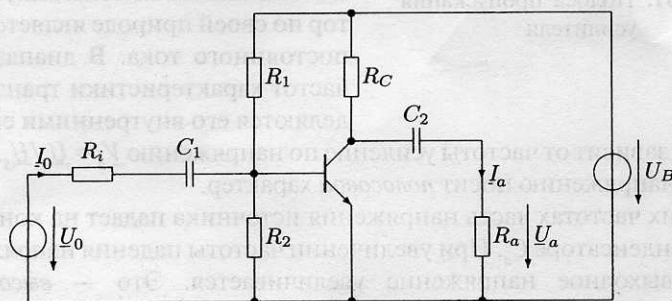


Рис. 2.59. Схема с ОЭ

Задание 2.4.5

Рассчитайте в схеме с ОК (рис. 2.54) пример 2.4.3 методом моделирования активную мощность $P_L(R_L)$, которая выделяется в сопротивлении R_L .

При каком сопротивлении нагрузки мощность максимальна?

Примечание:

Используйте при моделировании схему для режима малого сигнала. Так как конденсатор, как реактивный элемент, по условию не учитывается, то результаты моделирования не зависят от частоты. Поэтому рекомендуется провести DC-моделирование. Переменное сопротивление нагрузки можно заменить переменным источником тока.

2.5. Частотные характеристики схемы с ОЭ

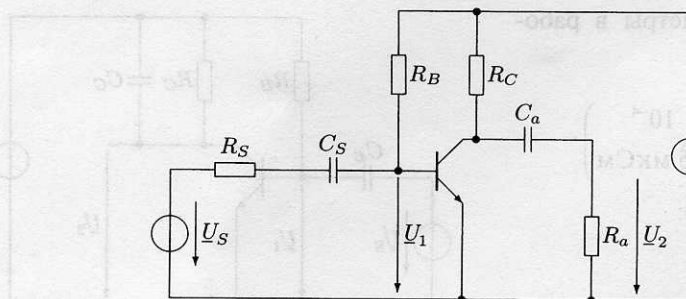


Рис. 2.60. Схема усилителя с ОЭ

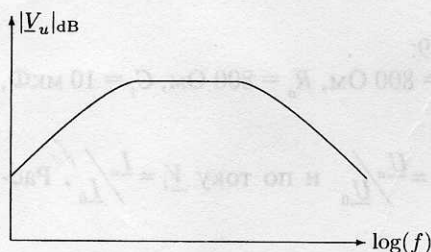


Рис. 2.61. Полоса пропускания усилителя

Характеристики транзисторных схем не зависят от частоты только в довольно узком диапазоне, который обозначается как *диапазон средних частот*. Для низких и высоких частот характеристики транзисторной схемы зависят от частоты. В диапазоне низких частот характеристики транзистора определяются его обвязкой, т. е. внешними элементами, ведь транзистор по своей природе является усилителем постоянного тока. В диапазоне высоких частот характеристики транзистора определяются его внутренними емкостями.

Особенно зависит от частоты усиление по напряжению $V_u = U_2/U_S$. Зависимость усиления по напряжению носит *полосовой* характер.

При низких частотах часть напряжения источника падает на конденсаторе C_S , часть — на конденсаторе C_a . При увеличении частоты падения напряжения уменьшаются, и выходное напряжение увеличивается. Это — *высокочастотный фильтр*.

Если частота настолько велика, что падением напряжения на конденсаторах можно пренебречь, но еще так низка, что транзистор можно рассматривать как безынерционное звено, то частота лежит в среднем диапазоне. При этом усиление по напряжению имеет максимальное значение.

При дальнейшем увеличении частоты большее значение играют внутренние емкости транзистора. Емкость диода эмиттерного перехода уменьшает входное

сопротивление транзистора и вместе с тем входное сопротивление $\underline{U}_1$. С увеличением емкости диода коллекторного перехода падает сопротивление между входом и выходом транзистора, и уменьшается выходное напряжение $\underline{U}_2$. Обе емкости превращают транзистор в *низкочастотный фильтр*.

Дальше анализируется усиление по напряжению схемы с ОЭ по рис. 2.60 со следующими допущениями:

- Обратная связь транзистора не учитывается $h_{12e} = 0$.
- Сопротивление базы R_B считать много меньше входного сопротивления транзистора h_{11e} . При этом ошибка в расчетах будет минимальной, так как

$$R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} \gg h_{11e} = \frac{U_T}{I_B}.$$

- Выходная емкость должна быть такой большой, чтобы ее реактивное сопротивление даже при минимальном значении частоты было мало относительно сопротивления нагрузки R_a , т. е.

$$\frac{1}{\omega C_a} \ll R_a.$$

На входе транзистора сопротивление R_S и конденсатор C_S объединяются в полное сопротивление источника Z_S , а на выходе параллельно включенные R_C и R_a — в сопротивление нагрузки R_L .

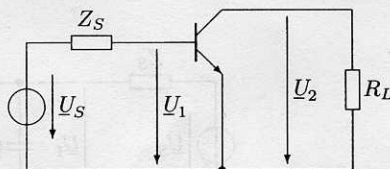


Рис. 2.62. Схема замещения в режиме малого сигнала

$$Z_S = R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \text{ и } R_L = R_C \parallel R_a.$$

Для дальнейших расчетов применяется схема замещения транзистора в виде четырехполюсника. Дополнительно между базой и эмиттером включается конденсатор C_{BE} , а между коллектором и базой конденсатор C_{CB} . Так как транзистор работает в активной области, т. е. диод эмиттера работает в прямом, а диод коллектора в обратном направлении, то C_{BE} представляет собой диффузионную емкость порядка сотен пикофард, а C_{CB} — порядка нескольких пикофард.

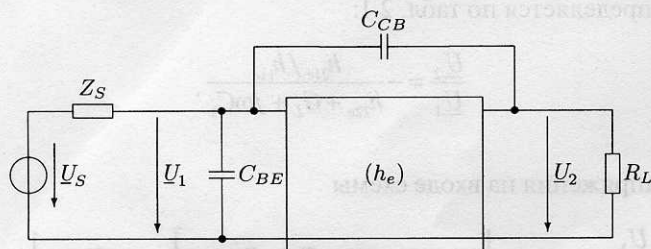


Рис. 2.63. Схема замещения усилителя с ОЭ в виде четырехполюсника

Расчет усиления по напряжению упрощается при использовании уравнений табл. 2.1. Параметры таблицы рассчитаны для транзистора без обратной связи между выходом и входом, однако схему (рис. 2.63) можно преобразовать в нужную форму согласно рис. 2.40, применяя теорему Миллера (приложение С).

Конденсатор C_{CB} заменяется двумя емкостями. Емкость конденсатора, параллельного входу:

$$C_M = C_{CB}(1 - \underline{V}_u) \approx -\underline{V}_u C_{CB} = \frac{h_{21e} C_{CB}}{h_{11e}(h_{22e} + G_L)} \approx SR_L C_{CB}, \quad (2.123)$$

где $S = h_{21e}/h_{11e}$ — крутизна транзистора.

Емкость коллекторного диода в схеме с ОЭ также является входной емкостью схемы. Емкость C_M называется емкостью Миллера.

Емкость параллельного выходу конденсатора равна:

$$C_2 = C_{CB} \left(1 - \frac{1}{\underline{V}_u} \right) \approx C_{CB}. \quad (2.124)$$

Схема замещения в режиме малого сигнала преобразуется в схему (рис. 2.64), в которой $C_1 = C_{BE} + C_M$ и $C_2 = C_{CB}$.

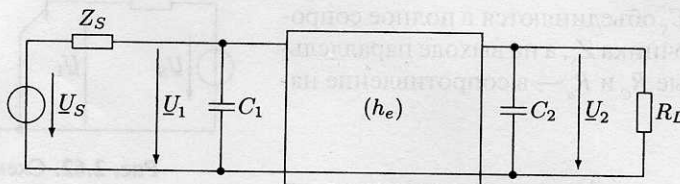


Рис. 2.64. Преобразованная схема замещения усилителя с ОЭ

Усиление по напряжению схемы составляется из усиления транзистора $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ и демпфирования со стороны входного делителя напряжения $\underline{U}_1/\underline{U}_S$.

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = \frac{\underline{U}_2 \underline{U}_1}{\underline{U}_1 \underline{U}_S}.$$

При условии, что обратной связью транзистора h_{12e} пренебрегают, усиление по напряжению определяется по табл. 2.1:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L + j\omega C_2}.$$

Делитель напряжения на входе схемы

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_S} = \frac{1}{1 + Z_S(Y_e + j\omega C_1)}, \text{ где } Z_S = R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \text{ и } Y_e = \frac{1}{h_{11e}}$$

и, следовательно

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L + j\omega C_2} \frac{1}{1 + \left(R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \right) \left(\frac{1}{h_{11e}} + j\omega C_1 \right)}. \quad (2.125)$$

Полученное выражение громоздко, поэтому мы его разделим на *низкочастотную*, *среднечастотную* и *высокочастотную* компоненты.

Средние частоты: влиянием всех конденсаторов можно пренебречь.

Тогда максимальное значение усиления

$$V_{u\max} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L} \frac{1}{1 + R_S/h_{11e}}. \quad (2.126)$$

Низкие частоты: влиянием только внутренних емкостей транзистора можно пренебречь.

Из уравнения (2.125) следует

$$\begin{aligned} \underline{V}_u &= -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L} \frac{1}{1 + \frac{1}{h_{11e}} \left(R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \right)} = \\ &= -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_S}{h_{11e}} \right) \left(1 + \frac{1}{j\omega C_S (h_{11e} + R_S)} \right)}, \end{aligned}$$

$$\underline{V}_u = \frac{V_{u\max}}{1 + \frac{1}{j\omega/\omega_u}}. \quad (2.127)$$

Максимальное значение усиления

$$V_{u\max} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L} \frac{1}{1 + R_S/h_{11e}}.$$

Нижняя частота среза

$$\omega_u = \frac{1}{(h_{11e} + R_S)C_S}. \quad (2.128)$$

Конденсатор C_S вместе с внутренним сопротивлением генератора R_S и входным сопротивлением транзистора h_{11e} образуют высокочастотный фильтр первого порядка с частотой среза $f_u = \omega_u/2\pi$.

Высокие частоты: влиянием внешних входных и выходных конденсаторов можно пренебречь. Из уравнения (2.125) следует:

$$\begin{aligned} \underline{V}_u &= -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L + j\omega C_2} \frac{1}{1 + R_s \left(\frac{1}{h_{11e}} + j\omega C_1 \right)} = \\ &= -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{(h_{22e} + G_L) \left(1 + j\omega \frac{C_2}{h_{22e} + G_L} \right) (1 + R_s/h_{11e}) \left(1 + j\frac{\omega C_1 R_s}{1 + R_s/h_{11e}} \right)}. \end{aligned}$$

Тогда максимальное значение усиления

$$V_{u\max} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L} \frac{1}{1 + R_s/h_{11e}}.$$

Частоты среза:

$$\omega_1 = \frac{h_{22e} + G_L}{C_2}, \quad \omega_2 = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{h_{11e}}. \quad (2.129)$$

Коэффициент усиления можно записать как:

$$V_u = \frac{V_{u\max}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1} \right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2} \right)}. \quad (2.130)$$

Емкости транзистора вместе с сопротивлениями генератора и нагрузкой образуют низкочастотный фильтр второго порядка, верхняя частота среза которого определяется меньшей из частот f_1 и f_2 .

Какая из частот будет меньше, зависит в основном от величины внутреннего сопротивления генератора.

Если сопротивление высокоомное, т. е. $R_s \gg h_{11e}$, то транзистор управляется током. При этом:

$$\omega_2 \approx \frac{1}{C_1 h_{11e}} \approx \frac{1}{h_{21e} C_{CB} R_L} \approx \frac{\omega_1}{h_{21e}}.$$

В данном случае $\omega_2 \ll \omega_1$.

При токовом управлении ω_2 является верхней частотой среза, как меньшая из двух.

Если сопротивление низкоомное, т. е. $R_s \ll h_{11e}$, то транзистор управляется напряжением. При этом:

$$\omega_2 \approx \frac{1}{C_1 R_s} \rightarrow \infty.$$

В этом случае $\omega_1 \ll \omega_2$.

При управлении по напряжению ω_1 является верхней частотой среза.

Нижняя частота f_u по (2.128) и максимальное значение усиления по напряжению $V_{u\max}$ по (2.126) также зависят от способа управления.

Результаты сведены в таблицу 2.5.

Таблица 2.5 Параметры усиления схемы с ОЭ

	$V_{u\max}$	f_u	f_o
Управление по напряжению	$\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_L}$	$\frac{1}{2\pi h_{11e} C_S}$	$\frac{h_{22e} + G_L}{2\pi C_{CB}}$
Токовое управление	$\frac{h_{21e}/R_S}{h_{22e} + G_L}$	$\frac{1}{2\pi R_S C_S}$	$\frac{1}{2\pi h_{11e} (C_{BE} + C_M)}$

На рис. 2.65 приведена частотная диаграмма для обоих видов управления, которая графически представляет вышесказанное. На первом участке оба графика возрастают с общей асимптотой:

$$\lim_{\omega \ll \omega_u} |V_u| = \frac{\omega}{\omega_u} V_{u\max} = \frac{h_{21e} C_S}{h_{22e} + G_L} \omega.$$

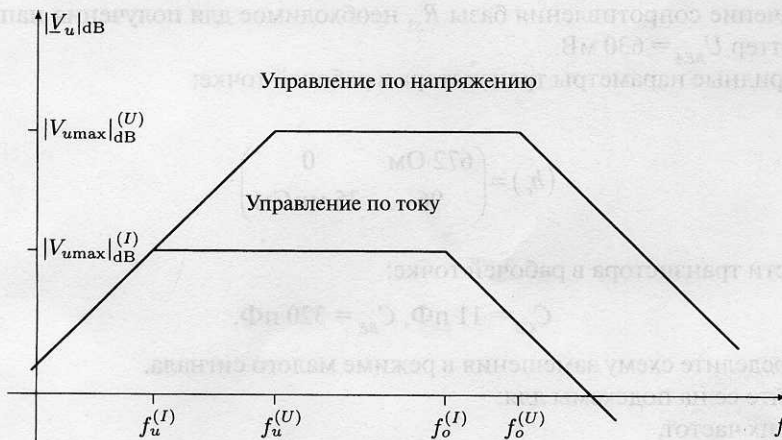


Рис. 2.65. Усиление схемы с ОЭ

Усиление усилителя, управляемого по току, достигает максимального значения уже при частоте $f_u^{(I)}$, а управляемого по напряжению большего в R_S/h_{11e} значения при частоте $f_u^{(U)}$.

Емкость Миллера вызывает у управляемого по току усилителя более раннее падение усиления, чем у усилителя, управляемого по напряжению, частота среза $f_o^{(U)}$ в h_{21} раз больше, чем частота $f_o^{(I)}$.

2.5.1. Задания

Задание 2.5.1

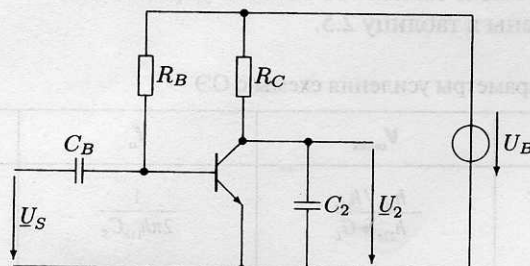


Рис. 2.66. Усилитель с ОЭ с емкостной нагрузкой

Параметры однокаскадного усилителя с ОЭ:

Сопротивление коллектора: $R_C = 2 \text{ кОм}$, емкость конденсатора $C_B = 0,1 \text{ мкФ}$, конденсатора $C_2 = 300 \text{ пФ}$.

Напряжение рабочей точки должно равняться половине напряжения питания:

$$U_{CEA} = U_B/2 = 7,5 \text{ В.}$$

Требуется рассчитать:

1. Ток коллектора и базы, если коэффициент усиления по току транзистора в рабочей точке $B = 81$.
2. Значение сопротивления базы R_S , необходимое для получения напряжения база-эмиттер $U_{BEA} = 630 \text{ мВ}$.
3. Гибридные параметры транзистора в рабочей точке:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 672 \text{ Ом} & 0 \\ 96 & 35 \text{ мКСм} \end{pmatrix}.$$

Емкости транзистора в рабочей точке:

$$C_{CB} = 11 \text{ пФ}, C_{BE} = 320 \text{ пФ}.$$

а) Определите схему замещения в режиме малого сигнала.

Разбейте ее на подсхемы для:

- низких частот,
- средних частот,
- высоких частот.

б) Рассчитайте по этим схемам комплексное усиление по напряжению. Запишите выражения в форме высокочастотного и низкочастотного фильтров.

в) Изобразите БОДЕ-диаграмму усиления по напряжению.

Задание 2.5.2

Требуется рассчитать нижнюю частоту среза f_u усиления по напряжению $U_u = U_2/U_0$ усилителя на рис. 2.67.

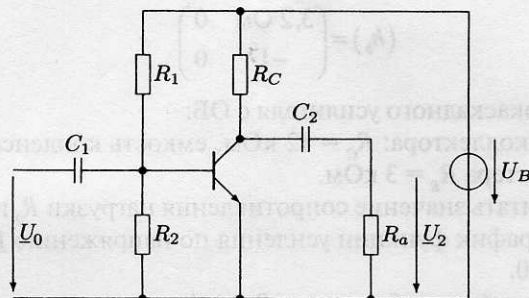


Рис. 2.67. Схема с ОЭ с емкостной нагрузкой

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 1 \text{ кОм} & 0 \\ 100 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\begin{aligned} C_1 &= 1 \text{ мкФ}, C_2 = 10 \text{ нФ} \\ R_1 &= 35 \text{ кОм}, R_2 = 1,5 \text{ кОм} \\ R_C &= 2 \text{ кОм}, R_a = 8 \text{ кОм} \end{aligned}$$

Указание: Речь идет о последовательном включении двух высокочастотных фильтров с сильно различающимися граничными частотами. Нижняя общая частота определяется большей частотой одного из фильтров.

Задание 2.5.3

Требуется рассчитать верхнюю граничную частоту усиления по напряжению $V_u = U_2/U_S$ усилителя с емкостной нагрузкой на рис. 2.68.

$$\begin{aligned} R_1 &= 9 \text{ кОм}, \\ R_2 &= 10 \text{ кОм}, \\ R_e &= 1 \text{ кОм}, \\ C_S &= 1 \text{ мкФ}, \\ C_E &= 10 \text{ нФ}. \end{aligned}$$

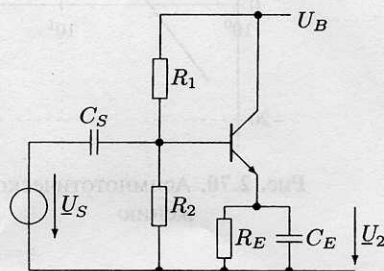


Рис. 2.68. Транзисторный усилитель с ОК

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 300 \text{ Ом} & 10^{-4} \\ 150 & 10 \text{ мкСм} \end{pmatrix}.$$

Задание 2.5.4

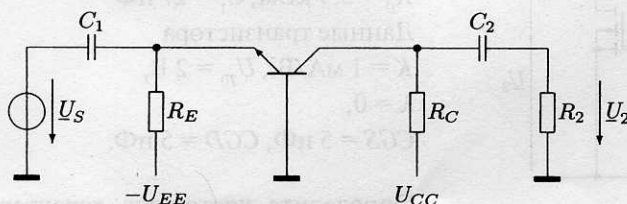


Рис. 2.69. Схема с ОБ

$$(h_b) = \begin{pmatrix} 3,2 \text{ Ом} & 0 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Параметры однокаскадного усилителя с ОБ:

Сопротивление коллектора: $R_C = 12 \text{ кОм}$, емкость конденсатора $C_1 = 50 \text{ мкФ}$, сопротивление эмиттера $R_E = 3 \text{ кОм}$.

Требуется рассчитать значение сопротивления нагрузки R_2 и емкости C_2 , чтобы асимптотический график функции усиления по напряжению $V_u = U_2/U_S$ совпадал с графиком рис. 2.70.

Указание: используйте приближение $R_E \gg h_{11b}$.

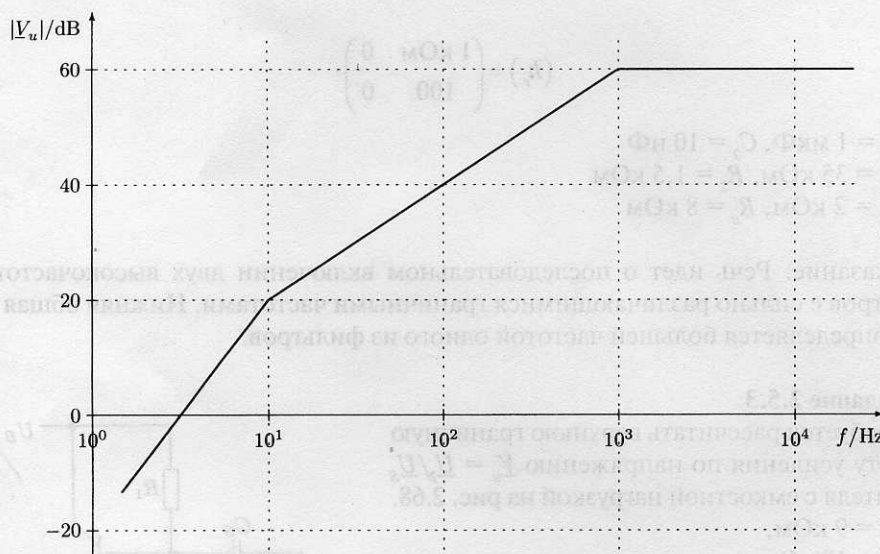


Рис. 2.70. Асимптотическое приближение графика функции усиления по напряжению

Задание 2.5.5

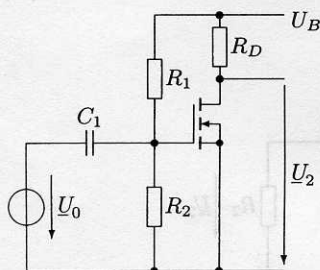


Рис. 2.71. Усилитель на полевом транзисторе

Параметры схемы:

$$U_B = 15 \text{ В}$$

$$R_1 = 2,2 \text{ МОм}, R_2 = 800 \text{ кОм}$$

$$R_D = 3,9 \text{ кОм}, C_1 = 27 \text{ нФ}$$

Данные транзистора

$$K = 1 \text{ мА/В}^2, U_{T0} = 2 \text{ В},$$

$$\lambda = 0,$$

$$CGS = 5 \text{ пФ}, CGD = 5 \text{ пФ}.$$

Определите частотную характеристику усиления по напряжению $V_u = U_2/U_0$. Рассчитайте макси-

мальное значение усиления по напряжению, верхнюю и нижнюю частоты среза.

Решение задания необходимо провести теоретически с использованием теоремы Миллера. Затем следует проверить результаты с помощью моделирования. Результаты моделирования будут значительно отличаться от расчетных результатов. Почему?

Задание 2.5.6

Исследуйте зависимость верхней частоты среза усилителя с ОЭ на рис. 2.72 от внутреннего сопротивления генератора R_1 .

Для решения следует применить как уравнения Кирхгофа, так и теорему Миллера.

Параметры схемы:

Сопротивление коллектора: $R_C = 15 \text{ кОм}$

Сопротивление нагрузки: $R_2 = 6,3 \text{ кОм}$

Емкость диода коллектора: $C_j = 10 \text{ пФ}$

Гибридные параметры:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 1 \text{ кОм} & 0 \\ 100 & 25 \text{ мкСм} \end{pmatrix}.$$

Указание: Для расчета верхней частоты среза конденсаторы C_1 и C_2 при переменном напряжении можно заменить короткими замыканиями.

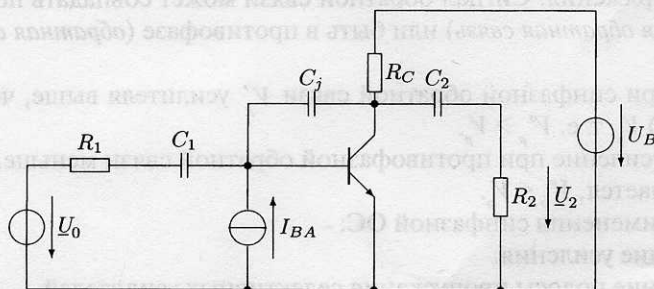


Рис. 2.72. Усилитель с ОЭ с переменным внутренним сопротивлением генератора

Также требуется рассчитать:

1. Применяя закон Кирхгофа:

1а) Усиление по напряжению $V_u = U_2/U_0$.

1б) Преобразуйте усиление в выражение вида

$$V_u = V_{u \max} \frac{1 - j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}.$$

1в) Качественно изобразите вид усиления при $R_1 = 10 \text{ кОм}$.

Укажите значение верхней частоты среза. Какие значения она примет в случае:

- Управления по току.
- Управления по напряжению.

1г) Изобразите зависимость верхней частоты среза от внутреннего сопротивления генератора R_1 в диапазоне $0,1 \text{ Ом} \leq R_1 \leq 100 \text{ кОм}$ в двойном логарифмическом масштабе.

2. Применяя теорему Миллера:

2а) Усиление по напряжению $\underline{V}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_0$.

2б) Преобразуйте усиление в выражение вида

$$\underline{V}_u = V_{u\max} \frac{1}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_2)}.$$

2в) Качественно изобразите вид усиления при $R_1 = 10 \text{ кОм}$.

Укажите значение верхней частоты среза. Какие значения она примет в случае:

- Управления по току.
- Управления по напряжению.

2г) При каком значении внутреннего сопротивления генератора для приближенной оценки верхней частоты среза лучше применить частоту f_1 , при каком f_2 ?

2д) Какая характеристика усилителя неверно описывается теоремой Миллера?

2.6. Транзисторный усилитель с обратной связью

2.6.1. Введение

Обратной связью называется подача выходного сигнала усилителя на вход, либо тока, либо напряжения. Сигнал обратной связи может совпадать по фазе с входным (*синфазная обратная связь*) или быть в противофазе (*обратная связь в противофазе*).

Усиление при синфазной обратной связи V'_p усилителя выше, чем без обратной связи (ОС) V_p , т. е. $V'_p > V_p$.

Наоборот, усиление при противофазной обратной связи меньше, т. е. входной сигнал уменьшается, $V'_p < V_p$.

Области применения синфазной ОС:

1. Повышение усиления.
2. Уменьшение полосы пропускания селективных усилителей.
3. Генерация колебаний (самовозбуждение).

Важной задачей противофазной ОС является уменьшение влияния внешних помех на характеристики усилителя, например:

- колебания температуры,
- разброс параметров активных элементов,
- временные изменения параметров,
- минимизация нелинейных искажений, вызванных другими активными элементами (транзисторами).

Ослабление суммарного усиления компенсируется приведенными выше преимуществами.

Принцип ОС представлен на рис. 2.73.

Четырехполюсник на рис. 2.73 активный, его усиление $\underline{V}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$. Часть выходного напряжения четырехполюсника с коэффициентом ОС k , возвращается на вход.

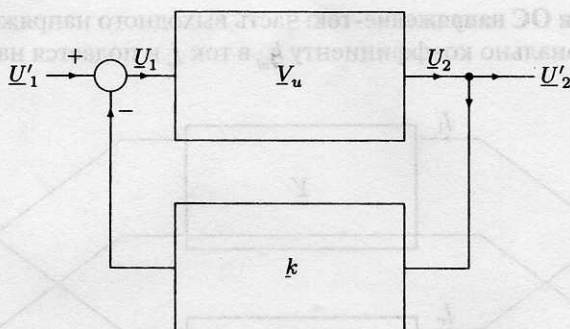


Рис. 2.73. Принцип усилителя с ОС

Для общего коэффициента усиления:

$$\frac{U'_2}{U'_1} = \frac{U_2}{U_1 + kU_2} = \frac{V_u}{1 + kV_u}. \quad (2.131)$$

Усиление меняется при введении ОС:

$$|1 + kV_u| = \begin{cases} > 1 \rightarrow U'_2 < U_2 \text{ противофазная ОС} \\ < 1 \rightarrow U'_2 > U_2 \text{ синфазная ОС} \\ = 0 \rightarrow U'_2 \rightarrow \infty \text{ самовозбуждение} \end{cases}$$

При этом произведение kV_u называют *петлевым усилением* ОС. Для ОС член $1 + kV_u$ называется *коэффициентом ОС*.

Кроме ОС, представленной на рис. 2.73, существуют другие виды ОС. Они кратко рассмотрены ниже. Первое слово в названии относится к выходу, второе — ко входу.

Противофазная ОС напряжение-напряжение: часть выходного напряжения U'_2 преобразуется пропорционально коэффициенту k_u в U_r и подается на вход.

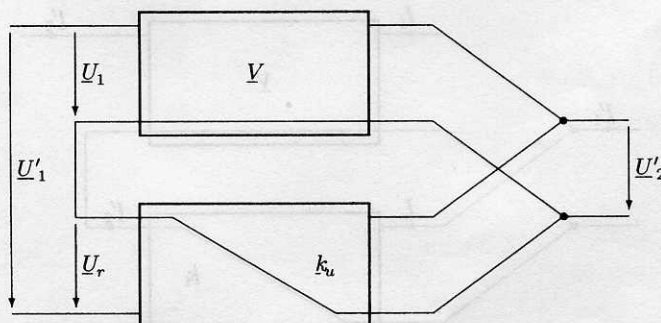


Рис. 2.74. Противофазная ОС напряжение-напряжение

Противофазная ОС напряжение-ток: часть выходного напряжения $\underline{U}'_2$ преобразуется пропорционально коэффициенту k_{ui} в ток $\underline{I}_r$ и подается на вход.

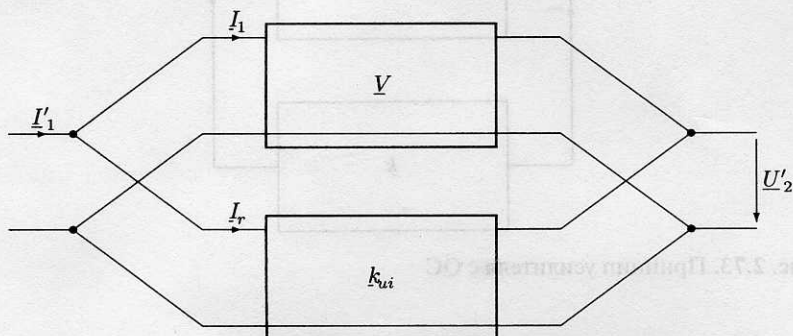


Рис. 2.75. Противофазная ОС напряжение-ток

Противофазная ОС ток-напряжение: часть выходного тока $\underline{I}'_2$ преобразуется пропорционально коэффициенту k_{iu} в напряжение $\underline{U}_r$ и подается на вход.

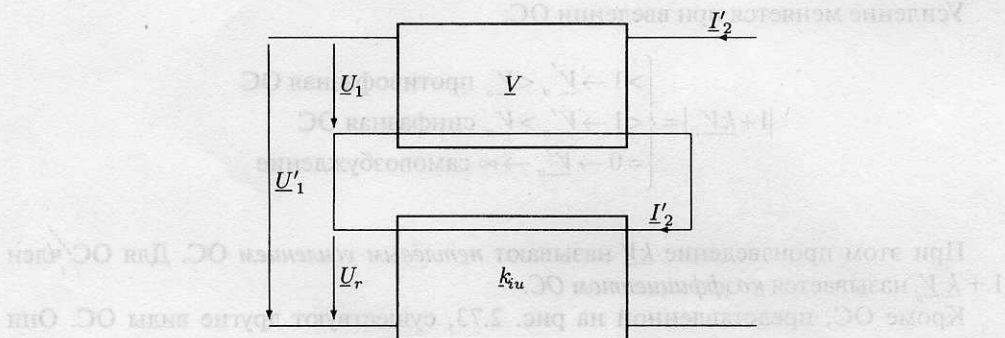


Рис. 2.76. Противофазная ОС ток-напряжение

Противофазная ОС ток-ток: часть выходного тока $\underline{I}'_2$ преобразуется пропорционально коэффициенту k_i в ток $\underline{I}_r$ и подается на вход.

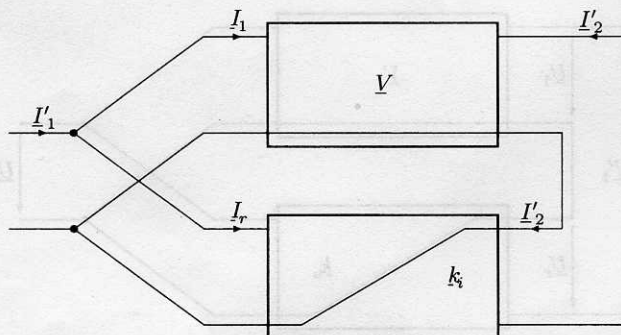


Рис. 2.77. Противофазная ОС ток-ток

Из этих четырех вариантов обратной связи варианты ток-напряжение и напряжение-ток могут быть реализованы при помощи однокаскадного усилителя, два других — посредством двухкаскадного.

2.6.2. ОС ток-напряжение

В разделе 1.4.4.1 этот вид ОС был рассмотрен как мера по стабилизации рабочей точки. Идея состоит в подаче выходного сигнала на вход таким образом, чтобы рабочая точка не смещалась. ОС осуществляется через сопротивление эмиттера, сдвиг по фазе обеспечивает эмиттерный усилитель.

Для наглядности заменим активное сопротивление обратной связи на двухполюсник Z_r , состоящий из любого числа пассивных элементов. Структура двухполюсника организуется таким образом, чтобы ОС действовала только на очень медленные или на очень быстрые изменения выходного сигнала. Второй вариант на практике встречается реже. В исключительных случаях ОС состоит из сопротивления. Тогда ОС не зависит от частоты.

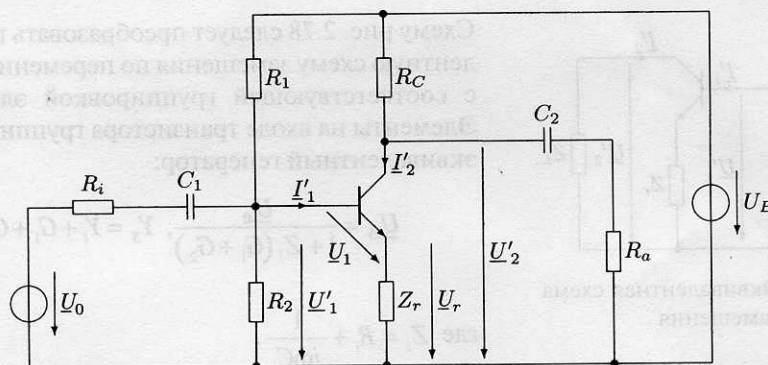


Рис. 2.78. Полная схема замкнутого транзисторного каскада

2.6.2.1. Принцип действия

Для анализа используем синусоидальный источник напряжения. При условии, что все переменные сигналы в схеме малы, представим изменения напряжения и тока в схеме комплексными числами.

Падение напряжения на сопротивлении Z_r , вызванное коллекторным током I_2 :

$$U_r = Z_r(I_2 + I_1) \approx Z_r I_2.$$

Входное напряжение U_1 уменьшается на эту компоненту:

$$U_1 = U'_1 - U_r \approx U'_1 - Z_r I_2.$$

При допущении, что входное напряжение приблизительно постоянное, управляющее напряжение транзистора U_1 будет равно настолько меньше, насколько вырастет напряжение на сопротивлении Z_r , т. е. выходной ток влияет в противофазе на напряжение управления².

² При данном допущении только для действительных Z_r .

Из отношения замкнутого по противофазе напряжения к выходному напряжению можно определить коэффициент ОС ток-напряжение:

$$\frac{U_r}{U_2'} = \frac{Z_r(I_2' + I_1')}{-Z_L I_2'} \approx \frac{Z_r I_2'}{-Z_L I_2'} = -\frac{Z_r}{Z_L},$$

где Z_L — общее сопротивление нагрузки, т. е. параллельное соединение коллекторного сопротивления и выходного сопротивления, которое состоит из последовательно включенных сопротивлений R_a и конденсатора C_2 .

Определение: коэффициент обратной связи для ОС ток-напряжение

$$k_{iu} = -\frac{Z_r}{Z_L}. \quad (2.132)$$

2.6.2.2. Анализ схемы

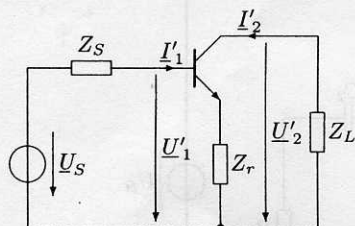


Рис. 2.79. Эквивалентная схема замещения

Схему рис. 2.78 следует преобразовать в эквивалентную схему замещения по переменному току с соответствующей группировкой элементов. Элементы на входе транзистора группируются в эквивалентный генератор:

$$\underline{U}_S = \frac{\underline{U}_0}{1 + Z_i(G_1 + G_2)}, \quad Y_S = Y_i + G_1 + G_2,$$

$$\text{где } Z_i = R_i + \frac{1}{j\omega C_1}.$$

Выходное сопротивление

$$Y_L = G_c + \frac{1}{R_a + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

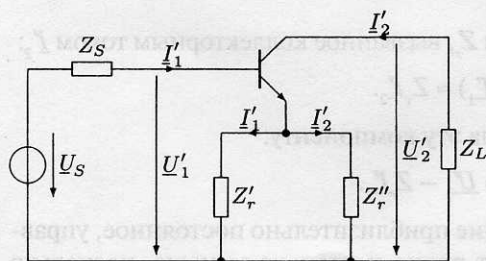


Рис. 2.80. Преобразованная эквивалентная схема замещения замкнутого каскада

Далее сопротивление ОС разделяется на два сопротивления Z_r' и Z_r'' таким образом, чтобы часть эмиттерного переменного тока I_1' протекала через Z_r' , а часть коллекторного тока I_2'' через Z_r'' .

$$Z_r' = Z_r \left(1 + \frac{I_2'}{I_1} \right),$$

$$Z_r'' = Z_r \left(1 + \frac{I_1'}{I_2} \right).$$

Введя обозначения $k_{iu} = -\frac{Z_r}{Z_L}$ и $I'_2 = -\frac{U'_2}{Z_L}$, можно образовать следующие схемы замещения:

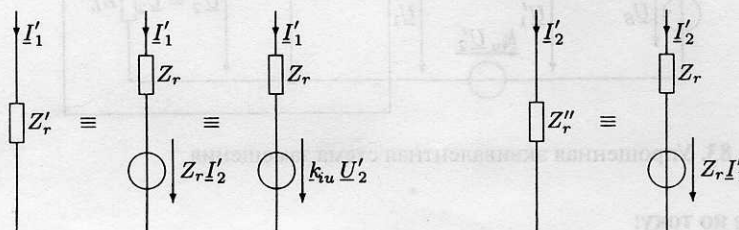


Рис. 2.81. Преобразования схем

Учитывая, что со стороны общей точки между сопротивлениями Z'_r и Z''_r отсутствует разность потенциалов, схему рис. 2.80 можно заменить схемой рис. 2.82.

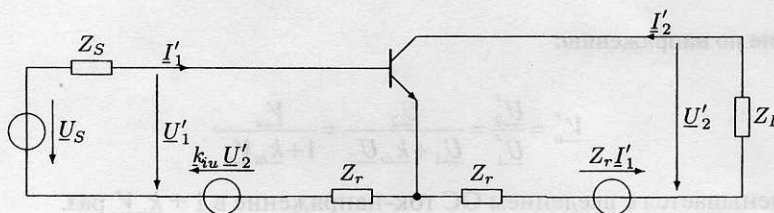


Рис. 2.82. Преобразованная схема

При дальнейшем анализе вводится ограничение:

$$|Z_r| < h_{11e}.$$

Это требование уменьшает точность результатов. Однако в «общем»³ случае этой неточностью можно пренебречь.

Во входном контуре сопротивление ОС включено последовательно с входным сопротивлением транзистора. В выходном контуре сопротивление ОС включено последовательно с сопротивлением нагрузки Z_L . В случае усилителя с ОЭ оно во много раз больше входного сопротивления транзистора. Следовательно, имеет место равенство:

$$I'_2 Z_L \gg I'_2 Z_r \gg I'_1 Z_r,$$

и в схеме рис. 2.82 можно пренебречь как Z_r , так и источником $I'_1 Z_r$. Итак, остается управляемый источник напряжения $k_{iu} U'_2$ во входном контуре как элемент ОС. Упрощенная схема изображена на рис. 2.83.

В рамке обведена разомкнутая схема с ОБ, со свойствами, рассмотренными в разделе 2.4.2.1. При помощи уравнений таблицы 2.1 можно рассчитать ее параметры.

³ В сомнительных случаях необходимо проверить ограничение.

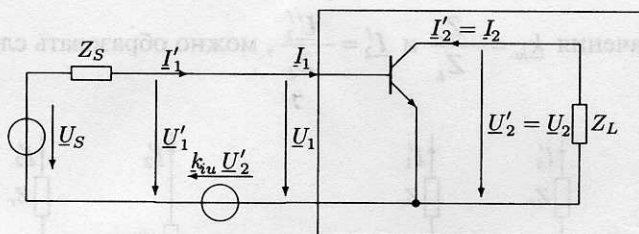


Рис. 2.83. Упрощенная эквивалентная схема замещения

Усиление по току:

$$V_i' = \frac{I_2'}{I_1'} = \frac{I_2}{I_1} = V_i. \quad (2.133)$$

Усиление по току практически не меняется с введением ОС ток-напряжение. То есть при управлении по току этот вид ОС не имеет смысла.

Усиление по напряжению:

$$V_u' = \frac{U_2'}{U_1'} = \frac{U_2}{U_1 + k_{iu} U_2} = \frac{V_u}{1 + k_{iu} V_u}. \quad (2.134)$$

Оно уменьшается с введением ОС ток-напряжение в $1 + k_{iu} V_u$ раз.

Входное сопротивление:

$$Z_e' = \frac{U_1'}{I_1'} = \frac{U_1 + k_{iu} U_2}{I_1} = Z_e (1 + k_{iu} V_u). \quad (2.135)$$

Оно увеличивается с введением ОС ток-напряжение в $1 + k_{iu} V_u$ раз.

Выходное сопротивление:

$$Z_a' = \left. \frac{U_2'}{I_2'} \right|_{U_s=0} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{U_s=0}.$$

Так как входной контур схемы рис. 2.83 расширен относительно разомкнутой схемы на участок с замкнутым выходным напряжением, то для расчета выходного сопротивления *нельзя* применить формулы таблицы 2.1, а необходимо провести детальный анализ схемы. Для этого транзистор на рис. 2.83 представлен схемой замещения в h-параметрах, входное напряжение замыкается накоротко, нагрузка снимается и на выход подается напряжение U_2 .

По закону контурных токов

$$I_1 = -\frac{h_{12e} U_2 + Z_r I_2}{h_{11e} + Z_s}.$$

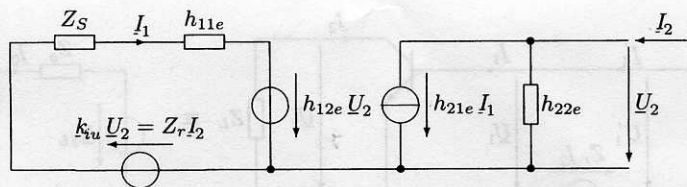


Рис. 2.84. Эквивалентная схема замещения для расчета выходного сопротивления

По закону тока в узле коллектора

$$I_2 = h_{22e}U_2 + h_{21e}I_1.$$

После объединения уравнений

$$I_2 = h_{22e}U_2 - \frac{h_{21e}}{h_{11e} + Z_S}(h_{12e}U_2 + Z_r I_2),$$

$$I_2 \left(1 + \frac{h_{21e}Z_r}{h_{11e} + Z_S} \right) = U_2 \left(h_{22e} - \frac{h_{12e}h_{21e}}{h_{11e} + Z_S} \right) = U_2 \frac{|h_e| + h_{22e}Z_S}{h_{11e} + Z_S} = U_2 Y_a.$$

При выделении Z'_a

$$Z'_a = \frac{U_2}{I_2} \bigg|_{U_S=0} = Z_a \left(1 + \frac{h_{21e}Z_r}{h_{11e} + Z_S} \right). \quad (2.136)$$

Выходное сопротивление изменяется с изменением сопротивления генератора Z_S . Существуют два граничных случая:

$$\text{Управление по току } Z_S \rightarrow \infty: Z'_a = Z_a. \quad (2.137)$$

При управлении по току выходное сопротивление не зависит от ОС.

Управление по напряжению

$$Z_S \rightarrow 0: Z'_a = Z_a \left(1 + \frac{h_{21e}Z_r}{h_{11e}} \right) \approx Z_a (1 + k_{iu}V_u). \quad (2.138)$$

При управлении по напряжению выходное сопротивление увеличивается в $1 + k_{iu}V_u$ раз.

Пример 2.6.1

Чтобы рассчитать выходное сопротивление, можно схему на рис. 2.83 рассматривать относительно выходных клемм как генератор с напряжением холостого хода U_{2L} и внутренним сопротивлением Z'_a .

Внутреннее сопротивление рассчитывается согласно

$$Z'_a = \frac{U_{2L}}{-I_{2K}}.$$

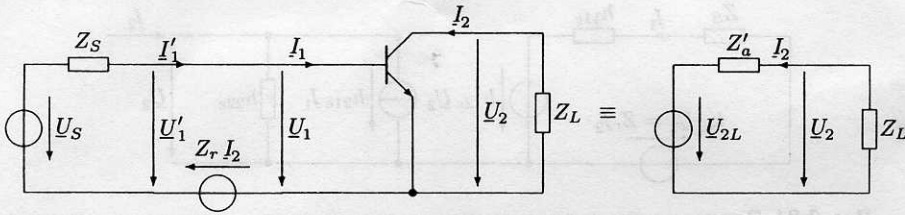


Рис. 2.85. Транзисторная схема в виде эквивалентного генератора

При последующих расчетах все величины, которые образованы при холостом ходе, обозначаются индексом L , при коротком замыкании на выходных клеммах — индексом K .

При холостом ходе часть замкнутого на вход напряжения $Z_r I_2$ пропадает. Тогда для напряжения холостого хода можно записать:

$$\underline{U}_{2L} = \underline{V}_{uL} \underline{U}_{1L} = \underline{V}_{uL} \frac{\underline{U}_S}{1 + Z_S Y_{eL}}.$$

Согласно табл. 2.1 для усиления по напряжению холостого хода можно записать $\underline{V}_{uL} = -\frac{h_{21e}}{|h_e|}$, а для полного сопротивления холостого хода $Y_{eL} = \frac{h_{22e}}{|h_e|}$.

Отсюда следует

$$\underline{U}_{2L} = -\frac{h_{21e}}{|h_e|} \frac{\underline{U}_S}{1 + Z_S \frac{h_{22e}}{|h_e|}} = -\frac{h_{21e} \underline{U}_S}{|h_e| + Z_S h_{22e}}.$$

Ток короткого замыкания

$$\underline{I}_{2K} = \underline{V}_{iK} \underline{I}_{1K} = \underline{V}_{iK} \frac{\underline{U}_S - Z_r \underline{I}_{2K}}{Z_S + Z_{eK}}.$$

Согласно табл. 2.1 усиление по току при коротком замыкании равно $\underline{V}_{iK} = h_{21e}$, а входное сопротивление короткого замыкания равно $Z_{eK} = h_{11e}$. Тогда выходной ток при коротком замыкании:

$$\underline{I}_{2K} = h_{21e} \frac{\underline{U}_S - Z_r \underline{I}_{2K}}{Z_S + h_{11e}} = \frac{h_{21e}}{Z_S + h_{11e}} \underline{U}_S - \frac{h_{21e} Z_r}{Z_S + h_{11e}} \underline{I}_{2K},$$

$$\underline{I}_{2K} = \frac{\underline{U}_S}{h_{21e} Z_r + h_{11e} + Z_S}.$$

А выходное сопротивление равно:

$$Z'_a = -\frac{\underline{U}_{2L}}{\underline{I}_{2K}} = \frac{h_{21e} Z_r + h_{11e} + Z_S}{|h_e| + Z_S h_{22e}},$$

$$Z'_a = Z_a \left(1 + \frac{h_{21e} Z_r}{h_{11e} + Z_s} \right).$$

2.6.2.3. Сильновыраженная обратная связь (ОС)

Сильновыраженной ОС называется такая ОС, при которой $|k_{iu} V_u| \gg 1$. В этом случае коэффициент усиления по напряжению замкнутого по связи ток-напряжение усилителя принимает значение:

$$V_u \approx \frac{1}{k_{iu}} = -\frac{Z_L}{Z_r}.$$

Усиление по напряжению не зависит от параметров транзистора. Поэтому оно линейно и может быть точно выставлено.

Приближенно входное сопротивление можно записать:

$$Z'_e \approx Z_e k_{iu} V_u = \frac{U_1}{I_1} \frac{U_2}{I_2} \left(-\frac{Z_r}{Z_L} \right) = \frac{I_2}{I_1} Z_r = V_L Z_r \approx h_{21e} Z_r.$$

Так как усиление по току при коротком замыкании выходных клемм мало меняет свое значение при изменении рабочей точки, то входное сопротивление транзистора также сильно линеаризуется при введении ОС.

Чтобы оценить выходное сопротивление, допускается, что второй элемент в выражении для Z'_a в уравнении (2.136) намного больше единицы, особенно при управлении по напряжению, т. е. при $Z_s = 0$. При этом

$$Z'_a|_{Z_s=0} \approx \frac{1}{h_{22e}} \frac{h_{21e} Z_r}{h_{11e}}.$$

Числитель этого выражения линеен, как уже указано выше. Знаменатель также линеен, так как согласно разделу 1.4.5.5

$$h_{11e} h_{22e} \approx \frac{U_T B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)}{I_C} \frac{I_C}{U_{CE} + U_A} = B \frac{U_T}{U_A} \approx \text{константа}.$$

Выходное сопротивление также линеаризуется при введении ОС ток-напряжение.

2.6.3. Обратная связь напряжение-ток

В разделе 1.4.4.2 этот вид ОС был рассмотрен как еще одна мера по стабилизации рабочей точки. Идея состоит в подаче выходного напряжения в виде тока на вход таким образом, чтобы рабочая точка не смещалась. ОС осуществляется через сопротивление, подключенное между коллектором и базой, сдвиг по фазе между

выходным напряжением ΔU_{CE} и входным сигналом ОС ΔI_B обеспечивает эмиттерный усилитель.

Активное сопротивление обратной связи заменяется на линейный двухполюсник Z_r , состоящий из любого числа пассивных элементов. Целью анализа является получить для полной схемы простые уравнения, при помощи которых можно оценить характеристики замкнутой схемы, зная характеристики разомкнутой.

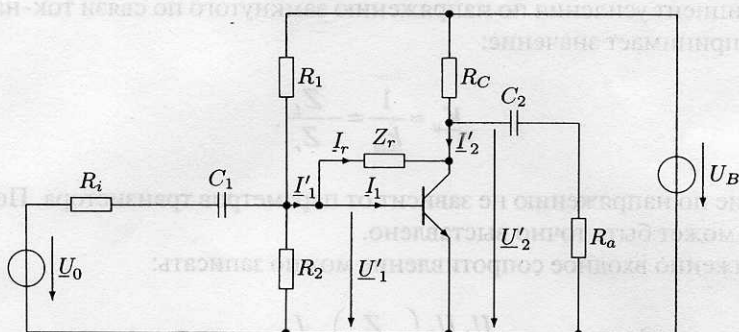


Рис. 2.86. Полная схема замкнутого транзисторного каскада

2.6.3.1. Принцип действия

При ОС напряжение-ток выходной величиной является напряжение $\underline{U}_2$, которое через сопротивление Z_r преобразуется в ток $\underline{I}_r$ и поступает в базу.

Ток с учетом указанного стрелкой направления

$$\underline{I}_r = -Y_r(\underline{U}_2 - \underline{U}_1) - Y_r \underline{U}_2.$$

Так как выходное напряжение $\underline{U}_2$ сдвинуто на 180° относительно тока⁴, то ток $\underline{I}_r$ совпадает по фазе с входным током. Ток источника $\underline{I}_1$ уменьшается на ток ОС. Разность токов образует ток управления транзистора:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_1 - \underline{I}_r.$$

Таким образом, выходное напряжение управляет в противофазе входным током. Коэффициент ОС

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{-Y_r(\underline{U}_2 - \underline{U}_1)}{-Y_L \underline{U}_2} \approx \frac{Y_r \underline{U}_2}{Y_L \underline{U}_2} = \frac{Y_r}{Y_L},$$

где Y_L — общая полная проводимость нагрузки, состоящая из коллекторного сопротивления и собственно нагрузки, конденсатора C_2 , включенного последовательно с сопротивлением R_a .

Определение: коэффициент обратной связи для ОС напряжение-ток

$$\underline{k}_{iu} = \frac{Y_r}{Y_L}. \quad (2.139)$$

⁴ Только для действительных Z_r .

2.6.3.2. Анализ схемы

Схема на рис. 2.86 преобразуется в эквивалентную схему замещения по переменному току. При этом все элементы на входе транзистора преобразуются в эквивалентный источник тока с параметрами:

$$I_S = \frac{U_0}{Z_i}, \quad Y_S = Y_i + G_1 + G_2,$$

где $Z_i = R_i + \frac{1}{j\omega C_1}$, а все элементы на выходе собраны в полную проводимость нагрузки:

$$Y_L = G_c + \frac{1}{R_a + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

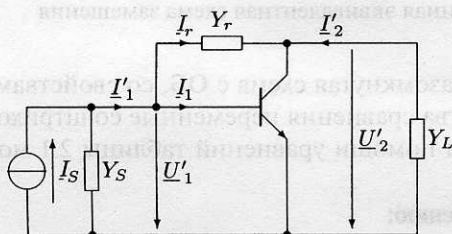


Рис. 2.87. Эквивалентная схема замещения по переменному току замкнутого каскада

Для анализа схемы применяется теорема Миллера (приложение С). Согласно теореме, полная проводимость Y_r между базой и коллектором можно заменить на проводимости $-Y_u Y_r$ на входе транзистора и Y_r на выходе транзистора, где Y_u — усиление по напряжению разомкнутого каскада.

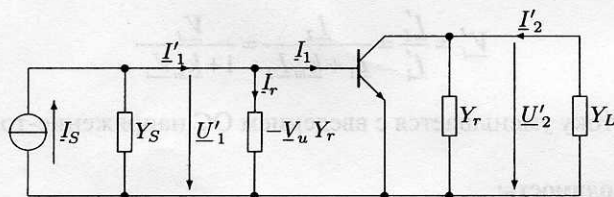


Рис. 2.88. Преобразование схемы согласно теореме Миллера

Для дальнейшего упрощения предположим, что полная проводимость ОС в интересующем частотном диапазоне мала относительно проводимости нагрузки Y_L .

$$|Y_r| < |Y_L|.$$

Таким образом, в выходном контуре частью, учитываемой теоремой, можно пренебречь.

Ток ОС равен:

$$I_r = \underline{U}'_1 (-Y_r) = -\underline{U}'_2 Y_r = \underline{I}'_2 \frac{Y_r}{Y_L} = k_{iu} \underline{I}'_2.$$

Имеет смысл вместо отрицательной полной проводимости применить управляемый положительный источник тока.

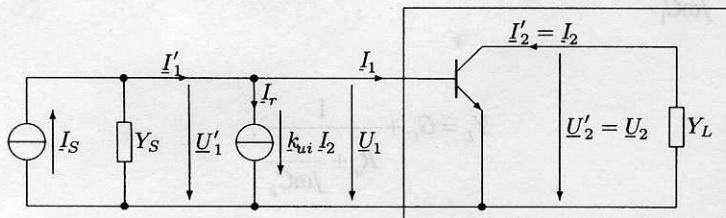


Рис. 2.89. Упрощенная эквивалентная схема замещения

В рамке обведена разомкнутая схема с ОБ, со свойствами, рассмотренными в разделе 2.4. Для удобства сравнения переменные со штрихом заменены переменными без штриха. При помощи уравнений таблицы 2.1 можно рассчитать параметры схемы.

Усиление по напряжению:

$$\underline{V}'_u = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{U}'_1} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \underline{V}_u. \quad (2.140)$$

Усиление по напряжению практически не меняется с введением ОС напряжение-ток. То есть при *управлении по напряжению* этот вид ОС не имеет смысла.

Усиление по току:

$$\underline{V}'_i = \frac{\underline{I}'_2}{\underline{I}'_1} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1 + k_{iu} \underline{I}_2} = \frac{\underline{V}_i}{1 + k_{iu} \underline{V}_i}. \quad (2.141)$$

Усиление по току уменьшается с введением ОС напряжение-ток в $1 + k_{iu} \underline{V}_i$ раз.

Входная проводимость:

$$\underline{Y}'_e = \frac{\underline{I}'_1}{\underline{U}'_1} = \frac{\underline{I}_1 + k_{iu} \underline{I}_2}{\underline{U}_1} = \underline{Y}_e (1 + k_{iu} \underline{V}_i). \quad (2.142)$$

Входная проводимость увеличивается с введением ОС напряжение-ток в $1 + k_{iu} \underline{V}_i$ раз.

Выходная полная проводимость:

$$Y'_a = I_2 / U_2 \Big|_{I_S=0}.$$

Для расчета выходной полной проводимости необходимо провести анализ схемы (рис. 2.89). Источник тока удаляется, транзистор заменяется на эквивалентную схему замещения в полных проводимостях, на выход схемы подается идеальное напряжение U_2 . Выходное напряжение передается на вход с коэффициентом $k_{u2} I_2 = -Y_r U_2$.

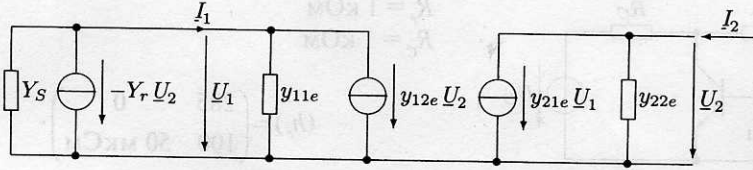


Рис. 2.90. Эквивалентная схема замещения для расчета выходного сопротивления

Можно записать:

входной контур: $U_1 = -\frac{y_{21e} - Y_r}{y_{11e} + Y_S} U_2,$

выходной контур: $I_2 = y_{22e} U_2 + Y_{21e} U_1.$

Объединяя сказанное:

$$I_2 = \left(y_{22e} - y_{21e} \frac{y_{12e} - Y_r}{y_{11e} + Y_S} \right) U_2,$$

$$Y'_a = \frac{I_2}{U_2} = \frac{y_{11e} y_{22e} + y_{22e} Y_S - y_{12e} y_{21e} + y_{21e} Y_r}{y_{11e} + Y_S} = \frac{|y| + y_{22e} Y_S}{y_{11e} + Y_S} \left(1 + \frac{y_{21e} Y_r}{|y_e| + y_{22e} Y_S} \right),$$

$$Y'_a = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_S=0} = Y_a \left(1 + \frac{y_{21e} Y_r}{|y_e| + y_{22e} Y_S} \right) = Y_a \left(1 + \frac{h_{21e} Y_r}{h_{22e} + |h_e| Y_S} \right). \quad (2.143)$$

В зависимости от полной проводимости генератора различают два граничных случая

Управление по напряжению $Y_S \rightarrow \infty$: $Y'_a = Y_a = \frac{|h_e|}{h_{11e}}.$ (2.144)

При управлении по напряжению выходная полная проводимость не зависит от ОС.

Управление по току $Y_S \rightarrow 0$: $Y'_a = Y_a \left(1 + \frac{h_{21e} Y_r}{h_{22e}} \right) = h_{22e} + h_{21e} Y_r.$ (2.145)

При управлении по току выходная полная проводимость увеличивается в $h_{21e} Y_r$ раз.

Пример 2.6.2

Выведенные соотношения верны только при определенных граничных условиях. Если нужно применить эти уравнения для решения какой-либо проблемы, то следует предварительно проверить выполнение предварительных условий.

Поясним сказанное на примере, рассчитаем входное сопротивление U_1/I_1 сначала при применении уравнений ОС, а затем при помощи уравнений Кирхгофа.

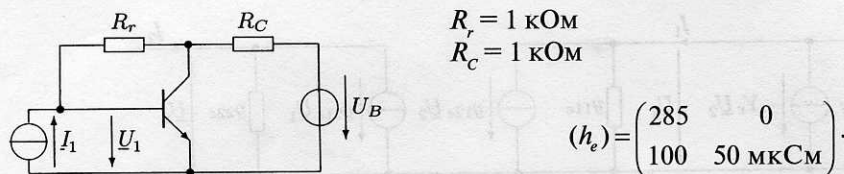


Рис. 2.91. Схема к примеру

По теории ОС ток-напряжение входное сопротивление равно:

$$Y_e = Y_e(1 + \underline{k}_{ui} V_i).$$

Это решение верно только при условии $R_r \gg R_C$, что не выполняется в данном случае вследствие равенства $R_r = R_C$. Рассчитаем по этому уравнению входное сопротивление.

По известным соотношениям можно рассчитать входную проводимость разомкнутой схемы Y_e , коэффициент ОС $\underline{k}_{ui}$ и усиление по току разомкнутой схемы V_i .

$$Y_e = \frac{h_{22e} + Y_L}{|h_e| + h_{11e} Y_L} = \frac{1}{h_{11e}}, R_e = 285 \text{ Ом},$$

$$\underline{k}_{ui} = \frac{Y_r}{Y_L} = \frac{G_r}{G_C} = \frac{R_C}{R_r}, \underline{k}_{ui} = 1,$$

$$V_i = \frac{h_{21e} Y_L}{h_{22e} + Y_L} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_C}, V_i = 95,24,$$

откуда для входного сопротивления замкнутой схемы

$$R'_e = \frac{R_e}{1 + \underline{k}_{ui} V_i} = \frac{h_{11e}}{1 + \frac{R_C}{R_r} h_{21e}}, R'_e = 2,96 \text{ Ом}.$$

Чтобы рассчитать входное сопротивление «обычным» способом, изобразим и проанализируем эквивалентную схему замещения схемы (рис. 2.91) при использовании схемы замещения транзистора в гибридных параметрах.

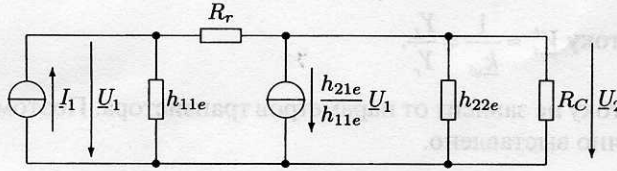


Рис. 2.92. Эквивалентная схема замещения

Для анализа используется метод узловых потенциалов.

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{h_{11e}} + G_r & -G_r \\ -G_r & G_r + h_{22e} + G_C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} U_1 \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{h_{11e}} + G_r & -G_r \\ \frac{h_{21e}}{h_{11e}} - G_r & G_r + h_{22e} + G_C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Решение:

$$U_1 = \frac{\begin{vmatrix} I_1 & -G_r \\ 0 & G_r + h_{22e} + G_C \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{1}{h_{11e}} + G_r & -G_r \\ \frac{h_{21e}}{h_{11e}} - G_r & G_r + h_{22e} + G_C \end{vmatrix}},$$

$$\begin{aligned} R'_e = \frac{U_1}{I_1} &= \frac{h_{22e} + G_r + G_C}{\frac{1}{h_{11e}} (h_{22e} + G_r + G_C) + G_r (h_{22e} + G_C) + G_r \frac{h_{21e}}{h_{11e}}} = \\ &= \frac{h_{11e}}{1 + \frac{G_r (h_{11e} (h_{22e} + G_C) + h_{21e})}{h_{22e} + G_r + G_C}} = \frac{h_{11e}}{1 + \frac{R_C}{R_r}} \frac{h_{21e} + h_{11e} (h_{22e} + G_C)}{1 + h_{22e} R_C + \frac{R_C}{R_r}}. \end{aligned}$$

$$R'_e = 5,71 \text{ Ом.}$$

Величина входного сопротивления, определенного по методу узловых потенциалов почти в два раза больше, чем сопротивление, рассчитанное по уравнениям ОС. Пренебрежение граничными условиями также может привести к ошибке.

2.6.3.3. Сильновыраженная ОС

Сильновыраженной ОС называется ОС, при которой $|k_{ur}| \gg 1$. В этом случае параметры замкнутого усилителя можно приблизительно записать как:

$$\text{Усиление по току } \underline{V}'_i \approx \frac{1}{\underline{k}_{ui}} = \frac{Y_L}{Y_r}.$$

Усиление по току не зависит от параметров транзистора. Поэтому оно линейно и может быть точно выставлено.

$$\text{Входная проводимость } Y'_e \approx Y_e \underline{k}_{ui} \underline{V}_i = \frac{h_{21e} Y_r}{|h_e| + h_{11e} Y_L} = -\underline{V}_u Y_r.$$

Входная полная проводимость сильно увеличивается. Она остается нелинейной, что не имеет значения при управлении по току, когда большое сопротивление генератора включено последовательно с относительно малым входным сопротивлением.

$$\text{Выходная полная проводимость } Y'_a \approx h_{21e} Y_r.$$

Выходная проводимость также увеличивается и линеаризируется при введении ОС, так как зависит от линейного Z_r и постоянного усиления по току h_{21e} .

2.6.3.4. Усиление по напряжению

Как правило, большее значение имеет усиление напряжения источника $\underline{U}_s$, чем усиление напряжения на входе транзистора $\underline{U}'_1$.

Усиление по напряжению для схемы рис. 2.87:

$$\underline{V}''_u = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{U}'_s}, \text{ где } \underline{U}_s = \underline{I}_s Z_s.$$

Учитывая

$$\underline{V}''_u = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{U}'_s} = \frac{\underline{U}'_2}{\underline{U}'_1} \frac{\underline{U}'_1}{\underline{I}_s Z_s} = \underline{V}_u \frac{Y_s}{Y_s + Y'_e} = \frac{\underline{V}_u}{1 + Z_s Y'_e}$$

и входную полную проводимость замкнутого каскада согласно (2.142)

$$Y'_e = Y_e (1 + \underline{k}_{ui} \underline{V}_i) = Y_e - \underline{V}_u Y_r,$$

получается

$$\underline{V}''_u = \frac{\underline{V}_u}{1 + Z_s Y_e - Z_s \underline{V}_u Y_r} = \frac{\underline{V}_u}{(1 + Z_s Y_e) \left(1 - \frac{\underline{V}_u}{1 + Z_s Y_e} \frac{Z_s}{Z_r} \right)}.$$

Общее усиление каскада без ОС:

$$\tilde{\underline{V}}_u = \frac{\underline{V}_u}{1 + Z_s Y_e}. \quad (2.146)$$

Коэффициент ОС:

$$\tilde{\underline{k}}_{ui} = -\frac{Y_r}{Y_s} = -\frac{Z_s}{Z_r}. \quad (2.147)$$

В результате получается, что при ОС напряжение-ток усиление по напряжению уменьшается на величину коэффициента ОС разомкнутого каскада.

$$\underline{V}_u'' = \frac{\tilde{V}_u}{1 + \tilde{k}_{ui} \tilde{V}_u}. \quad (2.148)$$

2.6.4. Линеаризация при помощи ОС

Передаточная характеристика транзисторного каскада имеет форму кривой. Поэтому выходной сигнал относительно входного искажается. ОС линеаризует передаточную характеристику и уменьшает искажения. Этот эффект ОС уже был рассмотрен в предыдущих разделах.

Далее эффект линеаризации при помощи ОС будет рассмотрен на примере простой схемы. Сначала будет рассмотрена схема без ОС, а затем с ОС. В качестве меры искажений вычисляется коэффициент искажений.

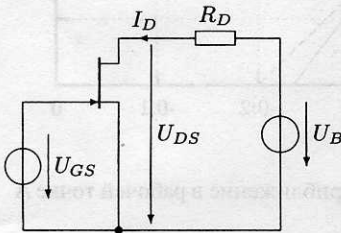


Рис. 2.93. Схема без ОС для исследования нелинейных искажений

$$\lambda = 0,$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2,$$

$$U_{GS} \equiv U_1,$$

$$U_{DS} \equiv U_2.$$

Применив уравнение выходного контура $U_{DS} = U_B - R_D I_D$, можно получить уравнение передаточной характеристики.

$$U_2 = U_B - R_D I_{DSS} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)^2. \quad (2.149)$$

На этой характеристике выбирается определенная рабочая точка.

Пример 2.6.3

Чтобы оценить нелинейность схемы (рис. 2.93), изобразим ее передаточную характеристику.

Параметры транзистора: ток насыщения сток-исток равен $I_{DSS} = 1$ мА, напряжение отсечки транзистора $U_P = -0,8$ В.

Напряжение питания $U_B = 12$ В. Рабочая точка на входе схемы $U_{GSA} = -0,4$ В, на выходе $U_{DSA} = U_B/2 = 6$ В.

Определим ток стока и сопротивление стока:

$$I_{DA} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2, \quad I_{DA} = 0,25 \text{ мА},$$

$$R_D = \frac{U_B - U_{DCA}}{I_{DA}}, R_D = 24 \text{ кОм.}$$

По этим значениям строится передаточная характеристика по уравнению (2.149).

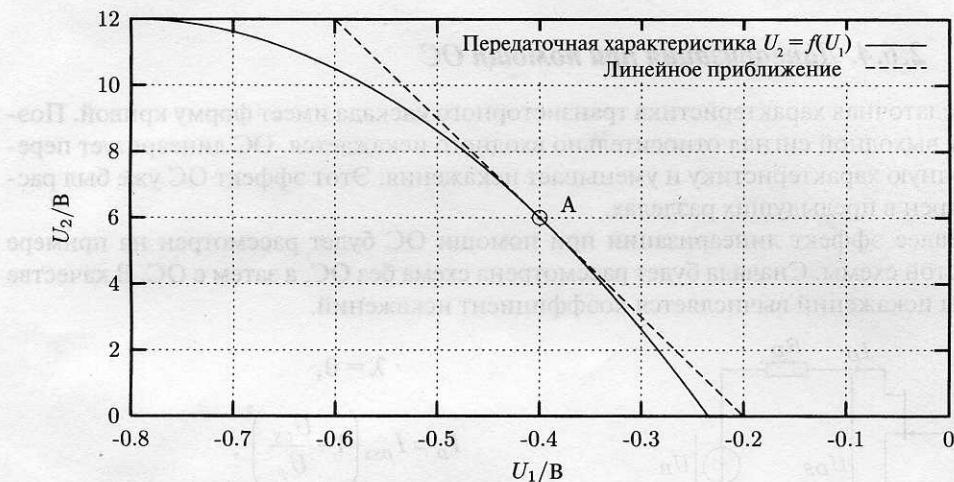


Рис. 2.94. Передаточная характеристика и линейное приближение в рабочей точке А

Для сравнения рассчитаем для рабочей точки U_{GSA} линейное приближение передаточной характеристики $U_2 = aU_1 + b$. С учетом

$$a = \left. \frac{dU_2}{dU_1} \right|_A = -\frac{2R_D I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GSS}}{U_P} \right) \Big|_A, a = -30,$$

$$b = (U_2 - aU_1) \Big|_A, b = -6 \text{ В}$$

линейное приближение имеет вид:

$$U_2 = -30U_1 - 6 \text{ В.}$$

Графическое представление передаточной характеристики в сравнении с линеаризованной характеристикой в рабочей точке наглядно показывает, что даже при небольшом отклонении от рабочей точки возникнут отклонения от линеаризованной передаточной характеристики.

Для пояснения изобразим искажения синусоидального напряжения с амплитудой $\hat{u}_1 = 100 \text{ мВ}$.

Линейное приближение выходного напряжения представляет собой синусоиду с амплитудой $\hat{u}_2 = |a|\hat{u}_1 = 3 \text{ В}$. Эти две диаграммы изображены вместе на рис. 2.95.

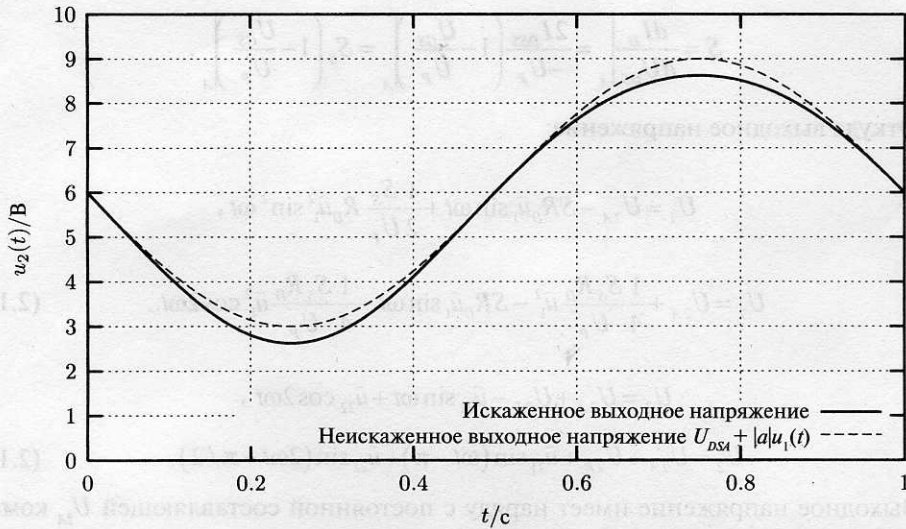


Рис. 2.95. Сравнение искаженного и неискаженного напряжений

Чтобы рассчитать коэффициент искажений, разложим выходное напряжение в ряд Тейлора в окрестности рабочей точки U_{GSA} .

$$U_2(U_{GSA} + u_1(t)) = U_2(U_{GSA}) + \frac{1}{1!} \left. \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \right|_A u_1(t) + \frac{1}{2!} \left. \frac{\partial^2 U_2}{\partial U_1^2} \right|_A u_1^2(t) + \frac{1}{3!} \left. \frac{\partial^3 U_2}{\partial U_1^3} \right|_A u_1^3(t) + \dots \quad (2.150)$$

Члены ряда рассчитываются согласно

$$U_2(U_{GSA}) = U_{2A} = U_B - R_D I_{DA} = U_B - R_D I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2,$$

$$\left. \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \right|_A = \frac{2R_D I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right) = -SR_D$$

$$\left. \frac{\partial^2 U_2}{\partial U_1^2} \right|_A = \frac{2R_D I_{DSS}}{-U_P^2} = \frac{S_S}{U_P} R_D$$

$$\left. \frac{\partial^3 U_2}{\partial U_1^3} \right|_A = 0$$

⋮

$$\left. \frac{\partial^n U_2}{\partial U_1^n} \right|_A = 0.$$

Крутизна S в рабочей точке и максимальная крутизна S_S определяются следующим образом:

$$S = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \bigg|_A = S_S \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \bigg|_A.$$

Откуда выходное напряжение:

$$U_2 = U_{2A} - SR_D \hat{u}_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} \frac{S_S}{U_P} R_D \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t,$$

$$U_2 = U_{2A} + \frac{1}{4} \frac{S_S R_D}{U_P} \hat{u}_1^2 - SR_D \hat{u}_1 \sin \omega t - \frac{1}{4} \frac{S_S R_D}{U_P} \hat{u}_1^2 \cos 2\omega t. \quad (2.151)$$

$$U_2 = U_{2A} + U_{2R} - \hat{u}_{21} \sin \omega t + \hat{u}_{22} \cos 2\omega t,$$

$$U_2 = U_{2A} + U_{2R} + \hat{u}_{21} \sin(\omega t - \pi) + \hat{u}_{22} \sin(2\omega t + \pi/2). \quad (2.152)$$

Выходное напряжение имеет наряду с постоянной составляющей U_{2A} компоненту дополнительного выпрямленного значения, искаженного из-за нелинейности передаточной характеристики синусоидального напряжения U_{2R} , основную гармонику с амплитудой $\hat{u}_{21}$ и первую гармонику с амплитудой $\hat{u}_{22}$ и удвоенной частотой. Гармоники более высокого порядка отсутствуют.

По этим данным рассчитывается коэффициент искажений:

$$k = \sqrt{\frac{\hat{u}_{22}^2}{\hat{u}_{21}^2 + \hat{u}_{22}^2}} = \frac{\hat{u}_{22}}{\sqrt{\hat{u}_{21}^2 + \hat{u}_{22}^2}}.$$

Если транзистор управляется не в очень широком диапазоне, то $\hat{u}_{22} \ll \hat{u}_{21}$. Тогда для коэффициента искажений можно приблизительно записать:

$$k \cong \frac{\hat{u}_{22}}{\hat{u}_{21}}, \quad (2.153)$$

$$k = \frac{\frac{1}{4} \frac{S_S R_D}{U_P} \hat{u}_1^2}{SR_D \hat{u}_1} = \frac{1}{4} \frac{S_S}{-SU_P} \hat{u}_1,$$

$$k = \frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_{GS} - U_P}. \quad (2.154)$$

Пример 2.6.4

Оценим численно отдельные гармоники. С данными из предыдущего примера максимальное значение крутизны $S_S = 2,5$ мСм, крутизна в рабочей точке

$$S = S_S \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \bigg|_A = 1,25 \text{ мСм.}$$

При амплитуде входного напряжения $\hat{u}_1 = 100$ мВ отдельные компоненты равны.

Дополнительное выпрямленное напряжение:

$$U_{2R} = \frac{1}{4} \frac{S_S R_D}{U_P} \hat{u}_1^2 = -187,5 \text{ мВ.}$$

Амплитуда базовой гармоники:

$$\hat{u}_{21} = S R_D \hat{u}_1 = 3 \text{ В.}$$

Амплитуда 1-й гармоники:

$$\hat{u}_{22} = -\frac{1}{4} \frac{S_S R_D}{U_P} \hat{u}_1^2 = 187,5 \text{ мВ.}$$

Приближение уравнения (2.153) дает:

$$k = \frac{\hat{u}_{22}}{\hat{u}_{21}}, k = 6,25\%.$$

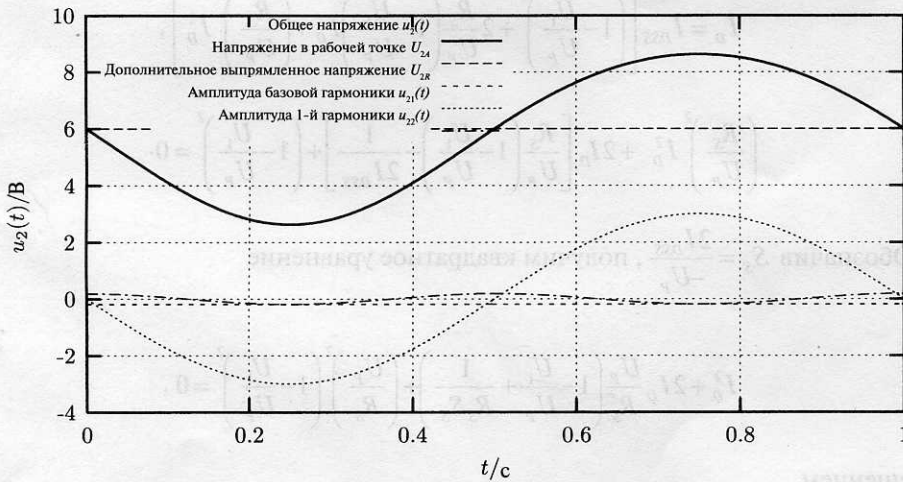


Рис. 2.96. Линейная диаграмма спектральных составляющих выходного напряжения

После определения свойств разомкнутого усилителя исследуется влияние ОС. Для этого к истоку транзистора схемы 2.93 подключается сопротивление R_S . Это сопротивление рассчитывается таким образом, чтобы ток стока в рабочей точке был равен току в разомкнутой схеме. Дополнительным условием является создание нужного значения напряжения затвор-исток только падением напряжения на R_S .

Параметры схемы: I_{D4} , U_{GS4} и U_{2A} как в схеме 2.93

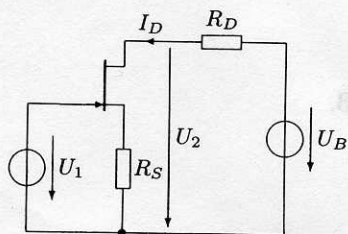


Рис. 2.97. Схема с ОС для исследования нелинейных искажений

$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} \Big|_A.$$

Сначала рассчитывается передаточная характеристика $U_2 = f(U_1)$. Для этого из системы уравнений

$$\text{выходной контур } U_2 = U_B - I_D R_D,$$

$$\text{входной контур } U_1 = U_{GS} - I_D R_S,$$

уравнение транзистора

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2.$$

Итерационно определяются переменные U_{GS} и I_D .

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} + \frac{R_S}{U_P} I_D \right)^2,$$

$$I_D = I_{DSS} \left[\left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)^2 + 2 \frac{R_S}{U_P} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right) I_D + \left(\frac{R_S}{U_P} \right)^2 I_D^2 \right],$$

$$\left(\frac{R_S}{U_P} \right)^2 I_D^2 + 2 I_D \left[\frac{R_S}{U_P} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right) - \frac{1}{2 I_{DSS}} \right] + \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)^2 = 0.$$

Обозначив $S_S = \frac{2 I_{DSS}}{-U_P}$, получим квадратное уравнение

$$I_D^2 + 2 I_D \frac{U_P}{R_S} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} + \frac{1}{R_S S_S} \right) + \left(\frac{U_P}{R_S} \right)^2 \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)^2 = 0.$$

С решением

$$\begin{aligned} I_D &= -\frac{U_P}{R_S} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} + \frac{1}{R_S S_S} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{U_P}{R_S} \right)^2 \left(1 - \frac{U_1}{U_P} + \frac{1}{R_S S_S} \right)^2 - \left(\frac{U_P}{R_S} \right)^2 \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)^2} = \\ &= -\frac{U_P}{R_S} \left(1 - \frac{U_1}{U_P} + \frac{1}{R_S S_S} \right) \pm \left(\frac{U_P}{R_S} \right) \sqrt{2 \frac{1 - \frac{U_1}{U_P}}{R_S S_S} + \left(\frac{1}{R_S S_S} \right)^2} = \\ &= -\frac{U_P}{R_S} \frac{1}{R_S S_S} \left[R_S S_S \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right) + 1 \pm \sqrt{1 + 2 R_S S_S \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)} \right]. \end{aligned}$$

это выражение можно упростить

$$I_D = -\frac{U_P}{2R_S^2 S_S} \left[1 \pm \sqrt{1 + 2R_S S_S \left(1 - \frac{U_1}{U_P} \right)} \right]^2 = -\frac{U_P}{2R_S^2 S_S} \left[1 \pm \sqrt{1 + 2R_S S_S - 2R_S S_S \frac{U_1}{U_P}} \right].$$

Введем сокращения⁵:

$$S_S = \frac{I_{DSS}}{-U_P/2} \text{ или } -\frac{U_P}{2} = \frac{I_{DSS}}{S_S} \text{ и } 1 + 2S_S R_S = (1 + SR_S)^2,$$

$$R_S = -\frac{U_{GSA}}{I_{DA}}, S_S = \frac{I_{DSS}}{-U_P/2} \text{ и } I_{DA} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2,$$

а именно

$$1 + 2S_S R_S = 1 + 2 \frac{I_{DSS}}{U_P/2} \frac{U_{GSA}}{I_{DA}} = 1 + \frac{4 \frac{U_{GSA}}{U_P} I_{DSS}}{I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2} = \frac{\left(1 + \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2}{\left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2},$$

$$\begin{aligned} 1 + SR_S &= 1 + S_S \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right) \left(-\frac{U_{GSA}}{I_{DA}} \right) = 1 + \frac{I_{DSS}}{U_P/2} \left(1 + \frac{U_{GSA}}{U_P} \right) \frac{U_{GSA}}{I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2} = \\ &= 1 + \frac{2 \frac{U_{GSA}}{U_P}}{1 - \frac{U_{GSA}}{U_P}} = \frac{1 + \frac{U_{GSA}}{U_P}}{1 - \frac{U_{GSA}}{U_P}}. \end{aligned}$$

Ток стока равен

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{(S_S R_S)^2} \left[1 - \sqrt{(1 + SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1} \right]^2$$

и с учетом $U_2 = U_B - I_D R_D$ уравнение статической передаточной характеристики принимает вид:

$$U_2 = U_B - \frac{I_{DSS} R_D}{(S_S R_S)^2} \left[1 - \sqrt{(1 + SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1} \right]^2. \quad (2.155)$$

⁵ Второе сокращение следует из соотношений.

Передаточная характеристика (2.155) должна удовлетворять двум условиям:

1. Проходить через рабочую точку $U_{2A} = U_B - I_{DA}R_D$.
2. Крутизна в рабочей точке должна совпадать с усилением по напряжению замкнутого по ОС ток-напряжение источника.

Первое условие выполняется. Входное напряжение в рабочей точке равно нулю, $U_{1A} = 0$ и, следовательно,

$$\begin{aligned} U_{2A} &= U_B - \frac{I_{DSS}R_D}{(S_S R_S)^2} \left[1 - \sqrt{(1 + S R_S)^2} \right]^2 = U_B - \frac{I_{DSS}R_D}{(S_S R_S)^2} (S R_S)^2 = \\ &= U_B - I_{DSS}R_D \left(\frac{S}{S_S} \right)^2 = U_B - I_{DSS}R_D \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_P} \right)^2 = U_B - I_{DA}R_D. \end{aligned}$$

Для доказательства второго условия рассчитывается крутизна в рабочей точке $U_{1A} = 0$:

$$\begin{aligned} \left. \frac{dU_2}{dU_1} \right|_A &= -\frac{I_{DSS}R_D}{(S_S R_S)^2} 2 \left[1 - \sqrt{(1 + S R_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1} \right] = -\frac{\frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}}}{-2 \sqrt{(1 + S R_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1}} \bigg|_A = \\ &= \frac{R_D}{R_S} \left[\frac{1}{\sqrt{(1 + S R_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1}} - 1 \right] \bigg|_A = \\ &= \frac{R_D}{R_S} \left[\frac{1}{1 + S R_S} - 1 \right] = \frac{R_D}{R_S} \frac{-S R_S}{1 + S R_S} = -\frac{S R_D}{1 + S R_S}. \end{aligned}$$

Для сравнения усиление по напряжению в схеме рис. 2.97

$$V'_u = \frac{V_u}{1 + k_{iu} V_u}, \text{ где } V_u = -S R_D \text{ и } k_{iu} = -\frac{R_S}{R_D},$$

$$V'_u = -\frac{S R_D}{1 + S R_S}.$$

Второе условие, следовательно, также выполняется.

Для расчета коэффициента искажений выходное напряжение (2.155) раскладывается в ряд Тейлора:

$$U_2 = U_2(0) + \frac{1}{1!} \left. \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \right|_A u_1(t) + \frac{1}{2!} \left. \frac{\partial^2 U_2}{\partial U_1^2} \right|_A u_1^2(t) + \frac{1}{3!} \left. \frac{\partial^3 U_2}{\partial U_1^3} \right|_A u_1^3(t) + \dots \quad (2.156)$$

Постоянная и линейная составляющие уже рассчитаны

$$U_2(0) = U_B - I_{DA}R_D,$$

$$\left. \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \right|_A = \frac{R_D}{R_S} \left[\left((1+SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1 \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] = -\frac{SR_D}{1+SR_S}.$$

Высшие производные рассчитываются следующим образом:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial^2 U_2}{\partial U_1^2} \right|_A &= \frac{R_D}{R_S} \left(-\frac{1}{2} \right) \left((1+SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1 \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} = \\ &= -\frac{S_S^2 R_D}{2I_{DSS}} \left((1+SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1 \right)^{-\frac{3}{2}} = -\frac{S_S^2 R_D}{2I_{DSS}} \frac{1}{(1+SR_S)^3}, \end{aligned}$$

$$\left. \frac{\partial^3 U_2}{\partial U_1^3} \right|_A = \frac{S_S^2 R_D}{2I_{DSS}} \left(-\frac{3}{2} \right) \left((1+SR_S)^2 + \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} U_1 \right)^{-\frac{5}{2}} \frac{S_S^2 R_S}{I_{DSS}} = \frac{3 S_S^4 R_D}{4 I_{DSS}^2} \frac{1}{(1+SR_S)^5}.$$

На вход подается напряжение $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$. Отдельные компоненты выходного напряжения уравнения (2.156) записываются как:

$$U_2 = U_2(0),$$

$$\begin{aligned} & -\frac{SR_D}{1+SR_S} \hat{u}_1 \sin \omega t - \frac{1}{2!} \frac{1}{2} \frac{S_S^2 R_D}{I_{DSS}} \frac{1}{(1+SR_S)^3} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t + \\ & + \frac{1}{3!} \frac{3 S_S^4 R_D R_S}{4 I_{DSS}^2} \frac{1}{(1+SR_S)^5} \hat{u}_1^3 \sin^3 \omega t - \frac{1}{4!} \frac{15 S_S^6 R_D R_S^2}{8 I_{DSS}^3} \frac{1}{(1+SR_S)^7} \hat{u}_1^4 \sin^4 \omega t + \dots \end{aligned} \quad (2.157)$$

В отличие от схемы без ОС выходное напряжение схемы с ОС содержит все четные гармоники.

$$U_2 = U_2(0) + U_{2R} - \hat{u}_{21} \sin \omega t + \hat{u}_{22} \cos 2\omega t - \hat{u}_{23} \sin 3\omega t - \hat{u}_{24} \cos 4\omega t + \dots \quad (2.158)$$

При небольших амплитудах управляющего сигнала коэффициент искажений может быть рассчитан согласно уравнению (2.153)

$$k = \frac{\hat{u}_{22}}{\hat{u}_{21}} = \frac{\frac{1}{8} \frac{S_S^2 R_D}{I_{DSS}} \frac{1}{(1+SR_S)^3} \hat{u}_1^2}{\frac{SR_D}{1+SR_S} \hat{u}_1} = \frac{1}{8} \frac{S_S^2}{SI_{DSS}} \hat{u}_1 \frac{1}{(1+SR_S)^2}.$$

Если максимальное значение крутизны

$$S_S = \frac{I_{DSS}}{-U_P/2} \text{ и } S_S = \frac{S_S}{1 - \frac{U_{GSA}}{U_P}},$$

$$\text{значит } k = \frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_{GSA} - U_P} \frac{1}{(1 + SR_S)^2}. \quad (2.159)$$

Первый компонент уравнения (2.159) соответствует коэффициенту искажений разомкнутой схемы (2.154). Поэтому при равном входном напряжении коэффициент искажений замкнутой схемы в $(1 + SR_S)^2$ раз меньше, чем в разомкнутой схеме. Усиление также уменьшается при введении ОС в $(1 + SR_S)$ раз. Целесообразно сравнивать коэффициент искажений для равных выходных напряжений. Получается, что коэффициент искажений уменьшается в $(1 + SR_S)$ раз.

Полученный результат можно обобщить:

Правило: При равном выходном напряжении усиление усилителя с ОС типа ток-напряжение в $(1 + k_{iu} V_u)$ раз меньше усиления усилителя без ОС.

(В нашем примере коэффициент линейных искажений $k_{iu} = -R_S/R_D$, усиление напряжения без ОС $V_u = -SR_D$).

Пример 2.6.5

По данным двух предыдущих примеров (2.6.3 и 2.6.4) изображена характеристика замкнутой схемы. При введении ОС рабочая точка не должна смещаться.

$$U_{GSA} = -0,4 \text{ В}, I_{DA} = 0,25 \text{ мА}, U_{2A} = 6 \text{ В}, U_B = 12 \text{ В}.$$

При этом сопротивление стока остается равным $R_D = 24 \text{ кОм}$, сопротивление истока $R_S = -U_{GSA}/I_{DA} = 1,6 \text{ кОм}$.

Видно, что при применении ОС характеристика становится более плоской.

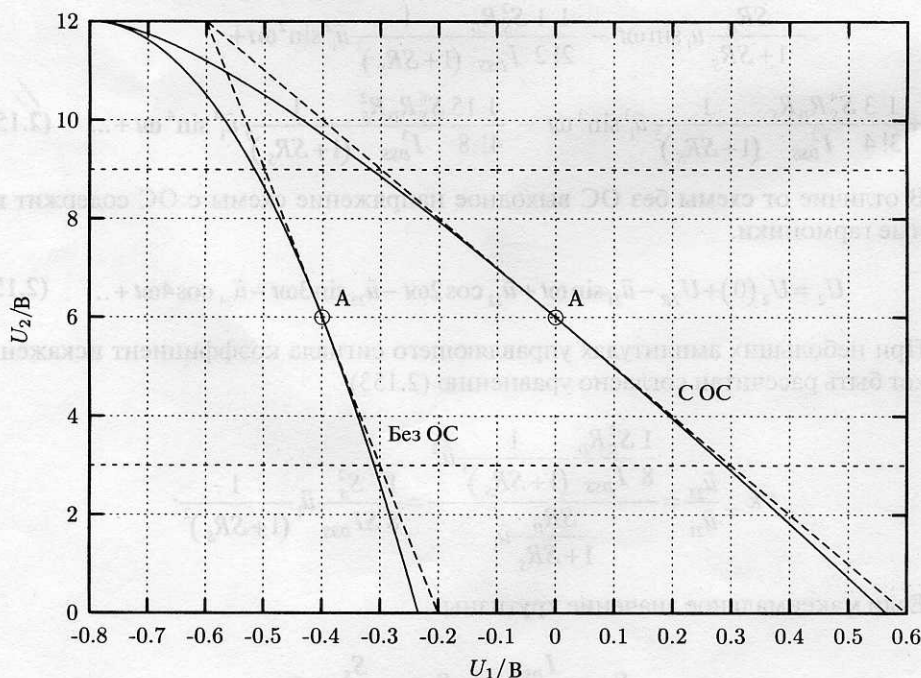


Рис. 2.98. Передаточная характеристика усилителя с ОС и без ОС (горизонтальная вспомогательная линия обозначает амплитуду выходного сигнала, равную 3 В)

Поэтому при большой амплитуде выходного сигнала искажения уменьшаются. Это хорошо видно, если выходные напряжения замкнутого и разомкнутого усилителя нанести на одну диаграмму. Если на выходе усилителя амплитуда напряжения 3 В, то на входе разомкнутого усилителя напряжение должно быть равно 100 мВ, на входе замкнутого усилителя, усиление которого в $1,6 \text{ кОм} = 3$ раза меньше, должен быть сигнал 300 мВ.

$$1 + k_{iu} V_u = 1 - \frac{R_s}{R_D} (-SR_D) = 1 + SR_s = 1 + 1,25 \text{ мСм.}$$

Диаграмма на рис. 2.99 показывает улучшение сигнала, достигнутое за счет ОС.

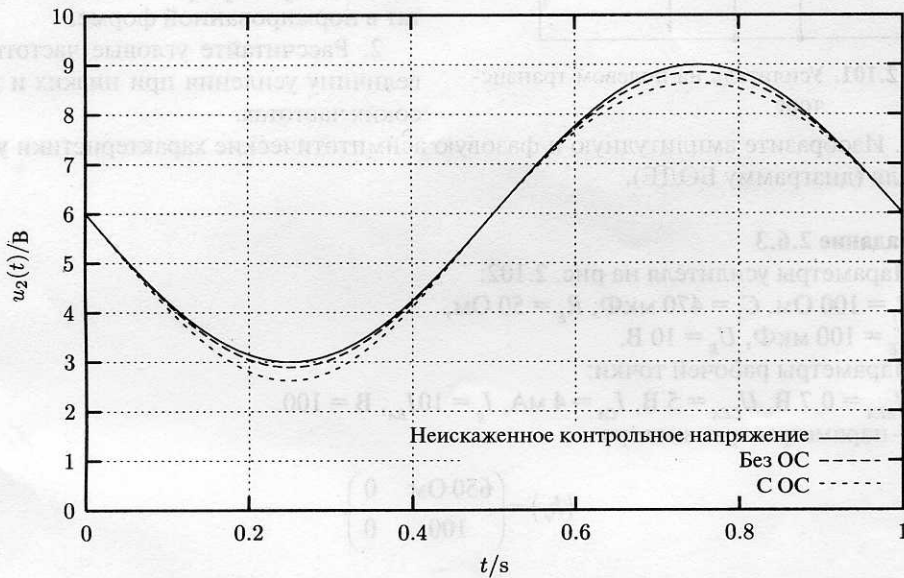


Рис. 2.99. Передаточная характеристика замкнутого и разомкнутого усилителя (контрольная амплитуда напряжения $\hat{u}_2 = 3 \text{ В}$)

2.6.5. Задания

Задание 2.6.1

Рассчитайте усиление по напряжению $\underline{U}_2/\underline{U}_0$ усилителя на полевом транзисторе, применяя уравнения раздела 2.6.2.

Параметры:

$$U_B = 20 \text{ В,}$$

$$R_D = 10 \text{ кОм, } R_S = 800 \text{ Ом,}$$

$$R_i = 1 \text{ МОм.}$$

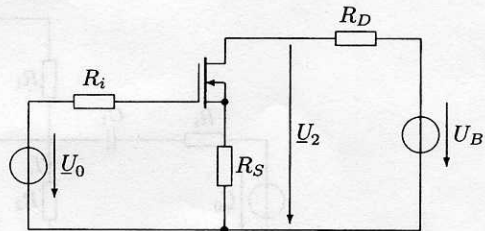


Рис. 2.100. Усилитель на полевом транзисторе с каналом n -типа

Полная проводимость в рабочей точке

$$(y_s) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 6 \text{ мСм} & 20 \text{ мкСм} \end{pmatrix}.$$

Задание 2.6.2

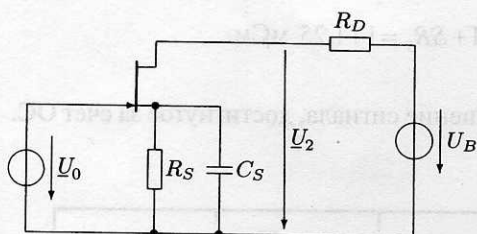


Рис. 2.101. Усилитель на полевом транзисторе

Параметры:

$$R_D = 967 \text{ Ом}, R_S = 33 \text{ Ом},$$

$$C_S = 100 \text{ мкФ}.$$

Характеристики транзистора:

$$I_{DSS} = 26 \text{ мА}, U_p = -2 \text{ В}, \lambda = 0.$$

1. Рассчитайте частотную характеристику $V'_u = U_2/U_0$. Запишите результат в нормированной форме.

2. Рассчитайте угловые частоты и величину усиления при низких и высоких частотах.

3. Изобразите амплитудную и фазовую асимптотические характеристики усилителя (диаграмму БОДЕ).

Задание 2.6.3

Параметры усилителя на рис. 2.102:

$$R_i = 100 \text{ Ом}, C_1 = 470 \text{ мкФ}, R_E = 50 \text{ Ом},$$

$$C_E = 100 \text{ мкФ}, U_B = 10 \text{ В}.$$

Параметры рабочей точки:

$$U_{BEA} = 0,7 \text{ В}, U_{CEA} = 5 \text{ В}, I_{CA} = 4 \text{ мА}, I_q = 10 I_{BA}, B = 100.$$

h-параметры транзистора

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 650 \text{ Ом} & 0 \\ 100 & 0 \end{pmatrix}.$$

1. Рассчитайте нижнюю граничную частоту усиления по напряжению $V'_u = U_2/U_0$. Влиянием фильтра высокой частоты, образованного конденсатором генератора, следует пренебречь.

2. Смоделируйте схему, используя параметры транзистора по умолчанию, за исключением усиления по току $BF = 100$ и тока насыщения $IS = 6 \cdot 10^{-15} \text{ А}$.

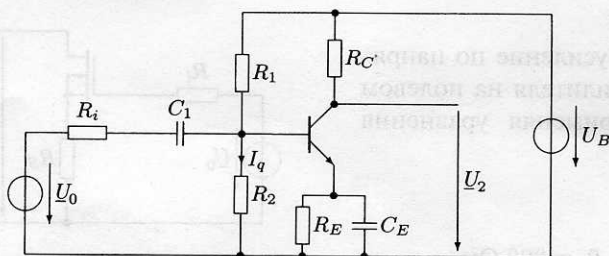


Рис. 2.102. Усилитель на полевом транзисторе

Докажите, что:

- Заданная рабочая точка транзистора примерно равна рассчитанной.
- Емкость конденсатора C_1 не оказывает влияния на значение нижней частоты фильтра.
- Нижняя граничная частота приблизительно равна рассчитанному значению.

Задание 2.6.4

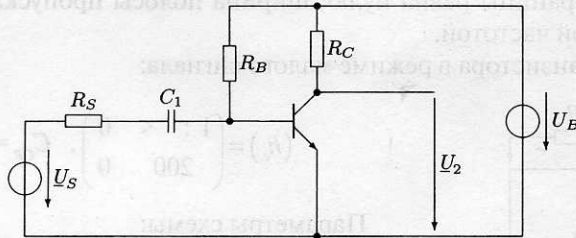


Рис. 2.103. Усилитель на биполярном плоскостном транзисторе

Рассчитайте верхнюю граничную частоту усиления по напряжению $V'_u = U_2/U_S$. Параметры усилителя: $R_C = 10 \text{ кОм}$, $R_B = 2 \text{ МОм}$, $R_S = 1,5 \text{ кОм}$ и $C_1 = 1 \text{ мкФ}$.

Параметры транзистора в рабочей точке:

$$(h_e) = \begin{pmatrix} 2,6 \text{ кОм} & 0 \\ 120 & 50 \text{ мксм} \end{pmatrix}, C_{CB} = 10 \text{ пФ}.$$

Указание: Емкость C_{CB} рассматривать как двухполюсник ОС. Решение задания находится по уравнению (2.148).

Поскольку $R_B \gg h_{ie}$, то сопротивлением базы при решении можно пренебречь.

Параметры схемы: $R = 50 \text{ кОм}$, $R_D = 10 \text{ кОм}$, $C = 330 \text{ пФ}$.

Задание 2.6.5

Допустим, что в схеме на рис. 2.103 внутреннее сопротивление генератора пренебрежимо мало, $R_S = 0$. Определите верхнюю граничную частоту усиления по напряжению.

Задание 2.6.6

Усилитель на КМОП-транзисторах замкнут через сопротивление обратной связи (ОС) R . Рассчитайте выходное напряжение U_2 .

$K_N = 1 \text{ мА/В}^2$	$U_{T0N} = 2 \text{ В}$
$K_P = -1 \text{ мА/В}^2$	$U_{T0P} = -2 \text{ В}$
$\lambda_N = 0$	$\lambda_P = 0$
$U_B = 20 \text{ В}$	
$U_S = 50 \text{ мВ}$	$R_S = 100 \text{ кОм}$
$R = 1 \text{ МОм}$	$R_L = 10 \text{ кОм}$

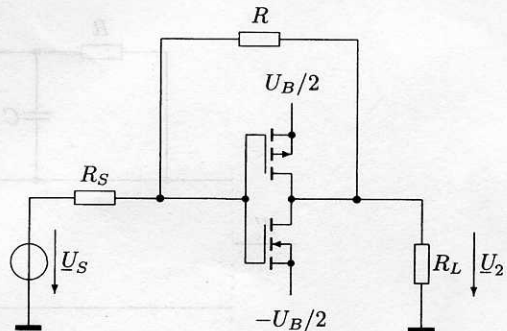


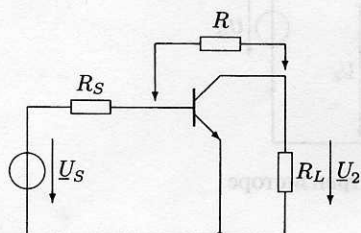
Рис. 2.104. Усилитель на КМОП-транзисторах

Задание 2.6.7

Однокаскадный транзисторный усилитель на биполярных транзисторах по схеме замещения в режиме малого сигнала (рис. 2.105) замкнут через сопротивление обратной связи (ОС) R . Покажите, что благодаря введению обратной связи ширина полосы пропускания усилителя увеличивается пропорционально коэффициенту ОС.

Указание: Полоса пропускания определяется как разность между верхней и нижней граничными частотами усиления по напряжению. Так как в этом примере частота нижней границы равна нулю, ширина полосы пропускания совпадает с верхней граничной частотой.

Параметры транзистора в режиме малого сигнала:



$$(h_e) = \begin{pmatrix} 1 & < 0 \\ 200 & 0 \end{pmatrix}, \quad C_{CB} = 10 \text{ пФ}.$$

Параметры схемы:

сопротивление источника $R_s = 1 \text{ кОм}$
сопротивление нагрузки $R_L = 10 \text{ кОм}$
сопротивление ОС $R = 110 \text{ кОм}.$

Рис. 2.105. Эквивалентная схема замещения

Задание 2.6.8

Рассчитайте нормированное входное сопротивление усилителя по схеме на рис. 2.106. Полученное значение представьте в виде функции от частоты в асимптотическом приближении (в двойном логарифмическом масштабе). Нормирующей величиной является входное сопротивление на малых частотах.

Матрица полных проводимостей полевого транзистора в рабочей точке:

$$(y_s) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 6 \text{ мСм} & 20 \text{ мСм} \end{pmatrix}.$$

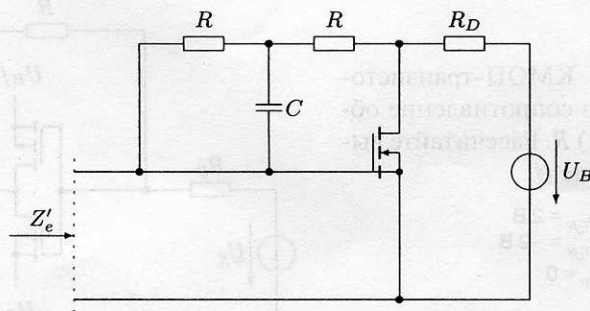
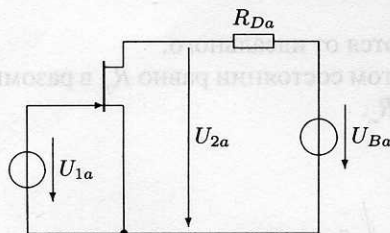
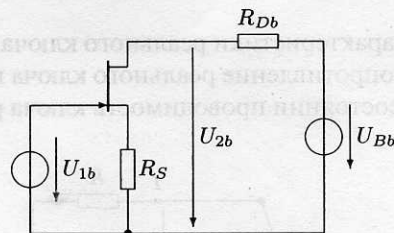


Рис. 2.106. Усилитель на п-МОП-транзисторах

Задание 2.6.9

Аналогично расчетам в разделе 2.6.4 покажите, моделируя две схемы, что коэффициент искажений схем при наличии ОС и без ОС отличается на величину коэффициента ОС.

**Рис. 2.107** Схема без ОС**Рис. 2.108** Схема с ОС

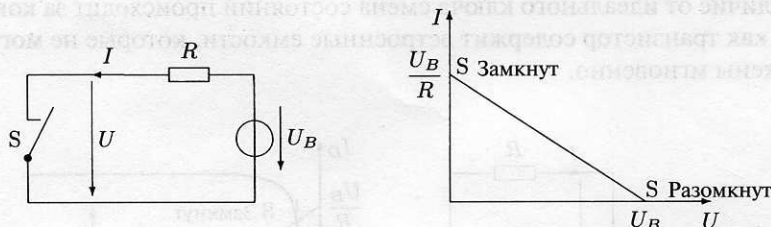
$U_{1a} = U_{GS} + \hat{u} \sin \omega t$, где
 $U_{GS} = -0,4 \text{ В}$, $\hat{u} = 0,1 \text{ В}$, $f = 1 \text{ Гц}$
 $R_{Da} = 24 \text{ кОм}$
 $U_{Ba} = 12 \text{ В}$
 Параметры транзистора:
 $I_{DDs} = 1 \text{ мА}$, $U_p = -0,8 \text{ В}$

$U_{1b} = \hat{u} \sin \omega t$, где
 $\hat{u} = 0,3 \text{ В}$, $f = 1 \text{ Гц}$
 $R_{Db} = 24 \text{ кОм}$, $R_s = 1,6 \text{ кОм}$
 $U_{Bb} = 12 \text{ В}$
 Параметры транзистора:
 $I_{DDs} = 1 \text{ мА}$, $U_p = -0,8 \text{ В}$

2.7. Работа полевого транзистора в ключевом режиме

В современной цифровой технике для реализации логических операций чаще всего применяются полевые транзисторы. Основу любой логической схемы составляют управляемые ключи, которые с малыми потерями замыкают и размыкают цепи.

На рис. 2.109 показан простой контур, который управляется идеальным ключом S .

**Рис. 2.109.** Контур с идеальным ключом и его характеристика

Сопротивление идеального ключа в замкнутом состоянии равно нулю, в разомкнутом состоянии проводимость ключа равна нулю. Смена состояний происходит мгновенно.

В зависимости от напряжения на идеальном ключе можно определить его состояние:

$$U = \begin{cases} U_b & \text{ключ } S \text{ разомкнут} \\ 0 & \text{ключ } S \text{ замкнут} \end{cases} \quad (2.160)$$

Характеристики реального ключа отличаются от идеального.

Сопротивление реального ключа в замкнутом состоянии равно R_0 , в разомкнутом состоянии проводимость ключа равна $1/R_\infty$.

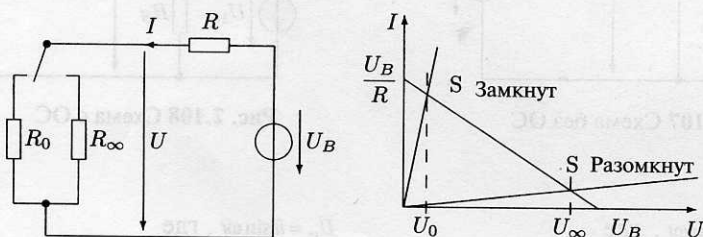


Рис. 2.110. Контур с реальным ключом и его характеристика

В зависимости от напряжения на реальном ключе можно определить его состояние:

$$U = \begin{cases} U_\infty & \text{ключ } S \text{ разомкнут} \\ U_0 & \text{ключ } S \text{ замкнут} \end{cases} \quad (2.161)$$

Значение напряжения U_∞ приближается к значению напряжения U_B по мере роста сопротивления в разомкнутом состоянии по отношению к внутреннему сопротивлению генератора R . Значение напряжения U_0 приближается к идеальному (нулевому) значению напряжения по мере уменьшения сопротивления в замкнутом состоянии по отношению к внутреннему сопротивлению генератора R .

Если заменить ключ полевым транзистором, то переключение осуществляется напряжением между затвором и истоком U_{GS} .

В отличие от идеального ключа смена состояний происходит за конечное время, так как транзистор содержит встроенные емкости, которые не могут быть перезаряжены мгновенно.

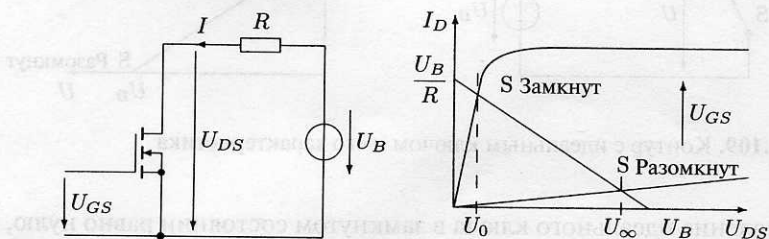


Рис. 2.111. Контур с ключом на полевом транзисторе и его характеристика

Насколько свойства транзисторного ключа отличаются от идеального, зависит от свойств данного транзистора и от параметров схемы всего усилителя.

Чаще всего в качестве ключа применяется МОП-полевой транзистор с проводящим каналом n -типа, так как:

1. Канал n -типа обеспечивает более высокое быстродействие, чем канал p -типа, так как электроны движутся примерно в три раза быстрее, чем дырки.
2. При отсутствии управляющего напряжения, т. е. $U_{GS} = 0$, участок сток-исток имеет высокое сопротивление, что удобно при разработке цифровых схем.

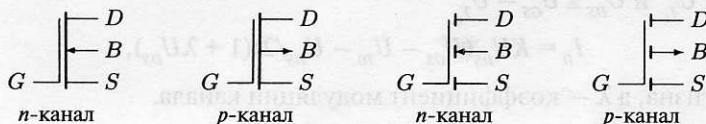


Рис. 2.112. Полевые транзисторы: G — Gate — затвор, D — Drain — сток, S — Source — исток, B — Bulk — подложка

2.7.1. Передаточные характеристики ключа на полевом транзисторе

Технически значимый ток I_D начинает протекать при достижении напряжением затвор-исток порогового значения U_{T0} . Ток истока возрастает при постоянном напряжении затвор-исток с ростом напряжения U_{DS} и, начиная с величины $U_{DS} = U_{GS} - U_{T0}$, достигает значения насыщения (рис. 2.113).

Эту характеристику нельзя записать в виде аналитического выражения, поэтому рассматриваются три зоны: отсечки, насыщения и сопротивления.

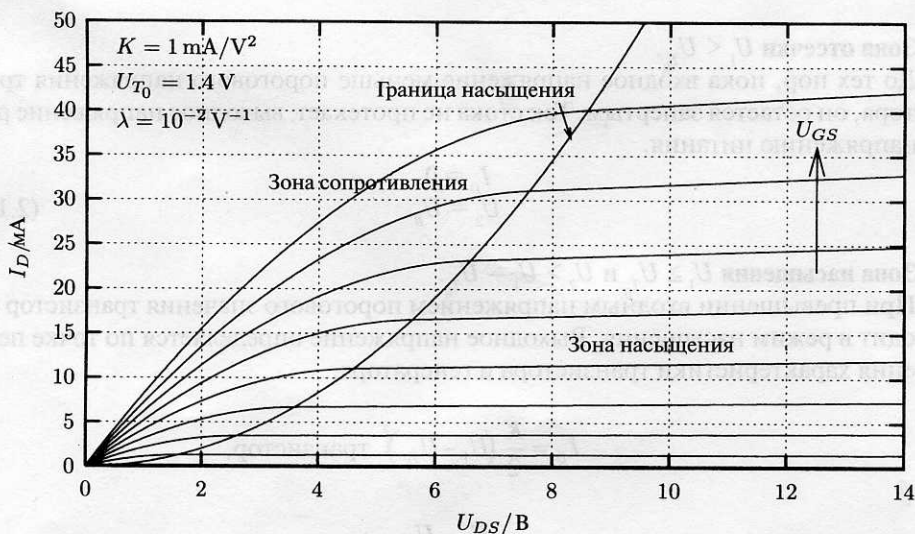


Рис. 2.113. Выходные характеристики полевого транзистора

1. Зона отсечки

Для $U_{GS} < U_{T_0}$

$$I_D = 0. \quad (2.162)$$

2. Зона насыщения

Для $U_{GS} \geq U_{T_0}$ и $U_{DS} \geq U_{GS} - U_{T_0}$

$$I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_{T_0})^2(1 + \lambda U_{DS}). \quad (2.163)$$

3. Зона сопротивления

Для $U_{GS} \geq U_{T_0}$ и $U_{DS} \leq U_{GS} - U_{T_0}$

$$I_D = KU_{DS}(U_{GS} - U_{T_0} - U_{DS}/2)(1 + \lambda U_{DS}), \quad (2.164)$$

где K — крутизна, а λ — коэффициент модуляции канала.

2.7.1.1. Статическая передаточная характеристика

Рассчитаем статическую передаточную характеристику $U_2 = f(U_1)$ переключателя на рис. 2.114, приняв для упрощения $\lambda = 0$.

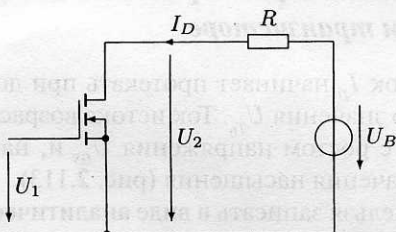


Рис. 2.114. Переключатель на полевом транзисторе

Зона отсечки $U_1 < U_{T_0}$.

До тех пор, пока входное напряжение меньше порогового напряжения транзистора, он остается запертым. Ток стока не протекает, выходное напряжение равно напряжению питания.

$$\begin{aligned} I_D &= 0, \\ U_2 &= U_B. \end{aligned} \quad (2.165)$$

Зона насыщения $U_1 \geq U_{T_0}$ и $U_2 > U_1 - U_{T_0}$.

При превышении входным напряжением порогового значения транзистор переходит в режим насыщения. Выходное напряжение определяется по точке пересечения характеристики транзистора и генератора.

$$I_D = \frac{K}{2}(U_1 - U_{T_0})^2 \text{ транзистор,}$$

$$I_D = \frac{U_B - U_2}{R} \text{ генератор,}$$

$$U_2 = U_B - \frac{K}{2} R (U_1 - U_{T_0})^2. \quad (2.166)$$

Формула для выходного напряжения (2.166) действует до граничного напряжения $U_{2p} = U_1 - U_{T_0}$, т. е.

$$U_{2p} = U_B - \frac{K}{2} R U_{2p}^2 = -\frac{1}{KR} \left[1 - \sqrt{1 + 2KR U_B} \right].$$

Необходимое входное напряжение составляет $U_{1p} = U_{2p} + U_{T_0}$. Если входное напряжение увеличивается на большее значение, то транзистор попадает в зону сопротивления.

Зона сопротивления $U_1 \geq U_{1p}$ и $U_2 < U_1 - U_{T_0}$ или $U_2 \leq U_{2p}$.

$$I_D = KU_2 \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{U_2}{2} \right) \text{ транзистор,}$$

$$I_D = \frac{U_B - U_2}{R} \text{ генератор,}$$

Точка пересечения характеристик транзистора и генератора

$$U_2 = U_B - I_D R = U_B - KR U_2 \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{U_2}{2} \right).$$

Квадратное уравнение

$$0 = U_2^2 - 2U_2 \left(\frac{1}{KR} + U_1 - U_{T_0} \right) + \frac{2}{KR} U_B.$$

Решение уравнения

$$U_2 = \frac{1}{KR} + U_1 - U_{T_0} - \sqrt{\left(\frac{1}{KR} + U_1 - U_{T_0} \right)^2 - \frac{2U_B}{KR}}. \quad (2.167)$$

Статическая передаточная характеристика выглядит следующим образом: при входном напряжении меньше, чем пороговое напряжение транзистора, выходное напряжение равно напряжению питания. Если входное напряжение выше порогового напряжения, то выходное напряжение квадратично уменьшается. При дальнейшем росте входного напряжения выходное напряжение монотонно падает и стремится к нулю⁶. Так как выходное напряжение в открытом состоянии транзистора обратно пропорционально сопротивлению стока R , то сопротивление стока не должно быть очень малым.

⁶ Асимптотическая характеристика описывается следующим образом.

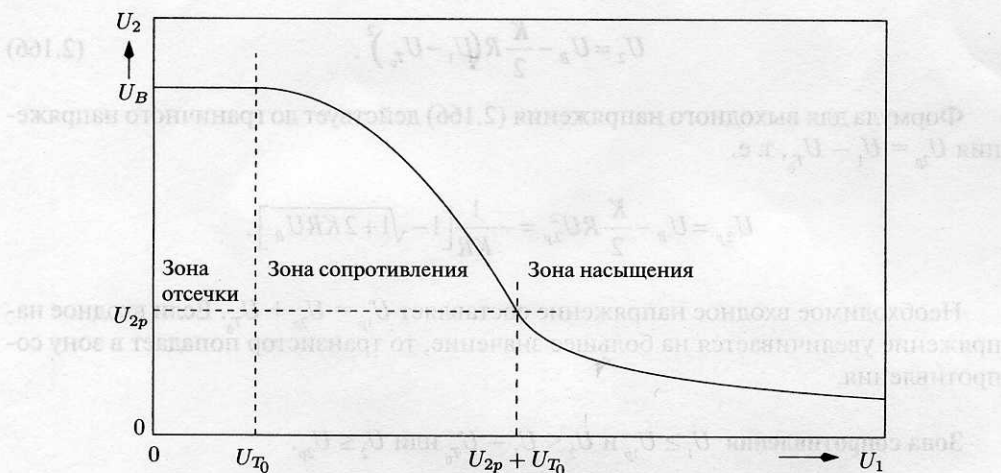


Рис. 2.115. Статическая передаточная характеристика полевого транзистора

Пример 2.7.1

Для изучения влияния сопротивления стока на передаточные характеристики ключа (рис. 2.114) подставим в выведенные уравнения два значения сопротивления стока: $R = 1 \text{ кОм}$ и $R = 10 \text{ кОм}$. Напряжение питания $U_B = 10 \text{ В}$, параметры транзистора $K = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T0} = 1,5 \text{ В}$, $\lambda = 0$.

При $R = 1 \text{ кОм}$

$$\left(\frac{U_2}{V}\right) = \begin{cases} 10 & \text{зона отсечки} \\ 10 - 0,5 \left[\left(\frac{U_1}{V}\right) - 1,5 \right]^2 & \text{зона насыщения} \\ \left(\frac{U_1}{V}\right) - 0,5 - \sqrt{\left(\left(\frac{U_1}{V}\right) - 0,5\right)^2 - 20} & \text{зона сопротивления.} \end{cases}$$

Переход из зоны насыщения в зону сопротивления происходит при $U_{1p} = 5,08 \text{ В}$, $U_{2p} = 3,58 \text{ В}$. Передаточная характеристика заканчивается при $U_1 = 10 \text{ В}$, $U_2 = 1,12 \text{ В}$.

При $R = 10 \text{ кОм}$

$$\left(\frac{U_2}{V}\right) = \begin{cases} 10 & \text{зона отсечки} \\ 10 - 5 \left[\left(\frac{U_1}{V}\right) - 1,5 \right]^2 & \text{зона насыщения} \\ \left(\frac{U_1}{V}\right) - 1,4 - \sqrt{\left(\left(\frac{U_1}{V}\right) - 1,4\right)^2 - 2} & \text{зона сопротивления.} \end{cases}$$

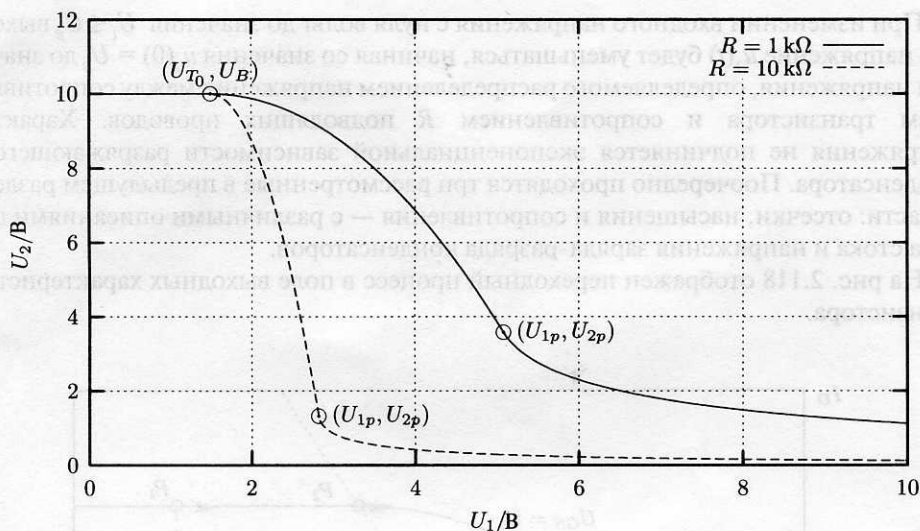


Рис. 2.116. Передаточная характеристика для двух различных сопротивлений стока

Переход из зоны насыщения в зону сопротивления происходит при $U_{1p} = 2,82$ В, $U_{2p} = 1,32$ В. Передаточная характеристика заканчивается при $U_1 = 10$ В, $U_2 = 0,12$ В.

2.7.1.2. Динамическая передаточная характеристика

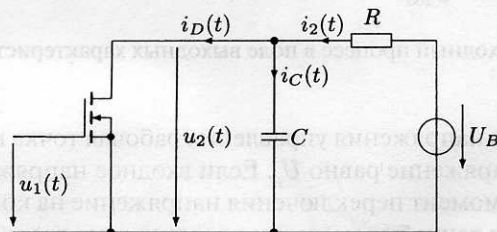


Рис. 2.117. Схема для расчета передаточной характеристики

Полевой транзистор представляет собой безынерционное звено. Его динамические характеристики определяются входной емкостью, внутренним сопротивлением генератора и сопротивлением нагрузки.

Рассмотрим влияние нагрузочной емкости C на переходные характеристики транзистора. Для этого будем управлять транзистором прямоугольным импульсом между затвором и истоком:

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < 0 \\ U_1 & \text{для } 0 \leq t < t_p \\ 0 & \text{для } t \geq t_p \end{cases}$$

При изменении входного напряжения с нуля вольт до значения $U_1 \leq U_B$ выходное напряжение $u_2(t)$ будет уменьшаться, начиная со значения $u_2(0) = U_B$ до значения напряжения, определяемого распределением напряжения между сопротивлением транзистора и сопротивлением R подводящих проводов. Характер напряжения не подчиняется экспоненциальной зависимости разряжающегося конденсатора. Поочередно проходятся три рассмотренные в предыдущем разделе области: отсечки, насыщения и сопротивления — с различными описаниями для тока стока и напряжения заряда-разряда конденсаторов.

На рис. 2.118 отображен переходный процесс в поле выходных характеристик транзистора.

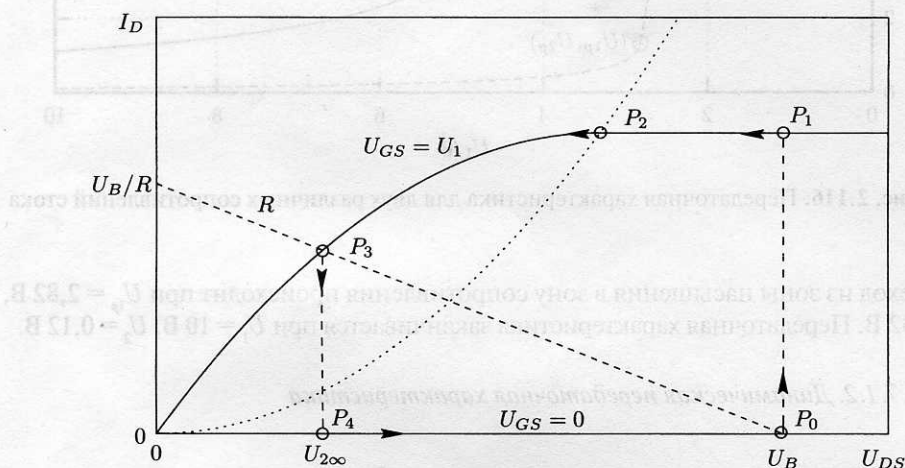


Рис. 2.118. Переходный процесс в поле выходных характеристик транзистора

Без приложенного напряжения управления рабочая точка находится в положении P_0 , выходное напряжение равно U_B . Если входное напряжение увеличивается до величины U_1 , то в момент переключения напряжение на конденсаторе остается постоянным, рабочая точка перемещается вертикально вверх к точке P_1 . Конденсатор разряжается через открытый транзистор. Этот процесс протекает быстро, так как ток разряда очень большой. Поэтому рабочая точка относительно быстро перемещается в положение P_2 , точку пересечения с границей насыщения. Начиная с этой точки, транзистор ведет себя как сопротивление, разряд происходит медленней. В точке P_3 на пересечении характеристик транзистора и генератора разряд завершен, выходное напряжение достигло своего конечного значения $U_{2\infty}$.

Когда входное напряжение будет переключено на ноль, рабочая точка переместится из положения P_3 в положение P_4 . Конденсатор заряжается через сопротивление R , т. е. рабочая точка перемещается с возрастающей скоростью вправо до начального положения P_0 .

Ток стока транзистора описывается уравнениями⁷:

⁷ При допущении, что $\lambda = 0$, т. е. выходные характеристики проходят горизонтально.

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } u_1(t) - U_{T_0} < 0 \\ \frac{K}{2}(u_1(t) - U_{T_0})^2 & \text{для } 0 \leq u_1(t) - U_{T_0} < u_2 \\ K\left(u_1(t) - U_{T_0} - \frac{u_2}{2}\right)u_2(t) & \text{для } 0 \leq u_2(t) < u_1(t) - U_{T_0} \end{cases} \quad (2.168)$$

Для двух других токов следует:

$$i_C(t) = C\dot{u}_2(t), \quad (2.169)$$

$$i_2(t) = G(U_B - u_2(t)). \quad (2.170)$$

Токи связаны друг с другом законом Кирхгофа.

$$i_2(t) = i_D(t) + i_C(t). \quad (2.171)$$

По этим уравнениям можно определить характер выходного напряжения.

Включение: Начнем со стационарного состояния $u_1(t) = 0$. Ток стока не протекает, конденсатор полностью заряжен, выходное напряжение равно $u_2(t < 0) = U_B$.

В момент времени $t = 0$ напряжение $u_1(t)$ повышается до величины U_1 . Так как напряжение конденсатора постоянно, в момент переключения остается $u_2(0) = U_B$. Следовательно, при $u_2(0) > U_1 - U_{T_0}$ транзистор находится в области насыщения. Тогда ток стока равен:

$$i_D(t) = \frac{K}{2}(U_1 - U_{T_0})^2.$$

После замены трех токов уравнения (2.171) получается

$$G(U_B - u_2(t)) = \frac{K}{2}(U_1 - U_{T_0})^2 + C\dot{u}_2(t),$$

$$\tau_2 \dot{u}_2(t) + u_2(t) = U_B - \frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2, \text{ где } \tau_2 = RC. \quad (2.172)$$

Уравнение (2.172) является линейным неоднородным уравнением 1-го порядка, решение⁸ которого

$$u_2(t) = U_B - \frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2 (1 - e^{-t/\tau_2}) \text{ для } 0 \leq t < t_1. \quad (2.173)$$

Это решение действительно только в том случае, если транзистор находится в зоне насыщения. Граница зоны достигается при $t = t_1$. В этот момент времени $u_2(t_1) = U_1 - U_{T_0}$. При этом условии определяется время t_1 :

⁸ Решение уравнения находят, например, методом вариации постоянных величин [15].

$$u_2(t_1) = U_1 - U_{T_0} = U_B - \frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2(1 - e^{-t_1/\tau_2}),$$

$$t_1 = -\tau_2 \ln \left[1 - \frac{U_B - (U_1 - U_{T_0})}{\frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2} \right]. \quad (2.174)$$

При $t > t_1$ транзистор находится в зоне сопротивления, ток стока определяется по уравнению

$$i_D(t) = Ku_2(t) \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{u_2(t)}{2} \right).$$

Из уравнений Кирхгофа:

$$\begin{aligned} G(U_B - u_2(t)) &= Ku_2(t) \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{u_2(t)}{2} \right) + C\dot{u}_2(t), \\ \dot{u}_2(t) &= \frac{K}{2C}u_2^2(t) - u_2(t) \left[\frac{K}{C}(U_1 - U_{T_0}) + \frac{1}{RC} \right] + \frac{U_B}{RC}. \end{aligned} \quad (2.175)$$

После подстановки

$$u_2(t) = \frac{1}{z} + u_{2p}, \quad (2.176)$$

где u_{2p} — частное решение. Так как в дифференциальном уравнении кроме $u_2(t)$ остальные величины не зависят от времени, $u_{2p} = U_{2\infty}$, т. е. равно выходному напряжению при $t \rightarrow \infty$. Из уравнения (2.175) при $\dot{u}_2(t \rightarrow \infty) = 0$

$$U_{2\infty}^2 - 2U_{2\infty} \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{1}{KR} \right) + \frac{2U_B}{KR} = 0,$$

$$U_{2\infty} = U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR} - \sqrt{\left(U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR} \right)^2 - \frac{2U_B}{KR}}. \quad (2.177)$$

Этот результат идентичен с результатом для статического случая (2.167).

Если подставить (2.176) в дифференциальное уравнение, получится

$$\begin{aligned}
 -\frac{1}{z^2}\dot{z} &= \frac{K}{2C}\left(\frac{1}{z}+U_{2\infty}\right)^2 - \frac{K}{C}\left(\frac{1}{z}+U_{2\infty}\right)\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right) + \frac{U_B}{RC} = \\
 &= \frac{K}{2C}\left[\frac{1}{z^2} + \frac{2U_{2\infty}}{z} + U_{2\infty}^2 - 2\left(\frac{1}{z}+U_{2\infty}\right)\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right) + \frac{2U_B}{KR}\right] = \\
 &= \frac{K}{2C}\left[\frac{1}{z^2} + \frac{2U_{2\infty}}{z} - \frac{2}{z}\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right) + \underbrace{U_{2\infty}^2 - 2U_{2\infty}\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right) + \frac{2U_B}{KR}}_{=0}\right] = \\
 -\dot{z} &= \frac{K}{2C}\left[1 + 2U_{2\infty}z - 2z\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right)\right], \\
 \dot{z} &= \frac{K}{C}\left[U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}-U_{2\infty}\right]z - \frac{K}{2C}.
 \end{aligned}$$

Линейное уравнение 1-го порядка

$$\dot{z} - \frac{1}{\tau_1}z + \frac{K}{2C} = 0, \text{ где } \tau_1 = \frac{C}{K\sqrt{\left(U_1-U_{T_0}+\frac{1}{KR}\right)^2 - \frac{2U_B}{KR}}}. \quad (2.178)$$

Однородная часть этого дифференциального уравнения

$$\dot{z} - \frac{1}{\tau_1}z \text{ имеет решение } z = c_1 e^{t/\tau_1}.$$

Для нахождения общего решения частное решение и его производная

$$z = c_1 e^{t/\tau_1} \text{ и } \dot{z} = \dot{c}_1 e^{t/\tau_1} + \frac{c_1}{\tau_1} e^{t/\tau_1}$$

подставляются в дифференциальное уравнение (2.178). Получается решение для переменной c_1 и для переменной z :

$$\dot{c}_1 e^{t/\tau_1} + \frac{c_1}{\tau_1} e^{t/\tau_1} - \frac{c_1}{\tau_1} e^{t/\tau_1} + \frac{K}{2C} = 0,$$

$$\dot{c}_1 = -\frac{K}{2C} e^{-t/\tau_1},$$

$$c_1 = \frac{K}{2C} \tau_1 e^{-t/\tau_1} + c_2,$$

$$z = \frac{K}{2C} \tau_1 + c_2 e^{t/\tau_1}.$$

Вместе с (2.176) получается

$$u_2(t) = U_{2\infty} + \frac{1}{\frac{K}{2C}\tau_1 + c_2 e^{t/\tau_1}}.$$

Постоянная c_2 определяется из граничного условия, по которому в момент времени t_1 достигается граница насыщения, т. е. $u_2(t_1) = U_1 - U_{T_0}$.

$$U_1 - U_{T_0} = U_{2\infty} + \frac{1}{\frac{K}{2C}\tau_1 + c_2 e^{t_1/\tau_1}},$$

$$c_2 = \left(\frac{1}{U_1 - U_{T_0} - U_{2\infty}} - \frac{K}{2C}\tau_1 \right) e^{-t_1/\tau_1}.$$

Вторая часть решения уравнения

$$u_2(t) = U_{2\infty} + \frac{1}{\frac{K}{2C}\tau_1 + \left(\frac{1}{U_1 - U_{T_0} - U_{2\infty}} - \frac{K}{2C}\tau_1 \right) e^{(t-t_1)/\tau_1}} \quad \text{для } t_1 \leq t < \infty \quad (2.179)$$

или после подстановки постоянной времени τ_1 согласно (2.178)

$$u_2(t) = U_{2\infty} + \frac{2 \left(U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR} - U_{2\infty} \right)}{1 + \left[1 + \frac{2}{KR(U_1 - U_{T_0} - U_{2\infty})} \right] e^{(t-t_1)/\tau_1}} \quad \text{для } t_1 \leq t < \infty. \quad (2.180)$$

Выключение: в момент времени $t = t_p$ входное напряжение падает от U_1 до нуля. Так как полевой транзистор является безынерционным звеном, то переключение происходит мгновенно. При этом конденсатор заряжается исключительно через сопротивление стока R . Процесс заряда подчиняется экспоненциальному закону:

$$u_2(t) = u_2(t_p) + (U_B - u_2(t_p)) \left(1 - e^{-(t-t_p)/\tau_2} \right) \quad \text{для } t \geq t_p, \text{ и } \tau_2 = RC. \quad (2.181)$$

Начальное напряжение конденсатора $u_2(t_p)$ определяется из уравнений (2.179) или (2.180) после подстановки времени t_p . На практике это время выбирается таким образом, чтобы гарантировать завершение процесса разряда, т. е. достижение выходным напряжением стационарного конечного состояния. В этом случае $u_2(t_p) = U_{2\infty}$.

Суммарный результат:

$$u_2(t) = \begin{cases} U_B & \text{для } t < 0 \\ U_B - \frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2(1 - e^{-t/\tau_2}) & \text{для } 0 \leq t < t_1 \\ U_{2\infty} + \frac{2\left(U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR} - U_{2\infty}\right)}{1 + \left[1 + \frac{2}{KR(U_1 - U_{T_0} - U_{2\infty})}\right]e^{(t-t_1)/\tau_1}} & \text{для } t_1 \leq t < t_p \\ u_2(t_p) + (U_B - u_2(t_p))(1 - e^{-(t-t_p)/\tau_2}) & \text{для } t \geq t_p \end{cases} \quad (2.182)$$

где

$$\tau_1 = \frac{C}{K\sqrt{\left(U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR}\right)^2 - \frac{2U_B}{KR}}},$$

$$\tau_2 = RC,$$

$$t_1 = -\tau_2 \ln \left[1 - \frac{U_B - (U_1 - U_{T_0})}{\frac{KR}{2}(U_1 - U_{T_0})^2} \right],$$

$$U_{2\infty} = U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR} - \sqrt{\left(U_1 - U_{T_0} + \frac{1}{KR}\right)^2 - \frac{2U_B}{KR}}.$$

Данные уравнения кажутся сложными, и возникает вопрос: можно ли получить не такое сложное, пусть и менее точное решение.

Так как транзистор в открытом состоянии работает в области сопротивления, и область насыщения проходится быстро вследствие больших токов разряда, то транзистор можно условно рассматривать как подключенное сопротивление. Точнее, как переменное сопротивление, потому что его значение немного меняется с изменением напряжения между истоком и стоком. Как было показано в разделе 1.5.4, сопротивление при работе транзистора в зоне сопротивления равно:

$$\frac{2}{K(U_{GS} - U_{T_0})} \geq R_{DS} \geq \frac{1}{K(U_{GS} - U_{T_0})} \quad \text{для } U_{GS} - U_{T_0} \geq U_{DS} \geq 0. \quad (2.183)$$

Если заменить нелинейное значение линейной величиной

$$R_{DS} = \frac{\alpha}{K(U_{GS} - U_{T_0})}, \quad \text{где } 1 \leq \alpha \leq 2, \quad (2.184)$$

то ошибка в расчете передаточной характеристики будет не очень большой. Для этого необходимо ввести в зависимости от схемы индивидуальный коэффициент коррекции α .

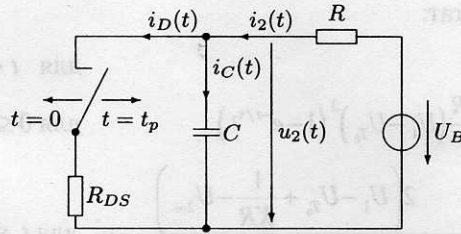


Рис. 2.119. Упрощенная эквивалентная схема замещения для расчета переходного процесса

Включение $0 \leq t < t_p$. Для токов схемы рис. 2.119 согласно закону Кирхгофа можно записать уравнение:

$$i_2(t) = i_D(t) + i_C(t).$$

Если токи выразить через напряжения

$$i_C(t) = C \dot{u}_2(t),$$

$$i_D(t) = G_{DS} u_2(t),$$

$$i_2(t) = G(U_B - u_2(t)),$$

то для выходного напряжения $u_2(t)$ получается линейное дифференциальное уравнение 1-го порядка:

$$\dot{u}_2(t) + \frac{G + G_{DS}}{C} u_2(t) = \frac{G}{C} U_B,$$

$$\dot{u}_2(t) + \frac{1}{\tau_f} u_2(t) = \frac{U_{2\infty}}{\tau_f}, \text{ где } \tau_f = \frac{C}{G + G_{DS}} \text{ и } U_{2\infty} = \frac{U_B}{1 + RG_{DS}}, \quad (2.185)$$

решение которого

$$u_2(t) = U_{2\infty} + (U_B - U_{2\infty}) e^{-t/\tau_f}, \quad (2.186)$$

где τ_f^9 — постоянная времени разряда конденсатора.

Выключение: $t_p \leq t < \infty$. Входное напряжение $u_1(t)$ к моменту времени $t = t_p$ падает до нуля. Так как полевой транзистор является безынерционным звеном, то переключение происходит мгновенно. При этом конденсатор заряжается от значения напряжения $u_2(t_p)$ через сопротивление стока R до величины напряжения питания U_B . Процесс заряда подчиняется экспоненциальному закону:

$$u_2(t) = u_2(t_p) + (U_B - u_2(t_p)) (1 - e^{-(t-t_p)/\tau_r}), \quad (2.187)$$

где $\tau_r^{10} = RC$ — постоянная времени заряда конденсатора.

⁹ Индекс f — от англ. fall — падение.

¹⁰ Индекс r — от англ. rise — рост.

Суммарный результат приближенного решения:

$$u_2(t) = \begin{cases} U_B & \text{для } t < 0 \\ U_{2\infty} + (U_B - U_{2\infty})e^{-t/\tau_f} & \text{для } 0 \leq t < t_p \\ u_2(t_p) + (U_B - u_2(t_p))(1 - e^{-(t-t_p)/\tau_r}) & \text{для } t \geq t_p \end{cases} \quad (2.188)$$

где

$$\tau_f = \frac{C}{G + G_{DS}}, \quad \tau_r = RC,$$

$$U_{2\infty} = \frac{U_B}{1 + RG_{DS}}, \quad \text{где } G_{DS} = \frac{K}{\alpha}(U_1 - U_{T_0}) \text{ и } 1 \leq \alpha \leq 2.$$

Пример 2.7.2

Численный пример поможет оценить ошибку при приближении.

Параметры транзистора $K = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T_0} = 1,5 \text{ В}$. Напряжение питания $U_B = 10 \text{ В}$. Сопротивление стока $R = 1 \text{ кОм}$, емкость нагрузки $C = 100 \text{ пФ}$. Транзистор управляется прямоугольным импульсом, в момент времени $t = 0$ напряжение переключается с нуля на U_B и после времени $t_p = 100 \text{ нс}$ обратно на ноль.

Для уравнений (2.182) и (2.188) выбран коэффициент коррекции $\alpha = 1,1$ так, чтобы во включенном состоянии напряжение включения для точного и приближенного решений было примерно одинаково.

Так как конечное напряжение включения было откорректировано, то передний фронт сигнала для точного и приближенного решений совпадает. Задний

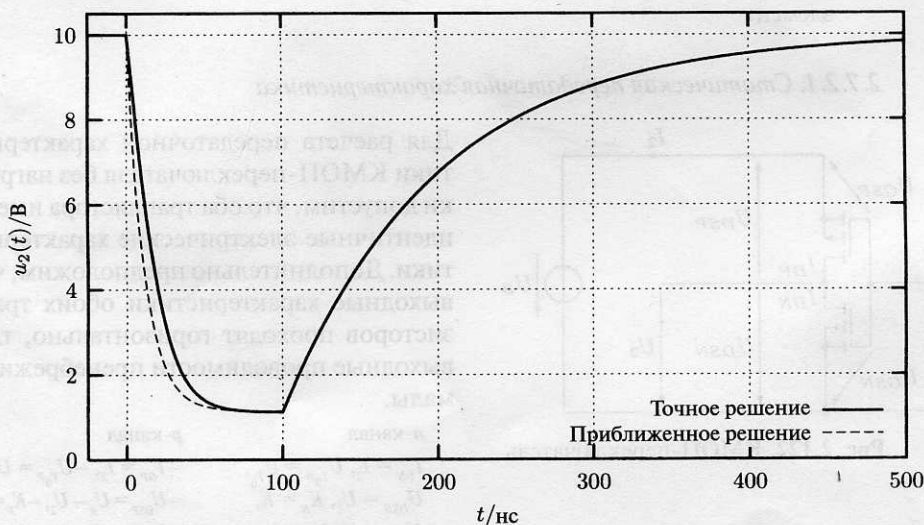


Рис. 2.120. Передаточная характеристика переключателя на полевом транзисторе рис. 2.117

фронт приближенного решения опережает фронт точного. Ошибка приближенного решения составляет примерно 25% (время падения сигнала при точном решении 32 нс, а при приближенном — 24 нс). Однако с учетом относительно длительного заряда этой ошибкой во время разряда можно пренебречь.

2.7.2. Передаточные характеристики переключателя на КМОП-элементах

Против применения ключей на полевом транзисторе существуют следующие аргументы:

1. Передаточная характеристика сильно зависит от внешних элементов.
2. Они обладают плохой интеграцией, т. е. имеют большое сопротивление стока и, следовательно, большие габариты.
3. Потребляют энергию в статическом режиме.

Эти недостатки можно устранить, если к полевому транзистору с n -каналом добавить полевой транзистор с p -каналом. Такая структура называется КМОП-структурой¹¹.

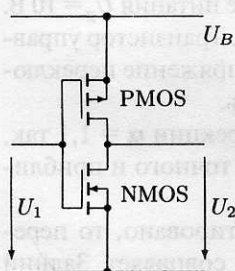


Рис. 2.121. КМОП-элемент

В КМОП-переключателе в обоих состояниях один из транзисторов заперт. Если на входе напряжение $U_1 = 0$ (логический ноль), то транзистор с p -каналом проводит, а с n -каналом — заперт. Выходное напряжение равно $U_2 = U_B$. Если на входе напряжение $U_1 = U_B$ (логическая единица), то транзистор с n -каналом проводит, а с p -каналом — заперт. Выходное напряжение равно $U_2 = 0$. Переход между состояниями происходит согласно функции, которая будет рассчитана позже.

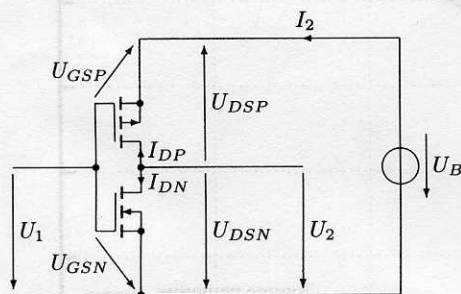


Рис. 2.122. КМОП-переключатель

2.7.2.1. Статическая передаточная характеристика

Для расчета передаточной характеристики КМОП-переключателя без нагрузки допустим, что оба транзистора имеют идентичные электрические характеристики. Дополнительно предположим, что выходные характеристики обоих транзисторов проходят горизонтально, т. е. выходные проводимости пренебрежимо малы.

n -канал

$$\begin{aligned} I_{DN} &= I_2, U_{T0N} = U_{T0}, \\ U_{DSN} &= U_2, K_N = K, \\ U_{GSN} &= U_1, \lambda_N = 0. \end{aligned}$$

p -канал

$$\begin{aligned} -I_{DP} &= I_2, -U_{T0P} = U_{T0}, \\ -U_{DSP} &= U_B - U_2, -K_P = K, \\ -U_{GSP} &= U_B - U_1, -\lambda_P = 0. \end{aligned}$$

¹¹ От англ. CMOS — complementary MOS.

Характеристика транзистора должна рассчитываться поэтапно, так как оба транзистора последовательно проходят области отсечки, насыщения и сопротивления.

Полевой транзистор с проводящим каналом n -типа:

$$I_{DN} = \begin{cases} 0 & \text{область отсечки} \\ \frac{K_N}{2} (U_{GSN} - U_{T_0N})^2 & \text{область насыщения} \\ K_N U_{DSN} \left(U_{GSN} - U_{T_0N} - \frac{U_{DSN}}{2} \right) & \text{область сопротивления} \end{cases}$$

Полевой транзистор с проводящим каналом p -типа:

$$I_{DP} = \begin{cases} 0 & \text{область отсечки} \\ \frac{K_P}{2} (U_{GSP} - U_{T_0P})^2 & \text{область насыщения} \\ K_P U_{DSP} \left(U_{GSP} - U_{T_0P} - \frac{U_{DSP}}{2} \right) & \text{область сопротивления} \end{cases}$$

В зависимости от величины входного напряжения U_1 получаются пять схем замещения:

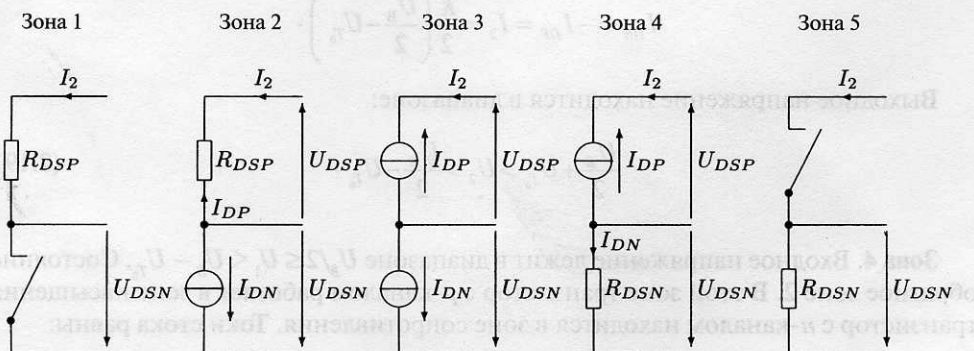


Рис. 2.123. Схемы замещения КМОП-переключателя

Зона 1. Входное напряжение меньше порогового напряжения транзистора с n -каналом $0 \leq U_1 < U_{T_0}$. В этой зоне транзистор с n -каналом заперт, транзистор с p -каналом находится в зоне сопротивления, т.е.

$$U_2 = U_B \quad (2.189)$$

Зона 2. Входное напряжение находится в диапазоне $U_{T_0} \leq U_1 < U_B/2$. В этой зоне транзистор с n -каналом работает в зоне насыщения, транзистор с p -каналом находится в зоне сопротивления. Токи стока равны:

$$I_{DN} = \frac{K_N}{2} (U_{GSN} - U_{T_0N})^2$$

или согласно обозначениям на рис. 2.122

$$I_2 = \frac{K}{2} (U_1 - U_{T_0})^2,$$

$$I_{DP} = K_P U_{DSP} \left(U_{GSP} - U_{T_0P} - \frac{U_{DSP}}{2} \right)$$

и

$$-I_2 = K (U_B - U_2) \left[-(U_B - U_1) + U_{T_0} + \frac{U_B - U_2}{2} \right].$$

Из данной системы уравнений получается выходное напряжение:

$$U_2 = (U_1 - U_{T_0}) + \sqrt{[U_B - (U_1 + U_{T_0})]^2 - (U_1 - U_{T_0})^2}. \quad (2.190)$$

При $U_1 = U_B/2$ выходное напряжение равно $U_2 = U_B/2 + U_{T_0}$.

Зона 3. Входное напряжение равно точно $U_1 = U_B/2$. В этой зоне оба транзистора работают в зоне насыщения. Ток стока равен:

$$I_{DN} = -I_{DP} = I_2 = \frac{K}{2} \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0} \right)^2.$$

Выходное напряжение находится в диапазоне:

$$\frac{U_B}{2} + U_{T_0} > U_2 > \frac{U_B}{2} - U_{T_0}. \quad (2.191)$$

Зона 4. Входное напряжение лежит в диапазоне $U_B/2 \leq U_1 < U_B - U_{T_0}$. Состояние, обратное зоне 2. В этой зоне транзистор с p -каналом работает в зоне насыщения, транзистор с n -каналом находится в зоне сопротивления. Токи стока равны:

$$I_{DN} = K_N U_{GSN} \left(U_{GSN} - U_{T_0N} - \frac{U_{DSN}}{2} \right)$$

или согласно обозначениям на рис. 2.122

$$I_2 = K U_2 \left(U_1 - U_{T_0} - \frac{U_2}{2} \right),$$

$$I_{DP} = \frac{K_P}{2} (U_{GSP} - U_{T_0P})^2,$$

и

$$-I_2 = -\frac{K}{2} \left(-(U_B - U_1) + U_{T_0} \right)^2.$$

Из данной системы уравнений получается выходное напряжение:

$$U_2 = (U_1 - U_{T_0}) - \sqrt{(U_1 - U_{T_0})^2 - [U_B - (U_1 + U_{T_0})]^2}. \quad (2.192)$$

При $U_1 = U_B/2$ выходное напряжение равно $U_2 = U_B/2 - U_{T_0}$.

Зона 5: Входное напряжение меньше порогового напряжения транзистора с p -каналом $U_B - U_{T_0} \leq U_1 \leq U_B$. В этой зоне транзистор с p -каналом заперт, транзистор с n -каналом находится в зоне сопротивления, т. е.

$$U_2 = 0. \quad (2.193)$$

Объединение зон даст типичную передаточную характеристику ненагруженного КМОП-переключателя (рис. 2.124).

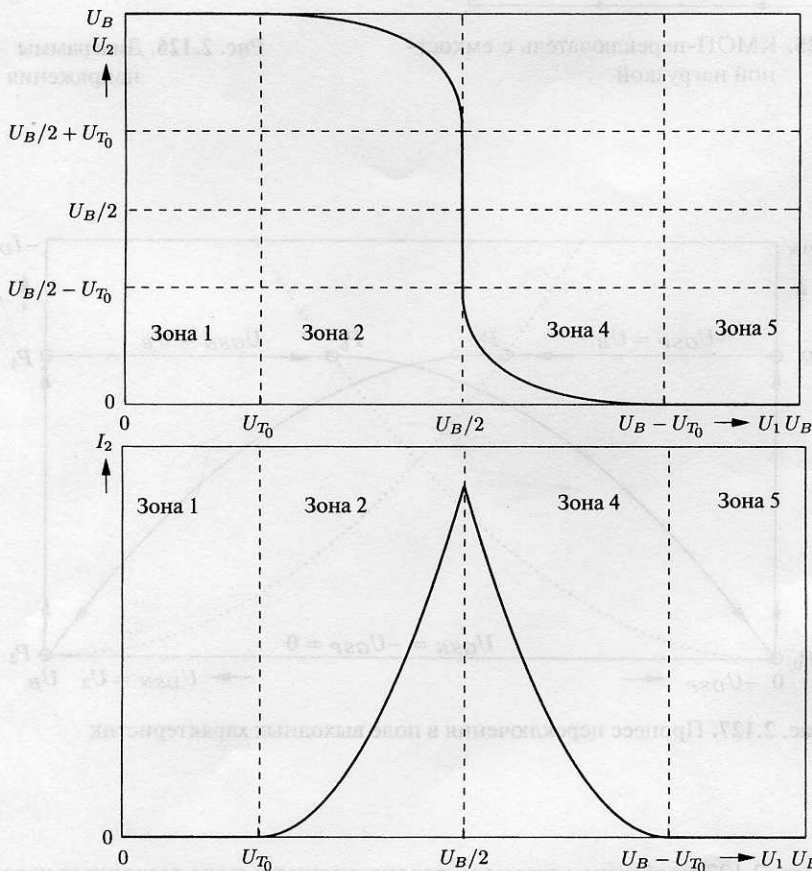


Рис. 2.124. Выходное напряжение U_2 и выходной ток I_2 ненагруженного КМОП-переключателя

2.7.2.2. Динамическая передаточная характеристика

Инерционность КМОП-переключателя зависит от емкости нагрузки. Вследствие симметричной структуры в противоположность обычному переключателю на одном транзисторе передаточная характеристика будет симметрична, т. е. передний и задний фронты будут иметь одинаковую длительность.

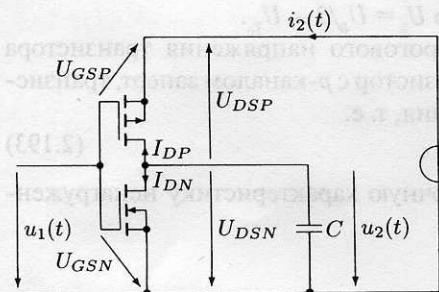


Рис. 2.125. КМОП-переключатель с емкостной нагрузкой

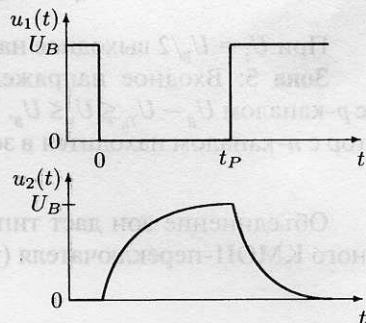


Рис. 2.126. Диаграммы напряжения

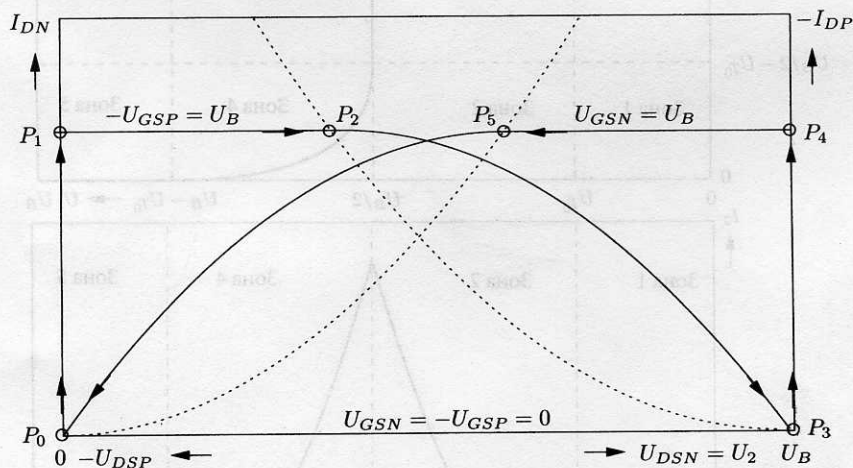


Рис. 2.127. Процесс переключения в поле выходных характеристик

На рис. 2.127 изображен процесс переключения в поле выходных характеристик. Пока входное напряжение равно напряжению питания U_B , транзистор с n -каналом открыт, выходное напряжение $u_2 = 0$ (точка P_0). Когда входное напря-

жение становится равным нулю, транзистор с n -каналом запирается. Транзистор с каналом p -типа открыт, так как $-U_{GSP} = U_B$. Поскольку напряжение конденсатора не может измениться мгновенно, в момент переключения выходное напряжение равно нулю, точка P_1 в поле выходных характеристик. Затем конденсатор заряжается током транзистора с p -каналом, рабочая точка смещается по выходной характеристике $-U_{GSP} = U_B$ до точки P_2 . Штрихпунктирная линия через точку P_2 является граничной линией между областью насыщения и сопротивления. Начиная с этой границы конденсатор заряжается через нелинейное сопротивление исток-сток транзистора с p -каналом до напряжения U_B в точке P_3 . Если входное напряжение переключится обратно на U_B , то транзистор с каналом p -типа закроется, транзистор с каналом n -типа откроется. Рабочая точка переместится из P_3 в P_4 . Конденсатор начнет разряжаться, сначала линейно до границы перекрытия канала в точке P_5 , затем нелинейно через сопротивление сток-исток транзистора с каналом n -типа, пока рабочая точка не установится в положение P_0 . Конденсатор разряжен, выходное напряжение равно нулю.

Выключение. При $t < 0$ схема должна находиться в состоянии стационарного равновесия. Конденсатор разряжается через открытый транзистор с каналом n -типа, транзистор с каналом p -типа заперт, выходное напряжение равно $u_2(t < 0) = 0$ В.

В момент времени $t = 0$ входное напряжение падает до нуля, транзистор с каналом n -типа запирается, транзистор с каналом p -типа переходит в насыщение. Конденсатор заряжается постоянным током:

$$-I_{DP} = \frac{K}{2}(U_B - U_{T_0})^2.$$

Поэтому напряжение растет до

$$u_2(t) = -\frac{1}{C} \int I_{DP} dt = -\frac{I_{DP}}{C} t. \quad (2.194)$$

Этот процесс продолжается до границы перекрытия канала, т. е. пока $U_{DSP} \geq U_{GSP} - U_{T_0P}$ или $u_2(t) \geq U_{T_0}$. Время t_1 достижения точки P_2 определяется как

$$t_1 = -u_2(t_1) \frac{C}{I_{DP}} = \frac{U_{T_0} C}{\frac{K}{2}(U_B - U_{T_0})^2}. \quad (2.195)$$

Если канал перекрыт, т. е. $t \geq t_1$, транзистор с каналом p -типа работает в режиме сопротивления. Ток стока равен

$$I_{DP} = K_P U_{DSP} \left(U_{GSP} - U_{T_0P} - \frac{U_{DSP}}{2} \right).$$

Используя обозначения $-K_P = K$ и $-U_{T_0P} = U_{T_0}$ и соотношения рис. 2.125 $-I_{DP} = i_2(t)$, $-U_{DSP} = U_B - u_2(t)$ и $-U_{DSP} = U_B - u_1(t) = U_B^{T_0}$ получаем

$$\begin{aligned} -i_2(t) &= K(U_B - u_2(t)) \left(-U_B + U_{T_0} + \frac{U_B - u_2(t)}{2} \right) = \\ &= \frac{K}{2} (U_B^2 - u_2^2(t)) - KU_{T_0} (U_B - u_2(t)). \end{aligned}$$

Ток заряда конденсатора $i_2(t)$ связан с напряжением $u_2(t)$ уравнением $i_2(t) = C \dot{u}_2(t)$. Отсюда получается дифференциальное уравнение для напряжения $u_2(t)$:

$$\dot{u}_2(t) = -\frac{K}{2C} u_2^2(t) + \frac{K}{C} U_{T_0} u_2(t) + \frac{K}{C} U_B \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0} \right). \quad (2.196)$$

Для решения этого дифференциального уравнения применим подстановку

$$u_2(t) = \frac{1}{z} + u_{2p}, \quad \dot{u}_2(t) = \frac{1}{z^2} \dot{z}. \quad (2.197)$$

Частное решение u_{2p} находится непосредственно из зарядного напряжения конденсатора, т. е. $u_{2p} = U_B$, что можно проверить подстановкой в уравнение (2.196).

Решение уравнения (2.197) для вспомогательной переменной z дает новое дифференциальное уравнение:

$$\begin{aligned} -\frac{1}{z^2} \dot{z} &= -\frac{K}{2C} \left(\frac{1}{z} + U_B \right)^2 + \frac{K}{C} U_{T_0} \left(\frac{1}{z} + U_B \right) + \frac{K}{C} U_B \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0} \right) = \\ &= -\frac{K}{2C} \left(\frac{1}{z^2} + 2 \frac{U_B}{z} \right) + \frac{K}{C} U_{T_0} \frac{1}{z}, \\ \dot{z} &= \frac{K}{C} (U_B - U_{T_0}) z + \frac{K}{2C} = \frac{1}{\tau} z + \frac{K}{2C}, \quad \text{где } \tau = \frac{C}{K(U_B - U_{T_0})}. \end{aligned} \quad (2.198)$$

Это линейное дифференциальное уравнение имеет общее решение

$$z = a_0 + a_1 e^{t/\tau}.$$

Постоянная интегрирования a_0 определяется подстановкой общего решения в дифференциальное уравнение:

$$a_0 = -\frac{K}{2C} \tau = -\frac{1}{2(U_B - U_{T_0})}.$$

Постоянная интегрирования a_1 определяется из граничного условия, что напряжение u_2 в точке P_2 равно U_{T_0} :

$$z(t_1) = \frac{1}{u_2(t_1) - U_B} = -\frac{1}{U_B - U_{T_0}},$$

$$a_1 = -\frac{1}{2(U_B - U_{T_0})} e^{-t_1/\tau},$$

$$z = -\frac{1}{2(U_B - U_{T_0})} (1 + e^{(t-t_1)/\tau}).$$

Подставляя в (2.197)

$$u_2(t) = U_B - \frac{2(U_B - U_{T_0})}{1 + e^{(t-t_1)/\tau}}. \quad (2.199)$$

Общее решение для переднего фронта выходного напряжения

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{T_0} \frac{t}{t_1} & \text{для } 0 \leq t \leq t_1, \\ U_B - \frac{2(U_B - U_{T_0})}{1 + e^{(t-t_1)/\tau}} & \text{для } t \geq t_1, \end{cases} \quad (2.200)$$

где

$$t_1 = \frac{U_{T_0} C}{\frac{K}{2} (U_B - U_{T_0})^2} \text{ и } \tau = \frac{C}{K (U_B - U_{T_0})}. \quad (2.201)$$

Включение. Из-за симметричности характеристик это процесс, обратный процессу выключения. Сначала транзистор с каналом n -типа находится в насыщении, пока напряжение конденсатора находится в диапазоне $U_B - U_{T_0} \leq u_2(t) \leq U_B$. Далее, при напряжении $u_2(t) \leq U_B - U_{T_0}$ транзистор с каналом n -типа работает в режиме нелинейного сопротивления. Транзистор с каналом p -типа закрыт в течение всего процесса включения. Если включение происходит при $t = t_p$, то выходное напряжение равно

$$u_2(t) = \begin{cases} U_B - U_{T_0} \frac{t - t_p}{t_1}, & \text{для } t_p \leq t \leq t_p + t_1, \\ \frac{2(U_B - U_{T_0})}{1 + e^{(t-t_p-t_1)/\tau}}, & \text{для } t \geq t_p + t_1, \end{cases} \quad (2.202)$$

при этом t_1 и τ подставляются в соответствии с уравнением (2.201).

Аналогично разделу о динамической передаточной характеристике переключателя на полевом транзисторе для переключателя на КМОП-элементе рассмотрим приближенное решение.

Проводящий транзистор заменяется линейным сопротивлением величиной

$$R_{DS} = \frac{\alpha}{K (U_B - U_{T_0})}, \text{ где } 1 \leq \alpha \leq 2. \quad (2.203)$$

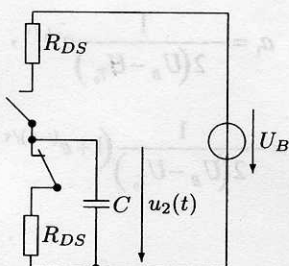


Рис. 2.128. Эквивалентная схема замещения для приближенного расчета переходного процесса

При входном сигнале

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } 0 \leq t \leq t_p, \\ U_B & \text{для } t < 0 \text{ и } t \geq t_p, \end{cases} \quad (2.204)$$

временная диаграмма выходного напряжения подчиняется экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_{DS}C$.

$$u_2(t) = \begin{cases} 0, & \text{для } t < 0, \\ U_B (1 - e^{-t/\tau}) & \text{для } 0 \leq t \leq t_p, \\ U_B e^{-(t-t_p)/\tau} & \text{для } t \geq t_p. \end{cases} \quad (2.205)$$

Пример 2.7.3

Для сравнения точной передаточной характеристики по уравнениям (2.200), (2.202) и приближенной характеристики по уравнению (2.205) взята пара транзисторов с параметрами $K_N = -K_P = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T0N} = -U_{T0P} = 1,5 \text{ В}$. Напряжение питания $U_B = 10 \text{ В}$. Емкость нагрузки $C = 100 \text{ пФ}$.

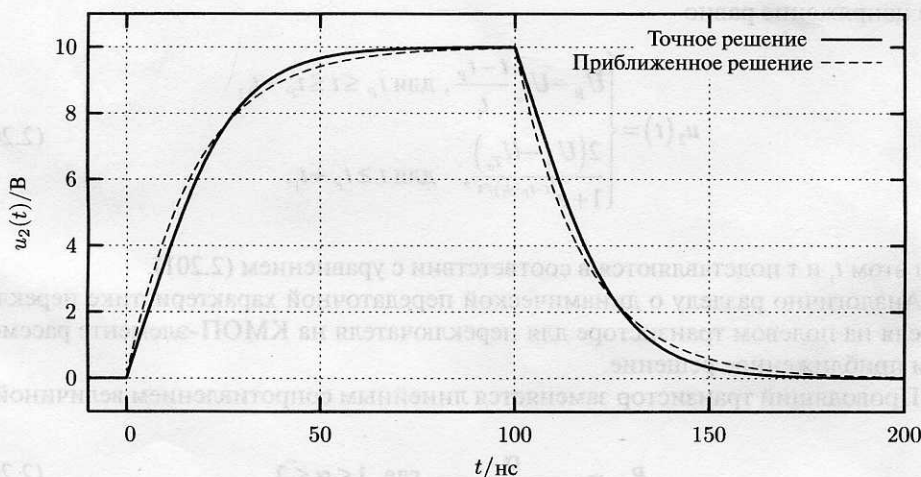


Рис. 2.129. Передаточная характеристика КМОП-переключателя рис. 2.125

Транзистор управляется прямоугольным импульсом, в момент времени $t = 0$ напряжение переключается с U_B до нуля и после времени $t_p = 100$ нс обратно на U_B .

Коэффициент коррекции α , выравнивающий фронты точного и приближенного решений, выбран равным 1,5.

Рис. 2.129 демонстрирует достаточную близость точного и приближенного решений. Таким образом, на практике можно отказаться от требующих большого труда расчетов по нелинейной модели транзистора и пользоваться уравнениями для приближенного решения.

Мощность потерь.

Если КМОП-переключатель управляется таким образом, чтобы один из транзисторов всегда оставался запертым, то его *статические потери* пренебрежимо малы. В динамике при смене состояний транзистора протекают большие токи и возникают потери.

Потери возникают по двум причинам. Во-первых, в момент смены состояний транзисторов в течение короткого времени протекает сквозной ток через оба транзистора, во-вторых, через транзисторы происходит заряд-разряд конденсаторов. Оба эффекта вызывают *динамические потери*.

Величина сквозного тока в зависимости от входного напряжения может быть определена из уравнений раздела 2.7.1.1. Сквозной ток равен нулю, если один из транзисторов заперт (зоны 1 и 5), он увеличивается или уменьшается с напряжением U_1 (зоны 2 и 4) и при $U_1 = U_B/2$ достигает максимума (зона 5).

$$I_2 = \begin{cases} 0 & 0 \leq U_1 \leq U_{T_0} \\ \frac{K}{2} (U_1 - U_{T_0})^2 & U_{T_0} \leq U_1 < \frac{U_B}{2} \\ \frac{K}{2} \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0} \right)^2 & U_1 = \frac{U_B}{2} \\ \frac{K}{2} (U_B - U_1 - U_{T_0})^2 & \frac{U_B}{2} \leq U_1 < U_B - U_{T_0} \\ 0 & U_B - U_{T_0} \leq U_1 < U_B \end{cases} \quad (2.206)$$

Для расчета мощности потерь, вызываемых сквозным током, переключатель управляется периодическим трапециидальным входным напряжением $u_1(t)$ с симметричными фронтами U_B/τ согласно рис. 2.130.

Выделяемая в ключе мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_B I_2(u_1(t)) dt.$$

Из-за симметрии сквозного тока в зонах 2 и 4 мощности потерь в этих зонах равны. Вследствие симметрии переднего и заднего фронтов входного напряжения их мощности потерь принимаются равными. Следовательно, расчет мощности можно сократить до расчета в промежутке времени от t_1 до $\tau/2$:

$$P = \frac{4}{T} \int_{t_1}^{\tau/2} U_B I_2(u_1(t)) dt.$$

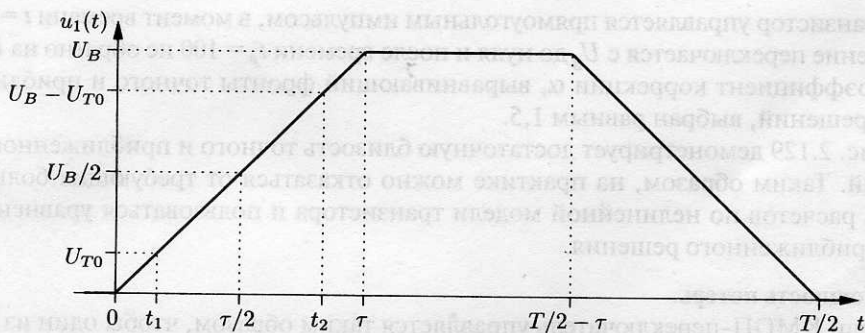


Рис. 2.130. Управляющее напряжение КМОП-переключателя

При $u_1(t) = U_B t / \tau$ и токе, определенном в соответствии с (2.206), можно записать:

$$P = \frac{4U_B}{T} \int_{t_1}^{\tau/2} \frac{K}{2} \left(U_B \frac{t}{\tau} - U_{T0} \right)^2 dt = \frac{2K}{3} \frac{\tau}{T} \left(U_B \frac{t}{\tau} - U_{T0} \right)^3 \Big|_{t_1}^{\tau/2},$$

$$P = \frac{K}{12} U_B^3 f \left(1 - \frac{2U_{T0}}{U_B} \right), \text{ где } f = \frac{1}{T}. \quad (2.207)$$

Потери растут пропорционально тактовой частоте и зависят от времени переднего и заднего фронтов управляющего сигнала. Чем круче фронты импульсов, тем меньше потери. Чем меньше амплитуда напряжения питания, тем меньше потери. Поэтому ключи стараются применять на меньшем напряжении питания.

Потери на периодическую перезарядку конденсатора можно записать как:

Во время заряда в течение каждого периода T запасается энергия

$$W = \frac{1}{2} C U_B^2.$$

Мощность потерь составляют $P = W/T$.

Во время разряда запасенная энергия в транзисторе с n -каналом превращается в тепло. Энергия, преобразованная в течение периода, равна:

$$P = \frac{2W}{T} = C f U_B^2, \text{ где } f = \frac{1}{T}. \quad (2.208)$$

Потери на перезаряд конденсатора также растут с ростом частоты сигнала управления. Так как потери на перезаряд квадратично зависят от напряжения питания, его понижение уменьшает потери.

Пример 2.7.4

Параметры транзисторов симметричного КМОП-переключателя $K = 1 \text{ мА/В}^2$, $U_{T0} = 1,5 \text{ В}$. Напряжение питания $U_B = 10 \text{ В}$. Емкость нагрузки на выходе $C = 50 \text{ пФ}$. Транзистор управляется прямоугольным импульсом, время нарастания и падения фронта составляет 20 нс , частота импульсов $f = 1 \text{ МГц}$.

Потери мощности, вызванные протеканием сквозного тока

$$P_1 = \frac{K}{12} U_B^3 \left(1 - \frac{2U_{T0}}{U_B} \right)^3, P_1 = 0,57 \text{ мВт.}$$

Потери на перезаряд конденсатора

$$P_2 = CfU_B^2, P_2 = 5,0 \text{ мВт.}$$

Общие потери будут меньше, чем арифметическая сумма потерь на сквозные токи и перезаряд, так как вследствие емкостной нагрузки через переключатель протекает ток меньше, чем взятый для расчета P_1 .

2.7.3. Цифровая ключевая схема

Цифровая ключевая схема представляет собой электронный ключ, который реализуется исключительно в КМОП-технологии. Она применяется как в аналоговой, так и в цифровой схемотехнике. В зависимости от состояния управляющих входов C и $\bar{C}$ входной сигнал либо проходит, либо запирается высоким сопротивлением. Ключ работает в обоих направлениях.

Рабочая таблица ключа приведена ниже, состояние $LO = 0 \text{ В}$, $HI = U_{DD}$.

Таблица 2.6. Рабочая таблица ключа

C	$\bar{C}$	Состояние ключа
LO	HI	Высокое сопротивление, заперт
HI	LO	Низкое сопротивление, открыт

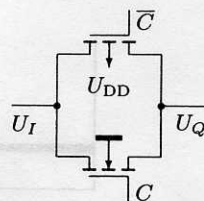


Рис. 2.131. Схема ключа

Анализ процесса переключения проводится при положительном входном напряжении $0 \leq U_I \leq U_{DD}$ и без нагрузки, т. е. $U_Q \approx U_I$.

1. На вход подается сигнал низкого уровня, т. е. $U_C = 0 \text{ В}$, $U_{\bar{C}} = U_{DD}$.

Тогда

$$U_{GSN} = U_C - U_Q = 0 - U_Q \leq 0 \text{ для любого } U_Q.$$

Так как полевой транзистор с каналом n -типа для любого напряжения $U_{GSN} \leq U_{ThN}$ заперт, то он заперт для любого выходного напряжения U_Q и входного напряжения U_I .

$$U_{GSP} = U_{\bar{C}} - U_Q = U_{DD} - U_Q \geq 0 \text{ для любого } U_Q.$$

Так как полевой транзистор с каналом p -типа для любого напряжения $-U_{GSP} \leq -U_{ThP}$ заперт, то он заперт для любого выходного напряжения U_Q и входного напряжения U_I .

Оба транзистора заперты, ключ представляет собой высокоомное сопротивление.

2. На вход подается сигнал высокого уровня, т. е. $U_c = U_{DD}$, $U_{\bar{c}} = 0$ В.

Тогда

$$U_{GSN} = U_c - U_Q = U_{DD} - U_Q,$$

$$U_{GSP} = U_{\bar{c}} - U_Q = 0 - U_Q.$$

Так как транзистор с каналом n -типа открывается при $U_{GSN} \geq U_{ThN}$, для его открытия должно выполняться условие:

$$U_{DD} - U_Q \geq U_{ThN} \text{ или } U_Q \leq U_{DD} - U_{ThN}.$$

Так как транзистор с каналом p -типа открывается при $-U_{GSP} \geq -U_{ThP}$, для его открытия должно выполняться условие:

$$-U_{GSP} = U_Q \geq -U_{ThP}.$$

Согласно предварительному условию ключ ненагружен, т. е. падение напряжения между выходом и входом пренебрежимо мало, т. е. $U_Q \approx U_I$. Два последних уравнения доказывают, что при любом входном напряжении как минимум один из транзисторов проводит и ключ открыт

$$0 \leq U_I \leq U_{DD} - U_{ThN} \text{ и } -U_{ThP} \leq U_I \leq U_{DD}.$$

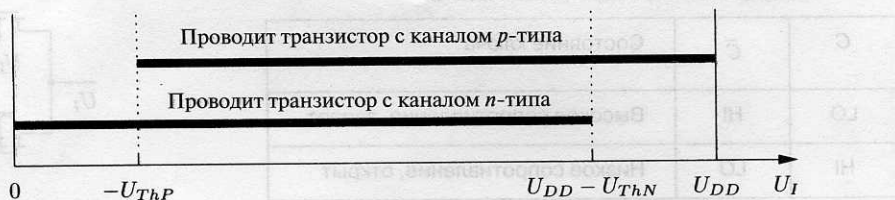


Рис. 2.132. Зоны проводимости при $U_c = HI$, $U_{\bar{c}} = LO$

Расчет передаточного сопротивления. Так как ключ ненагружен, то напряжения исток-сток обоих транзисторов равны нулю. Следовательно, в течение открытого состояния они оба работают в режиме сопротивления. Передаточное сопротивление или сопротивление ключевой схемы в открытом состоянии R_{ON} определяется как параллельное включение сопротивлений сток-исток обоих транзисторов. Для малых напряжений сток-исток проводимость сток-исток полевого транзистора определяется из уравнения (1.135) как

$$G_{DS} = K(U_{GS} - U_{Th}),$$

где пороговое напряжение U_{Th} является функцией напряжения подложка-исток согласно (1.132)

$$U_{Th} = U_{T_0} + \gamma \left(\sqrt{|U_{BS}| + \Phi} - \sqrt{\Phi} \right).$$

Так как напряжения подложки меняются с изменением входного напряжения, то пороговые напряжения транзисторов также зависят от входного напряжения.

Проводимость полевого транзистора с n -каналом рассчитывается при

$$U_{GSN} = U_c - U_q = U_{DD} - U_p$$

$$U_{BSN} = 0 - U_q = -U_I$$

как

$$G_{DSN} = K_N \left[U_{DD} - U_I - U_{T_0N} - \gamma_N \left(\sqrt{U_I + \Phi} - \sqrt{\Phi} \right) \right], \text{ для } 0 \leq U_I \leq U_{I_2}. \quad (2.209)$$

При входном напряжении U_{I_2} проводимость G_{DSN} равна нулю.

Проводимость полевого транзистора с p -каналом рассчитывается при

$$U_{GSP} = U_c - U_q = -U_I,$$

$$U_{BSP} = U_{DD} - U_q = U_{DD} - U_I$$

как

$$G_{DSP} = K_P \left[-U_I - U_{T_0P} - \gamma_P \left(\sqrt{U_{DD} - U_I + \Phi} - \sqrt{\Phi} \right) \right] \text{ для } U_{I_1} \leq U_I \leq U_{DD}. \quad (2.210)$$

При входном напряжении U_{I_1} проводимость G_{DSP} равна нулю.

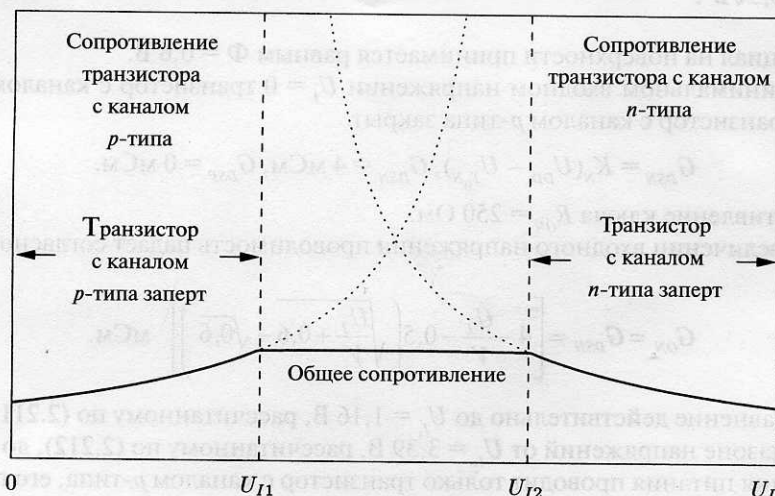


Рис. 2.133. Отдельные сопротивления и общее сопротивление ключевой схемы

Граничные напряжения U_{I_1} и U_{I_2} , при которых канал одного из транзисторов полностью перекрыт, можно определить, приравнявая к нулю проводимости

$$U_{I_1} = -U_{T_0P} + \gamma_P \left(\sqrt{\Phi} - \frac{\gamma_P}{2} \right) - \gamma_P \sqrt{U_{DD} + U_{T_0P} + \left(\sqrt{\Phi} - \frac{\gamma_P}{2} \right)^2}, \quad (2.211)$$

$$U_{I_2} = U_{DD} - U_{T_0N} + \gamma_N \left(\sqrt{\Phi} + \frac{\gamma_N}{2} \right) - \sqrt{U_{DD} - U_{T_0N} + \left(\sqrt{\Phi} + \frac{\gamma_N}{2} \right)^2}. \quad (2.212)$$

Передаточное сопротивление определяется для малых входных напряжений в диапазоне $0 \leq U_I \leq U_{I_1}$ исключительно по сопротивлению сток-исток транзистора с n -каналом, для больших входных напряжений в диапазоне $U_{I_2} \leq U_I \leq U_{DD}$ исключительно по сопротивлению сток-исток транзистора с p -каналом, в промежуточной зоне — по параллельному сопротивлению обоих транзисторов.

Пример 2.7.5

Напряжение питания цифрового ключа $U_{DD} = 5$ В. Определите передаточное сопротивление R_{ON} в зависимости от входного напряжения.

Параметры транзисторов:

транзистор с проводящим каналом p -типа

$$K_N = 1 \text{ мА/В}^2$$

$$U_{T_0N} = 1 \text{ В}$$

$$\gamma_N = 0,5\sqrt{B}$$

транзистор с проводящим каналом n -типа

$$K_P = -1 \text{ мА/В}^2$$

$$U_{T_0P} = -1 \text{ В}$$

$$\gamma_P = -0,5\sqrt{B}.$$

Потенциал на поверхности принимается равным $\Phi = 0,6$ В.

При минимальном входном напряжении $U_I = 0$ транзистор с каналом n -типа открыт, транзистор с каналом p -типа закрыт.

$$G_{DSN} = K_N(U_{DD} - U_{T_0N}), G_{DSN} = 4 \text{ мСм}, G_{DSP} = 0 \text{ мСм}.$$

Сопротивление ключа $R_{ON} = 250$ Ом.

При увеличении входного напряжения проводимость падает согласно (2.209):

$$G_{ON} = G_{DSN} = \left[4 - \frac{U_I}{V} - 0,5 \left(\sqrt{\frac{U_I}{V} + 0,6} - \sqrt{0,6} \right) \right] \text{ мСм}.$$

Это уравнение действительно до $U_{I_1} = 1,16$ В, рассчитанному по (2.211).

В диапазоне напряжений от $U_{I_2} = 3,39$ В, рассчитанному по (2.212), до полного напряжения питания проводит только транзистор с каналом p -типа, его проводимость увеличивается согласно (2.210).

$$G_{ON} = G_{DSP} = \left[\frac{U_I}{V} - 1 - 0,5 \left(\sqrt{5,6 - \frac{U_I}{V}} - \sqrt{0,6} \right) \right] \text{ мСм}.$$

При $U_I = 5$ В сопротивление ключа, как и при $U_I = 0$, равно $R_{ON} = 250$ Ом.

В диапазоне напряжений между U_{I_1} и U_{I_2} оба транзистора открыты, их проводимости складываются:

$$G_{ON} = G_{DSP} + G_{DSN} = \left[3 - 0,5 \left(\sqrt{5,6 - \frac{U_I}{V}} + \sqrt{\frac{U_I}{V} + 0,6} - 2\sqrt{0,6} \right) \right] \text{ мСм.}$$

График проводимости имеет слегка загнутую форму, с минимумом при $U_I = U_{DD}/2 = 2,5 \text{ В}$.

$$G_{ON \min} = (3 - (\sqrt{3,1} - \sqrt{0,6})) \text{ мСм} = 2,01 \text{ мСм или } R_{ON \max} = 497 \text{ Ом.}$$

График передаточного сопротивления цифровой ключевой схемы представлен на рис. 2.134

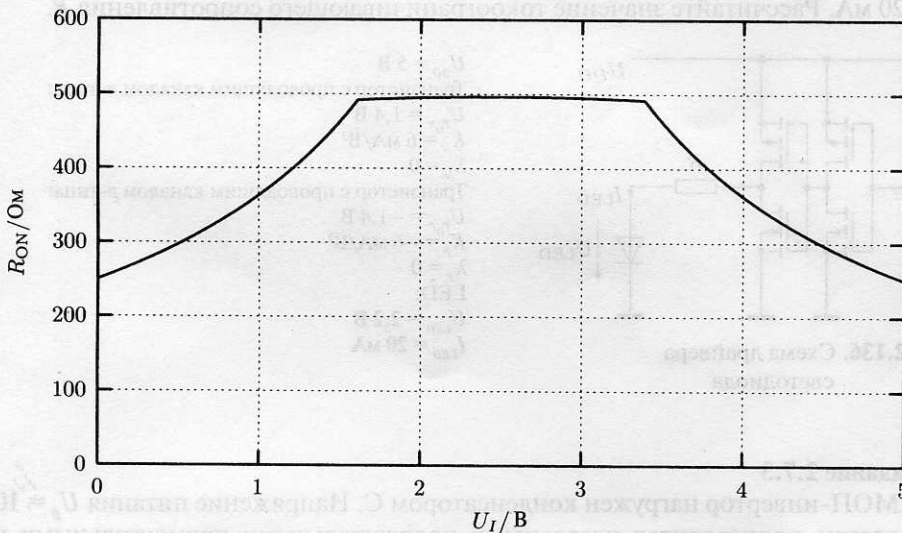


Рис. 2.134. Передаточное сопротивление в зависимости от входного напряжения

2.7.4. Задания

Задание 2.7.1

В транзисторе с каналом n -типа сопротивление стока заменено транзистором с каналом n -типа M_2 (рис. 2.135). Так как вследствие замены выводы затвора и стока замкнуты накоротко, этот транзистор всегда работает в режиме насыщения.

1. Рассчитайте в общем виде статическую передаточную характеристику $U_2 = f(U_1)$ переключателя.

Параметры транзистора M_1 : K_1 , U_{T01} , нагрузочного транзистора M_2 : K_2 , U_{T02} . Выходными напряжениями обоих транзисторов следует пренебречь.

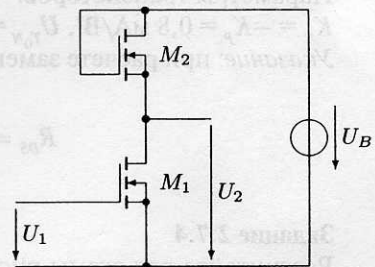


Рис. 2.135. Переключатель на транзисторе с каналом n -типа с динамической нагрузкой

2. Изобразите передаточные характеристики для зон отсечки и насыщения при следующих параметрах:

$$U_{T_{01}} = U_{T_{02}} = U_{T_0} = 1,5 \text{ В}, K_1/K_2 = 1, 10, 100 \text{ и } U_B = 10 \text{ В}.$$

- При каких входных напряжениях начинается зона сопротивления у обоих транзисторов? Рассчитайте значения соответствующих выходных напряжений.
- Рассчитайте значения выходных напряжений в полностью открытом состоянии (входное напряжение $U_1 = 10 \text{ В}$).

Задание 2.7.2

Двухкаскадный КМОП-переключатель должен коммутировать LED-диод¹² током 20 мА. Рассчитайте значение токоограничивающего сопротивления R .

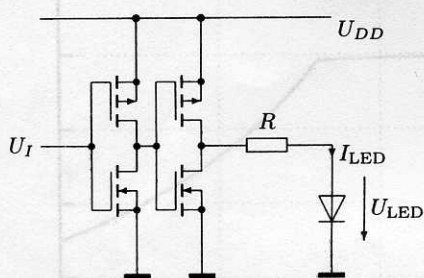


Рис. 2.136. Схема драйвера светодиода

$$U_{DD} = 5 \text{ В}$$

Транзистор с проводящим каналом n -типа:

$$U_{T_{0N}} = 1,4 \text{ В}$$

$$K_N = 6 \text{ мА/В}^2$$

$$\lambda_N = 0$$

Транзистор с проводящим каналом p -типа:

$$U_{T_{0P}} = -1,4 \text{ В}$$

$$K_P = -6 \text{ мА/В}^2$$

$$\lambda_P = 0$$

LED:

$$U_{LED} = 2,2 \text{ В}$$

$$I_{LED} = 20 \text{ мА}$$

Задание 2.7.3

КМОП-инвертор нагружен конденсатором C . Напряжение питания $U_B = 10 \text{ В}$. Управление производится идеальными положительными прямоугольными импульсами амплитудой 10 В.

1. Рассчитайте емкость C , при которой время нарастания¹³ переднего фронта составит $t_r = 50 \text{ нс}$.

2. Рассчитайте потери на переключение ключа при управлении симметричными прямоугольными импульсами с частотой 1 МГц.

Параметры транзисторов:

$$K_N = -K_P = 0,8 \text{ мА/В}^2, U_{T_{0N}} = -U_{T_{0P}} = 1,2 \text{ В}, \lambda_N = -\lambda_P = 0.$$

Указание: при расчете замените транзисторы линейными сопротивлениями:

$$R_{DS} = \frac{\alpha}{K(U_{GS} - U_{T_0})}, \text{ где } \alpha = 1,5.$$

Задание 2.7.4

Рассчитайте для схемы рис. 2.137 сопротивление R_{ON} в функции входного напряжения U_I в диапазоне $0 \leq U_I \leq U_{DD}$.

¹² LED — Light Emitting Diode — светодиод.

¹³ Время нарастания: время между 10% и 90% амплитуды напряжения.

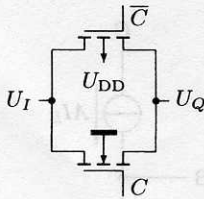


Рис. 2.137. Ключевая схема

$$U_{DD} = 5 \text{ В}$$

Транзистор с проводящим каналом *n*-типа:

$$U_{T0N} = 1,2 \text{ В}$$

$$K_N = 2 \text{ мА/В}^2$$

$$\lambda_N = 0$$

$$\gamma_N = 0$$

Транзистор с проводящим каналом *p*-типа:

$$U_{T0P} = -1,2 \text{ В}$$

$$K_P = -1,4 \text{ мА/В}^2$$

$$\lambda_P = 0$$

$$\gamma_P = 0$$

Указание: так как схема не нагружена, примите $U_Q = U_T$.

2.8. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель — это симметричный каскад с двумя входами, который усиливает разность напряжений между входами. Входные сигналы, имеющие одинаковые фазу и амплитуду, не усиливаются.

Дифференциальный усилитель имеет ряд преимуществ перед обычным усилителем:

- Усилитель не подвержен влиянию температурного дрейфа и временного фактора.
- В многокаскадном усилителе отдельные каскады можно гальванически изолировать друг от друга. При этом возможна работа при нулевой частоте (постоянный ток). Из-за отсутствия развязывающих конденсаторов дифференциальные усилители можно легко использовать в планарной технологии.
- По сравнению с эмиттерным усилителем меньший коэффициент искажений.
- Коэффициент усиления легко изменять.

2.8.1. Режим большого сигнала

Исследуем передаточные характеристики дифференциального усилителя на постоянном напряжении. Допустим, что транзисторы электрически идентичны и описываются моделью рис. 2.138.

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_E}{I_{ES}}, \quad I_E > 0.$$

Определение:

Дифференциальное (противофазное) входное напряжение

$$U_{ld} = U_1 - U_1'. \quad (2.213)$$

Суммирующее (синфазное) входное напряжение

$$U_{lg} = \frac{U_1 - U_1'}{2}. \quad (2.214)$$

$$U_{2g} = U_{cc} - \frac{1}{2} AR_c I_0. \quad (2.217)$$

Противофазное выходное напряжение:

$$U_{2d} = U_2 - U'_2 = (U_{cc} - AI_E R_c) - (U_{cc} - AI'_E R_c) = -AR_c (I_E - I'_E) = -AR_c I_0 \frac{e^{U_{1d}/U_T} - 1}{e^{U_{1d}/U_T} + 1}.$$

$$U_{2d} = -AR_c I_0 \tanh \frac{U_{1d}}{2U_T}. \quad (2.218)$$

Выходное напряжение дифференциального усилителя зависит от разности входных напряжений. Поэтому усилитель нечувствителен к температурным колебаниям, они по причине симметричной структуры схемы действуют как синфазный сигнал.

Анализ уравнения (2.218) показывает, что дифференциальный усилитель в диапазоне входных температур $-U_T < U_{1d} < U_T$ работает почти линейно. При $U_{1d} = 0$ передаточная характеристика имеет точку перегиба и наибольший рост. Если рабочая точка оказывается в месте перегиба характеристики, то усилитель обладает максимальным коэффициентом усиления V_d .

$$V_d = \left. \frac{dU_{2d}}{dU_{1d}} \right|_{U_{1d}=0} = -AR_c I_0 \frac{1}{\cosh \frac{U_{1d}}{2U_T}} \frac{1}{2U_T} \bigg|_{U_{1d}=0} = -\frac{AR_c I_0}{2U_T}. \quad (2.219)$$

Следует отметить, что усиление зависит от постоянного тока эмиттера I_0 . Поэтому при изменении тока пропорционально меняется и усиление. Это свойство на практике используется для создания так называемых *программируемых усилителей*.

При входных напряжениях $|U_{1d}| > 3U_T$ дифференциальный усилитель работает как ограничитель.



Рис. 2.139. Нормированная передаточная характеристика дифференциального усилителя

2.8.2. Режим малого сигнала

Для расчета дифференциального усилителя на рис. 2.138 в режиме малого сигнала применяется схема замещения в h -параметрах. Обратной связью и выходной проводимостью следует пренебречь. Данное допущение не ограничивает полученных результатов, однако сильно упрощает расчеты. Схема замещения отличается от ранее рассмотренного идеального случая наличием внутреннего сопротивления источника тока R_0 . Рабочая точка схемы находится в точке перегиба передаточной характеристики (рис. 2.139), т. е. постоянное напряжение между двумя входами исчезнет, $U_{id} = 0$. Поэтому через транзисторы протекают равные токи базы и коллектора, их гибридные параметры¹⁴ равны.

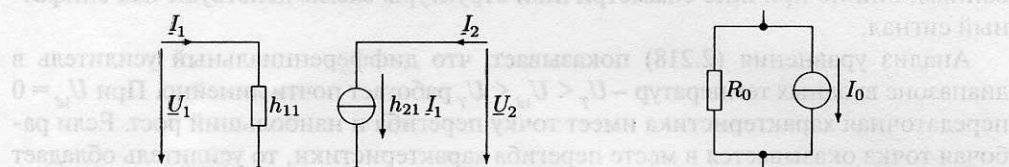


Рис. 2.140. Эквивалентная схема замещения транзистора в режиме малого сигнала (слева) и эквивалентная схема замещения источника тока в режиме большого сигнала (справа)

Используя модели рис. 2.140, последовательно строится эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала. Для наглядности входы схемы обозначаются цифрами 1 и 1', выходы — 2 и 2', общий узел эмиттера — цифрой 3. Целью преобразования является схема, которую можно рассчитать с помощью метода узловых потенциалов [2].

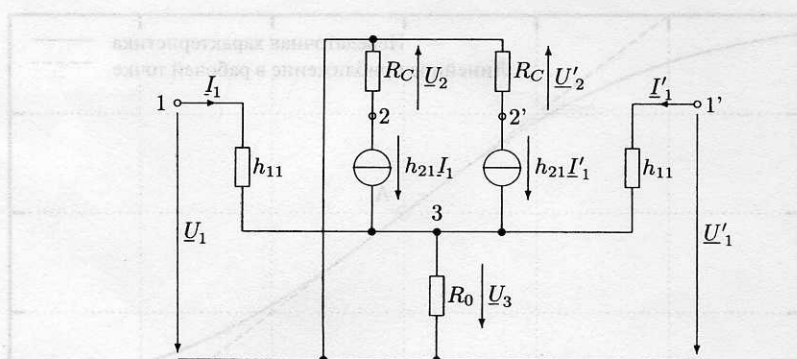


Рис. 2.141. Первый шаг построения эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала

¹⁴ Подразумеваются гибридные параметры схемы с ОЭ, индекс «е» опущен для простоты записи.

В следующем шаге схема преобразуется, вместо стрелки входного напряжения вставляется источник напряжения.

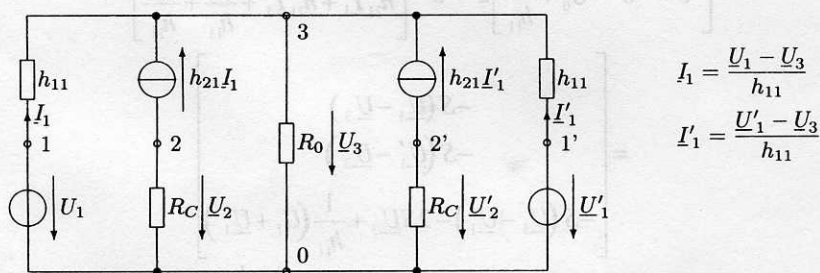


Рис. 2.142. Второй шаг построения эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала

На последнем этапе источники напряжения U_1 и U'_1 со своими внутренними сопротивлениями h_{11} преобразуются в эквивалентные источники тока.

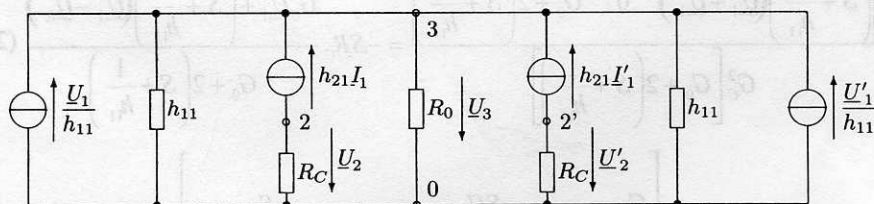


Рис. 2.143. Третий шаг построения эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала

При составлении системы уравнений $YU = I$ для расчета напряжений U_2 и U'_2 анализируются узлы схемы в порядке 2-2'-3. Так как между узлами отсутствуют сопротивления, матрица полных проводимостей Y является диагональной. При составлении вектора тока I следует учесть, что протекающие в узлах токи положительны.

При следующих преобразованиях применяется понятие крутизны $S = h_{21}/h_{11}$.

$$\begin{bmatrix} G_c & 0 & 0 \\ 0 & G_c & 0 \\ 0 & 0 & G_0 + \frac{2}{h_{11}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{U}'_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -h_{21}\underline{I}_1 \\ -h_{21}\underline{I}'_1 \\ h_{21}\underline{I}_1 + h_{21}\underline{I}'_1 + \frac{\underline{U}_1}{h_{11}} + \frac{\underline{U}'_1}{h_{11}} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -S(\underline{U}_1 - \underline{U}_3) \\ -S(\underline{U}'_1 - \underline{U}_3) \\ -S(\underline{U}_1 - \underline{U}'_1) - 2S\underline{U}_3 + \frac{1}{h_{11}}(\underline{U}_1 + \underline{U}'_1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} G_c & 0 & -S \\ 0 & G_c & -S \\ 0 & 0 & G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{U}'_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S\underline{U}_1 \\ -S\underline{U}'_1 \\ \left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)(\underline{U}_1 + \underline{U}'_1) \end{bmatrix}.$$

По правилу Крамера требуемые напряжения равны:

$$\underline{U}_2 = \frac{\begin{vmatrix} -S\underline{U}_1 & 0 & -S \\ -S\underline{U}'_1 & G_c & -S \\ \left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)(\underline{U}_1 + \underline{U}'_1) & 0 & G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right) \end{vmatrix}}{G_c^2 \left[G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right) \right]} = -SR_c \frac{G_0\underline{U}_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)(\underline{U}_1 - \underline{U}'_1)}{G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)} \quad (2.220)$$

$$\underline{U}'_2 = \frac{\begin{vmatrix} G_c & -S\underline{U}_1 & -S \\ 0 & -S\underline{U}'_1 & -S \\ 0 & \left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)(\underline{U}_1 + \underline{U}'_1) & G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right) \end{vmatrix}}{G_c^2 \left[G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right) \right]} =$$

$$= -SR_c \frac{G_0\underline{U}'_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)(\underline{U}'_1 - \underline{U}_1)}{G_0 + 2\left(S + \frac{1}{h_{11}}\right)}. \quad (2.221)$$

Уравнения (2.220) и (2.221) разбиваются на синфазную и противофазную части. Синфазное выходное напряжение

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{2g} &= \frac{1}{2}(\underline{U}_2 + \underline{U}'_2) = \\
 &= \frac{1}{2} \left[-SR_C \frac{G_0 \underline{U}_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) (\underline{U}_1 - \underline{U}'_1)}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} - SR_C \frac{G_0 \underline{U}'_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) (\underline{U}'_1 - \underline{U}_1)}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} \right] = \\
 &= -\frac{1}{2} \frac{SR_C}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} G_0 (\underline{U}_1 - \underline{U}'_1), \\
 \underline{U}_{2g} &= -\frac{SR_C}{1 + 2R_0 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} \underline{U}_{1g}. \quad (2.222)
 \end{aligned}$$

Противофазное или дифференциальное выходное напряжение

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{2d} &= \underline{U}_2 - \underline{U}'_2 = \\
 &= -SR_C \frac{G_0 \underline{U}_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) (\underline{U}_1 - \underline{U}'_1)}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} + SR_C \frac{G_0 \underline{U}'_1 + \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) (\underline{U}'_1 - \underline{U}_1)}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} = \\
 &= -\frac{SR_C}{G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} \left[\left(G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) \right) \underline{U}_1 - \left(G_0 + 2 \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) \right) \underline{U}'_1 \right] = \\
 &= -SR_C (\underline{U}_1 - \underline{U}'_1), \\
 \underline{U}_{2d} &= -SR_C \underline{U}_{1d}. \quad (2.223)
 \end{aligned}$$

Чтобы лучше интерпретировать результат уравнений (2.222) и (2.223), рассчитаем в следующем примере выходные напряжения двух простых схем.

Пример 2.8.1

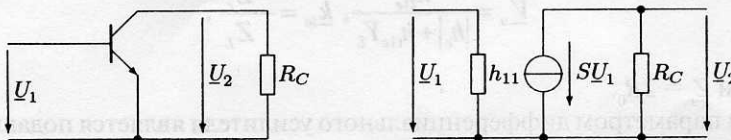


Рис. 2.144. Усилитель с ОЭ без обратной связи и его эквивалентная схема замещения

Выходное напряжение этого усилителя определяется из схемы замещения

$$\underline{U}_2 = -SR_C \underline{U}_1. \quad (2.224)$$

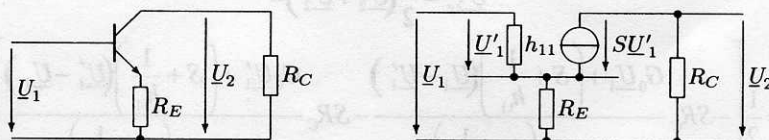


Рис. 2.145. Усилитель с ОЭ с обратной связью и его эквивалентная схема замещения

Для этой схемы получается, комбинируя оба уравнения:

$$\underline{U}_2 = -SR_C \underline{U}'_1, \text{ и } \underline{U}_1 - \underline{U}'_1 = \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right) \underline{U}'_1 R_E.$$

Выходное напряжение

$$\underline{U}_2 = -\frac{SR_C}{1 + R_E \left(S + \frac{1}{h_{11}} \right)} \underline{U}_1. \quad (2.225)$$

Очевидно, что уравнения (2.223) и (2.224) идентичны уравнениям (2.222) и (2.225) при замене R_E на $2R_0$. Можно вывести следующую теорему:

Теорема: дифференциальный усилитель усиливает дифференциальные входные сигналы аналогично разомкнутому усилителю с ОЭ и синфазные входные сигналы аналогично замкнутому по ОС ток-напряжение усилителю с ОЭ.

Дифференциальное усиление:

$$\underline{V}_d = \frac{\underline{U}_{2d}}{\underline{U}_{1d}} = \underline{V}_u. \quad (2.226)$$

Синфазное усиление:

$$\underline{V}_g = \frac{\underline{U}_{2g}}{\underline{U}_{1g}} = \frac{\underline{V}_u}{1 + k_{iu} \underline{V}_u}. \quad (2.227)$$

В этих уравнениях $\underline{V}_u$ является усилением по напряжению разомкнутого усилителя с ОЭ, а k_{iu} — коэффициент обратной связи ОС ток-напряжение.

$$\underline{V}_u = \frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e} Y_L}, \quad k_{iu} = -\frac{Z_r}{Z_L},$$

где $Z_L = R_C$ и $Z_r = 2R_0$.

Важным параметром дифференциального усилителя является подавление синфазного сигнала G . Он определяется как отношение дифференциального усиления к синфазному усилению.

Определение: подавление синфазного сигнала равно

$$G = \frac{V_d}{V_g} = 1 + k_{iu} V_u. \quad (2.228)$$

Обычно подавление синфазного сигнала указывают в децибелах, а для его обозначения используется сокращение CMRR¹⁵:

$$\text{CMRR} = |G|_{\text{dB}} = 20 \cdot \lg |1 + k_{iu} V_u|. \quad (2.229)$$

2.8.3. Задания

Задание 2.8.1

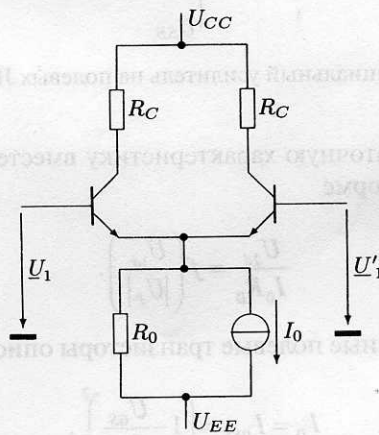


Рис. 2.146. Дифференциальный усилитель

Рассчитайте дифференциальное усиление V_d , синфазное усиление V_g и подавление синфазного сигнала G .

Параметры усилителя:

$R_C = 15 \text{ кОм}$, $U_{CC} = 15 \text{ В}$

$R_0 = 100 \text{ кОм}$, $U_{EE} = -15 \text{ В}$

$I_0 = 1 \text{ мА}$

Оба транзистора электрически идентичны. Коэффициент усиления по току $B = 100$.

Напряжения база-эмиттер равны $0,7 \text{ В}$, тепловое напряжение $U_T = 26 \text{ мВ}$.

Указание: сначала следует определить h -параметры транзисторов в рабочей точке.

Задание 2.8.2

Рассчитайте в общем виде статическую передаточную характеристику $U_{2d} = f(U_{1d})$ усилителя на полевых JFET-транзисторах.

¹⁵ CMRR — Common Mode Rejection Ratio (англ.) — коэффициент ослабления синфазного сигнала.

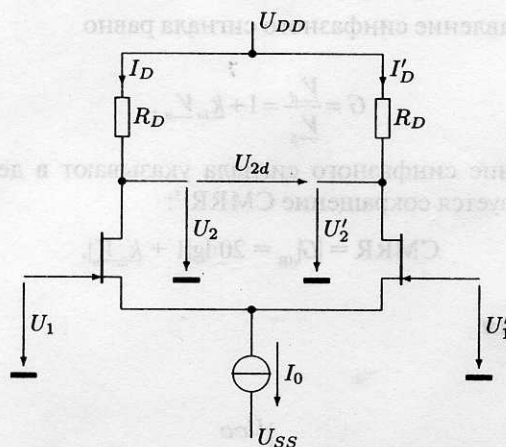


Рис. 2.147. Дифференциальный усилитель на полевых JFET-транзисторах

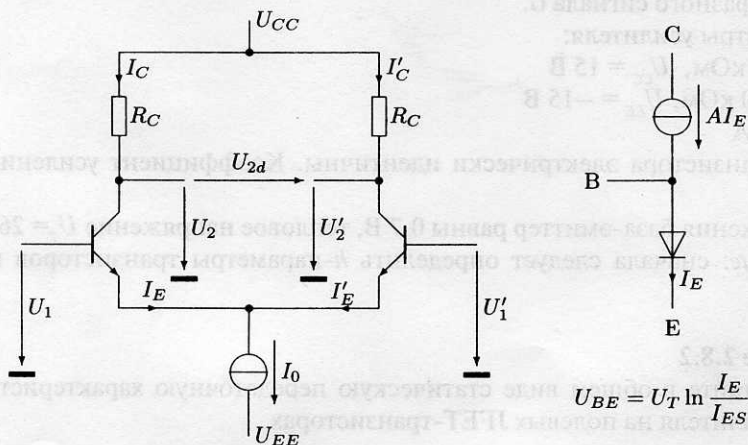
Изобразите его передаточную характеристику вместе с линейным приближением в нормированной форме

$$\frac{U_{2d}}{I_0 R_D} = f\left(\frac{U_{1d}}{|U_P|}\right).$$

Электрически идентичные полевые транзисторы описываются уравнением

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2.$$

Задание 2.8.3



$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_E}{I_{ES}}$$

Рис. 2.148. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах и модель транзистора

Идеальный дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах (рис. 2.148) имеет статическую передаточную характеристику

$$U_{2d} = -AR_c I_0 \tanh \frac{U_{1d}}{2U_T}.$$

Рассчитайте приблизительно коэффициент искажений выходного напряжения при управлении синусоидальным сигналом $u_{1d}(t) = \hat{u}_{1d} \sin \omega t$ малой амплитуды.

Задание 2.8.4

Дифференциальный усилитель на полевых JFET-транзисторах (рис. 2.147) имеет статическую передаточную характеристику

$$U_{2d} = R_D I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right) \sqrt{\frac{2I_0}{I_{DSS}} - \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2}.$$

Определите дифференциальное усиление в режиме малого сигнала в рабочей точке $U_{1d} = 0$.

Указание: Покажите, что крутизна в рабочей точке равна $S = \frac{\sqrt{2I_{DSS}I_0}}{-U_P}$. Примените это выражение в решении.

2.9. Оконечный усилитель

Чтобы подключить большую переменную мощность к низкоомному потребителю, можно использовать эмиттерный повторитель или истоковый повторитель. Такая схема требует большого тока покоя (тока в рабочей точке). Таким образом, выделяется большая мощность потерь, что приводит не только к ухудшению КПД, но и зачастую делает затруднительным обеспечение необходимого теплоотвода, особенно для интегральных схем. Поэтому необходимо найти другие схемотехнические решения, два из которых рассмотрены ниже.

2.9.1. Двухтактный оконечный усилитель, режим В

Двухтактный оконечный усилитель представляет собой симметричную пару дополняющих транзисторов.

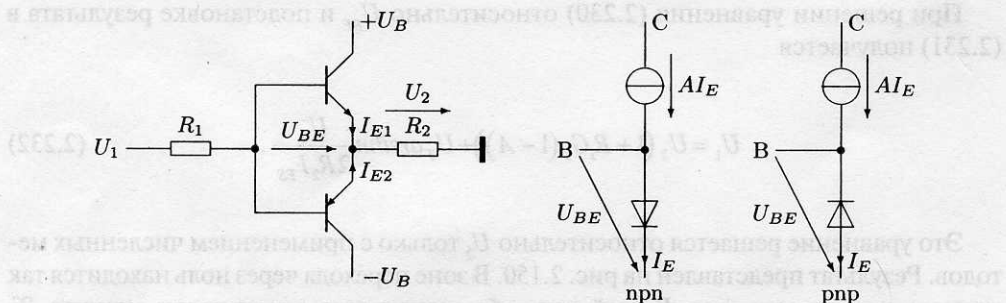


Рис. 2.149. Двухтактный оконечный усилитель Модель транзистора для расчета

Принцип действия: Без управления, т. е. при $U_1 = 0$ оба транзистора заперты, следовательно, $U_2 = 0$. При положительном входном напряжении верхний *pnp*-транзистор работает как эмиттерный повторитель, нижний *pnp*-транзистор заперт. При отрицательном входном напряжении *pnp*-транзистор работает как эмиттерный повторитель, *pnp*-транзистор заперт.

Так как транзисторы проводят поочередно, схема называется двухтактной. Под режимом В понимается отсутствие тока коллектора при малых входных напряжениях. Только при превышении порогового напряжения транзистор открывается, и на выходе появляется напряжение. При анализе схемы используются модели транзистора на рис. 2.149 с уравнениями:

$$\text{pnp-транзистор: } I_E = I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1),$$

$$\text{pnp-транзистор: } -I_E = I_{ES} (e^{-U_{BE}/U_T} - 1).$$

По схеме можно записать:

$$\begin{aligned} U_2 &= (I_{E1} + I_{E2})R_2 = [I_{ES} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) - I_{ES} (e^{-U_{BE}/U_T} - 1)]R_2 = \\ &= 2R_2 I_{ES} \sinh \frac{U_{BE}}{U_T}. \end{aligned} \quad (2.230)$$

По закону Ома

$$U_1 = R_1(I_{B1} + I_{B2}) + U_{BE} + U_2,$$

следовательно

$$\begin{aligned} U_1 &= R_1((1-A)I_{E1} + (1-A)I_{E2}) + U_{BE} + U_2 = \\ &= \frac{R_1}{R_2}(1-A)U_2 + U_{BE} + U_2 = (1 + R_1 G_2(1-A))U_2 + U_{BE}. \end{aligned} \quad (2.231).$$

При решении уравнения (2.230) относительно U_{BE} и подстановке результата в (2.231) получается

$$U_1 = U_2(1 + R_1 G_2(1-A)) + U_T \operatorname{arsinh} \frac{U_2}{2R_2 I_{ES}}. \quad (2.232)$$

Это уравнение решается относительно U_2 только с применением численных методов. Результат представлен на рис. 2.150. В зоне перехода через ноль находится так называемая *мертвая зона*. В этой зоне оба транзистора практически заперты. За пределами этой области выходное напряжение пропорционально входному.

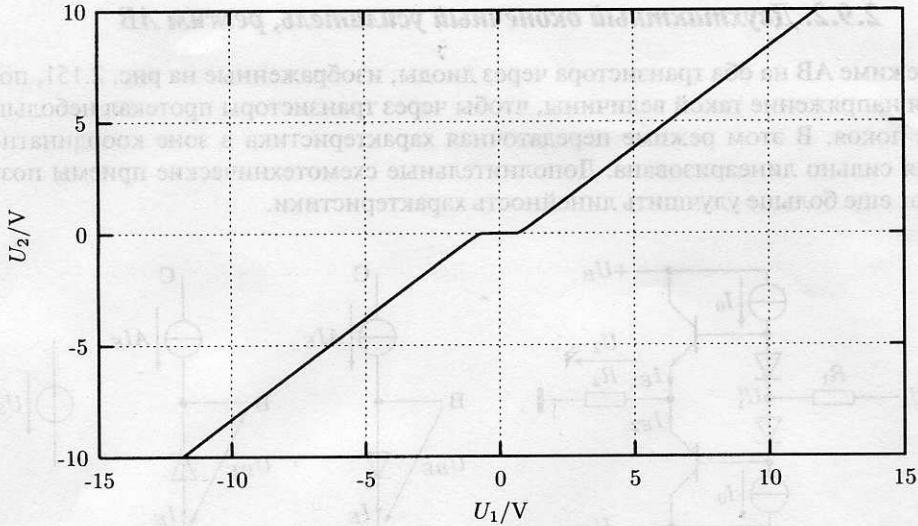


Рис. 2.150. Передаточная характеристика ($A = 0,99$, $I_{ES} = 10^{-14}$, $R_1 = 100$ Ом, $R_2 = 10$ Ом)

Мертвая зона является причиной искажений выходного сигнала, которые особенно заметны при малых входных сигналах. Однако этих искажений можно избежать, если усилитель работает в так называемом режиме АВ, смещая рабочую точку.

Коэффициент полезного действия (КПД). Важным показателем качества усилителя мощности является его КПД, т. е. отношение снятой с усилителя переменной мощности к потребляемой при управлении синусоидальным сигналом. Выделяемая в нагрузку мощность, так называемая полезная мощность, при пренебрежении искажениями и при условии симметрии схемы равна:

$$P_{\text{полезная}} = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_2^2}{R_2}.$$

Потребляемая мощность складывается из мощности источника сигнала управления $u_1(t)$ и питания транзисторов $\pm U_B$. Мощность источника сигнала управления относительно мала, и ею можно пренебречь. Источники питания транзисторов выдают по переменному току равные мощности:

$$P_{\pm U_B} \approx \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_B \hat{i}_{E1,2} \sin \omega t dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_B \frac{\hat{u}_2}{R_2} \sin \omega t dt = \frac{1}{T} U_B \frac{\hat{u}_2}{R_2} \frac{2}{\omega} = \frac{\hat{u}_2}{\pi R_2} U_B.$$

КПД равен

$$\eta = \frac{P_{\text{полезная}}}{2P \pm U_B} \approx \frac{\pi}{4} \frac{\hat{u}_2}{U_B}. \quad (2.233)$$

При полном амплитудном управлении, т. е. при $\hat{u}_2 \approx U_B$, КПД имеет максимальное значение $\eta_{\text{max}} = \pi/4 = 78,5\%$.

2.9.2. Двухтактный оконечный усилитель, режим АВ

В режиме АВ на оба транзистора через диоды, изображенные на рис. 2.151, подается напряжение такой величины, чтобы через транзисторы протекал небольшой ток покоя. В этом режиме передаточная характеристика в зоне координатного нуля сильно линеаризована. Дополнительные схемотехнические приемы позволяют еще больше улучшить линейность характеристики.

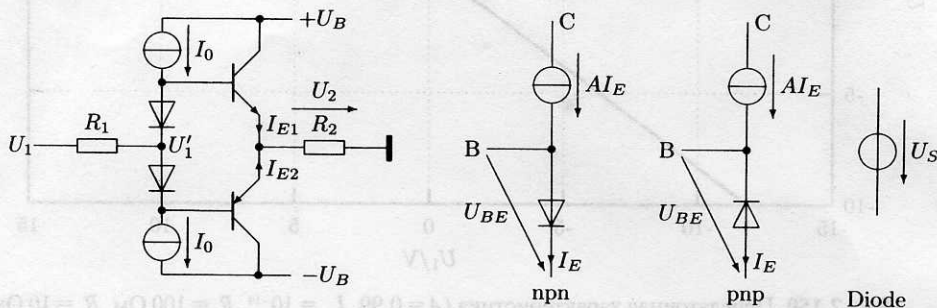


Рис. 2.151. Двухтактный оконечный усилитель в режиме АВ, модель транзистора для расчета

Для анализа используется эквивалентная схема замещения рис. 2.151. Токи транзисторов

$$I_{E1} = I_{ES} (e^{U_{BE1}/U_T} - 1),$$

$$I_{E2} = I_{ES} (e^{-U_{BE2}/U_T} - 1).$$

По схеме можно записать:

$$U_1 = U'_1 + R_1(1 - A)(I_{E1} + I_{E2}),$$

$$U_{BE1} = U'_1 + U_S - U_2,$$

$$-U_{BE2} = -U'_1 + U_S + U_2,$$

$$U_2 = R_2(I_{E1} + I_{E2}).$$

После объединения уравнений и решения относительно U_1 получается:

$$\begin{aligned} U_2 &= R_2 I_{ES} \left(e^{(U'_1 + U_S - U_2)/U_T} - e^{-(U'_1 + U_S + U_2)/U_T} \right) = \\ &= R_2 I_{ES} e^{U_S/U_T} \left(e^{(U'_1 - U_2)/U_T} - e^{-(U'_1 - U_2)/U_T} \right) = 2R_2 I_{ES} e^{U_S/U_T} \sinh \left(\frac{U'_1 - U_2}{U_T} \right). \end{aligned}$$

$$U'_1 = U_2 + U_T \operatorname{arsh} \sinh \left(\frac{U_2}{2R_2 I_{ES}} e^{-U_S/U_T} \right).$$

$$U_1 = U_2 (1 + R_1 G_2 (1 - A)) + U_T \operatorname{arsh} \sinh \left(\frac{U_2}{2R_2 I_{ES}} e^{-U_S/U_T} \right). \quad (2.234)$$

Для малых напряжений диодов это уравнение можно применять и для усилителя в режиме В (2.232).

$$\lim_{U_S \rightarrow 0} U_1 = U_2 (1 + R_1 G_2 (1 - A)) + U_T \operatorname{arsinh} \frac{U_2}{2 R_2 I_{ES}}. \quad (2.235)$$

При больших напряжениях характеристика практически линейна:

$$\lim_{U_S \gg U_T} U_1 = U_2 (1 + R_1 G_2 (1 - A)) \text{ или } \lim_{U_S \gg U_T} U_2 = \frac{U_1}{(1 + R_1 G_2 (1 - A))}. \quad (2.236)$$

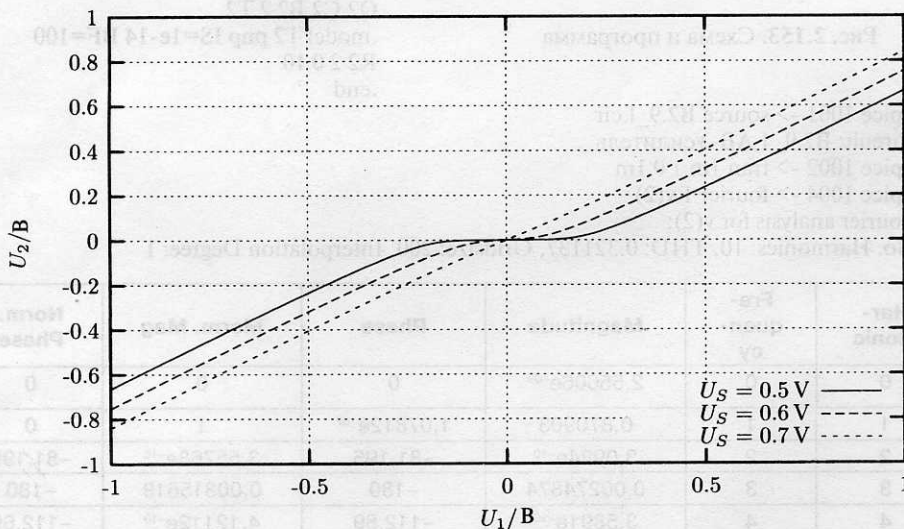


Рис. 2.152. Передаточная характеристика усилителя в режиме АВ для различных пороговых напряжений ($A = 0,99$, $I_{ES} = 10^{-14}$, $R_1 = 100$ Ом, $R_2 = 10$ Ом)

Пример 2.9.1

Несмотря на то, что передаточные характеристики оконечного усилителя в режиме АВ при напряжении на диодах 0,7 В и выше уже практически линейны, в них присутствуют достаточно сильные нелинейные искажения. Чтобы оценить порядок этих искажений, в схеме 2.151 моделированием на SPICE определяется коэффициент искажений в зависимости от амплитуды входного сигнала.

Для этого в схеме рис. 2.153 на вход подается управляющий сигнал с амплитудой от 0,1 до 10 В частотой 1 Гц. Для каждого значения амплитуды проводится анализ Фурье выходного сигнала. Рассчитанные суммарные значения коэффициентов искажений (THD¹⁶) собраны в таблице и изображены на графике.

¹⁶ THD — Total Harmonic Distortion (англ.) — суммарное значение коэффициента нелинейных искажений.

Для примера приведено моделирование при амплитуде $\hat{u}_1 = 1$ В.

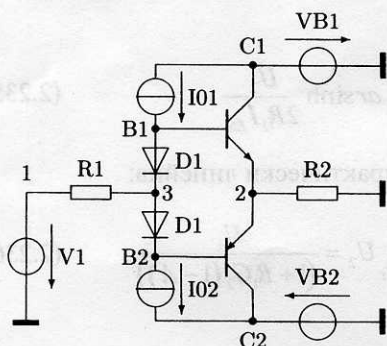


Рис. 2.153. Схема и программа

```
B2.9_1 AB-Усилитель
V1 1 0 dc 0 sin 0 1 1
R1 1 3 100
D1 B1 3 dio
D2 3 B2 dio
.model dio D
I01 C1 B1 dc 20m
I02 B2 C2 dc 20m
VB1 C1 0 dc 15
VB2 0 C2 dc 15
Q1 C1 B1 2 T1
.model T1 npn IS=1e-14 BF=100
Q2 C2 B2 2 T2
.model T2 pnp IS=1e-14 BF=100
R2 2 0 10
.end
```

Spice 1001 -> source B2.9_1.cir

Circuit: B2.9_1 AB-Усилитель

Spice 1002 -> tran 1m 10 1m

Spice 1004 -> fourier 1 v(2)

Fourier analysis for v(2):

No. Harmonics: 10, THD: 0.321137, Gridsize: 200, Interpolation Degree: 1

Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Morm. Mag	Norm. Phase
0	0	2,55606e-09	0	0	0
1	1	0,870903	1,07812e-07	1	0
2	2	3,0984e-10	-81,195	3,55768e-10	-81,195
3	3	0,00274874	-180	0,00315619	-180
4	4	3,5891e-10	-112,69	4,12112e-10	-112,69
5	5	0,000501343	-180	0,000575659	-180

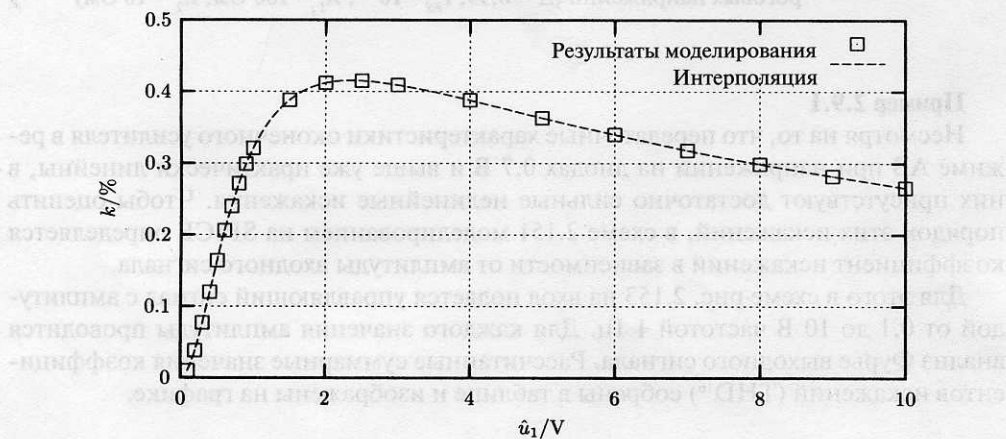


Рис. 2.154. Коэффициент искажений усилителя в режиме АВ в виде функции амплитуды входного сигнала

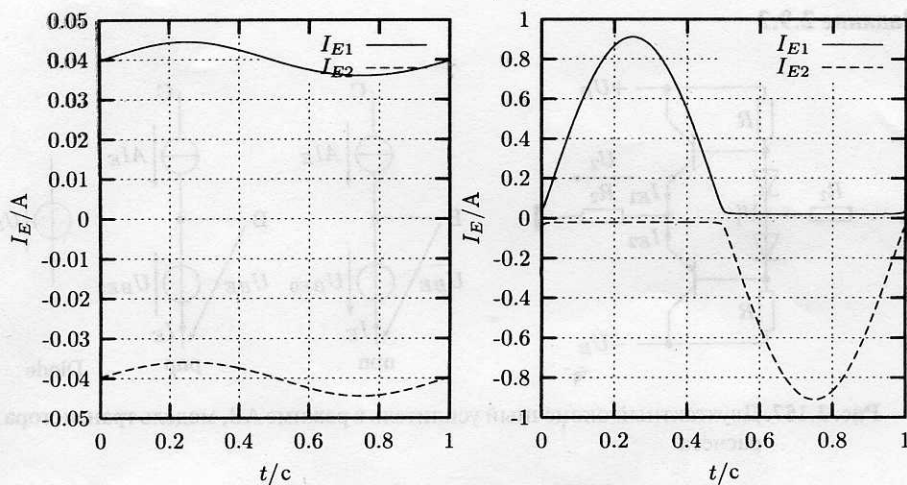


Рис. 2.155. Токи эмиттеров усилителя в режиме АВ, слева $\hat{u}_1 = 0,1$ В, справа $\hat{u}_1 = 10$ В

Из-за относительно большого тока покоя транзисторов усилитель при очень малых входных напряжениях работает почти в режиме А, соответственно искажения малы. С ростом амплитуды искажение увеличивается. Когда входное напряжение достигает такой величины, что один из транзисторов полностью заперт, т. е. токи эмиттеров практически представляют собой половину синусоиды, коэффициент искажений с ростом амплитуды входного сигнала постепенно уменьшается.

2.9.3. Задания

Задание 2.9.1

Двухтактный усилитель в режиме В управляется синусоидальным сигналом. Определите максимальное значение мощности потерь в коллекторах обоих транзисторов.

Указание: транзисторы электрически идентичны.

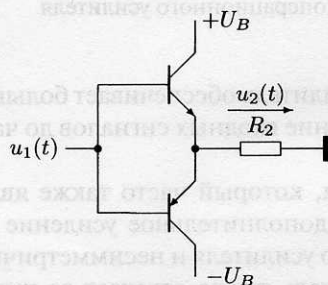


Рис. 2.156. Оконечный усилитель в режиме В

Задание 2.9.2

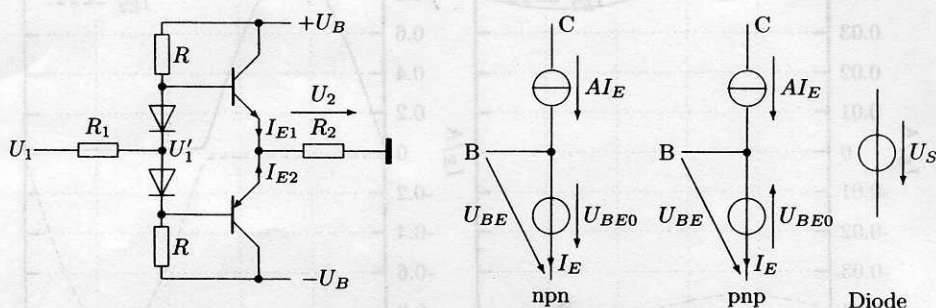


Рис. 2.157. Двухтактный оконечный усилитель в режиме АВ, модель транзистора для расчета

1. Рассчитайте выходное напряжение усилителя в режиме АВ, применяя модель рис. 2.157.

2. Какое максимальное значение входного напряжения допустимо для усилителя до начала ограничения выходного напряжения?

Данные: $U_B = 10$ В, $R_1 = 10$ Ом, $R = 50$ Ом, $R_2 = 50$ Ом, $U_S = 0,7$ В, $U_{BE0} = 0,7$ В, $A = 0,98$.

2.10. Операционный усилитель

Современные усилители, как правило, больше не строятся на базе отдельных транзисторов и пассивных элементов, а состоят из так называемых операционных усилителей (ОУ). Операционные усилители обладают универсальными характеристиками и в зависимости от внешних подключений могут обладать необходимыми электрическими характеристиками.

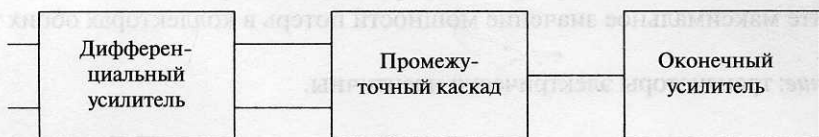


Рис. 2.158. Блок-схема операционного усилителя

Дифференциальный усилитель обеспечивает большое усиление, высокое входное сопротивление и усиление входных сигналов до частоты 0 Гц (постоянное напряжение).

Промежуточный каскад, который часто также является дифференциальным усилителем, обеспечивает дополнительное усиление и стыковку симметричных входов дифференциального усилителя и несимметричных входов оконечного усилителя. Оконечный усилитель также отвечает за усиление по мощности, через него входное напряжение требуемой амплитуды поступает к потребителю.

Операционные усилители обладают очень высоким коэффициентом усиления, обычно до 10^5 . Поэтому нужное выходное напряжение получается уже при очень низких напряжениях, вследствие чего ОУ используются только с обратной связью. Обратная связь не только понижает коэффициент усиления, но и позволяет получить от ОУ нужные электрические свойства.

2.10.1. Идеальный операционный усилитель

Идеальный операционный усилитель обладает следующими свойствами:

- Дифференциальное усиление бесконечно большое.
- Подавление синфазного сигнала бесконечно большое.
- Усиление линейно и не зависит от частоты.
- Входы симметричны.
- Сопротивление между обоими входами и сопротивления входов относительно земли бесконечны.
- Выходные сопротивления бесконечно малы.
- Область управления не ограничена, то есть выходное напряжение может быть любым.
- Помехоустойчив.
- Не подвержен влиянию температуры и старению элементов.

Реальный усилитель, конечно, не удовлетворяет вышеназванным критериям. Для идеального ОУ можно применить следующее определение:

Идеальным операционным усилителем называется элемент, который усиливает ток или напряжение, причем его собственные электрические параметры не влияют на характеристики усилителя. Характеристики усилителя полностью определяются внешней обвязкой ОУ.

Идеальный ОУ обозначается как треугольник¹⁷ с двумя входами, инвертирующий вход с усилением U_n и неинвертирующий вход с напряжением U_p , и выход с напряжением U_a , измеренным относительно земли¹⁸.

Разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим входами обозначается как дифференциальное напряжение $U_d = U_p - U_n$. Питание ОУ, обычно обозначаемое $+U_B$ и $-U_B$, как и измерительный вывод, на условном графическом обозначении не указываются.

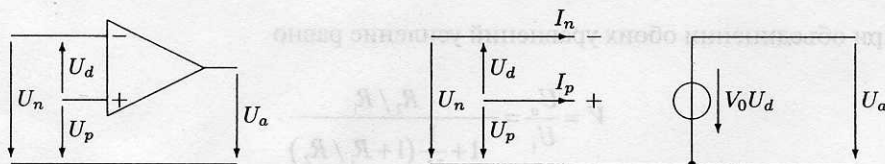


Рис. 2.159. Условное графическое обозначение и эквивалентная схема замещения ОУ

¹⁷ В соответствии с DIN обычно используется другой символ.

¹⁸ Обычно такой потенциал обозначают *массой*. Его значение равно 0 В.

Усиление идеального ОУ без обратной связи, V_0 бесконечно.

$$V_0 = \frac{U_a}{U_d} \rightarrow \infty. \quad (2.237)$$

Так как выходное напряжение имеет конечную величину, то выходное дифференциальное напряжение стремится к нулю. Для идеального ОУ

$$U_d = U_p - U_n = 0 \text{ или } U_p = U_n. \quad (2.238)$$

Теорема: в идеальном ОУ оба входа *условно* имеют одинаковый потенциал.

Так как входные сопротивления ОУ велики, входные токи приблизительно равны нулю. Для идеального ОУ

$$I_p = 0, I_n = 0. \quad (2.239)$$

На выходе идеальный ОУ может быть рассмотрен как идеальный управляемый источник напряжения из-за малого выходного сопротивления.

$$U_a = V_0 U_d = V_0 (U_p - U_n), \text{ где } V_0 \rightarrow \infty \text{ и } U_d \rightarrow 0. \quad (2.240)$$

Пример 2.10.1

При применении реального усилителя вместо идеального возникают расчетные ошибки. Оценим их на примере ОУ с конечным коэффициентом усиления V_0 .

Предположим, что токи на входе усилителя равны нулю:

$$I_p = 0, I_n = 0.$$

Входное дифференциальное напряжение U_d усиливается с коэффициентом усиления V_0 .

$$U_a = V_0 U_d.$$

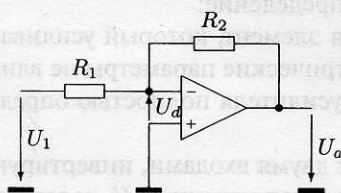


Рис. 2.160. Схема усиления

При этом условии

$$-U_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_a = \frac{U_a}{V_0}.$$

При объединении обоих уравнений усиление равно

$$V = \frac{U_a}{U_1} = - \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{V_0} (1 + R_1 / R_2)}.$$

Для очень большого коэффициента усиления это выражение не зависит от V_0

$$\lim_{V_0 \rightarrow \infty} V = - \frac{R_2}{R_1}.$$

Это значение обозначается как идеальное усиление V_∞ .

Расхождение между идеальным и реальным усилениями равно

$$F = \left| \frac{V - V_\infty}{V_\infty} \right| = \left| \frac{V}{V_\infty} - 1 \right| = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{V_0}(1 - V_\infty)} - 1 \right| \approx \left| 1 - \frac{1}{V_0}(1 - V_\infty) - 1 \right| = \frac{1}{V_0}(1 - V_\infty).$$

Если необходимо, чтобы расхождение было менее некоторой малой величины ε , то из-за $\frac{1}{V_0}(1 - V_\infty) < \varepsilon$ минимальное значение усиления должно быть

$$V_0 > \frac{1 - V_\infty}{\varepsilon} \approx -\frac{V_\infty}{\varepsilon}.$$

Например, для идеального усиления $V_\infty = -10$ соответствие между максимальной ошибкой ε и необходимым для этого усилением V_0 приведено в таблице 2.7.

Таблица 2.7. Минимальное усиление при заданной ошибке усиления

ε	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
V_0	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7
←Область стандартного усиления→						

При не слишком больших требованиях к величине V_∞ ошибкой пренебрегают.

2.10.2. Линейные базовые схемы на ОУ

Линейными базовыми схемами называют схемы, состоящие исключительно из линейных элементов: сопротивлений, конденсаторов и катушек.

Операционные усилители считаются в дальнейшем идеальными, т. е.

Входные токи: $I_p = 0$ и $I_n = 0$.

Входное дифференциальное напряжение: $U_d = U_p - U_n = 0$ или $U_p = U_n$.

Усиление без ОС: $V_0 = \frac{U_a}{U_d} \rightarrow \infty$.

2.10.2.1. Преобразователь ток-напряжение

Так как ток на инвертирующем входе равен нулю, то есть $I_n = 0$, то ток I_I протекает через сопротивление R и вызывает на нем падение напряжения $I_I R$. Инвертирую-

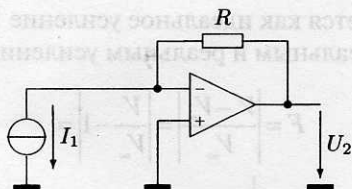


Рис. 2.161. Преобразователь ток-напряжение

щий вход вследствие равенства $U_d = 0$ замкнут на землю, поэтому через сопротивление протекает напряжение U_2 . Получается

$$U_2 = I_1 R. \quad (2.241)$$

2.10.2.2. Инвертирующий усилитель

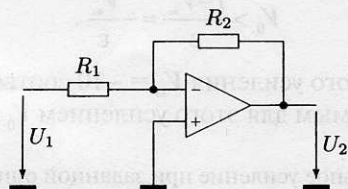


Рис. 2.162. Инвертирующий усилитель

Инвертирующий вход замкнут на землю, т. к. $U_d = 0$. Поэтому на сопротивлении R_1 падает напряжение U_1 , на сопротивлении R_2 — напряжение U_2 .

Согласно закону Кирхгофа при $I_n = 0$

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = 0.$$

При этом

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_1. \quad (2.242)$$

2.10.2.3. Инвертирующий сумматор

Как и в предыдущем случае, инвертирующий вход замкнут на землю, т. к. $U_d = 0$. Поэтому через сопротивления R_{1v} протекают напряжения U_{1v} .

Согласно закону Кирхгофа для суммирующего узла на инвертирующем входе

$$\sum_{v=1}^n \frac{U_{1v}}{R_{1v}} + \frac{U_2}{R_2} = 0.$$

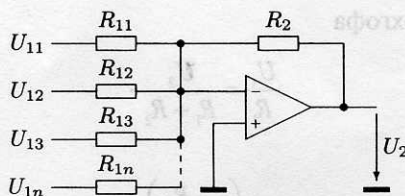


Рис. 2.163. Инвертирующий сумматор

При этом

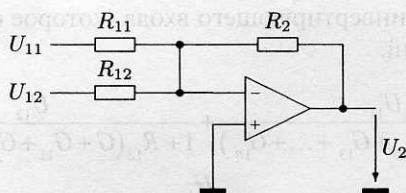
$$U_2 = - \sum_{v=1}^n \frac{R_2}{R_{1v}} U_{1v}. \quad (2.243)$$

Если суммируются два напряжения ($n = 2$)

$$U_2 = - \left(\frac{R_2}{R_{11}} U_{11} + \frac{R_2}{R_{12}} U_{12} \right).$$

Если при этом входные сопротивления равны, $R_{11} = R_{12} = R_1$, то

$$U_2 = - \frac{R_2}{R_1} (U_{11} + U_{12}). \quad (2.244)$$

Рис. 2.164. Инвертирующий сумматор при $n = 2$

2.10.2.4. Неинвертирующий усилитель

На инвертирующем входе вследствие $U_d = 0$ находится потенциал U_1 . Поэтому через сопротивление R_1 протекает напряжение U_1 , через последовательно включенные R_1 и R_2 — напряжение U_2 .

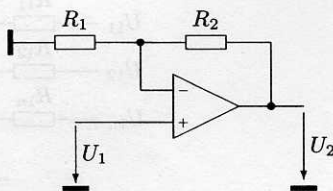


Рис. 2.165. Неинвертирующий усилитель

Согласно закону Кирхгофа

$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_1 + R_2}.$$

При этом

$$U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_1. \quad (2.245)$$

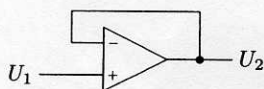


Рис. 2.166. Буфер

В частном случае R_2 может быть замкнут. Тогда выходное напряжение равно входному, $U_2 = U_1$, схема представляет собой буфер. Так как сопротивление R_1 для функционирования схемы уже неважно, его можно убрать. Такой усилитель не усиливает, однако часто применяется по следующим причинам:

- обладает высоким входным сопротивлением и не нагружает входной источник;
- полностью развязывает нагрузку и источник.

2.10.2.5. Неинвертирующий сумматор

Согласно уравнению 2.245 выходное напряжение равно

$$U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_p,$$

где U_p — напряжение неинвертирующего входа, которое складывается из отдельных входных напряжений.

$$U_p = \frac{U_{11}}{1 + R_{11}(G + G_{12} + G_{13} + \dots + G_{1n})} + \frac{U_{12}}{1 + R_{12}(G + G_{11} + G_{13} + \dots + G_{1n})} + \dots + \frac{U_{1n}}{1 + R_{1n}(G + G_{11} + G_{12} + \dots + G_{1(n-1)})}.$$

Если напряжения отдельных источников равны R , т. е. $R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1n} = R$, выражение упрощается:

$$U_p = \frac{\sum_{v=1}^n U_{1v}}{1 + n}.$$

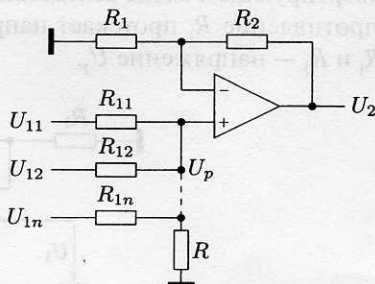


Рис. 2.167. Неинвертирующий сумматор

Выходное напряжение

$$U_2 = \frac{1}{1+n} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \sum_{v=1}^n U_{1v}. \quad (2.246)$$

Так как $R_2/R_1 = n$,

$$U_2 = \sum_{v=1}^n U_{1v}. \quad (2.247)$$

2.10.2.6. Дифференциальный усилитель

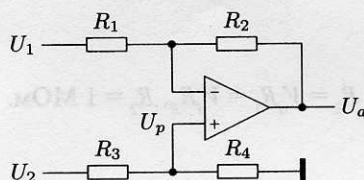


Рис. 2.168. Дифференциальный усилитель

Выходное напряжение:

$$U_a|_{U_2=0} = -\frac{R_2}{R_1} U_1,$$

$$U_a|_{U_1=0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_p = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2.$$

При объединении уравнений получается

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} U_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2. \quad (2.248)$$

При специальной комбинации сопротивлений $R_2/R_1 = R_4/R_3$ схема превращается в идеальный дифференциальный усилитель.

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1). \quad (2.249)$$

Пример 2.10.2

Для определения номиналов сопротивлений дифференциального усилителя кроме требования $R_2/R_1 = R_4/R_3$ должно выполняться условие равенства входных сопротивлений.

Сопротивление R_{E1} на инвертирующем входе определяется путем замыкания накоротко U_2 . При этом $U_p = 0$, оба входа ОУ условно лежат на земле, т. е. $R_{E1} = R_1$. Также определяется сопротивление R_{E2} на неинвертирующем входе. Оно равно $R_{E2} = R_3 + R_4$. Из этого следует

$$R_1 = R_3 + R_4 = R_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Пример расчета:

$V_d = 10$, входные сопротивления равны $R_E = 100$ кОм.

Согласно

$$V_d = R_2/R_1 \text{ и } R_E = R_1$$

получается

$$R_2 = V_d R_1 = V_d R_E, R_2 = 1 \text{ МОм.}$$

Из

$$R_3 = \frac{R_1}{1 + R_2/R_1} = \frac{R_1}{1 + V_d}$$

получается $R_3 = 9,09$ кОм.

Сопротивление R_4 определяется согласно

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

и равно

$$R_4 = V_d R_3, R_4 = 90,9 \text{ кОм.}$$

Если условие $R_2/R_1 = R_4/R_3$ не выполняется, усиливается суммарное напряжение усилителя.

Чтобы его определить, входные напряжения раскладываются на дифференциальную и суммирующие составляющие.

$$U_{1d} = U_2 - U_1, U_{1g} = \frac{1}{2}(U_2 + U_1)$$

или

$$U_1 = U_{1g} - \frac{1}{2}U_{1d}, U_2 = U_{1g} + \frac{1}{2}U_{1d}.$$

Затем они подставляются в (2.248)

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} \left(U_{1g} - \frac{1}{2} U_{1d} \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(U_{1g} + \frac{1}{2} U_{1d} \right) =$$

$$= \left(-\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} \right) U_{1g} + \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} \right) U_{1d}.$$

Поскольку $U_a = U_{ag} + U_{ad}$, первое слагаемое является суммирующим усиленным сигналом, второе слагаемое — дифференциальным.

Суммирующая компонента:

$$V_g = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4}. \quad (2.250)$$

Дифференциальная компонента:

$$V_d = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} \right). \quad (2.251)$$

При $R_2/R_1 = R_4/R_3$ суммирующая компонента исчезает, а дифференциальная компонента становится равна своему идеальному значению $V_d = R_2/R_1$.

2.10.2.7. Интегратор

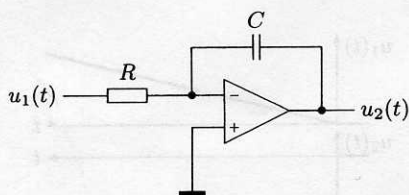


Рис. 2.169. Интегратор

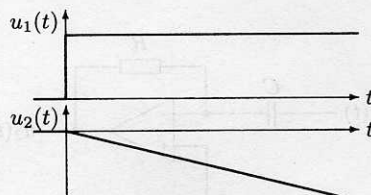


Рис. 2.170. Передаточная характеристика

Анализ во временной области. Инвертирующий вход ОУ заземлен. По уравнению Кирхгофа

$$C u_1(t) + C \dot{u}_2(t) = 0.$$

Выходное напряжение пропорционально интегралу входного напряжения:

$$u_2(t) = -\frac{1}{\tau} \int u_1(t) dt, \text{ где } \tau = RC. \quad (2.252)$$

Анализ в частотной области. При условии, что входное напряжение представляет собой синусоидальное напряжение $u_1(t) = \bar{u}_1 \sin \omega t$, выходное напряжение равно

$$\underline{U}_2 = \frac{1}{j\omega\tau} \underline{U}_1, \text{ где } \tau = RC. \quad (2.253)$$

Формула для графического представления

$$\underline{F} = \frac{U_1}{U_2} = |F| e^{j \arg(F)} = \frac{1}{\omega \tau} e^{j\pi/2}.$$

Амплитуда выходного напряжения уменьшается с ростом частоты на 20 дБ на декаду. Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями постоянный и равен 90° .

$$|F|_{dB} = -20 \lg \omega - 20 \lg \tau, \arg(F) = \frac{\pi}{2}. \quad (2.254)$$

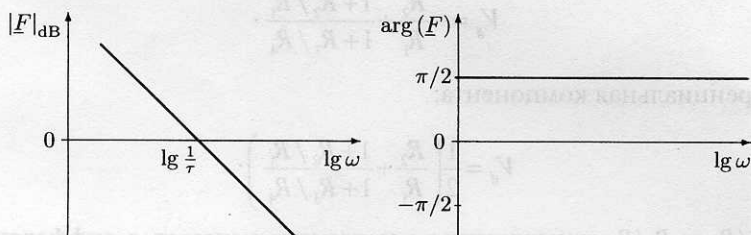


Рис. 2.171. Амплитудная и фазовая частотные характеристики интегратора

2.10.2.8. Дифференциатор

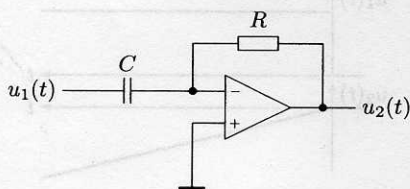


Рис. 2.172. Дифференциатор

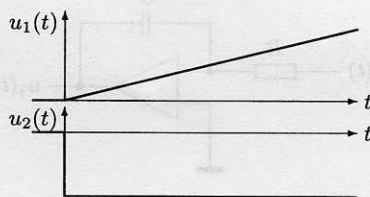


Рис. 2.173. Передаточная характеристика

Анализ во временной области. Инвертирующий вход ОУ заземлен. По уравнению Кирхгофа

$$C \dot{u}_1(t) + C u_2(t) = 0.$$

Выходное напряжение пропорционально дифференциалу входного напряжения:

$$u_2(t) = -\tau \frac{du_1(t)}{dt}, \text{ где } \tau = RC. \quad (2.255)$$

Анализ в частотной области. При условии, что входное напряжение представляет собой синусоидальное напряжение $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$, выходное напряжение равно:

$$U_2 = -j\omega \tau U_1, \text{ где } \tau = RC. \quad (2.256)$$

Формула для графического представления

$$\underline{F} = \frac{U_2}{U_1} = |\underline{F}| e^{j \arg(\underline{F})} = \omega \tau e^{-j\pi/2}.$$

Амплитуда выходного напряжения растет с ростом частоты на 20 дБ на декаду. Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями постоянный и равен -90° .

$$|\underline{F}|_{dB} = 20 \lg \omega + 20 \lg \tau, \arg(\underline{F}) = -\frac{\pi}{2}. \quad (2.257)$$

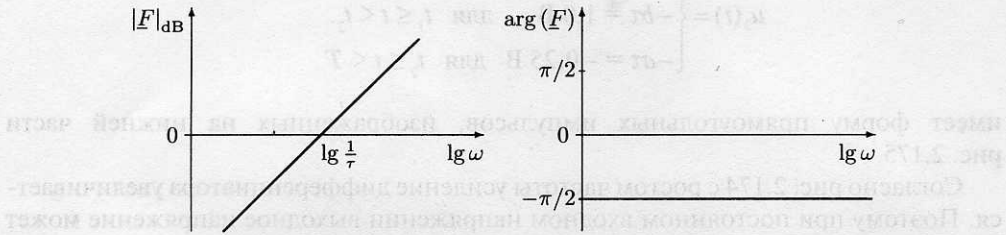


Рис. 2.174. Амплитудная и фазовая частотные характеристики дифференциатора

Пример 2.10.3

Дифференциатор с параметрами $R = 10$ кОм и $C = 10$ нФ управляется пилообразным сигналом (рис. 2.175, верхняя часть). Изобразите выходное напряжение.

Период входного напряжения $T = 2$ мс. Оно растет от точки $t = 0$ с крутизной $a = 2$ В/0,8 мс = 2,5 В/мс до момента времени $t_1 = 0,8$ мс, затем падает до $t_2 = 1,2$ мс с крутизной $b = -2$ В/0,2 мс = -10 В/мс. Для полупериода можно записать:

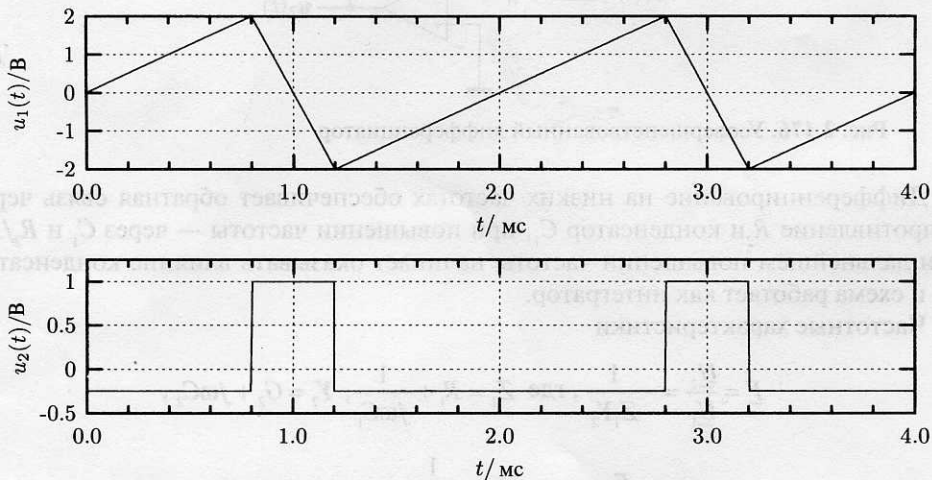


Рис. 2.175. Линейная диаграмма входного напряжения $u_1(t)$ и выходного напряжения $u_2(t)$

$$u_1(t) = \begin{cases} at & \text{для } 0 \leq t < t_1 \\ b(t - T/2) & \text{для } t_1 \leq t < t_2 \\ a(t - T) & \text{для } t_2 \leq t < T \end{cases}$$

Схема дифференцирует входной сигнал с постоянной времени $\tau = RC = 0,1$ мс. Выходное напряжение вследствие

$$u_2(t) = -\tau \frac{du_1(t)}{dt}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} -a\tau = -0,25 \text{ В} & \text{для } 0 \leq t < t_1 \\ -b\tau = 1,0 \text{ В} & \text{для } t_1 \leq t < t_2 \\ -a\tau = -0,25 \text{ В} & \text{для } t_2 \leq t < T \end{cases}$$

имеет форму прямоугольных импульсов, изображенных на нижней части рис. 2.175.

Согласно рис. 2.174 с ростом частоты усиление дифференциатора увеличивается. Поэтому при постоянном входном напряжении выходное напряжение может вырасти до бесконечности при условии идеальности ОУ. В реальном ОУ выходное напряжение ограничено, поэтому схемотехническими приемами стараются ограничить усиление при высоких частотах.

Дифференциатор, который при усилении на высоких частотах не нуждается в ограничении, представлен на рис. 2.176.

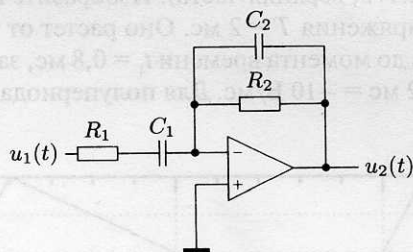


Рис. 2.176. Усовершенствованный дифференциатор

Дифференцирование на низких частотах обеспечивает обратная связь через сопротивление R_2 и конденсатор C_1 , при повышении частоты — через C_1 и R_2/R_1 , при дальнейшем повышении частоты начинает оказывать влияние конденсатор C_2 , и схема работает как интегратор.

Частотные характеристики

$$\underline{F} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{1}{Z_1 Y_2}, \text{ где } Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, Y_2 = G_2 + j\omega C_2,$$

$$\underline{F} = -\frac{1}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)(G_2 + j\omega C_2)}.$$

$$\underline{F} = -\frac{R_2/R_1}{\left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_1}\right)(1 + j\omega/\omega_2)}, \text{ где } \omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}. \quad (2.258)$$

$$\underline{F} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega\tau_1}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}, \text{ где } \tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2. \quad (2.259)$$

Результат можно интерпретировать двояко.

В уравнении (2.258) наряду с постоянной R_2/R_1 присутствует фильтр высокой частоты 1-го порядка с частотой среза ω_1 последовательно с фильтром низкой частоты 1-го порядка с частотой среза ω_2 . Это структура полосового фильтра 2-го порядка.

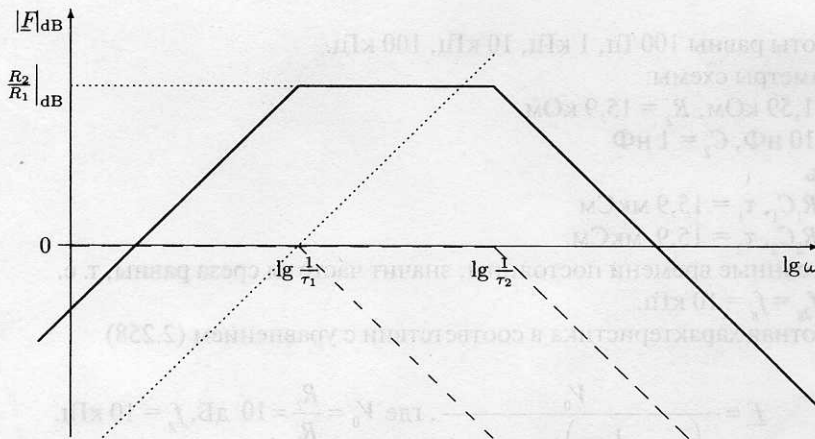


Рис. 2.177. Амплитудная характеристика схемы 2.176

Уравнение (2.259) может быть рассмотрено как последовательное включение пропорционального звена R_2/R_1 , дифференциального звена и двух запаздывающих звеньев. До частоты $1/\tau_1$ схема работает как дифференциатор, затем до частоты $1/\tau_2$ — как пропорциональное звено и для более высоких частот — как интегратор.

Поскольку назначением схемы является дифференцирование, пропорциональную зону пропускают путем подбора соответствующих параметров, обеспечивая равенство $\tau_1 = \tau_2$.

Пример 2.10.4

Исследуйте свойства дифференциатора (рис. 2.178). Входное напряжение представляет собой периодическое треугольное напряжение с постоянной амплитудой и переменной частотой:

$$\frac{u_1(t)}{V} = \begin{cases} \frac{2}{T}t & \text{для } -\frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{4} \\ -\frac{2}{T}\left(t - \frac{T}{2}\right) & \text{для } \frac{T}{4} \leq t < \frac{3T}{4} \end{cases}.$$

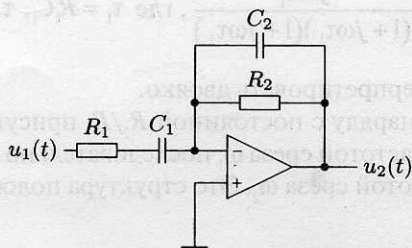


Рис. 2.178. Дифференциатор

Частоты равны 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц.

Параметры схемы:

$R_1 = 1,59 \text{ кОм}$, $R_2 = 15,9 \text{ кОм}$

$C_1 = 10 \text{ нФ}$, $C_2 = 1 \text{ нФ}$

Здесь

$\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_1 = 15,9 \text{ мкс}$

$\tau_2 = R_2 C_2$, $\tau_2 = 15,9 \text{ мкс}$.

Постоянные времени постоянны, значит частоты среза равны, т. е.

$f_{1g} = f_{2g} = f_g = 10 \text{ кГц}$.

Частотная характеристика в соответствии с уравнением (2.258)

$$\underline{F} = -\frac{V_0}{\left(1 + \frac{1}{jf/f_g}\right)(1 + jf/f_g)}, \text{ где } V_0 = \frac{R_2}{R_1} = 10 \text{ дБ}, f_g = 10 \text{ кГц}.$$

Асимптоты определяются путем образования граничных частот для высоких и низких частот

$$\lim_{f \ll f_g} \underline{F} = -jV_0 \frac{f}{f_g}, \quad \lim_{f \gg f_g} \underline{F} = jV_0 \frac{f_g}{f}.$$

Асимптоты имеют наклон 20 дБ/декада и пересекаются при частоте $f_g = 10 \text{ кГц}$ и амплитуде $V_0 = 20 \text{ дБ}$.

Амплитудная характеристика при частоте среза

$$|F(f_g)| = \left| -\frac{V_0}{(1-j)(1+j)} \right| = \frac{V_0}{2}.$$

Максимум амплитудной характеристики находится на 6 дБ ниже точки пересечения асимптот.

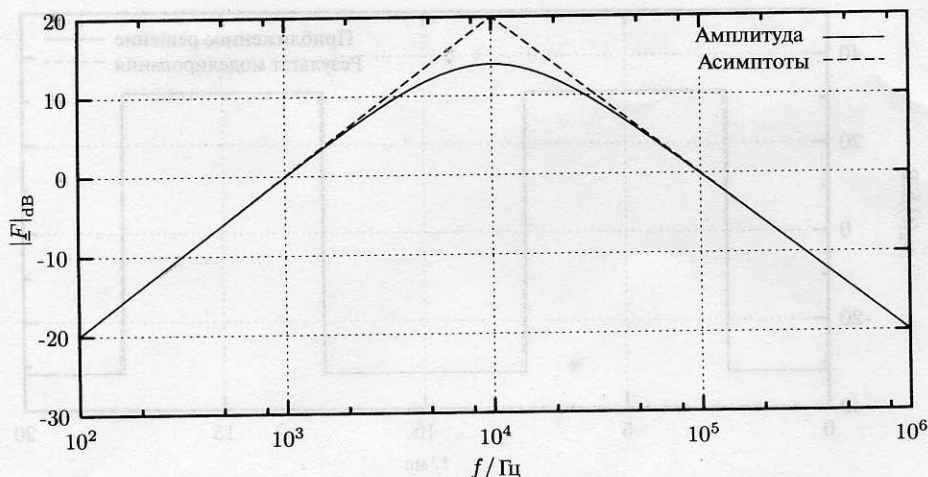


Рис. 2.179. Амплитудная характеристика дифференциатора

Входной сигнал дифференциатора будет дифференцироваться до тех пор, пока его частота находится на дифференцирующей части амплитудной характеристики. Это выполняется на частотах от 100 Гц до 1 кГц. При частоте 10 кГц сигнал начнет усиливаться линейно и немного интегрироваться, а при частоте 100 кГц схема будет работать как интегратор. Из-за сложности вывода аналитический расчет схемы не проводится, проводится только оценка результатов и моделирование на SPICE.

Входное напряжение 100 Гц: входное напряжение идеально дифференцируется, т. е. $u_2(t) = -\tau_d \dot{u}_1(t)$, где $\tau_d = R_2 C_1 = 159$ мкс.

$$\frac{u_2(t)}{V} = \begin{cases} -\tau_d \frac{2}{T} & \text{для } -\frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{4} \\ \tau_d \frac{2}{T} & \text{для } \frac{T}{4} \leq t < \frac{3T}{4} \end{cases}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} -31,8 \text{ мВ} & \text{для } -2,5 \text{ мс} \leq t < 2,5 \text{ мс} \\ 31,8 \text{ мВ} & \text{для } 2,5 \text{ мс} \leq t < 7,5 \text{ мс} \end{cases}$$

Входное напряжение с частотой $f = 1$ кГц: входное напряжение достаточно хорошо дифференцируется, т. е. $u_2(t) \approx -\tau_d \dot{u}_1(t)$.

$$\frac{u_2(t)}{V} = \begin{cases} -\tau_d \frac{2}{T} & \text{для } -\frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{4} \\ \tau_d \frac{2}{T} & \text{для } \frac{T}{4} \leq t < \frac{3T}{4} \end{cases}$$

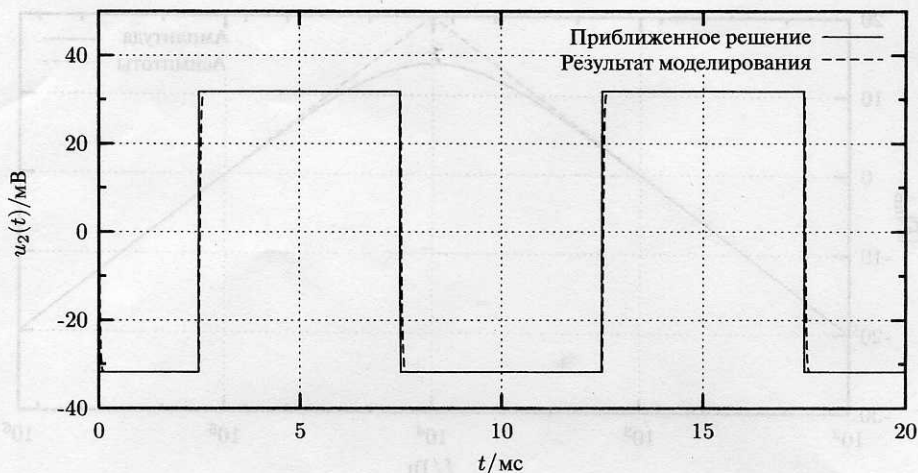


Рис. 2.180. Выходное напряжение дифференциатора, частота 100 Гц

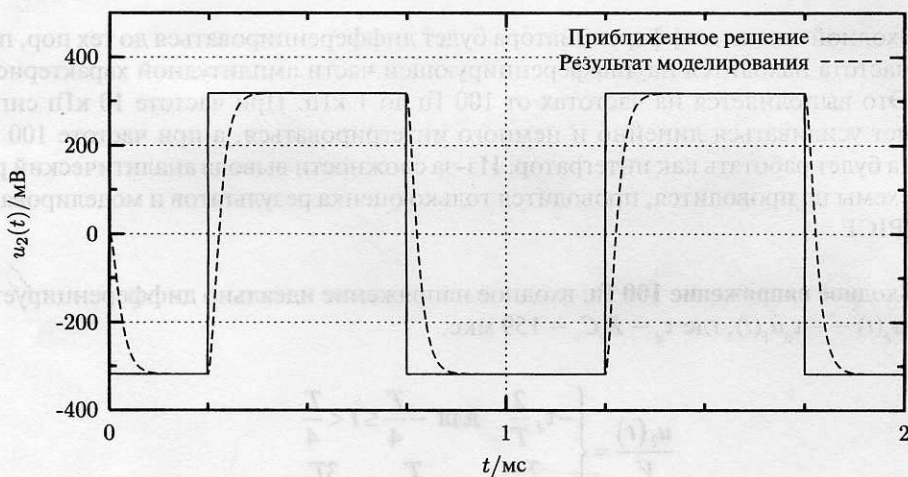


Рис. 2.181. Выходное напряжение дифференциатора, частота 1 кГц

$$u_2(t) = \begin{cases} -318 \text{ мВ} & \text{для } -2,5 \text{ мс} \leq t < 2,5 \text{ мс} \\ 318 \text{ мВ} & \text{для } 2,5 \text{ мс} \leq t < 7,5 \text{ мс} \end{cases}$$

На рис. 2.181 видны неровности на краях импульсов, т. е. не все высшие гармоники входного напряжения дифференцируются. Примерно до 5-кратного значения базовой частоты, т. е. до 5 кГц схема работает как дифференциатор, а затем как интегратор.

Входное напряжение с частотой $f = 10$ кГц: частота входного напряжения находится в граничной области, т. е. в области пропорциональности. Поэтому

$$u_2(t) \approx -\frac{V_0}{2} u_1(t).$$

$$\frac{u_2(t)}{V} = \begin{cases} -\frac{V_0}{2} \frac{2}{T} t & \text{для } -\frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{4} \\ \frac{V_0}{2} \frac{2}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right) & \text{для } \frac{T}{4} \leq t < \frac{3T}{4} \end{cases}$$

$$\frac{u_2(t)}{V} = \begin{cases} -0,1 \frac{t}{\text{мкс}} & \text{для } -25 \text{ мкс} \leq t < 25 \text{ мкс} \\ 0,1 \left(\frac{t}{\text{мкс}} - 50 \right) & \text{для } 25 \text{ мкс} \leq t < 75 \text{ мкс} \end{cases}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} -0,1 \frac{t}{\text{мкс}} & \text{для } -2,5 \text{ мс} \leq t < 2,5 \text{ мс} \\ 0,1 \left(\frac{t}{\text{мкс}} - 50 \right) & \text{для } 2,5 \text{ мс} \leq t < 7,5 \text{ мс} \end{cases}$$

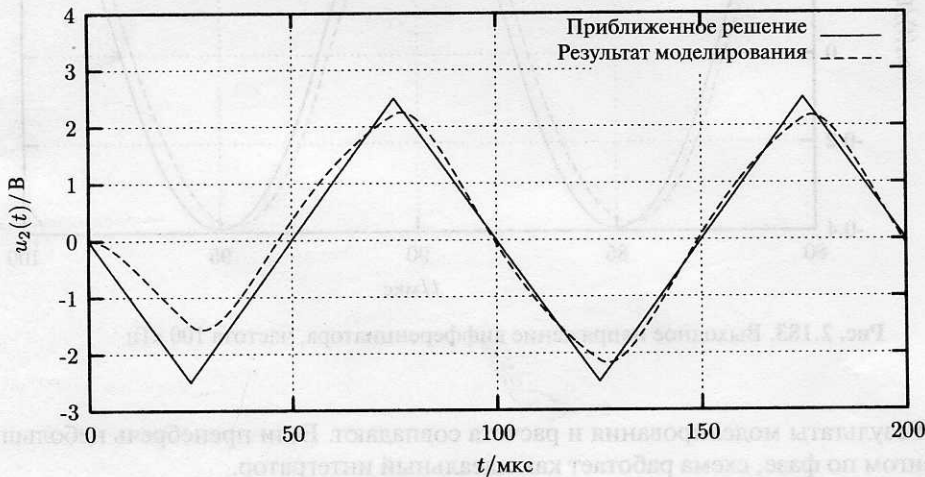


Рис. 2.182. Выходное напряжение дифференциатора, частота 10 кГц

В первом периоде результаты различаются из-за переходных процессов. Далее схема работает как инвертирующий усилитель.

Входное напряжение с частотой $f = 100$ кГц. Схема работает как интегратор

$$u_2(t) \approx -\frac{1}{\tau_i} \int u_1(t) dt, \text{ где } \tau_i = R_1 C_2 = 1,59 \text{ мкс}.$$

Выходное напряжение описывается уравнением:

$$\frac{u_2(t)}{V} = \begin{cases} -\frac{1}{\tau_i} \frac{1}{T} \left[t^2 - \left(\frac{T}{4} \right)^2 \right] & \text{для } -\frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{4} \\ \frac{1}{\tau_i} \frac{1}{T} \left[t^2 - Tt + 3 \left(\frac{T}{4} \right)^2 \right] & \text{для } \frac{T}{4} \leq t < \frac{3T}{4} \end{cases}$$

$$\frac{u_2(t)}{mV} = \begin{cases} -62,9 \left[\left(\frac{t}{\text{мкс}} \right)^2 - 6,25 \right] & \text{для } -25 \text{ мс} \leq t < 25 \text{ мс} \\ 62,9 \left[\left(\frac{t}{\text{мкс}} \right)^2 - 10 \left(\frac{t}{\text{мкс}} \right) - 18,75 \right] & \text{для } 25 \text{ мс} \leq t < 75 \text{ мс} \end{cases}$$

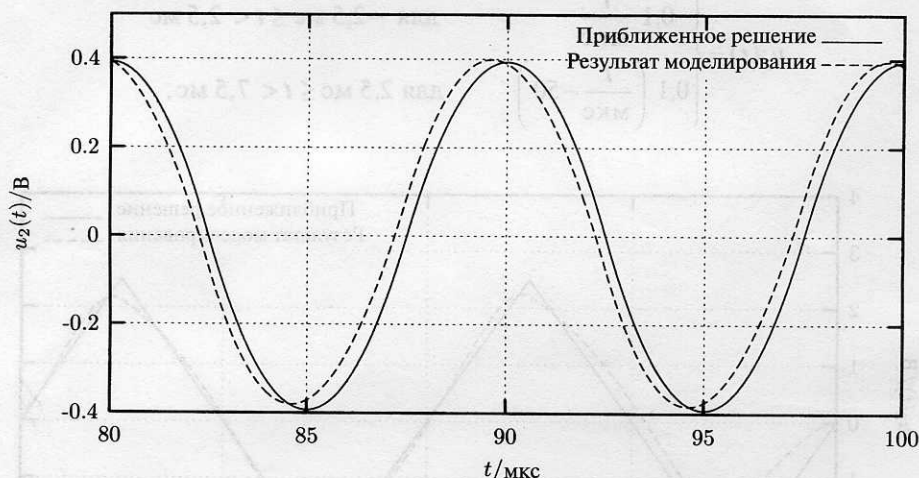


Рис. 2.183. Выходное напряжение дифференциатора, частота 100 кГц

Результаты моделирования и расчета совпадают. Если пренебречь небольшим сдвигом по фазе, схема работает как идеальный интегратор.

2.10.3. Задания

Задание 2.10.1

Идеальный усилитель с $V_0 = 10^5$ замкнут обратной связью с сопротивлениями R_1 и R_2 , при этом усиление падает до $V_{\text{реал}}$. Определите максимальное соотношение R_2/R_1 , чтобы ошибка усиления, равная

$$F = 1 - \frac{V_{\text{реал}}}{V_{\text{идеал}}},$$

была меньше $\epsilon = 10^{-3}$.

Задание 2.10.2

Рассчитайте и изобразите усиление по напряжению схемы в зависимости от положения потенциометра x в диапазоне $0 \leq x \leq 1$. Значения сопротивлений

$$R_1 = \frac{R}{n}, R_2 = \frac{R}{(n-1)},$$

где $R = 100 \text{ кОм}$, $n = 100$.

Сопротивление R_3 может быть выбрано любым.

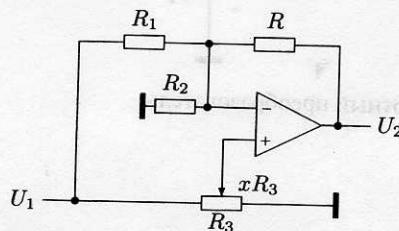


Рис. 2.184. Регулируемый усилитель

Задание 2.10.3

Рассчитайте сопротивления с R_1 по R_4 , чтобы дифференциальное усиление было равно $V_d = 5$, суммирующее напряжение исчезло, а источники U_1 и U_2 были нагружены равными сопротивлениями $R_{e1} = R_{e2} = 12 \text{ кОм}$.

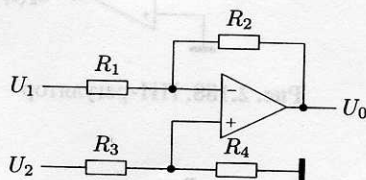


Рис. 2.185. Дифференциальный усилитель

Задание 2.10.4

Дифференциальное усиление равно $V_d = 10$, $V_s = 0$, суммирующее напряжение ноль и сопротивления согласованы $R_2/R_1 = R_4/R_3$. Насколько допустимо неточное равенство R_4/R_3 , чтобы выполнялось $G = 10^3$?

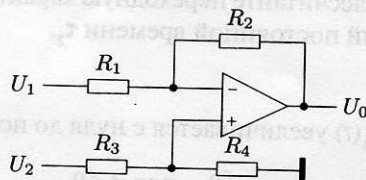


Рис. 2.186. Дифференциальный усилитель

Задание 2.10.5

Рассчитайте частотную характеристику и изобразите ее амплитудную и фазовую составляющие в асимптотическом приближении.

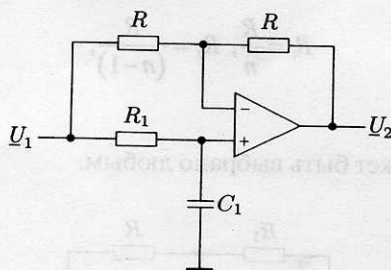


Рис. 2.187. Фазочастотный преобразователь

Параметры:

$$R = 100 \text{ кОм}$$

$$R_1 = 10 \text{ кОм}$$

$$C_1 = 10 \text{ пФ.}$$

Задание 2.10.6

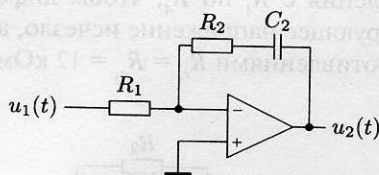


Рис. 2.188. ПИ-регулятор

$$V_R = \frac{R_2}{R_1} = 10,$$

$$\tau_2 = R_2 C_2 = \{1 \text{ с}, 2 \text{ с}, 5 \text{ с}\}$$

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < 0 \\ U_0 & \text{для } t \geq 0, \text{ где } U_0 = 1 \text{ В.} \end{cases}$$

При $t < 0$ C_2 разряжен. Рассчитайте переходную характеристику ПИ-регулятора для трех заданных значений постоянной времени τ_2 .

Задание 2.10.7

Входное напряжение $u_1(t)$ увеличивается с нуля до постоянной величины U_0 .

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < 0 \\ U_0 & \text{для } t \geq 0. \end{cases}$$

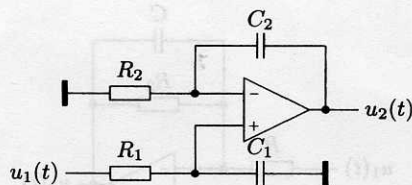


Рис. 2.189. Неинвертирующий интегратор

Конденсаторы при $t \leq 0$ разряжены.

1. Рассчитайте в общем виде выходное напряжение.
2. Рассчитайте переходную характеристику в диапазоне от нуля до 1 с для трех постоянных времени:

$$\tau_1 = R_1 C_1 = \{\tau_2/2; \tau_2; 2\tau_2\}, \text{ где } \tau_2 = R_2 C_2.$$

Амплитуда импульса $U_0 = 1$ В, постоянная времени $\tau_2 = 100$ мс.

Задание 2.10.8

Идеальный интегратор (рис. 2.190) должен проинтегрировать постоянное напряжение $U_1 = 1,5$ В в течение заданного времени.

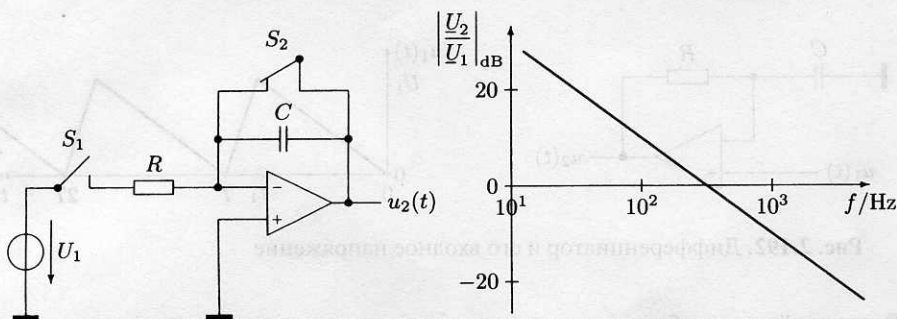


Рис. 2.190. Интегратор и его амплитудная характеристика

Переключатели S_1 и S_2 работают следующим образом:

При $t < 0$ S_1 открыт, S_2 замкнут.

При $t = 0$ S_1 замкнут, S_2 открыт.

При $t = 2$ мс S_1 открыт снова, S_2 остается разомкнутым.

Рассчитайте выходное напряжение в конце этой последовательности.

Задание 2.10.9

На вход интегратора подается в момент времени $t = 0$ переменное напряжение

$$u_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < 0 \\ \hat{u}_1 \sin \omega t & \text{для } t \geq 0. \end{cases}$$

В момент включения конденсатор разряжен.

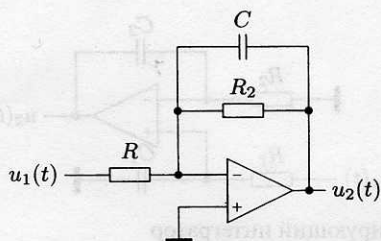


Рис. 2.191. Реальный интегратор

1. Рассчитайте в общем виде выходное напряжение $u_2(t)$.
2. Начертите с помощью GNUPLT линейную диаграмму выходного напряжения для параметров:

$$R = 40 \text{ кОм}, R_2 = 400 \text{ кОм},$$

$$C = 100 \text{ нФ},$$

$$u_1 = 2,5 \text{ В}, f = 100 \text{ Гц}.$$

3. Покажите, что при большом значении R_2 результат пункта 1 будет равен

$$u_2(t) = -\frac{1}{\tau} \int u_1(t) dt, \text{ где } \tau = RC.$$

Задание 2.10.10

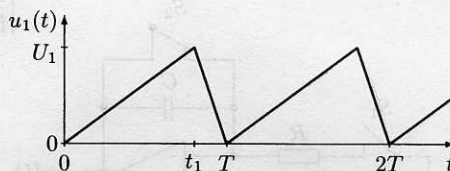
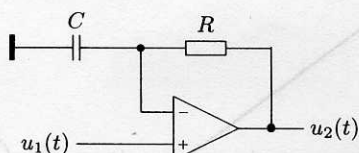


Рис. 2.192. Дифференциатор и его входное напряжение

Рассчитайте и изобразите диаграмму выходного напряжения при

$$\tau = RC = 2 \text{ мс}, U_1 = 1 \text{ В}, T = 10 \text{ мс}, t_1 = 2 \text{ мс}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ А

РЕШЕНИЯ К ЗАДАНИЯМ ГЛАВЫ 1

А.1. Решения к заданиям раздела 1.1

Решение задания 1.1.1

Для расчета проводимости и сопротивления целесообразно преобразовать исходные уравнения в параметрические:

Из

$$G(U) = 5 \cdot 10^{-4} \frac{A}{B^2} (4B - U)$$

при делении на 10^{-3} A/V для проводимости получается:

$$\frac{G(U)}{\text{мСм}} = 0,5 \left(4 - \frac{U}{B} \right)$$

и для сопротивления

$$\frac{R}{\text{кОм}} = \frac{2}{4 - \frac{U}{B}}$$

Полученные после подстановки численных значений напряжения графики функций представлены на рис. А.1.

Так же строится ВАХ.

Из

$$G(U) = 5 \cdot 10^{-4} \frac{A}{B^2} (4B - U)$$

при домножении на U получается:

$$I = 5 \cdot 10^{-4} \frac{A}{B^2} (4B - U)U.$$

После деления на 10^{-3} A и раскрытия скобок в итоге получается:

$$\frac{I}{\text{мА}} = 2 \left(\frac{U}{B} \right) - 0,5 \left(\frac{U}{B} \right)^2.$$

График получившейся функции представлен на рис. А.2.

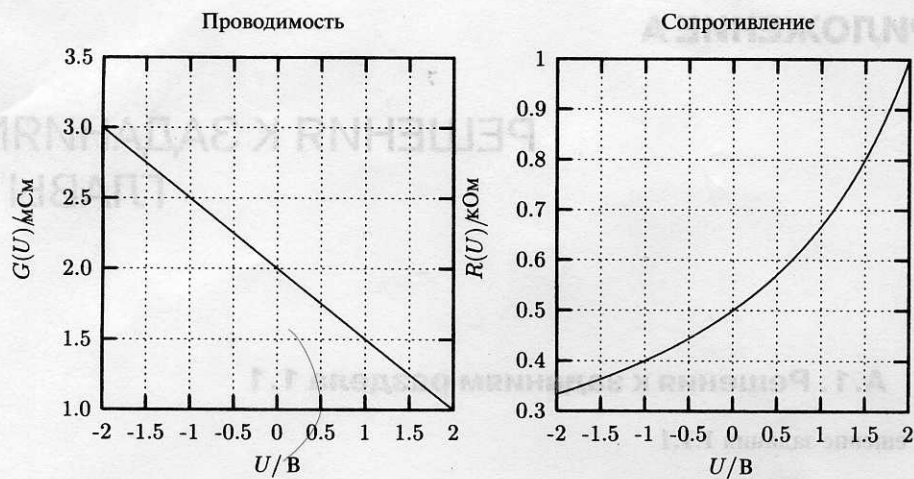


Рис. А.1. Нелинейная проводимость, нелинейное сопротивление

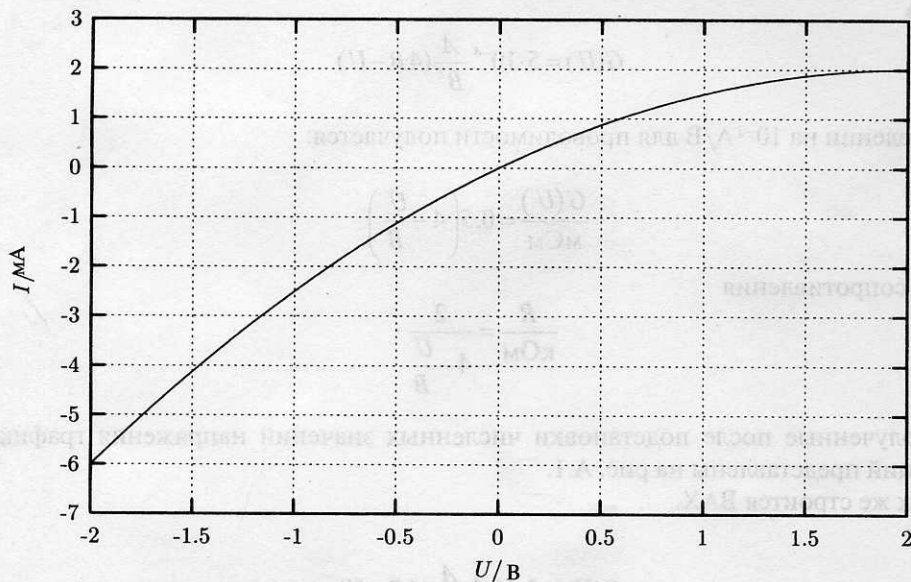


Рис. А.2. ВАХ нелинейной проводимости

Решение задания 1.1.2

1. Решение расчетным путем

Сначала рассчитывается значение нелинейной проводимости в какой-либо одной, еще неизвестной рабочей точке А.

Из

$$G(U) = a_0(a_1 - U)$$

после домножения на U получается:

$$I = a_0 U (a_1 - U).$$

Дифференциальная проводимость, согласно (1.5), равна

$$g(U_A) = a_0 (a_1 - 2U_A).$$

Величина порогового напряжения определяется согласно (1.6) как

$$U_s(U_A) = U_A - \frac{I_A}{g} = U_A - \frac{a_0 U_A (a_1 - U_A)}{a_0 (a_1 - 2U_A)} = -\frac{U_A^2}{a_1 - 2U_A}.$$

Монтажное напряжение U (напряжение на зажимах) определяется из правой подсхемы рис. А.3 и из равенства токов:

$$I = I_0 - G_i U \text{ и } I = (U - U_s)g.$$

Следовательно

$$U = \frac{I_0 + g U_s}{G_i + g}.$$

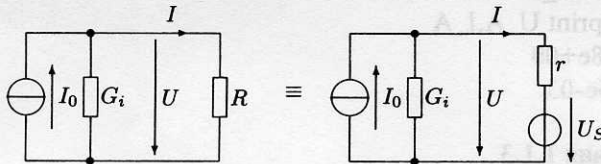


Рис. А.3. Линеаризация в рабочей точке

Блок-схема расчета рабочей точки по полученным уравнениям представлена на рис. А.4.

Расчет можно провести с помощью калькулятора, лучше программируемого.

Координаты рабочей точки $U_A = 1,29844$ В и $I_A = 1,7539$ мА находятся после 4-х итераций с точностью $\epsilon = 4 \cdot 10^{-6}$ В.

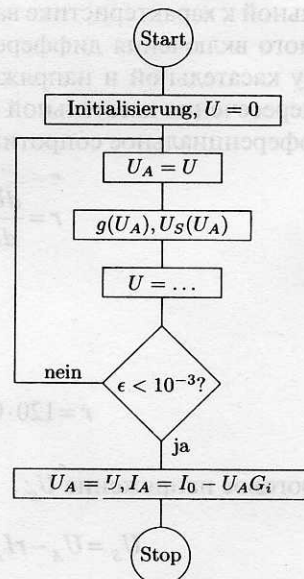


Рис. А.4. Блок-схема расчета рабочей точки

2. Решение моделированием SPICE Programm a1.1_2.cir

Задание 1.2. Рабочая точка

*Нелинейная проводимость моделируется источником тока В.

*Источник напряжения моделируется амперметром Vm

I0 0 1 dc 5mA

Ri 1 0 400

Vm 1 2 dc 0

B 2 0 I=5e-4*V(2)*(4-V(2))

.end

Вначале загружается исходный файл команд (команда source). После моделирования (команда op) переменные привязываются к точкам на схеме (команда let), и результат выводится на печать (команда print).

Spice 1001 -> source a1.1_2.cir

Spice 1002 -> op

Spice 1003 -> let U_A=V(2)

Spice 1004 -> let I_A=vm#branch

Spice 1005 -> print U_A,I_A

u_a = 1.298438e+00

i_a = 1.753905e-03

Решение задания 1.1.3

Линейная эквивалентная схема замещения двухполюсника рассчитывается по касательной к характеристике варистора в рабочей точке. Она состоит из последовательного включения дифференциального сопротивления r , определяемого по наклону касательной и напряжения источника питания U_s , определяемому как точка пересечения касательной с осью напряжения.

Дифференциальное сопротивление r

$$r = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A = \left. \frac{d}{dI} C I^\beta \right|_A = C \beta I_A^{\beta-1} \Big|_A,$$

$$r = C \beta \left(\frac{U_A}{C} \right)^{\beta-1},$$

$$r = 120 \cdot 0,16 \left(\frac{100}{120} \right)^{-5,25} \text{ Ом} = 50 \text{ Ом}.$$

Пороговое напряжение U_s :

$$U_s = U_A - r I_A = U_A - C \beta I_A^{\beta-1} I_A = U_A - C \beta I_A^\beta,$$

$$U_s = U_A (1 - \beta).$$

$$U_s = 84 \text{ В}.$$

Решение задания 1.1.4

1. Расчет тока

$$i(t) = Gu(t) = a_0 u(t)(a_1 - u(t)) = a_0 \hat{u} \sin \omega t (a_1 - \hat{u} \sin \omega t) =$$

$$= a_0 a_1 \hat{u} \sin \omega t - a_0 \hat{u}^2 \sin^2 \omega t = -\frac{a_0 \hat{u}^2}{2} + a_0 a_1 \hat{u} \sin \omega t + \frac{a_0 \hat{u}^2}{2} \cos 2\omega t.$$

$$\frac{i(t)}{\text{мА}} = -0,25 + 2 \sin \omega t + 0,25 \cos 2\omega t.$$

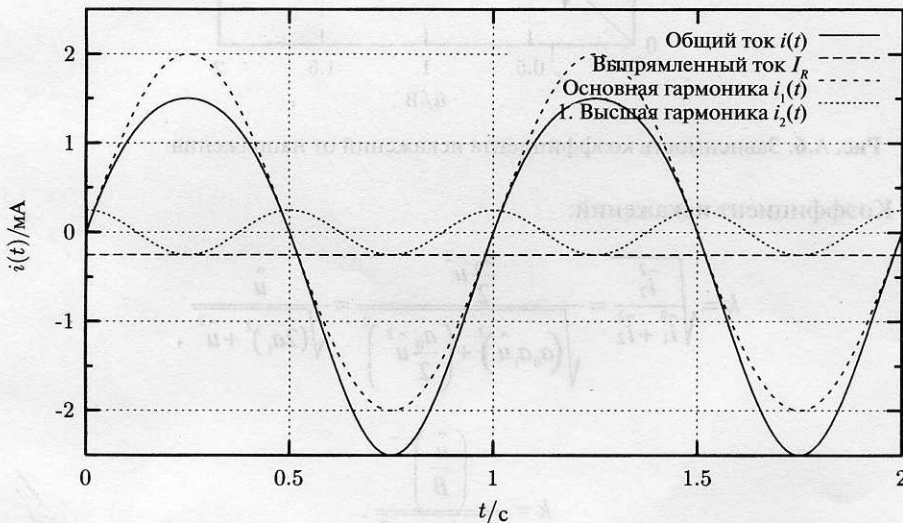


Рис. А.5. Разложение тока в ряд Фурье

2. Постоянный ток и амплитуды высших гармоник тока:

Выпрямленный ток: $I_R = -\frac{a_0 \hat{u}^2}{2} = -0,25 \text{ мА}.$

Амплитуда основной гармоники: $\hat{i}_1 = a_0 a_1 \hat{u} = 2 \text{ мА}.$

Амплитуда первой высшей гармоники: $\hat{i}_2 = \frac{a_0 \hat{u}^2}{2} = 0,25 \text{ мА}.$

Гармонические составляющие более высокого порядка в исходном сигнале не присутствуют.

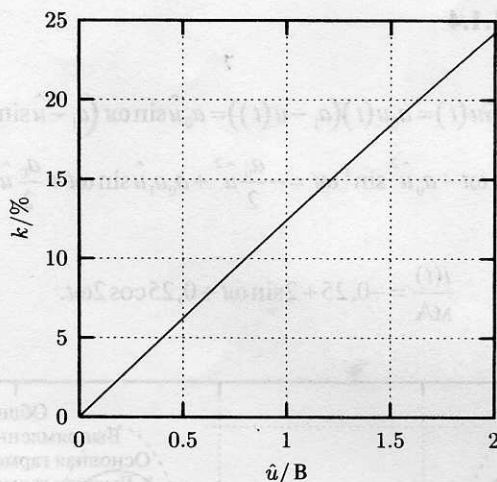


Рис. А.6. Зависимость коэффициента искажений от напряжения

3. Коэффициент искажений:

$$k = \sqrt{\frac{\hat{i}_2^2}{\hat{i}_1^2 + \hat{i}_2^2}} = \frac{\frac{a_0}{2} \hat{u}^2}{\sqrt{(a_0 a_1 \hat{u})^2 + \left(\frac{a_0}{2} \hat{u}^2\right)^2}} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{(2a_1)^2 + \hat{u}^2}},$$

$$k = \frac{\left(\frac{\hat{u}}{B}\right)}{\sqrt{64 + \left(\frac{\hat{u}}{B}\right)^2}}.$$

Коэффициент искажений возрастает почти линейно с увеличением амплитуды напряжения.

Решение задания 1.1.5

1. Решение расчетным путем

Ток в рабочей точке раскладывается в ряд Тейлора:

$$(I + i(t))|_A = I_A + \frac{1}{1!} \frac{\partial I}{\partial U} \Big|_A u(t) + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 I}{\partial U^2} \Big|_A u^2(t) + \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 I}{\partial U^3} \Big|_A u^3(t) + \frac{1}{4!} \frac{\partial^4 I}{\partial U^4} \Big|_A u^4(t).$$

Отдельные элементы ряда рассчитываются согласно

$$I_A = \left(\frac{U_A}{C}\right)^{\frac{1}{6}} = 0,32 \text{ A},$$

$$\left. \frac{\partial I}{\partial U} \right|_A = \frac{1}{\beta} \frac{1}{C} \left(\frac{U}{C} \right)^{\left(\frac{1}{\beta} - 1 \right)} \bigg|_A = 2 \cdot 10^{-2} \text{ A/B},$$

$$\left. \frac{\partial^2 I}{\partial U^2} \right|_A = \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) \frac{1}{C^2} \left(\frac{U}{C} \right)^{\left(\frac{1}{\beta} - 2 \right)} \bigg|_A = 1,05 \cdot 10^{-3} \text{ A/B}^2,$$

$$\left. \frac{\partial^3 I}{\partial U^3} \right|_A = \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) \left(\frac{1}{\beta} - 2 \right) \frac{1}{C^3} \left(\frac{U}{C} \right)^{\left(\frac{1}{\beta} - 3 \right)} \bigg|_A = 4,4622 \cdot 10^{-5} \text{ A/B}^3,$$

$$\left. \frac{\partial^4 I}{\partial U^4} \right|_A = \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) \left(\frac{1}{\beta} - 2 \right) \left(\frac{1}{\beta} - 3 \right) \frac{1}{C^4} \left(\frac{U}{C} \right)^{\left(\frac{1}{\beta} - 4 \right)} \bigg|_A = 1,4502 \cdot 10^{-6} \text{ A/B}^4.$$

При подстановке этих значений $u(t) = 20 \text{ B} \sin \omega t$ в первое уравнение для тока получается:

$$\frac{i(t)}{A} = 0,4 \sin \omega t + 0,21 \sin^2 \omega t + 5,95 \cdot 10^{-2} \sin^3 \omega t + 9,668 \cdot 10^{-3} \sin^4 \omega t,$$

$$\frac{i(t)}{A} = 0,4 \sin \omega t.$$

$$\begin{aligned} &+0,105 \cdot (1 - \cos 2\omega t) \\ &+1,487 \cdot 10^{-2} \cdot (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) \\ &+1,209 \cdot 10^{-3} \cdot (\cos 4\omega t - 4 \cos 2\omega t + 3). \end{aligned}$$

После раскрытия скобок и тригонометрических преобразований получается:

$$\frac{i(t)}{A} = 1,086 \cdot 10^{-1}$$

$$\begin{aligned} &+4,446 \cdot 10^{-1} \sin \omega t \\ &-1,098 \cdot 10^{-1} \cos 2\omega t \\ &-1,487 \cdot 10^{-2} \sin 3\omega t \\ &+1,209 \cdot 10^{-3} \cos 4\omega t. \end{aligned}$$

Коэффициент искажений равен

$$k = \sqrt{\frac{(1,098 \cdot 10^{-1})^2 + (1,487 \cdot 10^{-2})^2 + (1,209 \cdot 10^{-3})^2}{(4,446 \cdot 10^{-1})^2 + (1,098 \cdot 10^{-1})^2 + (1,478 \cdot 10^{-2})^2 + (1,209 \cdot 10^{-3})^2}}.$$

$$k = 24,19\%.$$

2. Решение моделированием

Программа находится в файле a1.1_5.cir. Процесс моделирования подробно представлен ниже:

```
servos:[Simulation] >spice3
Program: Spice, version: 3f5
Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998
```

Type "help" for more information, "quit" to leave.

```
Spice 1001-> source a1.1_5.cir
Circuit: Задание 1.5, Коэффициент искажений
```

```
Spice 1002 -> listing
```

```
Aufgabe 1.5, Klirrfaktor
```

```
1 : aufgabe 1.5 klirrfaktor
```

```
3 : v1 1 0 sin 100 20 1
```

```
5 : vm 1 2 dc 0
```

```
7 : b 2 0 i=(v(2)/120)^6.25
```

```
9 : .end
```

```
Spice 1003 -> op
```

```
Warning: v1: no DC value, transient time 0 value used
```

```
Spice 1004 -> print all
```

```
v(1) = 1.0000000 e+02
```

```
v(2) = 1.0000000e+02
```

```
v1#branch = -3.19976e-01
```

```
vm#branch = 3.199759e-01
```

```
Spice 1005 -> tran 1m 1s 0 1m
```

```
Warning: v1: no DC value, transient time 0 value used
```

```
Spice 1006 -> fourier 1 vm#branch
```

```
Fourier analysis for vm#branch:
```

```
No. Harmonics: 10, THD: 24.9121 %,Gridsize: 200, Interpolation Degree: 1
```

Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
0	0	0.4286	0	0	0
1	1	0.445132	1.01504e-05	1	0
2	2	0.109845	-90	0.246771	-90
3	3	0.0151471	180	0.0340284	180
4	4	0.00121558	89.9998	0.00273082	89.9998
5	5	5.44271e-05	0.0689613	0.000122272	0.0689512
6	6	1.06729e-06	-90.001	2.39769e-06	-90.001
7	7	6.60131e-08	93.5222	1.483e-07	93.5222
8	8	6.58502e-08	90	1.47934e-07	90
9	9	6.58883e-08	89.9994	1.4802e-07	89.9993

Пояснения к моделированию:

Команда	Действие
spice3	Запуск SPICE
source a1.1_5.cir	Ввод программы
listing	Печать файла результата
op	Расчет рабочей точки Присвоение переменных $V(2) = U_A$, $vm\#branch = I_A$
tran 1m 1s 0 1m	Временной анализ в течение 1 с с шагом 1 мс, подготовка к разложению в ряд Фурье
fourier 1 vm#branch	Разложение тока в ряд Фурье относительно нелинейного сопротивления

Сравнение результатов:

Обозначение		Моделирование		Расчет	
SPICE		Амплитуда	Фаза	Амплитуда	Фаза
THD	Коэффициент искажений	24,9121%		$k = 24,19\%$	
Harmonic 0	Постоянная составляющая	0,4284	0	$I_A + I_R = 0,4286 \text{ A}$	0
Harmonic 1	Основная частота	0,4451	1,01504e-05	$\hat{i}_1 = 4,446 \cdot 10^{-1} \text{ A}$	0
Harmonic 2	1-я высшая гармоника	0,109845	-90	$\hat{i}_2 = 1,098 \cdot 10^{-1} \text{ A}$	-90
Harmonic 3	2-я высшая гармоника	0,0151471	180	$\hat{i}_3 = 1,487 \cdot 10^{-2} \text{ A}$	180
Harmonic 4	3-я высшая гармоника	0,00121558	89,9998	$\hat{i}_4 = 1,209 \cdot 10^{-3} \text{ A}$	90

Результаты, полученные расчетным путем и моделированием, практически совпадают.

A.2. Решения к заданиям раздела 1.2

Решение задания 1.2.1

Коэффициент d_T , характеризующий смещение прямой характеристики диода при изменении температуры, определяется согласно

$$U(\vartheta) = U(\vartheta_0) + d_T \Delta \vartheta.$$

То есть

$$d_T = \frac{U(\vartheta) - U(\vartheta_0)}{\Delta \vartheta}.$$

Из последнего уравнения следует, что коэффициент не зависит от тока. Однако при увеличении тока прямые характеристики диода, построенные при различных температурах, сближаются, что говорит об уменьшении d_T . Таким образом, при определении d_T нужно фиксировать ток, протекающий через диод.

Например, при токе $I = 1$ мА:

$$\vartheta = 25^\circ\text{C}, U = 0,73 \text{ В},$$

$$\vartheta = 60^\circ\text{C}, U = 0,66 \text{ В}.$$

Следовательно

$$d_T = \frac{(0,66 - 0,73) \text{ В}}{(60 - 25)^\circ\text{C}} = -2,0 \text{ мВ}/^\circ\text{C}.$$

Для определения температурного коэффициента следует рассмотреть обратную характеристику диода:

$$I_s(\vartheta) = I_s(\vartheta_0) e^{\alpha_T \Delta \vartheta}.$$

После логарифмирования и решения уравнения относительно α_T получается

$$\alpha_T = \frac{1}{\lg e} \frac{\lg I_s(\vartheta) - \lg I_s(\vartheta_0)}{(\vartheta - \vartheta_0)}.$$

При

$$\vartheta = 60^\circ\text{C}, I_s = 0,6 \text{ нА}$$

$$\vartheta = 0^\circ\text{C}, I_s = 0,012 \text{ нА}$$

Получается

$$\alpha_T = \frac{1}{\lg e} \frac{\lg 6 \cdot 10^{-10} - \lg 1,2 \cdot 10^{-11}}{60} = 6,5 \cdot 10^{-2} / ^\circ\text{C}.$$

Решение задания 1.2.2

1. Графическое решение

Для графического построения рабочей точки исходная схема преобразуется в одну из так называемых базовых схем. Это значит, что все линейные элементы собираются в схему эквивалентного генератора. Выводы этого эквивалентного источника питания одновременно являются выводами диода.

1. Построение эквивалентного генератора.

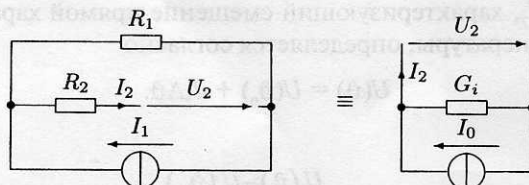


Рис. А.7. Построение эквивалентного генератора

2. Расчет эквивалентного генератора.

Ток короткого замыкания $I_0 = I_{2K} = I_1 \frac{G_2}{G_1 + G_2}$, $I_0 = 75$ мА.

Внутреннее сопротивление $R_i = \frac{1}{G_i} = R_1 + R_2$, $R_i = 60$ Ом.

3. Построение рабочей точки.

Определяются две точки характеристики генератора и наносятся на рис. 1.39. Первой точкой можно взять ток короткого замыкания $I_{2K} = I_0 = 75$ мА, вторую определить из характеристики генератора $I_2 = I_0 - G_i U_2$ при любом значении U_2 , например при $U_2 = 1,5$ В ток $I_2 = 50$ мА.

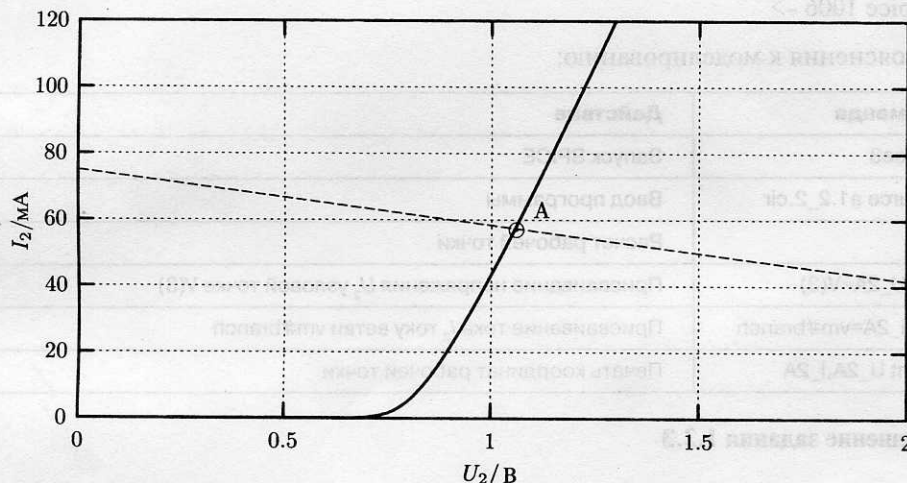


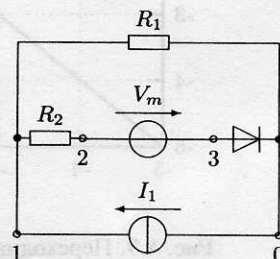
Рис. А.8. Графическое построение рабочей точки

Рабочей точкой является точка пересечения характеристики диода с характеристикой генератора ($U_{2A} = 1,06$ В, $I_{2A} = 57$ мА).

2. Решение моделированием (файл a1.2_2.cir)

В схеме нумеруются все узлы. Один должен иметь нулевой номер. Для измерения тока через диод последовательно с ним включают генератор V_m с нулевым значением выходного напряжения.

При программировании диода следует следить за тем, чтобы его температура равнялась 25°C (TEMP=25). Специальные параметры диода задаются в строке параметров.



Процесс моделирования:

```
servos:[simulation] >spice3
Program: Spice, version: 3f5
Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998
```

Type "help" for more information, "quit" to leave.

```
Spice 1001 -> source a1.2_2.cir
Circuit: Определение рабочей точки
Spice 1002 -> op
Spice 1003 -> let U_2A=V(3)
Spice 1004 -> let I_2A=vm#branch
Spice 1005 -> print U_2A,I_2A
u_2a = 1.064376e+00
i_2a = 5.726040e-02
Spice 1006 ->
```

Пояснения к моделированию:

Команда	Действие
spice3	Запуск SPICE
source a1.2_2.cir	Ввод программы
op	Расчет рабочей точки
let U_2A=V(3)	Присваивание напряжения U_2 узловой точке V(3)
let I_2A=vm#branch	Присваивание тока I_2 току ветви vm#branch
print U_2A,I_2A	Печать координат рабочей точки

Решение задания 1.2.3

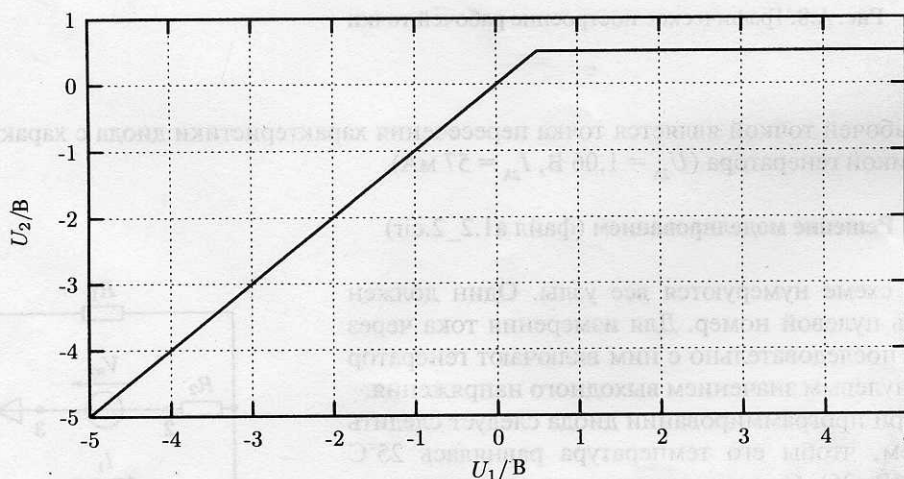


Рис. А.9. Переходная характеристика к схеме рис. 1.40

Диод заперт при любом напряжении $U_1 < U_s$. При запертом диоде на сопротивлении отсутствует падение напряжения и $U_2 = U_1$. Если входное напряжение превышает пороговое напряжение, то через диод начинает протекать ток, и падение напряжения на диоде составляет, согласно данной модели диода, ровно U_s .

Решение задания представляет систему уравнений:

$$U_2 = \begin{cases} U_1 & \text{для } U_1 \leq U_s \\ U_s & \text{для } U_1 > U_s \end{cases}$$

Решение задания 1.2.4

Сначала определяется входное напряжение, при котором диод начинает проводить. Для данной модели диода это $U_1 = U_s - U_0$. Если входное напряжение меньше этого значения, диод заперт, и выходное напряжение равно входному, так как падение напряжения на сопротивлении в этом случае отсутствует. Если входное напряжение больше, чем $U_1 = U_s - U_0$, то выходное напряжение равно $U_2 = U_s - U_0$.

Решение задания представляет систему уравнений:

$$U_2 = \begin{cases} U_1 & \text{для } U_1 \leq U_s - U_0 \\ U_s - U_0 & \text{для } U_1 > U_s - U_0 \end{cases}$$

Если на схему подается переменное входное напряжение, то выходное напряжение определяется системой уравнений. После подстановки числовых данных решение задания имеет вид:

$$u_2(t) = \begin{cases} u_1(t) & \text{для } u_1(t) \leq -1,8 \text{ В} \\ -1,8 \text{ В} & \text{для } u_1(t) > -1,8 \text{ В} \end{cases}$$

Осциллограмма напряжений при частоте $f = 1$ Гц изображена на рис. А.10.

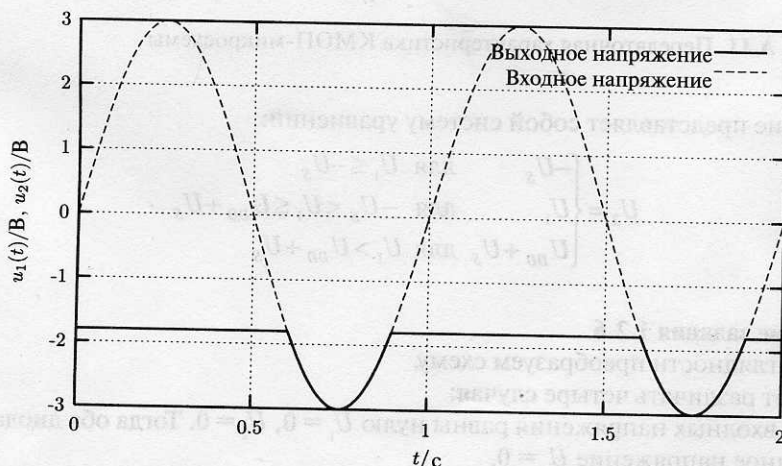


Рис. А.10. Осциллограмма напряжений схемы рис. 1.41 при входном синусоидальном напряжении

Решение задания 1.2.5

Поскольку для положительного напряжения питания открытым является только диод D_1 , а для отрицательного — диод D_2 , то анализ можно провести отдельно для положительного и отрицательного входного напряжения.

• Положительное входное напряжение

Диод D_1 открывается, как только прямое напряжение на нем сравняется с пороговым напряжением, т. е. $U_1 = U_s + U_{DD}$. Тогда выходное напряжение $U_2 = U_s + U_{DD}$. Сопротивления при этом не участвуют, так как через запертый диод D_2 и вход КМОП-микросхемы токи не протекают.

• Отрицательное входное напряжение

Диод D_2 открывается, как только прямое напряжение на нем сравняется с пороговым напряжением, т. е. $U_1 = -U_s$. Тогда выходное напряжение $U_2 = -U_s$. Сопротивления при этом также не участвуют, так как через запертый диод D_1 и вход КМОП-микросхемы токи не протекают.

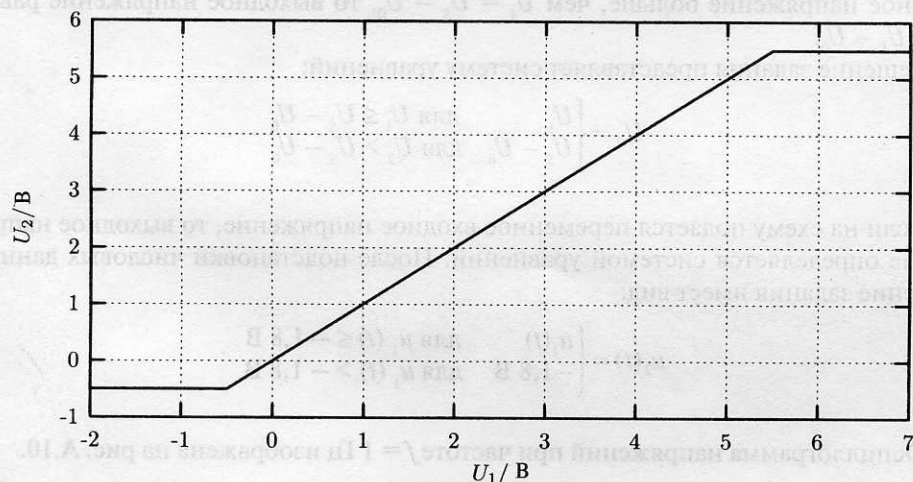


Рис. А.11. Передаточная характеристика КМОП-микросхемы

Решение представляет собой систему уравнений:

$$U_2 = \begin{cases} -U_s & \text{для } U_1 \leq -U_s \\ U_1 & \text{для } -U_s < U_1 \leq U_{DD} + U_s \\ U_{DD} + U_s & \text{для } U_1 > U_{DD} + U_s \end{cases}$$

Решение задания 1.2.6

Для наглядности преобразуем схему.

Следует различать четыре случая:

1. Оба входных напряжения равны нулю $U_1 = 0$, $U_2 = 0$. Тогда оба диода открыты, выходное напряжение $U_a = 0$.
2. $U_1 = 0$, $U_2 = 5$ В. Диод D_1 открыт, диод D_2 заперт, выходное напряжение $U_a = 0$.
3. $U_1 = 5$ В, $U_2 = 0$. Диод D_1 заперт, диод D_2 открыт, выходное напряжение $U_a = 0$.

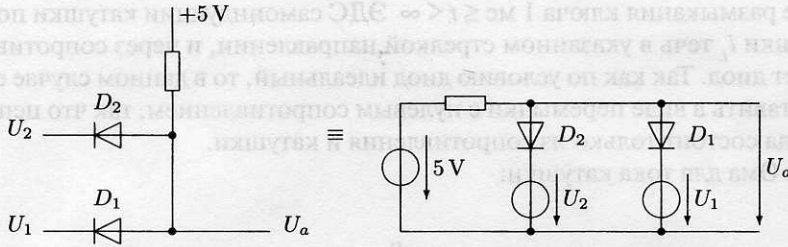


Рис. А.12. Преобразование схемы

4. $U_1 = 5 \text{ В}$, $U_2 = 5 \text{ В}$. Оба диода заперты, рабочая точка находится ровно на изгибе характеристики диода, выходное напряжение $U_a = 5 \text{ В}$.

Если $U_a = 0$ присвоить низкий логический уровень L , а $U_a = 5 \text{ В}$ присвоить высокий логический уровень H , то схема представляет собой логическую операцию И с функцией $U_a = U_1 \cdot U_2$.

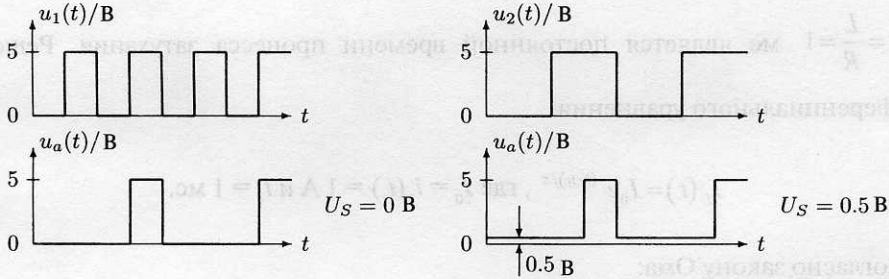


Рис. А.13. Диаграмма сигналов элемента И

Как изменится выходное напряжение, если пороговое напряжение диодов будет отличаться от нуля? Если диод открыт, на нем падает напряжение, равное его пороговому напряжению. В первых трех случаях тогда $U_a = U_s = 0,5 \text{ В}$. В четвертом случае, когда оба диода заперты, величина порогового напряжения не имеет значения, и ничего не меняется.

Логическому уровню L тогда следует присвоить величину $0,5 \text{ В}$, логический уровень H остается равным 5 В .

Решение задания 1.2.7

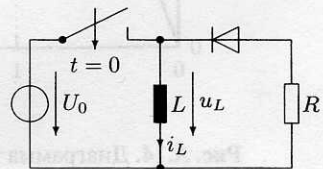
В течение времени закрытого состояния ключа $0 \leq t < 1 \text{ мс}$ катушка запасает энергию, диод заперт.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int U_0 dt = \frac{U_0}{L} t + K.$$

Так как $i_L(0) = 0$, то постоянная интегрирования $K = 0$.

$$i_L(1 \text{ мс}) = 1 \text{ А}.$$

$$u_L(t) = U_0 = 10 \text{ В}.$$



После размыкания ключа $1 \text{ мс} \leq t < \infty$ ЭДС самоиндукции катушки побуждает ток катушки i_L течь в указанном стрелкой направлении, и через сопротивление R открывает диод. Так как по условию диод идеальный, то в данном случае его можно представить в виде перемычки с нулевым сопротивлением, так что цепь обратного диода состоит только из сопротивления и катушки.

Закон Ома для тока катушки:

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + i_L R.$$

Это уравнение можно решить, например, методом разделения переменных:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L} i_L = -\frac{1}{\tau} i_L, \quad \frac{di_L}{i_L} = -\frac{1}{\tau} dt.$$

$\tau = \frac{L}{R} = 1 \text{ мс}$ является постоянной времени процесса затухания. Решение дифференциального уравнения:

$$i_L(t) = I_0 e^{-(t-t_1)/\tau}, \quad \text{где } I_0 = i_L(t_1) = 1 \text{ А и } t_1 = 1 \text{ мс}.$$

Согласно закону Ома:

$$u_L(t) = -i_L(t)R.$$

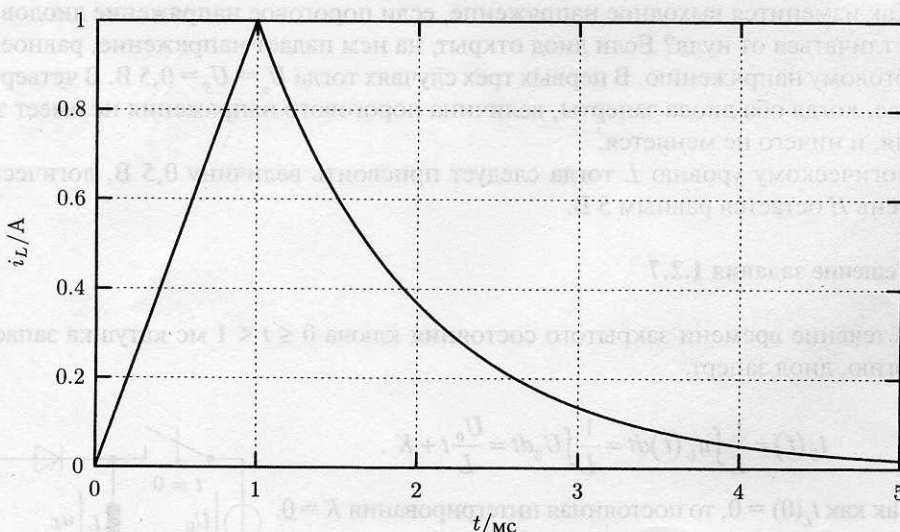


Рис. А.14. Диаграмма тока катушки

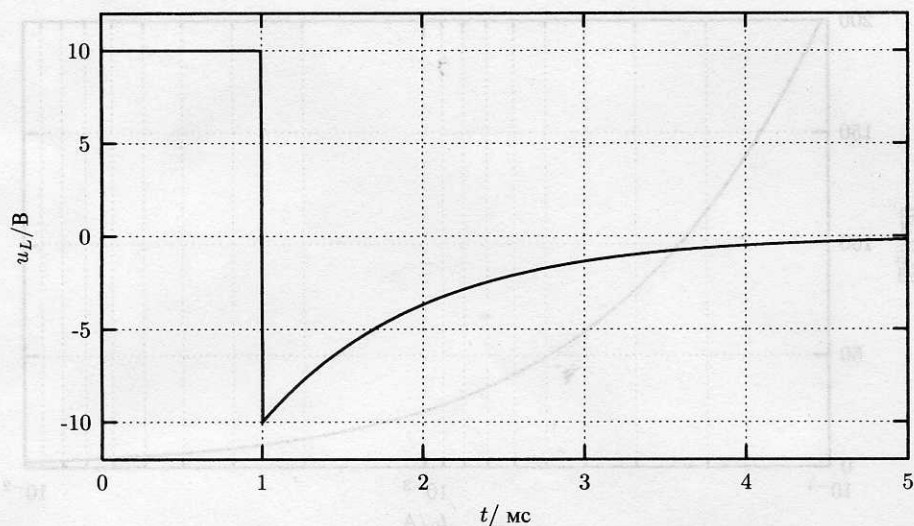


Рис. А.15. Диаграмма напряжения катушки

Решение задания 1.2.8

Схема на постоянном токе

Схема на переменном токе

Эквивалентная схема замещения для постоянного тока служит для определения рабочей точки. Ток рабочей точки идентичен току переменного источника тока I_0.	Эквивалентная схема замещения для переменного тока служит только для управления схемой малыми переменными сигналами в рабочей точке. Диод заменяется в этом случае сопротивлением $r_D = \frac{U_T}{I_0}$, где $U_T _{300\text{ К}} = 25,9\text{ мВ}$

Так как требуется рассчитать комплексную амплитуду выходного напряжения, входное напряжение преобразуется в комплексную область.

Из

$$u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$$

следует

$$\underline{U}_1 = \hat{u}_1 e^{j0} = \hat{u}_1.$$

Выходное напряжение определяется по правилу делителя напряжения

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_1}{1 + R/r_D} = \frac{\underline{U}_1}{1 + RI_0/U_T} = \frac{\hat{u}_1}{1 + RI_0/U_T}.$$

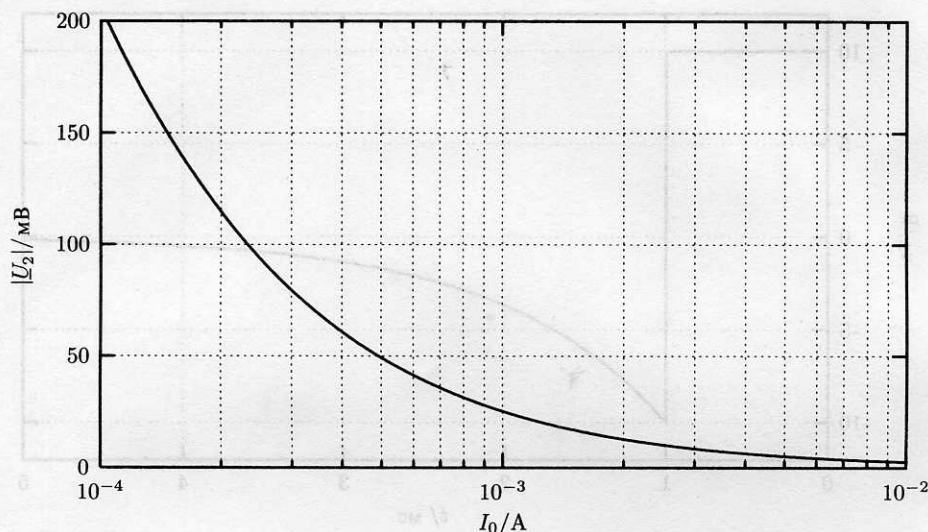


Рис. А.16. Амплитуда выходного сигнала как функция от тока диода

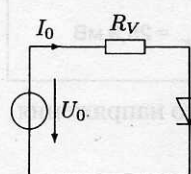
Так как в схеме присутствуют только активные сопротивления, то выходное напряжение совпадает по фазе с входным напряжением (синфазно).

Решение задания 1.2.9

Сначала рисуются две эквивалентные схемы замещения. Схема замещения для постоянного тока для определения рабочей точки (режим большого сигнала) и схема для переменного тока (в режиме малого сигнала), по которой определяется требуемое переменное напряжение диода.

Схему замещения в режиме большого сигнала определяют, замыкая накоротко источник переменного напряжения U_s и убирая из схемы конденсатор.

Ток рабочей точки задан $I_A = I_0 = 5$ мА. Через уравнение диода можно определить рабочее напряжение диода:



$$U_A = m U_T \lg \left(\frac{I_0}{I_s} + 1 \right), \quad U_A = 1,12 \text{ В.}$$

Далее определяется сопротивление R_V .

$$R_V = \frac{U_0 - U_A}{I_0}, \quad R_V = 176 \text{ Ом.}$$

Рис. А.17. Схема замещения в режиме большого сигнала

Схему замещения в режиме малого сигнала определяют, замыкая накоротко источник постоянного напряжения U_0 и, заменяя диод на его модель в режиме малого сигнала, дифференциальное сопротивление r .

Дифференциальное сопротивление рассчитывается согласно (1.36)

$$r = \frac{mU_T}{I_0}, r = 8,76 \text{ Ом.}$$

Искомое напряжение приложено к параллельному соединению дифференциального сопротивления r и сопротивления R_V

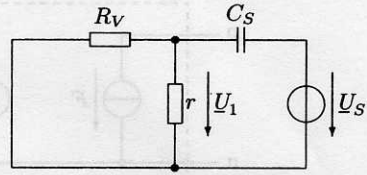


Рис. А.18. Схема замещения в режиме малого сигнала

$$\underline{U}_1 = \frac{R_V \parallel r}{R_V \parallel r + \frac{1}{j\omega C_s}} \underline{U}_s = \frac{\underline{U}_s}{1 - j \frac{G_V + g}{\omega C_s}}.$$

$$\underline{U}_1 = \frac{0,1 \text{ В}}{1 - j19,07} = 5,24 \text{ мВ} \cdot e^{j87^\circ}.$$

А.3. Решения к заданиям раздела 1.3

Решение задания 1.3.1

1. Расчет эквивалентной емкости

Анализируя схему, можно записать

$$i = i_0$$

$$i_0 = C_0 \frac{d}{dt} f(u) = C_0 \frac{d}{du} f(u) \frac{du}{dt}.$$

То есть

$$i = C \frac{du}{dt}, \text{ где } C = C_0 \frac{d}{du} f(u).$$

Эквивалентная емкость равна $C = C_0 f'(u)$.

2. Расчет функции $f(u)$

Из заданного условия

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 - u/U_D}} = C_0 f'(u)$$

следует, что

$$f(u) = \int \frac{1}{\sqrt{1 - u/U_D}} du = -2U_D \sqrt{1 - \frac{u}{U_D}}.$$

3. SPICE-программа

Схема на рис. 1.55 оформляется как подпрограмма (subcircuit). Источник тока I_u управляется током конденсатора, а источник напряжения B — нелинейной функцией $f(u)$.

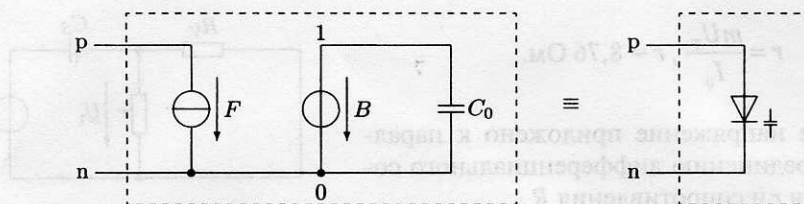


Рис. А.19. SPICE-модель емкостного диода

Программа (файл a1.3_1.cir)

Задание 1.3.1 Емкость pn -перехода варактора

* Напряжение задается в виде отрицательной функции

V1 1 0 pwl (0,0) (1, 10)

* Диод программируется как подпрограмма XCj

XCj 1 0 varactor

.tran 10m 1 0 10m

. subckt varactor p n

* p = анод, n = катод

* Ввод функции $f(u)$ с $UD=0.7$ В:

B 1 0 V=-1.4*sqrt(1-V(p,n)/.7)

*C0: Емкость переходного слоя при $U=0$

C0 1 0 80 pF

* Ток через C0 подается через управляемый источник F
во входной контур.

* Так как ток конденсатора и ток через B направлены встречно,
согласующий коэффициент равен -1.

F p n B -1

.ends

.end

Процесс моделирования

После запуска SPICE приведенная выше программа будет считана (ввод source a1.3_1.cir) и схема смоделирована (команда run). После этого для наглядности переменным присваиваются новые имена, например, u1 для прямого напряжения и i_1 тока диода (ввод let u1=V(1) и let i1=-V1#branch). Емкость переходного слоя

определяется как $i_1 = C \frac{d}{dt} u_1$ (ввод let Cj=i1/deriv(u1)). Теперь емкость в функции

напряжения может быть распечатана (команда plot Cj vs u1) или сохранена в виде файла данных (команда print u1, Cj > a1.3_1.dat).

Файл данных командой GNUPLOT представляется в виде кривой (file L1.3_1.gnu).

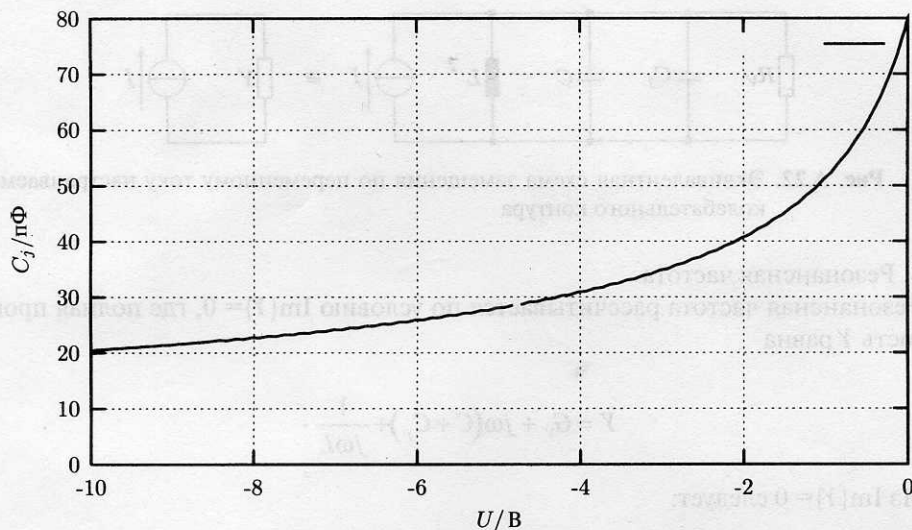


Рис. А.20. Смоделированная зависимость емкости от напряжения $C_j = f(U)$

Решение задания 1.3.2

Прежде чем рассчитывать колебательный контур, необходимо определить емкость емкостного диода. Для этого определяется рабочая точка диода.

Потерями на диоде в закрытом состоянии можно пренебречь, т. е. ток через закрытый диод принимается равным нулю. Поэтому напряжение U_B полностью приложено к диоду. Емкость переходного слоя в рабочей точке равна

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + U_B/U_D}}.$$

Как было показано в разделе 1.2.3, данное выражение позволяет определить емкость для эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала.

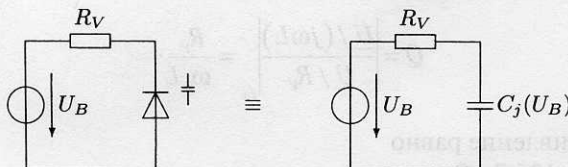


Рис. А.21. Эквивалентная схема замещения по постоянному току настраиваемого колебательного контура

Для расчета резонансной частоты требуется построить схему замещения по переменному току. Для этого источник постоянного напряжения замыкается коротко, емкостный диод заменяется своей схемой замещения в режиме малого сигнала, емкость переходного слоя в рабочей точке и развязывающий конденсатор согласно условию заменяются на короткое замыкание.

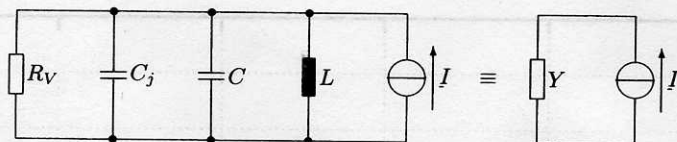


Рис. А.22. Эквивалентная схема замещения по переменному току настраиваемого колебательного контура

1. Резонансная частота

Резонансная частота рассчитывается по условию $\text{Im}\{Y\} = 0$, где полная проводимость Y равна

$$Y = G_V + j\omega(C + C_j) + \frac{1}{j\omega L}.$$

Из $\text{Im}\{Y\} = 0$ следует:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L(C + C_j)} \quad \text{или} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_j)}}, \quad \text{где } C_j = \frac{C_{j_0}}{\sqrt{1 + U_B/U_D}}.$$

Диаграмма резонансной частоты $f_0(U_B)$ показана на рис. А.23.

2. Сопротивление

Добротность Q параллельного колебательного контура

$$\text{Добротность} = \left| \frac{\text{Ток катушки}}{\text{Суммарный ток}} \right|_{f_0} = \left| \frac{\text{Ток через емкость}}{\text{Суммарный ток}} \right|_{f_0},$$

т. е. через реактивные элементы протекает Q -кратный ток I . Так как при резонансе токи взаимно компенсируются, $I_L + I_C = 0$, то суммарный ток протекает также через сопротивление R_V . Обозначив напряжение контура через $\underline{U}$, можно записать:

$$Q = \left| \frac{\underline{U}/(j\omega L)}{\underline{U}/R_V} \right|_{f_0} = \frac{R_V}{\omega_0 L}.$$

Отсюда сопротивление равно

$$R_V = Q\omega_0 L, \quad R_V = 125,7 \text{ кОм}.$$

3. Емкостный диод с потерями

Схема замещения емкостного диода состоит из последовательного включения емкости переходного слоя C_j и сопротивления R_B .

Добротность емкостного диода при резонансной частоте f_0

$$Q_c = \left| \frac{\text{Реактивная мощность}}{\text{Активная мощность}} \right|_{f_0} = \frac{1}{\omega_0 C_j R_B}.$$

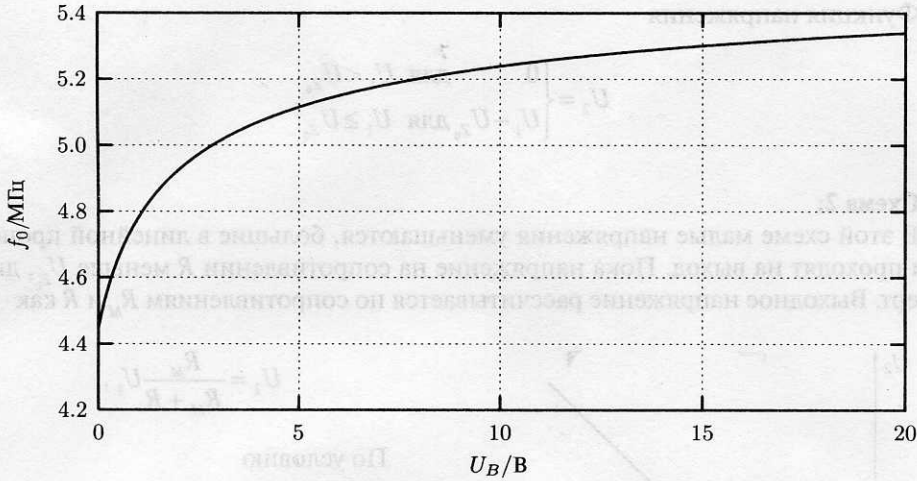


Рис. А.23. Резонансная частота колебательного контура в функции постоянного напряжения U_B

Так как емкость диода при ω_0

$$C_j = \frac{1}{\omega_0^2 L} - C = 26,65 \text{ пФ},$$

добротность диода равна $Q_c = 119,4$.

Для расчета результирующей добротности колебательного контура последовательно включенные емкость переходного слоя C_j и сопротивление R_b пересчитываются в эквивалентную параллельную схему:

$$C_{j\text{паралл}} = \frac{C_j}{1 + Q_c^2} \approx C_j, \quad R_{b\text{паралл}} = R_b (1 + Q_c^2) \approx R_b Q_c^2 = 142,6 \text{ кОм}.$$

Результирующая добротность равна:

$$Q' = \frac{R_v \parallel R_{b\text{паралл}}}{\omega_0 L} = \frac{R_v \parallel R_{b\text{паралл}}}{R_v} Q = \frac{Q}{1 + R_v / R_{b\text{паралл}}} = 266.$$

Решение задания 1.3.3

Схема 1:

В этой схеме подавляются малые измерительные напряжения. Для входных напряжений менее U_{z0} Z-диод заперт, выходное напряжение равно нулю. При превышении напряжения пробоя выходное напряжение растет из-за $r_z = 0$ пропорционально входному напряжению.

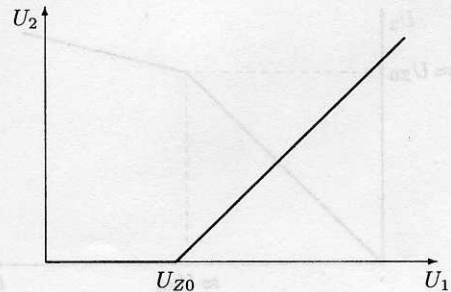


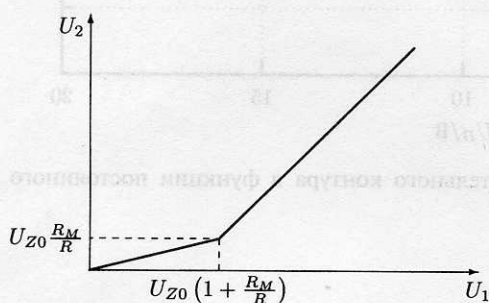
Рис. А.24. Начальная зона-подавление

Функция напряжения

$$U_2 = \begin{cases} 0 & \text{для } U_1 < U_{z_0} \\ U_1 - U_{z_0} & \text{для } U_1 \geq U_{z_0} \end{cases}$$

Схема 2:

В этой схеме малые напряжения уменьшаются, большие в линейной пропорции проходят на выход. Пока напряжение на сопротивлении R меньше U_{z_0} , диод заперт. Выходное напряжение рассчитывается по сопротивлениям R_M и R как



$$U_2 = \frac{R_M}{R_M + R} U_1$$

По условию

$$\frac{R}{R_d + R_M} U_1 \leq U_{z_0} \text{ или } U_1 \leq U_{z_0} \left(1 + \frac{R_M}{R}\right)$$

Для больших входных напряжений диод открыт, и выходное напряжение растет пропорционально входному напряжению, $U_2 = U_1 - U_{z_0}$.

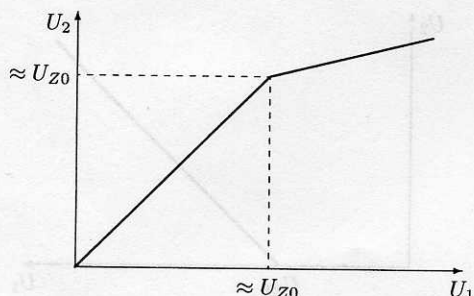
Рис. А.25. Начальная зона-уменьшение

Функция напряжения

$$U_2 = \begin{cases} \frac{R_M}{R_M + R} U_1 & \text{для } U_1 < U_{z_0} \left(1 + \frac{R_M}{R}\right) \\ U_1 - U_{z_0} & \text{для } U_1 \geq U_{z_0} \left(1 + \frac{R_M}{R}\right) \end{cases}$$

Схема 3:

В этой схеме большие напряжения наоборот уменьшаются, малые в линейной пропорции проходят на выход. Пока напряжение на сопротивлении измерительного прибора R_M меньше U_{z_0} , диод заперт. Выходное напряжение рассчитывается по сопротивлениям R_M и R_V



$$U_2 = \frac{R_M}{R_M + R_V} U_1 \approx U_1$$

По условию

$$U_1 \leq U_{z_0} \left(1 + \frac{R_V}{R_M}\right)$$

Для больших входных напряжений диод открыт, и выходное напряжение равно

Рис. А.26. Конечная зона-уменьшение

$$U_2 = \frac{U_1 G_V + U_{Z_0} G}{G_V + G + G_M} \approx U_{Z_0} + \frac{R}{R_V} U_1.$$

Функция напряжения

$$U_2 = \begin{cases} \frac{R_M}{R_V + R_M} U_1 & \text{для } U_1 < U_{Z_0} \left(1 + \frac{R_V}{R_M}\right) \\ \frac{U_1 G_V + U_{Z_0} G}{G_V + G + G_M} & \text{для } U_1 \geq U_{Z_0} \left(1 + \frac{R_V}{R_M}\right) \end{cases}$$

С допущениями по условию уравнения упрощаются

$$U_2 = \begin{cases} U_1 & \text{для } U_1 < U_{Z_0} \\ U_{Z_0} + \frac{R}{R_V} U_1 & \text{для } U_1 \geq U_{Z_0} \end{cases}$$

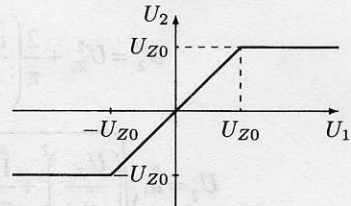
Решение задания 1.3.4

Поскольку модель Z-диода кусочно-аппроксимирована, решение задания производится по этапам:

- Если амплитуда входного напряжения меньше Z-напряжения U_{Z_0} , один из двух Z-диодов заперт, выходное напряжение равно входному.
- Если амплитуда входного напряжения больше Z-напряжения U_{Z_0} , один из двух Z-диодов открывается, выходное напряжение ограничено значением напряжения пробоя.

Функция напряжения:

$$U_2 = \begin{cases} U_1 & \text{для } |U_1| < U_{Z_0} \\ U_{Z_0} & \text{для } U_1 \geq U_{Z_0} \\ -U_{Z_0} & \text{для } U_1 \leq -U_{Z_0} \end{cases}$$



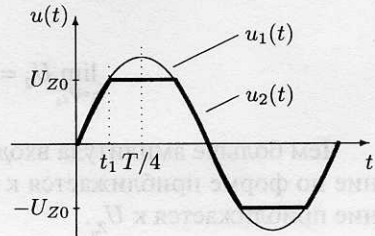
С помощью этой функции можно определить вид выходного напряжения. Выходное напряжение повторяет входное, пока оно меньше U_{Z_0} . Оно постоянно и равно U_{Z_0} , если амплитуда входного напряжения превышает U_{Z_0} .

Расчет эффективного значения выходного напряжения U_2 .

Пока $\hat{u}_1 < U_{Z_0}$, оба диода закрыты и

$$U_2 = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}} = U_1, \quad \text{эффективные значения}$$

обоих напряжений равны.



Пока $\hat{u}_1 \geq U_{z_0}$, расчет проводится на четверть периода.

Если показатель эффективности равен $U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$, то

$$\begin{aligned} U_2^2 &= \frac{1}{T/4} \left[\int_0^{t_1} u_1^2(t) dt + \int_{t_1}^{T/4} U_{z_0}^2(t) dt \right] = \\ &= \frac{4}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{\hat{u}_1^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) dt + U_{z_0}^2 \left(\frac{T}{4} - t_1 \right) \right] = \\ &= \frac{4}{T} \left[\frac{\hat{u}_1^2}{2} t_1 - \frac{\hat{u}_1^2}{2 \cdot 2\omega} \sin 2\omega t_1 + U_{z_0}^2 \frac{T}{4} - U_{z_0}^2 t_1 \right] = \\ &= U_{z_0}^2 = \frac{4t_1}{T} \left(\frac{\hat{u}_1^2}{2} - U_{z_0}^2 \right) - \frac{\hat{u}_1^2}{2\pi} \sin 2\omega t_1. \end{aligned}$$

Из диаграммы следует, что $\hat{u}_1 \sin \omega t_1 = U_{z_0}$, откуда

$$\begin{aligned} \sin 2\omega t_1 &= 2 \sin \omega t_1 \cos \omega t_1 = 2 \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \sqrt{1 - \left(\frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \right)^2}, \\ \omega t_1 &= \arcsin \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1}. \end{aligned}$$

При подстановке

$$\begin{aligned} U_2^2 &= U_{z_0}^2 + \frac{2}{\pi} \left(\frac{\hat{u}_1^2}{2} - U_{z_0}^2 \right) \arcsin \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} - \frac{\hat{u}_1^2}{\pi} \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \sqrt{1 - \left(\frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \right)^2}. \\ U_2 &= \hat{u}_1 \sqrt{\left(\frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \right)^2 + \frac{1}{\pi} \left(1 - 2 \left(\frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \right)^2 \right) \arcsin \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} - \frac{1}{\pi} \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \sqrt{1 - \left(\frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} \right)^2}}. \end{aligned}$$

Это выражение сложно для понимания, поэтому лучше представить его графически.

Диаграмма начинается при $\hat{u}_1 = U_{z_0}$ с эффективного значения $U_2 = U_1$.

$$\lim_{\hat{u}_1 \rightarrow U_{z_0}} U_2 = \hat{u}_1 \sqrt{1 + \frac{1}{\pi} (1 - 2) \frac{\pi}{2} - 0} = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}} = U_1.$$

Чем больше амплитуда входного напряжения, тем больше выходное напряжение по форме приближается к симметричному меандру, т. е. эффективное значение приближается к U_{z_0} .

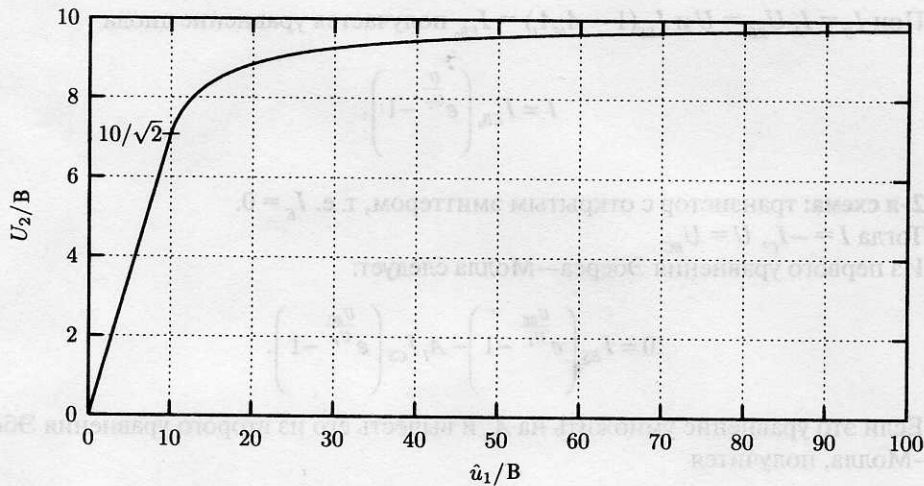


Рис. А.27. Стабилизация переменного напряжения

$$\lim_{\hat{u}_1 \gg U_{z_0}} U_2 = \lim_{\hat{u}_1 \gg U_{z_0}} \sqrt{U_{z_0}^2 + \frac{2 \hat{u}_1^2}{\pi} \arcsin \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1} - \frac{\hat{u}_1^2}{\pi} \frac{U_{z_0}}{\hat{u}_1}} = U_{z_0}.$$

А.4. Решения к заданиям раздела 1.4

Решение задания 1.4.1

Уравнения Эберса—Молла

$$I_E = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - A_I I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_C = A_N I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

1-я схема: транзистор с открытым коллектором, т. е. $I_C = 0$.

Тогда $I = I_E$, $U = U_{BE}$.

Из второго уравнения Эберса—Молла следует:

$$0 = A_N I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

Если это уравнение умножить на A_I и вычесть его из первого уравнения Эберса—Молла, получится

$$I_E = I_{ES} (1 - A_N A_I) \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right).$$

При $I_E = I$, $U_{BE} = U$ и $I_{ES}(1 - A_N A_I) = I_{EB_0}$ получается уравнение диода

$$I = I_{EB_0} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

2-я схема: транзистор с открытым эмиттером, т. е. $I_E = 0$.

Тогда $I = -I_C$, $U = U_{BC}$.

Из первого уравнения Эберса—Молла следует:

$$0 = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - A_I I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

Если это уравнение умножить на A_N и вычесть его из второго уравнения Эберса—Молла, получится

$$I_C = I_{CS} (A_N \cdot A_I - 1) \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right).$$

При $I_C = -I$, $U_{BC} = U$ и $I_{CS}(1 - A_N A_I) = I_{CB_0}$ получается уравнение диода

$$I = I_{CB_0} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

3-я схема: транзистор с короткозамкнутым диодом коллектора, т. е. $U_{BC} = 0$.

Тогда $I = I_E$, $U = I_{BE}$.

Из первого уравнения Эберса—Молла следует:

$$I = I_{ES} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

4-я схема: транзистор с короткозамкнутым диодом эмиттера, т. е. $U_{BE} = 0$.

Тогда $I = -I_C$, $U = U_{BC}$.

Из второго уравнения Эберса—Молла следует:

$$I = I_{CS} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

5-я схема: транзистор с замыканием коллектор-эмиттер, т. е. $U_{CE} = 0$.

Тогда $I = I_B$, $U = U_{BE}$.

При $U_{BE} = U_{BC}$ из уравнений Эберса—Молла следует:

$$I_E = (I_{ES} - A_I I_{CS}) \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right),$$

$$I_C = (A_N I_{ES} - I_{CS}) \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right).$$

При $I_B = I_E - I_C$ получается уравнение диода

$$I = (I_{ES}(1 - A_N) + I_{CS}(1 - A_I)) \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right).$$

Решение задания 1.4.2

Транзистор проводит в зависимости от величины входного напряжения U_I в различных состояниях. Различают два случая:

1. Пока напряжение на сопротивлении R_2 меньше, чем пороговое напряжение эмиттерного диода, транзистор заперт.

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U < U_S \text{ или } U < \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_S = 7 \text{ В.}$$

Отсюда следует, что

$$I = \frac{U}{R_1 + R_2}$$

или

$$\left(\frac{I}{\text{мА}} \right) = 0,1 \left(\frac{U}{\text{В}} \right) \text{ для } U < 7 \text{ В.}$$

2. Транзистор открывается при

$$U \geq \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_S = 7 \text{ В.}$$

Для расчета ВАХ составляется и анализируется эквивалентная схема замещения.

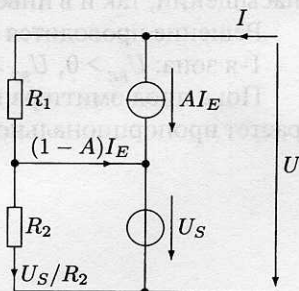
$$I = I_E + \frac{U_S}{R_2}.$$

$$U = R_1 \left[I_E (1 - A) + \frac{U_S}{R_2} \right] + U_S.$$

Из этого следует

$$I_E = \frac{U - U_S \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{R_1 (1 - A)} = I - \frac{U_S}{R_2},$$

$$I = \frac{U}{R_1 (1 - A)} + U_S \left[G_2 - \frac{G_1 + G_2}{1 - A} \right],$$



$$I = \frac{U}{R_1(1-A)} - \frac{G_1 + AG_2}{(1-A)} U_s.$$

$$\left(\frac{I}{\text{мА}} \right) = 11,11 \left(\frac{U}{\text{В}} \right) - 77,08 \text{ для } U \geq 7 \text{ В.}$$

Из ВАХ определяются параметры Z-диода

$$U_{z_0} = U|_{I=0} = \left(1 + A \frac{R_1}{R_2} \right) U_s = 6,94 \text{ В, } \tau_z = \frac{1}{dI/dU} = R_1(1-A) = 90 \text{ Ом.}$$

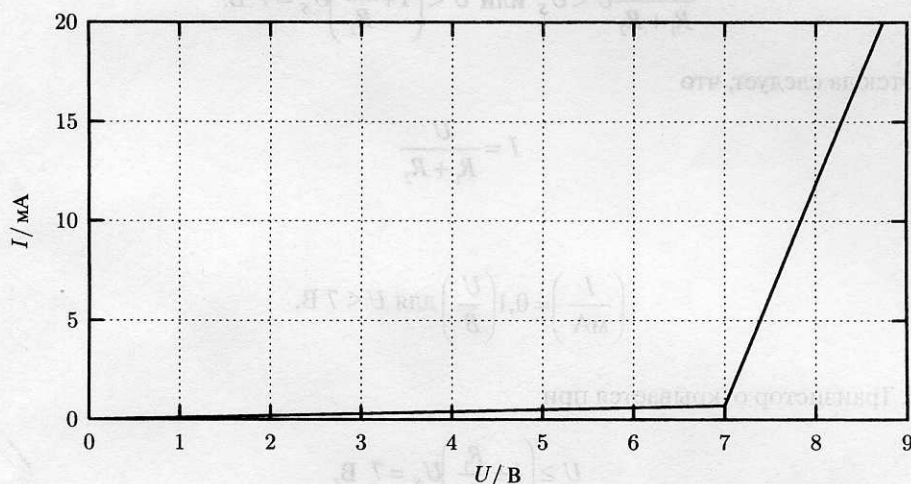


Рис. А.28. ВАХ Z-диода

Решение задания 1.4.3

Согласно таблице 1.2, полярность напряжения диодов эмиттера и коллектора определяет, в каком состоянии находится транзистор. В схеме, которую мы анализируем, напряжение база-коллектор всегда положительное, напряжение база-эмиттер в зависимости от величины входного напряжения U_I может быть как положительным, так и отрицательным. Поэтому транзистор может находиться как в насыщении, так и в инверсном активном состоянии.

Решение проводится поэтапно.

1-я зона: $U_{BE} > 0$, $U_{BC} > 0$, транзистор в насыщении.

Пока диод эмиттера проводит (рис. А.29, левая часть), выходное напряжение растет пропорционально U_I

$$U_2 = U_1 + U_{BE_0} - U_{BC_0},$$

$$\left(\frac{U_2}{B} \right) = \left(\frac{U_I}{B} \right) + 0,09.$$

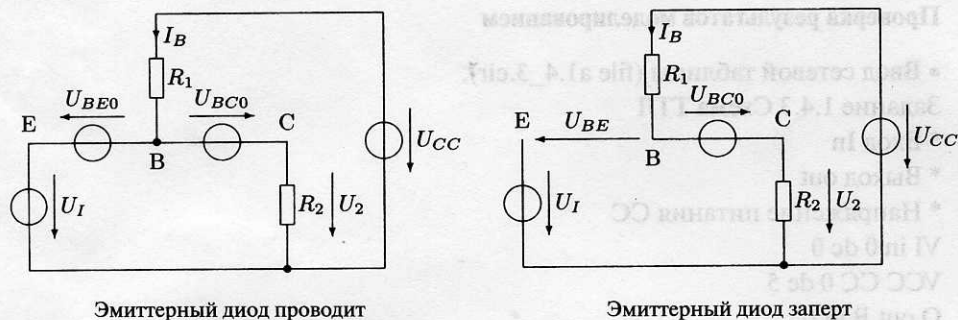


Рис. А.29. Эквивалентная схема замещения, транзистор насыщен

Этот процесс продолжается до значения входного напряжения, при котором диод эмиттера запирается. Значение этого напряжения

$$U_I + U_{BE0} = U_{BC0} + \frac{U_{CC} - U_{BC0}}{R_1 + R_2} R_2,$$

$$U_I = \frac{R_2 U_{CC} + R_1 U_{BC0}}{R_1 + R_2} - U_{BE0} = 0,772 \text{ В.}$$

Для большего U_I диод эмиттера остается закрытым, напряжение на диоде эмиттера падает. Пока $U_{BE} \geq 0$, транзистор остается в насыщении (рис. А.29, правая часть). Выходное напряжение в этом случае постоянно и равно

$$U_2 = \frac{U_{CC} - U_{BC0}}{R_1 + R_2} R_2 = 0,862 \text{ В.}$$

Напряжение база-эмиттер равно нулю при

$$U_I = \frac{R_2 U_{CC} + R_1 U_{BC0}}{R_1 + R_2} = 1,552 \text{ В.}$$

Если входное напряжение растет выше $U_I = 1,552 \text{ В}$, транзистор переходит в инверсный режим.

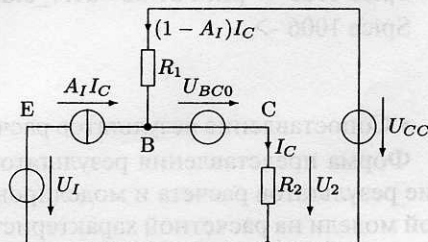
2-я зона: $U_{BE} < 0$, $U_{BC} > 0$, транзистор работает в инверсном активном режиме. В этом режиме напряжение U_2 не зависит от входного напряжения:

$$-U_{CC} + (1 - A_I) R_1 I_C + U_{BC0} + I_C R_2 = 0,$$

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{BC0}}{(1 - A_I) R_1 + R_2},$$

$$U_2 = \frac{R_2}{(1 - A_I) R_1 + R_2} (U_{CC} - U_{BC0}).$$

$$U_2 = 0,876 \text{ В.}$$



Инверсный активный режим

Проверка результатов моделированием

- Ввод сетевой таблицы (file a1.4_3.cir).

Задание 1.4.3 Схема ТТЛ

* Вход In

* Выход out

* Напряжение питания CC

VI in 0 dc 0

VCC CC 0 dc 5

Q out B in tr

* AN=.99 --> BF=100

* AI=.02 --> BR=.02

.model tr npn BF=100 BR=.02

R1 CC B 4k

R2 out 0 1k

.dc VI 0 2 10m

.end

- Моделирование и представление результата.

После завершения моделирования результатам присваиваются интуитивно понятные названия переменных. Данные сохраняются для распечатки (файл a1.4_3.dat).

servos:[simulation] >spice3

Program: Spice, version: 3f5

Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998

Type "help" for more information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a1.4_3.cir

Circuit: Задание 1.4.3 TTL-схема

Spice 1002 -> run

Spice 1003 -> let u1=v(in)

Spice 1004 -> let u2=v(out)

Spice 1005 -> print u1 u2 >a1.4_3.dat

Spice 1006 ->

- Сопоставление результатов расчета и моделирования.

Форма представления результатов на рис. А.30 показывает хорошее совпадение результатов расчета и моделирования. Резкие переходы, обусловленные смесью модели на расчетной характеристике, отсутствуют на характеристике моделирования.

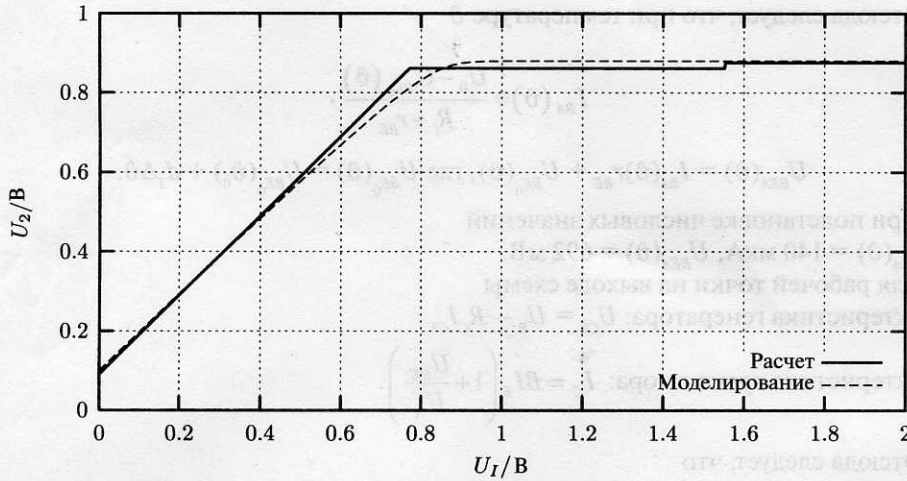


Рис. А.30. Передаточные характеристики ТТЛ-схемы по результатам расчета и моделирования

Решение задания 1.4.4

1. Параметры схемы с делителем напряжения в цепи базы.

Входная рабочая точка определяется из данных уравнений транзистора

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{B(1 + U_{CE}/U_A)}, I_{BA} = 100 \text{ мкА},$$

$$U_{BEA} = r_{BE} I_{BA} + U_{BE0}, U_{BEA} = 720 \text{ мВ}.$$

По известным данным рабочей точки рассчитываются все сопротивления:

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}, R_C = 500 \text{ Ом}$$

$$R_2 = \frac{U_{BEA}}{I_{qA}} = \frac{U_{BEA}}{10 I_{BA}}, R_2 = 720 \text{ Ом}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA} + I_{qA}} = \frac{U_B - U_{BEA}}{11 I_{BA}}, R_1 = 17,53 \text{ кОм}$$

2. Расчет рабочей точки при температуре ϑ .

Элементы схемы U_B , R_1 и R_2 объединяются в эквивалентный генератор с напряжением холостого хода $U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B$ и внутренним сопротивлением $R_i = R_1 \parallel R_2$.

Входная рабочая точка при повышенной температуре определяется на пересечении характеристик генератора и транзистора:

характеристика генератора: $U_{BE} = U_0 - R_i I_B$

характеристика транзистора: $U_{BE} = I_B r_{BE} + U_{BE0}$

Отсюда следует, что при температуре ϑ

$$I_{BA}(\vartheta) = \frac{U_0 - U_{BE_0}(\vartheta)}{R_i + r_{BE}},$$

$$U_{BEA}(\vartheta) = I_{BA}(\vartheta)r_{BE} + U_{BE_0}(\vartheta), \text{ где } U_{BE_0}(\vartheta) = U_{BE_0}(\vartheta_0) + d_T \Delta\vartheta.$$

При подстановке числовых значений

$$I_{BA}(\vartheta) = 140 \text{ мкА}, U_{BEA}(\vartheta) = 692 \text{ мВ}.$$

Для рабочей точки на выходе схемы

$$\text{характеристика генератора: } U_{CE} = U_B - R_C I_C,$$

$$\text{характеристика транзистора: } I_C = B I_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right).$$

Отсюда следует, что

$$U_{CEA}(\vartheta) = \frac{U_B - R_C B(\vartheta) I_{BA}(\vartheta)}{1 + \frac{R_C B(\vartheta) I_{BA}(\vartheta)}{U_A}}, \text{ где } B(\vartheta) = B(\vartheta_0) e^{b \Delta\vartheta},$$

$$I_{CA}(\vartheta) = \frac{U_B - U_{CEA}(\vartheta)}{R_C}.$$

При подстановке числовых значений получаем новое значение выходной рабочей точки:

$$I_{CA}(\vartheta) = 29,7 \text{ мА}, U_{CEA}(\vartheta) = 5,15 \text{ В}.$$

3. Определение сопротивления базы.

Так как рабочая точка должна остаться неизменной, сопротивление коллектора также должно быть неизменным. Сопротивление базы равно

$$R_B = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA}}, R_B = 192,8 \text{ кОм}.$$

4. Расчет рабочей точки при температуре ϑ .

Входная рабочая точка определяется на пересечении характеристик генератора и транзистора:

$$\text{характеристика генератора: } U_{BE} = U_B - R_B I_B,$$

$$\text{характеристика транзистора: } U_{BE} = I_B r_{BE} + U_{BE_0}.$$

Отсюда следует, что при температуре ϑ

$$I_{BA}(\vartheta) = \frac{U_B - U_{BE_0}(\vartheta)}{R_B + r_{BE}},$$

$$U_{BEA}(\vartheta) = I_{BA}(\vartheta)r_{BE} + U_{BE_0}(\vartheta), \text{ где } U_{BE_0}(\vartheta) = U_{BE_0}(\vartheta_0) + d_T \Delta\vartheta.$$

При подстановке числовых значений получаем

$$I_{BA}(\vartheta) = 100,2 \text{ мкА}, U_{BEA}(\vartheta) = 680 \text{ мВ}.$$

Ток базы при повышении температуры практически не изменился.

Для рабочей точки на выходе схемы

$$\text{характеристика генератора } U_{CE} = U_B - R_C I_C$$

$$\text{характеристика транзистора } I_C = B I_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right).$$

Отсюда следует, что

$$U_{CEA}(\vartheta) = \frac{U_B - R_C B(\vartheta) I_{BA}(\vartheta)}{1 + \frac{R_C B(\vartheta) I_{BA}(\vartheta)}{U_A}}, \text{ где } B(\vartheta) = B(\vartheta_0) e^{b \Delta \vartheta},$$

$$I_{CA}(\vartheta) = \frac{U_B - U_{CEA}(\vartheta)}{R_C}.$$

При подстановке числовых значений:

$$I_{CA}(\vartheta) = 22,3 \text{ мА}, U_{CEA}(\vartheta) = 8,86 \text{ В}.$$

Сравнение результатов показывает, что рабочая точка при повышении температуры более стабильна в правой части схемы рис. 1.125, чем в левой.

Решение задания 1.4.5

Для заданной схемы составляется эквивалентная схема замещения для постоянного напряжения. Дополнительно отображаются необходимые для расчета данные.

Вместе с дополнительно введенным током I_q существуют четыре неизвестных. Следовательно, для решения необходимы четыре независимых уравнения. Три уравнения определяются по методу контурных токов, четвертое — выходное уравнение транзистора.

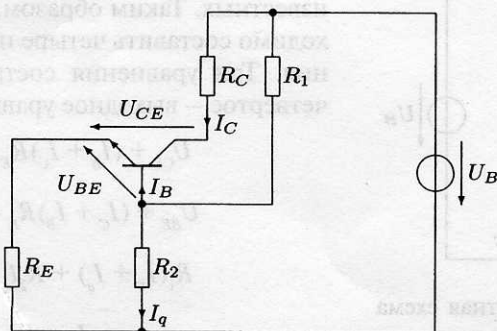


Рис. А.31. Эквивалентная схема замещения для постоянного напряжения схемы с ОБ

$$I_C R_C + U_{CE} + (I_B + I_C) R_E - U_B = 0,$$

$$U_{BE} + (I_C + I_B) R_E - I_q R_2 = 0,$$

$$R_1 (I_B + I_q) + R_2 I_q - U_B = 0,$$

$$I_C = \beta I_B.$$

Если подставить последнее уравнение в два первых, система сокращается до трех уравнений.

$$\begin{bmatrix} (1+\beta)R_E + \beta R_C & 1 & 0 \\ -(1+\beta)R_E & 0 & R_2 \\ R_1 & 0 & R_1 + R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_B \\ U_{CE} \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_B \\ U_{BE} \\ U_B \end{bmatrix}.$$

По правилу Крамера

$$I_B = \frac{\begin{vmatrix} U_B & 1 & 0 \\ U_{BE} & 0 & R_2 \\ U_B & 0 & R_1 + R_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (1+\beta)R_E + \beta R_C & 1 & 0 \\ -(1+\beta)R_E & 0 & R_2 \\ R_1 & 0 & R_1 + R_2 \end{vmatrix}} = \frac{U_B R_2 - U_{BE} (R_1 + R_2)}{(1+\beta)R_E (R_1 + R_2) + R_1 R_2}, \quad I_{BA} = 0,1 \text{ мА}.$$

Из уравнения транзистора определяется ток коллектора

$$I_C = \beta I_B, \quad I_{CA} = 4,9 \text{ мА}.$$

Из первого уравнения системы определяется напряжение коллектор-эмиттер

$$U_{CE} = U_B - I_C R_C - (I_B + I_C) R_E, \quad U_{CEA} = 4,2 \text{ В}.$$

Решение задания 1.4.6

Для заданной схемы составляется эквивалентная схема замещения для постоянного напряжения. Дополнительно отображаются необходимые для расчета данные.

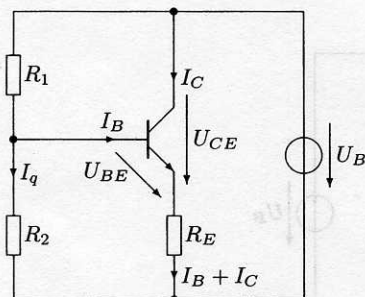


Рис. А.32. Эквивалентная схема замещения по постоянному току

Вместе с дополнительно введенной вспомогательной величиной I_q существуют четыре неизвестных. Таким образом, для решения необходимо составить четыре независимых уравнения. Три уравнения составляются по схеме, четвертое — выходное уравнение транзистора.

$$U_{CE} + (I_B + I_C) R_E - U_B = 0,$$

$$U_{BE} + (I_C + I_B) R_E - I_q R_2 = 0,$$

$$R_1 (I_B + I_q) + R_2 I_q - U_B = 0,$$

$$I_C = \beta I_B.$$

При подстановке последнего уравнения в два первых, система уравнений упрощается до системы из трех уравнений

$$\begin{bmatrix} (1+B)R_E & 0 & 1 \\ (1+B)R_E & -R_2 & 0 \\ R_1 & R_1+R_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_B \\ I_q \\ U_{CE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_B \\ -U_{BE} \\ U_B \end{bmatrix}.$$

По правилу Крамера определяется ток базы

$$I_B = \frac{\begin{vmatrix} U_B & 0 & 1 \\ -U_{BE} & -R_2 & 0 \\ U_B & R_1+R_2 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (1+B)R_E & 0 & 1 \\ (1+B)R_E & -R_2 & 0 \\ R_1 & R_1+R_2 & 0 \end{vmatrix}} = \frac{U_B R_2 - U_{BE} (R_1 + R_2)}{(1+B)R_E (R_1 + R_2) + R_1 R_2}, I_{BA} = 110,8 \text{ мкА}.$$

По уравнению транзистора определяется ток коллектора

$$I_C = \beta I_B, I_{CA} = 9,97 \text{ мА}.$$

Из первого уравнения определяется напряжение коллектор-эмиттер

$$U_{CE} = U_B - (I_B + I_C)R_E, U_{CEA} = 9,92 \text{ В}.$$

Решение задания 1.4.7

Сначала по данной схеме следует составить эквивалентную схему замещения по постоянному току. Для этого источник переменного напряжения U_s замыкается накоротко, цепь с C_A , R_A можно не учитывать. Вместо потенциалов $\pm U_B/2$ введем источники постоянного напряжения. Получается схема рис. А.33.

$$\text{Входной контур } U_{BE} + (I_B + I_C)R_E - \frac{U_B}{2} = 0.$$

$$\text{Выходной контур } U_{CE} + (I_B + I_C)R_E - U_B = 0.$$

Решение:

$$U_B = 2(U_{CE} - U_{BE})_{I_A}, U_B = 20,68 \text{ В},$$

$$R_E = \frac{U_B - U_{CE}}{I_B + I_C} \Big|_A, R_E = 1,6 \text{ кОм}.$$

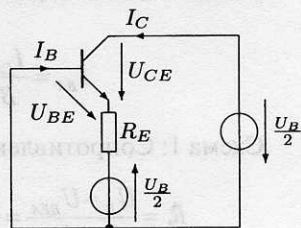


Рис. А.33. Эквивалентная схема замещения

Решение задания 1.4.8

1. На входе транзистора образуется эквивалентный генератор. Характеристика генератора отображается в 3-м квадранте.

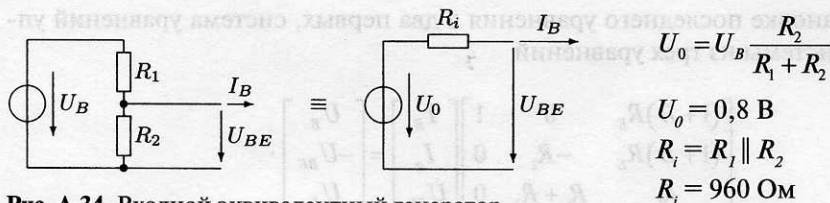


Рис. А.34. Входной эквивалентный генератор

Для отображения характеристики генератора $U_{BE} = U_0 - R_i I_B$ выбираются произвольно две точки $I_B = 0$ мкА, $U_{BE} = 800$ мВ и $I_B = 200$ мкА, $U_{BE} = 608$ мВ. Тогда рабочая точка A_3 определяется на пересечении характеристики генератора с входной характеристикой:

- $I_{BA} = 89$ мкА, $U_{BEA} = 715$ мВ.

2. Рабочая точка из третьего квадранта переходит во второй. Точкой пересечения с управляющей характеристикой с параметром $U_{CE} = 10$ В является рабочая точка A_2 .

- $I_{CA} = 17,8$ мА.

3. Выходная характеристика генератора $U_{CE} + I_C R_C = U_B$ с напряжением холостого хода U_B и внутренним сопротивлением R_C проходит через выходную рабочую точку A_1 , которая образуется на пересечении данного напряжения $U_{CEA} = 10$ В с током $I_{CA} = 17,8$ мА и точкой $U_B = 20$ В на оси напряжения. Сопротивление коллектора в этом случае равно

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}, R_C = 562 \text{ Ом.}$$

Результаты представлены на рис. А.35.

Решение задания 1.4.9

1. Определение параметров разомкнутых схем:

Схема 1: Входная рабочая точка

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{\beta} = 50 \text{ мкА, } U_{BEA} = U_{BE_0} + r_{BE} I_{BA} = 750 \text{ мВ.}$$

Схема 1: Сопротивления

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_q + I_{BA}} = \frac{U_B - U_{BEA}}{11 I_{BA}} = 35 \text{ кОм, } R_2 = \frac{U_{BEA}}{I_q} = \frac{U_{BEA}}{10 I_{BA}} = 1,5 \text{ кОм,}$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}} = 2 \text{ кОм.}$$

Схема 2: Входная рабочая точка

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{\beta} = 50 \text{ мкА, } U_{BEA} = U_{BE_0} + r_{BE} I_{BA} = 750 \text{ мВ.}$$

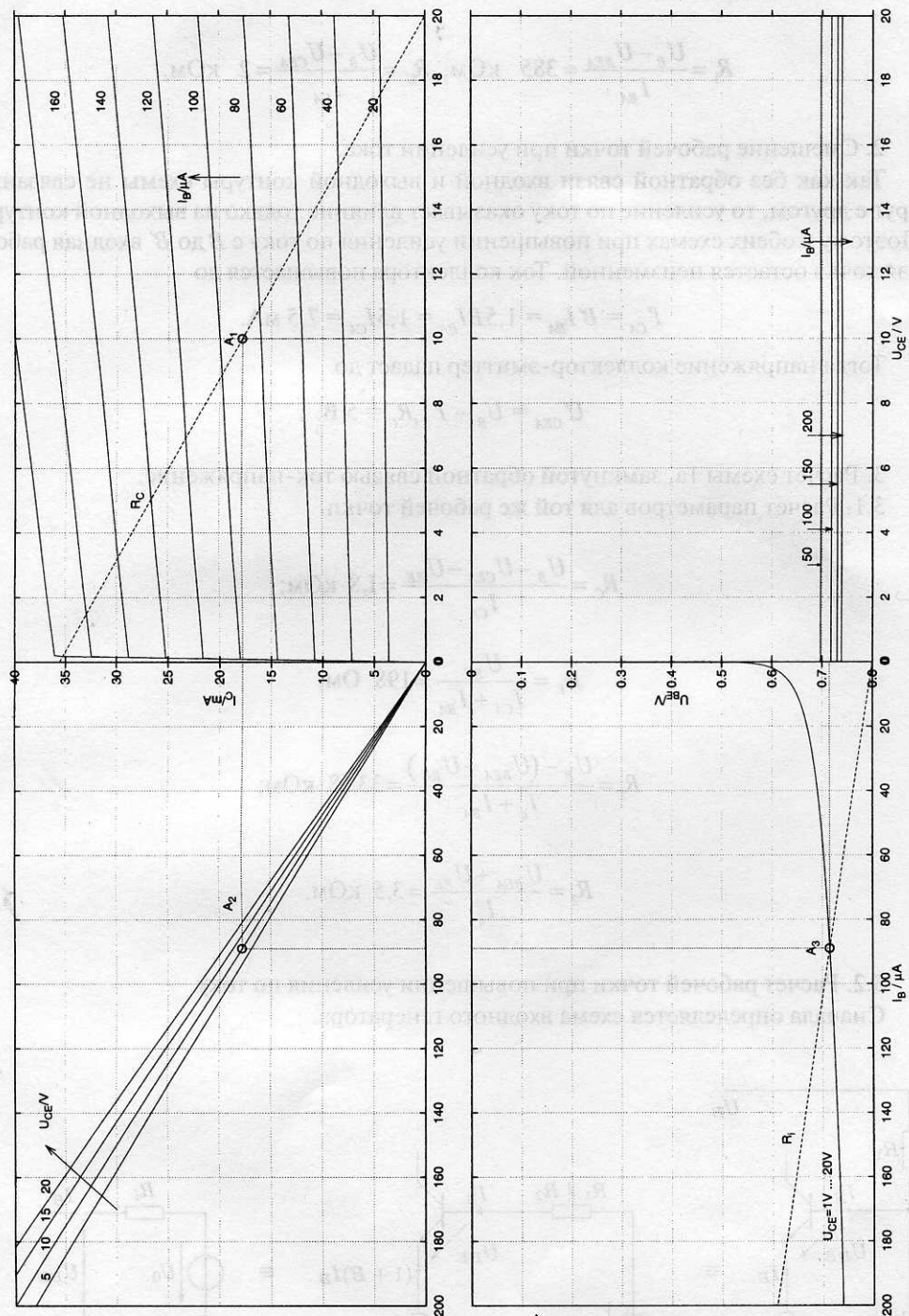


Рис. А.35. Решение задания 1.4.8

Схема 2: Сопротивления

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA}} = 385 \text{ кОм}, R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}} = 2 \text{ кОм}.$$

2. Смещение рабочей точки при усилении тока.

Так как без обратной связи входной и выходной контуры схемы не связаны друг с другом, то усиление по току оказывает влияние только на выходной контур. Поэтому в обеих схемах при повышении усиления по току с B до B' входная рабочая точка остается неизменной. Ток коллектора повышается до

$$I'_{CA} = B' I_{BA} = 1,5 B I_{BA} = 1,5 I_{CA} = 7,5 \text{ мА}.$$

Тогда напряжение коллектор-эмиттер падает до

$$U'_{CEA} = U_B - I'_{CA} R_C = 5 \text{ В}.$$

3. Расчет схемы 1а, замкнутой обратной связью ток-напряжение.

3.1. Расчет параметров для той же рабочей точки.

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA} - U_{RE}}{I_{CA}} = 1,8 \text{ кОм};$$

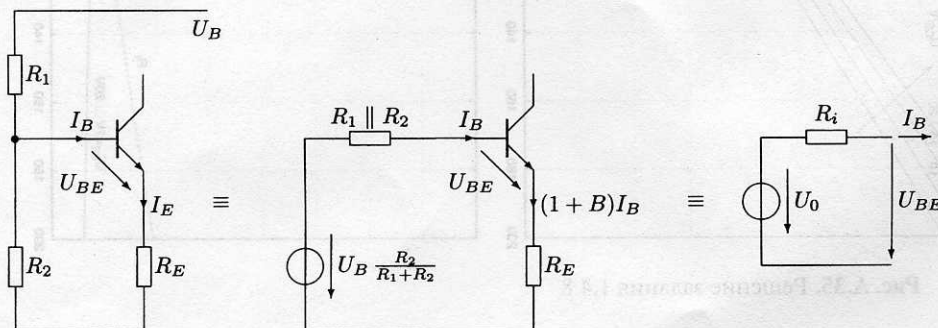
$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{CA} + I_{BA}} = 198 \text{ Ом};$$

$$R_1 = \frac{U_B - (U_{BEA} + U_{RE})}{I_q + I_{BA}} = 33,18 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{U_{BEA} + U_{RE}}{I_q} = 3,5 \text{ кОм}.$$

3.2. Расчет рабочей точки при повышении усиления по току.

Сначала определяется схема входного генератора.



Из уравнения Кирхгофа

$$U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B (R_1 \parallel R_2) = U_{BE} + I_B (1 + B) R_E$$

определяются параметры генератора

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B;$$

$$R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_E (1 + B).$$

Внутреннее сопротивление источника напряжения не является больше константой, а изменяется вместе с усилением по току. Если оно повышается до B' , внутреннее сопротивление увеличивается до R'_i .

$$R'_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_E (1 + B') = 33,07 \text{ кОм},$$

$$U'_0 = U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B = 1,91 \text{ В}.$$

При этом изменяется положение входной и, следовательно, выходной рабочей точки схемы:

$$I'_{BA} = \frac{U'_0 - U_{BE0}}{R'_i + r_{BE}} = 35,52 \text{ мкА},$$

$$I'_{CA} = B' I'_{BA} = 5,33 \text{ мА},$$

$$U'_{CEA} = U_B - I'_{CA} R_C - (I'_{CA} + I'_{BA}) R_E = 9,34 \text{ В}.$$

4. Расчет схемы 2а, замкнутой обратной связью напряжение-ток.

4.1. Расчет параметров для той же рабочей точки.

$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA} + I_{BA}} = 1,98 \text{ кОм},$$

$$R_i = \frac{U_{CEA} - U_{BEA}}{I_{BA}} = 185 \text{ кОм}.$$

4.2. Расчет рабочей точки при повышении усиления по току.

Сначала определяются элементы входного генератора U_0 и R_i , имеющего характеристику $U_{BE} = U_0 - I_B R_i$.

Из уравнений Кирхгофа

$$I_B R_i + U_{BE} = U_{CE} \text{ и } U_{CE} = U_B - R_C I_B (1 + B)$$

определяются параметры генератора

$$U_0 = U_B, \\ R_i = R_1 + R_C(1 + B).$$

Внутреннее сопротивление источника напряжения не является больше константой, а изменяется вместе с усилением по току. Если оно повышается до B' , внутреннее сопротивление увеличивается до R'_i .

$$R'_i = R_1 + R_C(1 + B') = 484 \text{ кОм},$$

$$U'_0 = U_B = 20 \text{ В}.$$

При этом изменяется положение входной и, следовательно, выходной рабочей точки схемы.

$$I'_{BA} = \frac{U'_0 - U_{BE0}}{R'_i + r_{BE}} = 39,8 \text{ мкА},$$

$$I'_{CA} = B' I'_{BA} = 5,97 \text{ мА},$$

$$U'_{CEA} = U_B - I'_{BA}(1 + B')R_C = 8,1 \text{ В}.$$

Решение задания 1.4.10

Система уравнений для определения полных проводимостей

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2,$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2,$$

где

$$i_1 = \Delta I_B, i_2 = \Delta I_C, u_1 = \Delta U_{BE}, u_2 = \Delta U_{CE}.$$

Полные проводимости определяются методом нахождения частных производных в рабочей точке:

$$y_{11} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{BS}}{U_T} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \bigg|_A = \frac{I_{BA}}{U_T} = \frac{I_{CA}}{U_T B \left(1 + \frac{U_{CEA}}{U_A} \right)}, y_{11} = 6,1 \cdot 10^{-4} \text{ См}.$$

$$y_{12} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A = 0, y_{12} = 0 \text{ См}.$$

$$y_{21} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = B \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{CA}}{U_T}, y_{21} = 76,9 \text{ мСм}.$$

$$y_{22} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A = \frac{B I_{BA}}{U_A} = \frac{I_{CA}}{U_{CEA} + U_A}, y_{22} = 19 \text{ мкСм}.$$

А.5. Решения к заданиям раздела 1.5

Решение задания 1.5.1

При расчете сопротивления R_s рассматривается допустимая область для тока стока $\Delta I_{DA} = I_{DA}^+ - I_{DA}^- = 5,5 \text{ мА} - 4,5 \text{ мА}$,

$$R_s = \frac{\Delta U_{GSA}}{\Delta I_{DA}} = \frac{|U_{GSA}^+| - |U_{GSA}^-|}{I_{DA}^+ - I_{DA}^-}.$$

Уравнение $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$, решенное относительно U_{GS} дает

$$U_{GS} = U_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right).$$

При этом для сопротивления истока

$$R_s = \frac{|U_P^+| \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DA}^+}{I_{DSS}}} \right) - |U_P^-| \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DA}^-}{I_{DSS}}} \right)}{I_{DA}^+ - I_{DA}^-}, R_s = 2,59 \text{ кОм}.$$

Уравнение для расчета сопротивления R_1 получается из уравнения Кирхгофа, составленного для входного контура:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B = U_{GS} + I_D R_s,$$

$$R_1 = \left(\frac{U_B}{I_D R_s + U_{GS}} - 1 \right) R_2.$$

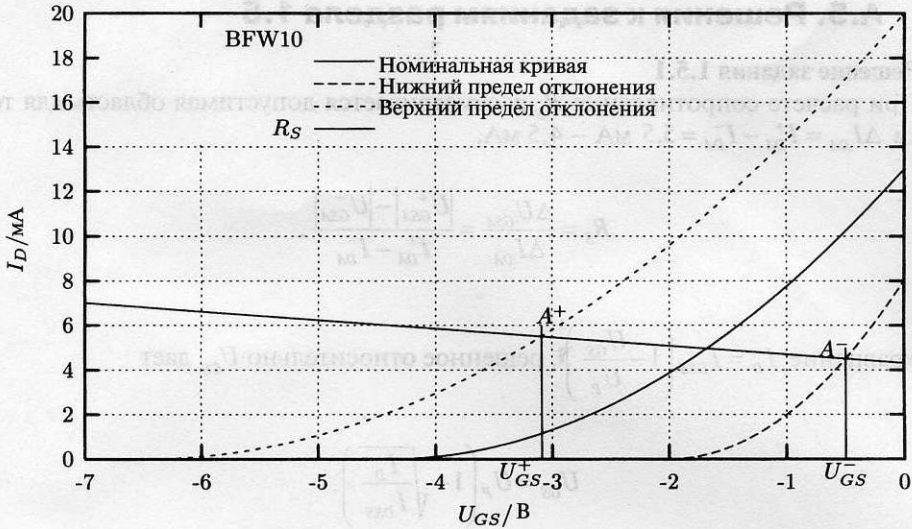
При подстановке в уравнение максимальных значений получается

$$R_1 = \left(\frac{U_B}{I_{DA}^+ R_s - |U_P^+| \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DA}^+}{I_{DSS}}} \right)} - 1 \right) R_2, R_1 = 2,03 \text{ МОм}.$$

Уравнение для расчета сопротивления R_D получается из уравнения Кирхгофа, составленного для выходного контура.

$$U_B = (R_s + R_D) I_D + U_{DS},$$

$$R_D = \frac{U_B - U_{DSA}^+}{I_{DA}^-} - R_s, R_D = 2,3 \text{ кОм}.$$

Рис. А.36. Графическое определение R_S

Графическое определение R_S :

По требованию, что $I_D = 5 \text{ мА} \pm 10\%$ определяются рабочие точки на рис. А.36 A^+ и A^- :

$A^+ (-3,1 \text{ В}, 5,5 \text{ мА})$, $A^- (-0,5 \text{ В}, 4,5 \text{ мА})$.

Следовательно

$$R_S = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_D}, R_S = 2,6 \text{ кОм}.$$

Решение задания 1.5.2

Так как через затвор не протекает постоянный ток, то на внутреннем сопротивлении R_i нет падения постоянного напряжения, потенциал затвора равен нулю. Это моделируется короткозамкнутой перемычкой на эквивалентной схеме замещения по постоянному току.

По схеме замещения по постоянному току можно записать два уравнения:

$$0 = U_{GS} + I_D R_S,$$

$$0 = I_D R_D + U_{DS} + I_D R_S - U_B.$$

Если первое уравнение связать с выходным уравнением транзистора

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2,$$

получится уравнение для напряжения затвористок

$$U_{GS} = -\frac{K R_S}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2.$$

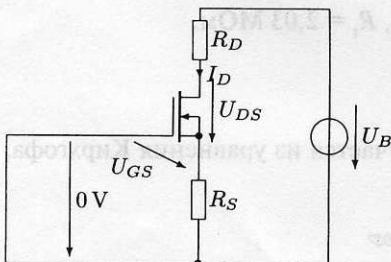


Рис. А.37. Эквивалентная схема замещения

Квадратное уравнение решается относительно U_{GS} :

$$(U_{GS} - U_{T_0})^2 + \frac{2}{KR_S} U_{GS} = 0;$$

$$U_{GS}^2 - 2U_{GS} \left(U_{T_0} - \frac{1}{KR_S} \right) + U_{T_0}^2 = 0;$$

$$U_{GS} = \left(U_{T_0} - \frac{1}{KR_S} \right) \pm \sqrt{\left(U_{T_0} - \frac{1}{KR_S} \right)^2 - U_{T_0}^2}.$$

Подстановка численных данных дает решения $U_{GS1,2} = -1 \text{ В}, -4 \text{ В}$.

Физический смысл имеет только первое решение, так как при напряжении затвор-исток -4 В транзистор полностью заперт. Итак,

$$U_{GSA} = -1 \text{ В}.$$

Ток стока:

$$I_{DA} = -\frac{U_{GSA}}{R_S}, I_{DA} = 5 \text{ мА}.$$

Из второго уравнения определяется напряжение сток-исток

$$U_{DSA} = U_B - I_{DA}(R_S + R_D), U_{DSA} = 10 \text{ В}.$$

Решение задания 1.5.3

1. Определение рабочей точки.

Для расчета необходимо замкнуть накоротко входное переменное напряжение.

Составив и решив систему из уравнения транзистора

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2$$

и уравнений для входного и выходного контуров

входной контур: $U_{GS} = 0$,

выходной контур: $U_B = I_D R_D + U_{DS}$,

можно определить рабочую точку:

$$U_{GSA} = 0,$$

$$I_{DA} = \frac{K}{2} U_{T_0}^2, I_{DA} = 2 \text{ мА},$$

$$U_{DSA} = U_B - I_{DA} R_D, U_{DSA} = 10 \text{ В}.$$

2. Расчет выходного напряжения по эквивалентной схеме замещения в режиме большого сигнала.

Для изменяющихся во времени с небольшой частотой величин

$$u_{DS}(t) = U_B - R_D i_D(t) = U_B - R_D \frac{K}{2} (u_{GS}(t) - U_{T_0})^2.$$

Если подставить $u_{GS}(t) = u_1(t)$ и $u_{DS}(t) = u_2(t)$, то получится

$$\begin{aligned} u_2(t) &= U_B - R_D \frac{K}{2} (u_1(t) - U_{T_0})^2 = \\ &= U_B - \frac{KR_D}{2} (u_1(t)^2 - 2u_1(t)U_{T_0} + U_{T_0}^2) = \\ &= U_B - \frac{K}{2} R_D U_{T_0}^2 - \frac{K}{2} R_D u_1(t)^2 + KR_D U_{T_0} u_1(t). \end{aligned}$$

Если подставить

$$u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t, \quad u_1^2 = \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} \hat{u}_1^2 (1 - \cos 2\omega t)$$

и рассортировать по степеням ω , получится

$$\begin{aligned} u_2(t) &= U_B - \frac{K}{2} R_D U_{T_0}^2 - \frac{1}{4} KR_D \hat{u}_1^2 + KR_D U_{T_0} \hat{u}_1 \sin \omega t + \\ &+ \frac{1}{4} KR_D \hat{u}_1^2 \cos 2\omega t = U_{DS4} + U_{2R} + \hat{u}_{21} \sin \omega t + \hat{u}_{22} \sin(2\omega t + \pi/2). \end{aligned}$$

Как можно интерпретировать полученный результат? Рассчитанное ранее напряжение рабочей точки U_{DS4} смещается с увеличением напряжения U_{2R} к меньшим значениям. Усиленный транзистором сигнал имеет амплитуду $\hat{u}_{21} = V_u \hat{u}_1$, где $V_u = KR_D U_{T_0}$. Это сигнал основной частоты. Дополнительно существует компонента с удвоенной частотой, первая гармоническая составляющая с амплитудой $\hat{u}_{22} = \frac{1}{4} KR_D \hat{u}_1^2$. Эта компонента ухудшает синусоидальную форму сигнала. Так как

амплитуда первой гармонической составляющей зависит от сигнала управления, то искажения также зависят от сигнала управления.

Численные значения:

Постоянное напряжение в рабочей точке: $U_{DS4} = 10$ В.

Выпрямленное напряжение: $U_{2R} = -200$ мВ.

Амплитуда основной гармоники: $\hat{u}_{21} = 4$ В.

Амплитуда первой гармоники: $\hat{u}_{22} = 200$ мВ.

3. Расчет выходного напряжения по эквивалентной схеме замещения в режиме малого сигнала.

Схема замещения в режиме малого сигнала строится поэтапно:

- Источник постоянного напряжения замыкается накоротко.
- Все напряжения преобразуются в частотный диапазон¹.
- Транзистор заменяется схемой замещения в режиме малого сигнала.

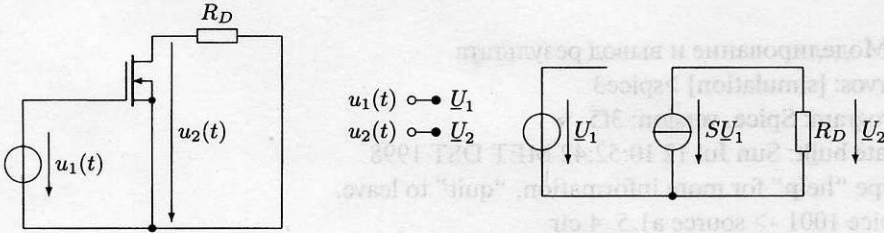


Рис. А.38. Эквивалентная схема замещения усилителя в режиме малого сигнала

Выходное напряжение определяется непосредственно из схемы замещения

$$\underline{U}_2 = -SR_D \underline{U}_1 \quad \bullet \circ u_2(t) = -SR_D u_1(t)$$

$$u_2(t) = \underbrace{-SR_D}_{V_u} \hat{u}_1 \sin \omega t = V_u \hat{u}_1 \sin \omega t.$$

Крутизна S рассчитывается согласно

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A = \frac{\partial}{\partial U_{GS}} \left(\frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2 \right) \Big|_A = K (U_{GS} - U_{T_0}) \Big|_A = -KU_{T_0}, S = 2 \text{ мА/В}.$$

Усиление по напряжению равно $V_u = -SR_D = -10$. Амплитуда выходного напряжения равна

$$\hat{u}_2 = |V_u| \hat{u}_1 = 4 \text{ В}.$$

Решение в режиме малого сигнала представляет собой линейную часть решения в режиме большого сигнала; амплитуда $\hat{u}_2$ равна амплитуде $\hat{u}_{21}$ из режима большого сигнала.

Решение задания 1.5.4

• Подготовка схемы рис. 1.166 и ввод данных (File a1.5_4.cir).

Задание 1.5.4, Усилитель

*Узел 1 0 = вход, узел 2 0 выход

*амплитуда входного напряжения $u_1 = 400 \text{ мВ}$

*частота (произвольная) $f = 1 \text{ кГц}$

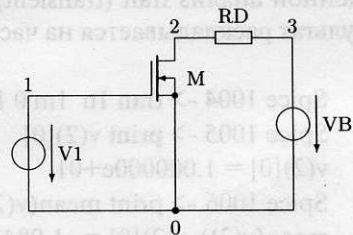


Рис. А.39. Схема усилителя в удобной для моделирования форме

¹ Так как сигналы схемы действительные, этот шаг необязателен.


```
V1 1 0 dc 0 sin 0.4 1k
* FET с K=1mA/V^2,  $U_{T_0} = -2V$ , gamma = 0
M 2 1 0 0 mos
.model mos nmos KP=1e-3 VT0=-2 GAMMA=0
RD 2 3 5k
VB 3 0 dc 20
.end
```

- Моделирование и вывод результата
servos: [simulation] >spice3
Program: Spice, version: 3f5
Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998
Type "help" for more information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a1.5_4.cir
Circuit: Задание 1.5.4, NMOS-Усилитель

Spice 1002 -> op
Spice 1003 -> print all
v(1) = 0.000000e+00
v(2) = 1.000000e+01
v(3) = 2.000000e+01
v1#branch = 0.000000e+00
vb#branch = -2.000000e-03
Spice 1004 ->

Результат:

Напряжение рабочей точки затвор-исток $v(1) \hat{=} U_{GSA} = 0$ В.

Напряжение рабочей точки затвор-сток $v(2) \hat{=} U_{DSA} = 10$ В.

Ток стока рабочей точки $vb\#branch = -2$ мА.

2. Для определения характеристик в режиме большого сигнала проводится временной анализ tran (transient) в течение одного периода. Затем полученный результат раскладывается на частотные составляющие анализом fourier.

```
Spice 1004 -> tran 1u 1m 0 1u
Spice 1005 -> print v(2)[0]
v(2)[0] = 1.000000e+01
Spice 1006 -> print mean(v(2))-v(2)[0]
mean(v(2))-v(2)[0] = -1.98437e-01
Spice 1007 -> fourier 1k v(2)
Fourier analysis for v(2):
```

No. Harmonics: 10, THD: 4.99994 %, Gridsize: 200, Interpolation Degree: 1

Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
0	0	9.8	0	0	0
1	1000	3.99998	180	1	0
2	2000	0.199997	90	0.0499994	-90
3	3000	3.20449e-08	89.9891	8.01126e-09	-90.011
4	4000	3.15465e-08	89.9997	7.88666e-09	-90
5	5000	3.20449e-08	89.9937	8.01126e-09	-90.006
6	6000	3.15552e-08	89.9997	7.88883e-09	-90
7	7000	3.20449e-08	89.9958	8.01126e-09	-90.004

Результат:

Постоянное напряжение в рабочей точке: $v(2)[0] \hat{=} U_{DSA} = 10 \text{ В}$.

Выпрямленное напряжение: $\text{mean}(v(2)) - v(2)[0] \hat{=} U_{2R} = -198,4 \text{ мВ}$.

Амплитуда основной гармоники: $\text{Magnitude} = 3.99998 \hat{=} \hat{u}_{21} = 3,99998 \text{ В}$.

Амплитуда первой гармоники: $\text{Magnitude} = 0.199997 \hat{=} \hat{u}_{22} = 0,199997 \text{ В}$.

Остальные высшие гармонические компоненты представляют собой шумовые составляющие.

Для расчета режима малого сигнала проводится анализ transfer function (tf). Это анализ схемы в режиме малого сигнала на низких частотах (квазипостоянное напряжение).

```
Spice 1008 -> tf v(2) v1
Spice 1009 -> print all
transfer_function = -1.00000e+01
output_impedance_at_v(2) = 5.00000e+03
v1#input_impedance = 1.00000e+20
```

Результат:

Переменная transfer_function является отношением выходного напряжения к входному, т. е. усиление по напряжению $V_u = -10$. Выходное напряжение равно $\hat{u}_2 = |V_u| \hat{u}_1 = 4 \text{ В}$.

Решение задания 1.5.5

Уравнение по закону Кирхгофа для входного контура:

$$U_{GS} + I_D R_S = 0.$$

Это уравнение прямой линии, проходящей через начало координат. В качестве второй точки взята, например, $U_{GS} = -2 \text{ В}$, $I_D = 8 \text{ мА}$.

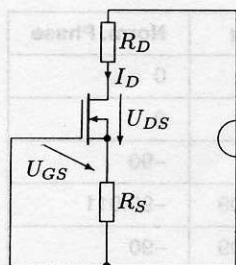


Рис. А.40. Эквивалентная схема замещения

Точка пересечения с линией управления

$$U_{GS} = -1 \text{ В}, I_{DA} = 4 \text{ мА}.$$

Уравнение по закону Кирхгофа для выходного контура

$$I_D R_D + U_{DS} + I_D R_S = U_B.$$

Рабочая характеристика находится между напряжением холостого хода $U_{DS} = U_B = 20 \text{ В}$ при $I_D = 0 \text{ мА}$ и током короткого замыкания $I_D = U_B / (R_D + R_S) = 6,15 \text{ мА}$ при $U_{DS} = 0 \text{ В}$.

Рабочая точка находится на пересечении прямой $I_{DA} = 4 \text{ мА}$ с рабочей характеристикой при напряжении $U_{DSA} = 7 \text{ В}$.

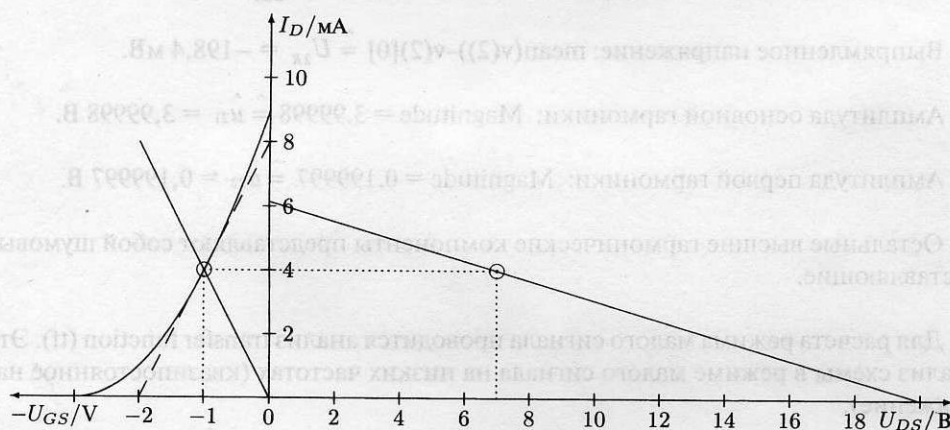


Рис. А.41. Графическое определение рабочей точки и крутизны

Крутизна S определяется как угол наклона касательной характеристики управления в рабочей точке (штриховая линия).

$$S = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_A, S = \frac{4 \text{ мА}}{1 \text{ В}} = 4 \text{ мА/В}.$$

Решение задания 1.5.6

Так как согласно условию падением напряжения на конденсаторе C можно пренебречь, то напряжение U_1 приложено напрямую к параллельному соединению сопротивлений R_1 и R_2 . Величина входного напряжения не зависит от номиналов этих сопротивлений, и их можно в расчете не учитывать.

Единственным параметром транзистора в режиме малого сигнала, отличным от нуля, является его крутизна S . Поэтому схема замещения транзистора состоит только из управляемого источника тока $S U_1$ между истоком и стоком. Управляющее напряжение между затвором и истоком обозначается U_1 .

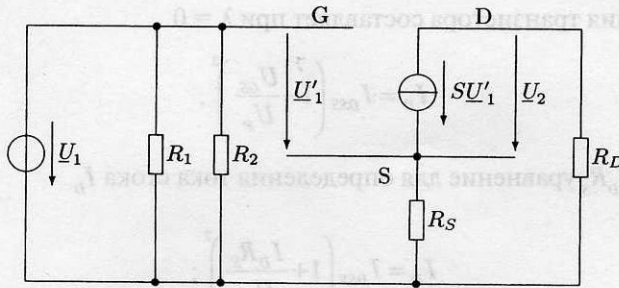


Рис. А.42. Эквивалентная схема замещения

Ток SU'_1 протекает через последовательно соединенные сопротивления R_S и R_D и вызывает на них падение напряжения:

$$U_2 = -SU'_1(R_S + R_D).$$

К сопротивлению истока приложено напряжение $U_1 - U'_1$. Следовательно

$$SU'_1 = \frac{U_1 - U'_1}{R_S}.$$

Или решенное относительно U'_1

$$U'_1 = U_1 \frac{G_S}{S + G_S}.$$

Тогда можно записать:

$$U_2 = -\frac{SG_S}{S + G_S}(R_S + R_D)U_1,$$

$$V_u = -\frac{SG_S(R_S + R_D)}{S + G_S} = -\frac{S(R_S + R_D)}{1 + SR_S}.$$

Решение задания 1.5.7

Схема может работать в качестве источника тока, только если рабочая точка транзистора находится в зоне перекрытия канала, т. е. при условии $U_{DS} \geq U_{GS} - U_P$. Таким образом, следует определить величину напряжения сток-исток:

Из

$$U_{DS} + I_D R_S = U \text{ и } U_{GS} + I_D R_S = 0$$

следует

$$U_{DS} = U + U_{GS}$$

Условие выполняется для всех $U > -U_P$.

Ток насыщения транзистора составляет при $\lambda = 0$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2.$$

При $U_{GS} = -I_D R_S$ уравнение для определения тока стока I_D

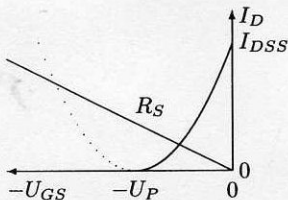
$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{I_D R_S}{U_P} \right)^2;$$

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = 1 + \frac{2R_S}{U_P} I_D + \left(\frac{R_S}{U_P} \right)^2 I_D^2;$$

$$I_D^2 + 2I_D \frac{U_P}{R_S} \left(1 - \frac{1}{2 I_{DSS} R_S} \right) + \left(\frac{U_P}{R_S} \right)^2 = 0;$$

$$I_D = -\frac{U_P}{R_S} \left[1 - \frac{1}{2 I_{DSS} R_S} \pm \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2 I_{DSS} R_S} \right)^2 - 1} \right];$$

$$I_D = \frac{2}{500} \left[1 + \frac{1}{2 \cdot 500 \cdot 10^{-2}} \pm \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2 \cdot 500 \cdot 10^{-2}} \right)^2 - 1} \right] \text{ А} = 7,45 \text{ мА}; 2,15 \text{ мА}.$$



Требуется определить, какое из двух полученных решений имеет физический смысл. Из данного рисунка, на котором графически изображена рабочая точка ясно, что смысл имеет только *меньшее* значение.

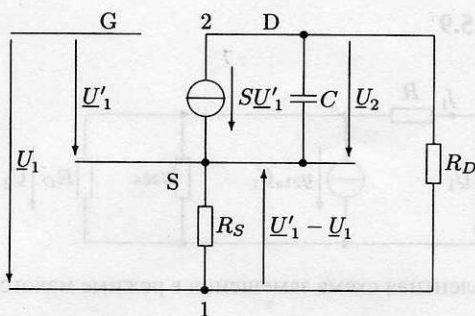
Итак, ток стока равен $I_D = 2,15 \text{ мА}$.

Решение задания 1.5.8

При составлении эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала следует соблюдать следующие правила:

1. Оба источника постоянного напряжения замкнуты накоротко.
2. Транзистор заменяется схемой замещения в режиме малого сигнала, управляемым источником тока между истоком и стоком. Напряжение управления между затвором и истоком обозначается как U'_1 .
3. Вертикальные отклоняющие пластины осциллографа заменяются конденсатором C .

Решение производится по методу узловых потенциалов. Схема имеет три узла, узел истока выбран за узел отсчета.



[illegible]

$$\frac{1}{2}$$

 $\underline{U},$

1. **INTRODUCTION**

с граничной частотой

Решение задания 1.5.9

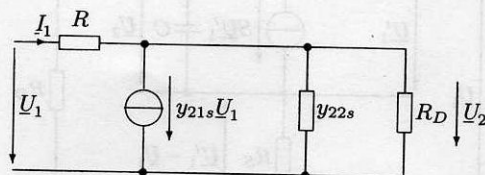


Рис. А.44. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Уравнения по схеме

$$I_1 = y_{21s}U_1 + (y_{22s} + G_D)U_2$$

и

$$U_1 - U_2 = I_1 R$$

объединяются в систему

$$I_1 = y_{21s}U_1 + (y_{22s} + G_D)(U_1 - I_1 R),$$

$$U_1(y_{21s} + y_{22s} + G_D) = I_1(1 + R(y_{22s} + G_D)).$$

Откуда определяется входное сопротивление

$$Z_e = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1 + R(y_{22s} + G_D)}{y_{21s} + y_{22s} + G_D};$$

$$Z_e = \frac{1 + 50 \cdot 10^3 (20 \cdot 10^{-6} + 10^{-4})}{6 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6} + 10^{-4}} \text{ Ом} = 1,44 \text{ кОм}.$$

Решение задания 1.5.10

При $U_S = 0$ транзистор заперт, т. е. $U_2 = 0$ при любом U_1 .

При $U_S = 10$ транзистор открыт и находится в зоне сопротивления, пока выполняется условие

$$U_{GS} > U_{T_0} \text{ и } U_{DS} < U_{GS} - U_{T_0}.$$

При выполнении первого условия, если

$$U_S - U_2 > U_{T_0}, \text{ то } U_2 < U_S - U_{T_0}, U_2 < 8 \text{ В}.$$

При выполнении второго условия, если

$$U_2 - U_1 < U_S - U_2 - U_{T_0}, \text{ то } U_1 < U_S - U_{T_0}, U_1 < 8 \text{ В}.$$

Так как U_2 всегда меньше чем U_1 , то второе условие более строгое.

Поэтому рабочие области определяются следующим образом:

- Транзистор работает в зоне сопротивления при $0 \leq U_1 < 8 \text{ В}$.

- Транзистор работает в зоне насыщения при $U_1 \geq 8 \text{ В}$.

В зоне сопротивления действительны следующие уравнения:

$$U_{GS} = U_S - U_2,$$

$$U_{DS} = U_1 - U_2,$$

$$I_D = \frac{U_2}{R_L} = KU_{DS} \left(U_{GS} - U_{T_0} - \frac{U_{DS}}{2} \right).$$

Эти уравнения соединяются с квадратным уравнением для U_2 :

$$\frac{U_2}{R_L} = K(U_1 - U_2) \left(U_S - U_2 - U_{T_0} - \frac{U_1 - U_2}{2} \right) = K(U_1 - U_2) \left(U_S - U_{T_0} - \frac{U_1 - U_2}{2} \right);$$

$$\begin{aligned} \frac{2U_2}{KR_L} &= 2(U_1 - U_2)(U_S - U_{T_0}) - U_1^2 - U_2^2 = \\ &= 2U_1(U_S - U_{T_0}) - 2U_2(U_S - U_{T_0}) - U_1^2 - U_2^2; \\ 0 &= U_2^2 - 2U_2 \left(U_S - U_{T_0} + \frac{1}{KR_L} \right) - U_1^2 + 2U_1(U_S - U_{T_0}). \end{aligned}$$

Решение для U_2 выглядит так²

$$U_2 = U_S - U_{T_0} + \frac{1}{KR_L} \pm \sqrt{\left(U_S - U_{T_0} + \frac{1}{KR_L} \right)^2 + U_1^2 - 2U_1(U_S - U_{T_0})}, \text{ для } U_1 < 8 \text{ В.}$$

При $U_1 = U_S - U_{T_0}$ транзистор переходит в зону насыщения. Ток стока и выходное напряжение U_2 постоянны, т. е. не зависят от U_1 . Эту постоянную величину можно определить, подставив условие $U_1 = U_S - U_{T_0}$ в полученное решение:

$$U_2 = U_S - U_{T_0} + \frac{1}{KR_L} - \sqrt{\left(U_S - U_{T_0} + \frac{1}{KR_L} \right)^2 - (U_S - U_{T_0})^2}, \text{ для } U_1 \geq 8 \text{ В.}$$

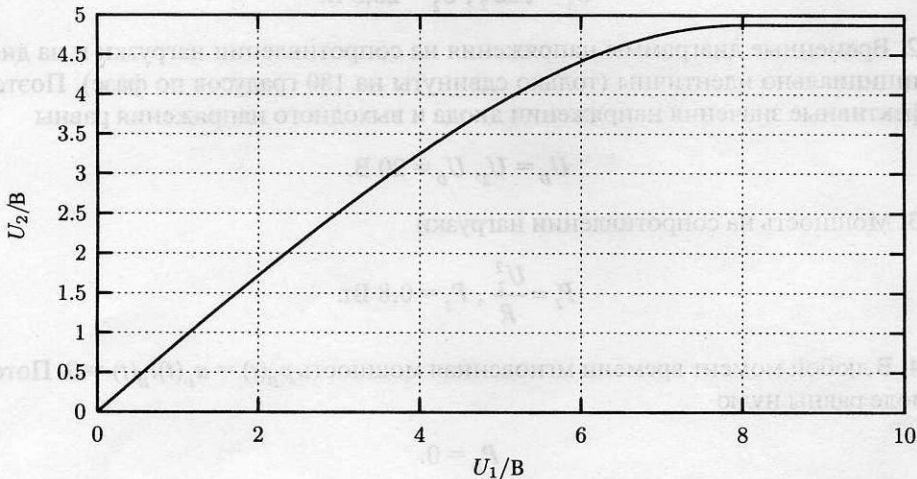


Рис. А.45. Передаточная характеристика по напряжению переключателя на полевом NМОП-транзисторе

² Минус перед корнем стоит из-за условия $U_2 < U_S - U_{T_0}$.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

РЕШЕНИЯ К ЗАДАНИЯМ ГЛАВЫ 2

В.1. Решения к заданиям раздела 2.1

Решение задания 2.1.1

1. Эффективное значение выходного напряжения равно

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{\hat{u}_1}{2}.$$

Эффективное значение входного напряжения равно

$$U_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}.$$

Итак,

$$U_1 = \sqrt{2} U_2, U_2 = 28,3 \text{ В.}$$

2. Временные диаграммы напряжения на сопротивлении нагрузки и на диоде принципиально идентичны (только сдвинуты на 180 градусов по фазе). Поэтому эффективные значения напряжений диода и выходного напряжения равны

$$U_D = U_2, U_D = 20 \text{ В.}$$

3. Мощность на сопротивлении нагрузки

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R}, P_2 = 0,8 \text{ Вт.}$$

4. В любой момент времени мгновенная мощность $p_D(t) = u_D(t)i_D(t) = 0$. Потери в диоде равны нулю

$$P_D = 0.$$

5. Так как диод не имеет потерь, мощности, потребляемая из источника и поступающая в нагрузку, равны:

$$P_1 = P_2, P_1 = 0,8 \text{ Вт.}$$

Решение задания 2.1.2

1. Так как трансформатор не имеет потерь и рассеяния, напряжения пересчитываются в число витков. Если напряжение любой из двух вторичных обмоток обозначить u_1 , то

$$\hat{u}_1 = \frac{n_2}{n_1} \hat{u}_0, \hat{u}_1 = \frac{50}{1000} 230\sqrt{2} = 16,26 \text{ В.}$$

Выпрямленное напряжение выпрямителя с нулевой точкой с активной нагрузкой равно:

$$U_{2G} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{u}_1 \sin \omega t dt = -\frac{\hat{u}_1}{T/2\omega} \cos \omega t \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \hat{u}_1, U_{2G} = 10,35 \text{ В.}$$

2. Так как трансформатор и диоды не имеют потерь, то потребляемая из сети и выделяемая в нагрузке мощности равны

$$P_0 = P_2 = \frac{U_2^2}{R}.$$

Так как

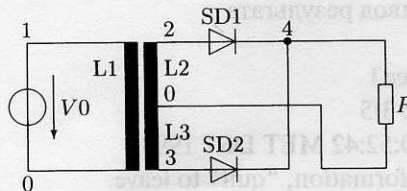
$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{u}_1^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}} = U_1 \text{ и } U_1 = \frac{n_2}{n_1} U_0,$$

то

$$P_0 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{U_0^2}{R}, P_0 = 132 \text{ мВт.}$$

Проверка результатов моделированием:

- Подготовка схемы



- Составление цепи (file a2.1_2.cir)

Моделирование происходит во временной области. В качестве напряжения питания выбран синусоидальный генератор с амплитудой сигнала $230\sqrt{2}$ В и частотой $f = 50$ Гц. Анализ проводится в течение двух периодов.

Коэффициент связи трансформатора между любыми обмотками $k = 1$, так как рассеяние принимается равным нулю. Первичная индуктивность произвольно

взята 50 Гн. Вторичная индуктивность рассчитывается согласно $L_2 = L_3 = (n_2/n_1)^2 L_1$.

Чтобы смоделировать переходный процесс при пуске, задаются начальные токи катушки. Так как в момент времени $t = 0$ напряжение отсутствует, через вторичные обмотки не протекает ток. Ток первичной обмотки однако имеет минимальное значение $i_{L1}(0) = -\hat{u}_0 / \omega L_1 = -20,7$ мА.

В качестве модели диода взят ключ, управляемый напряжением. Сопротивление ключа в замкнутом состоянии при положительном напряжении R_{on} очень мало, при отрицательном напряжении ключ открывается с очень большим сопротивлением R_{off} .

Выпрямитель с нулевой точкой с активной нагрузкой

*Задание 2.1.2

*напряжение сети 230 Veff и 50Гц

V0 1 0 sin 0 325.27 50

*трансформатор с разделенной вторичной обмоткой

* $L1=50\text{H}$, $L2=L3=125\text{mH}$ ($n1/n2=20$ и $n1/n3=20$), $k=1$

L1 1 0 50 ic=-20.7m

L2 2 0 125m ic=0

L3 0 3 125m ic=0

k12 L1 L2 1

k13 L1 L3 1

k23 L2 L3 1

*модель диода: ключ, управляемый напряжением

SD1 2 4 2 4 DS

SD2 3 4 3 4 DS

.model DS sw Ron=1m Roff=1G

R 4 0 1k

.tran .01m 40m 1u .01m uic

.end

• Моделирование и вывод результата

servos:[simulation] >spice3

Program: Spice, version: 3f5

Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998

Type "help" for more information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a2.1_2.cir

Circuit: Выпрямитель с нулевой точкой с активной нагрузкой

Spice 1002 -> run.

Warning: v0: no DC value, transient time 0 value used

Spice 1003 -> let U2G = mean(V(4))

Spice 1004 -> print U2G

u2g = 1.032270e+01

Spice 1005 -> let i0 = I1#branch

Spice 1006 -> let u0 = V(1)

Spice 1007 -> let P0 = mean(u0*i0)

Spice 1008 -> print P0

p0 = 1.318555e-01

Spice 1009 ->

Результаты моделирования и расчета близки. Расхождение можно уменьшить, выбрав меньший шаг моделирования.

Решение задания 2.1.3

При решении применяются полученные в разделе 2.1.2.1 выводы.

Сначала рассчитывается согласно (2.28) угол Θ :

$$\Theta = 2\sqrt[3]{3\pi \frac{R_D}{R}}, \Theta = 0,91.$$

Этот угол соответствует времени протекания тока 2,9 мс. Зная Θ , можно по (2.25) определить выходное напряжение или выходной ток:

$$U_{2G} = U_1 \sqrt{2} \cos \frac{\Theta}{2}, U_{2G} = 50,8 \text{ В.}$$

$$I_{2G} = \frac{U_{2G}}{R}, I_{2G} = 508 \text{ мА.}$$

Значение напряжения пульсаций, наложенного на постоянное напряжение, определяют по (2.33)

$$U_{Br} = \frac{I_{2G}}{\omega C} (2\pi - \Theta), U_{Br} = 1,74 \text{ В.}$$

Напряжение пульсаций рассчитывается согласно (2.35)

$$U_{2\omega} = \frac{U_{Br}}{2\sqrt{3}}, U_{2\omega} = 0,5 \text{ В.}$$

Коэффициент пульсаций согласно (2.12)

$$\omega = \frac{U_{2\omega}}{U_{2G}}, \omega = 1\%.$$

Максимальное значение тока диода согласно (2.29)

$$i_{D\max} = \frac{1}{R_D} (\hat{u}_1 - U_{2G}), i_{D\max} = 5,77 \text{ А.}$$

Максимальное значение обратного напряжения диода согласно (2.31)

$$u_{D\max} = \hat{u}_1 + U_{2G}, u_{D\max} = 107,4 \text{ В.}$$

Проверка результатов моделированием

- Подготовка схемы и ввод цепи (file a2.1_3.cir)

Напряжение U_1 представляет синусоидальную функцию с амплитудным значением $40\sqrt{2}$ В = 56,569 В. Диод для сравнения сначала представлен в виде ключа, управляемого напряжением с сопротивлением в замкнутом состоянии 1 Ом, затем в виде SPICE-диода с $R_B = 1$ Ом.

Моделирование включает в себя установившийся процесс, выдача результатов происходит только через 300 мс с помощью команды .tran, когда схема уже находится в установившемся состоянии.

Задание 2.1.3. Однополупериодный выпрямитель

*Узел 1 0 = вход

*Узел 2 0 = выход

* Входное напряжение $U_1 = 40$ В, $f = 50$ Гц

V1 1 0 dc 0 sin 0 56 569 50

*Диод в виде линейной модели

SD 1 2 1 2 dio

.model dio sw Ron=1 Roff=1e6

*Диод в виде SPICE-модели $R_s = 1$

*D 1 2 dio

*.model dio D RS=1

C 2 0 5000u

R 2 0 100

.tran .1m 400m 300m .1m

.end

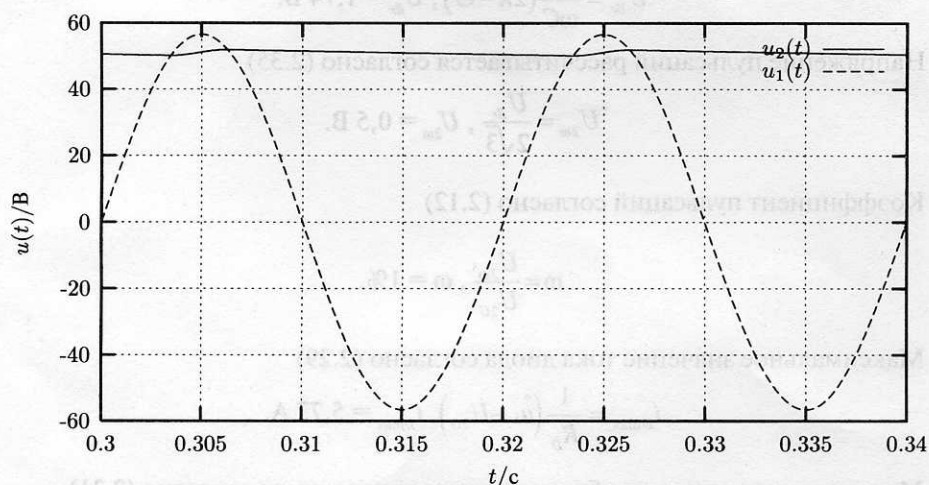


Рис. В.1. Диаграмма входного напряжения и смоделированного выходного напряжения

- Моделирование и вывод результата

$v(2)$ – выходное напряжение, $v1\#branch$ – выходной ток (отрицательный) или ток диода. Оба результата сохранены в файле результата (file a2.1_3.dat).

```
servos:[simulation] >spice3
```

```
Program: Spice, version: 3f5
```

```
Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998
```

Type “help” for more information, “quit” to leave.

```
Spice 1001 -> source a2.1_3.cir
```

Circuit: Задание 2.1.3. Однополупериодный выпрямитель

```
Spice 1002 -> run
```

```
Spice 1003 -> print v(2), v1#branch*(-1) >a2.1_3.dat
```

```
Spice 1004 -> let U2G=mean(v(2))
```

```
Spice 1005 -> let U2=sqrt(mean(v(2)^2))
```

```
Spice 1006 -> let U2w=sqrt(U2^2-U2G^2)
```

```
Spice 1007 -> let w=U2w/U2G
```

```
Spice 1008 -> print U2G,U2,U2w,w
```

```
u2g = 5.105827e+01
```

```
u2 = 5.106098e+01
```

```
u2w = 5.256666e-01
```

```
w = 1.029542e-02
```

```
Spice 1009 ->
```

Из графиков можно получить дополнительные результаты:

$$\Theta/\omega = 2,8 \text{ мс}, U_{Br} = 1,75 \text{ В}, i_D = 5,5 \text{ А.}$$

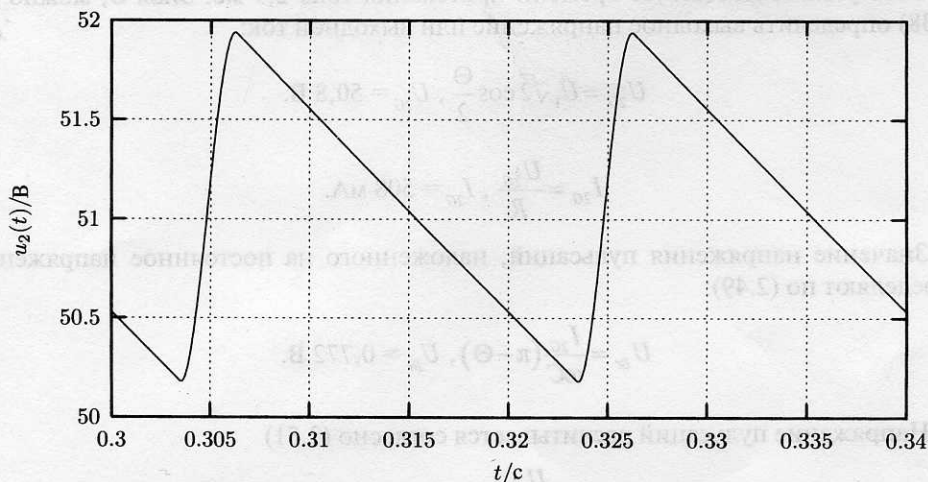


Рис. В.2. Напряжение пульсаций $u_{2w}(t)$, наложенное на выходное напряжение U_{2G}

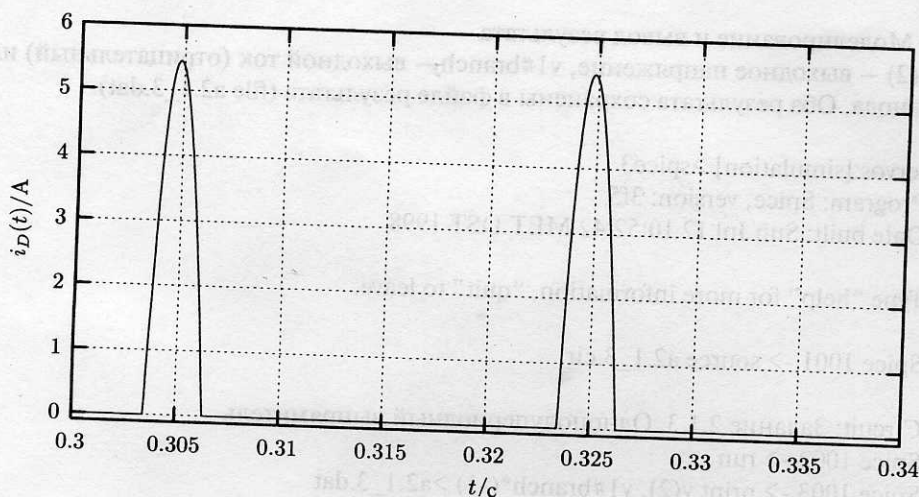


Рис. В.3. Ток диода

Результаты моделирования со SPICE-диодом и диодом в виде ключа совпадают, только выходное напряжение на 0,8 В ниже, чем у ключа. Эта разница обусловлена наличием порогового напряжения диода.

Решение задания 2.1.4

При решении применяются полученные в разделе 2.1.2.2 выводы.

Сначала рассчитывается согласно (2.41) угол Θ :

$$\Theta = 2\sqrt{3\pi \frac{R_D}{R}}, \quad \Theta = 0,91.$$

Этот угол соответствует времени протекания тока 2,9 мс. Зная Θ , можно по (2.38) определить выходное напряжение или выходной ток:

$$U_{2G} = U_1 \sqrt{2} \cos \frac{\Theta}{2}, \quad U_{2G} = 50,8 \text{ В.}$$

$$I_{2G} = \frac{U_{2G}}{R}, \quad I_{2G} = 508 \text{ мА.}$$

Значение напряжения пульсаций, наложенного на постоянное напряжение определяют по (2.49):

$$U_{Br} = \frac{I_{2G}}{\omega C} (\pi - \Theta), \quad U_{Br} = 0,772 \text{ В.}$$

Напряжение пульсаций рассчитывается согласно (2.51)

$$U_{2\omega} = \frac{U_{Br}}{2\sqrt{3}}, \quad U_{2\omega} = 0,208 \text{ В.}$$

Коэффициент пульсаций согласно (2.12):

$$\omega = \frac{U_{2\omega}}{U_{2G}}, \omega = 0,41\%.$$

Максимальное значение тока диода согласно (2.44):

$$i_{D\max} = \frac{1}{2R_D} (u_1 - U_{2G}), i_{D\max} = 2,88 \text{ A}.$$

Максимальное значение обратного напряжения диода согласно (2.48):

$$u_{D\max} = \frac{\hat{u}_1 + U_{2G}}{2}, u_{D\max} = 53,7 \text{ В}.$$

Проверка результатов моделированием

- Подготовка схемы и ввод цепи (file a2.1_4.cir)

Напряжение U_1 представляет синусоидальную функцию с амплитудным значением $40\sqrt{2} \text{ В} = 56,569 \text{ В}$. Диод для сравнения сначала представлен в виде ключа, управляемого напряжением с сопротивлением в замкнутом состоянии 1 Ом , затем в виде SPICE-диода с $R_b = 1 \text{ Ом}$ и емкостью переходного слоя 1 пФ .

Моделирование включает в себя установившийся процесс, выдача результатов происходит только через 300 мс с помощью команды .tran, когда схема уже находится в установившемся состоянии.

Задание 2.1.4 Мостовой выпрямитель

- * Узлы 1 2 — вход, узлы 3 0 = выход

* Входное напряжение $U_1 = 40 \text{ В}$, $f = 50 \text{ Гц}$

V1 1 2 dc 0 sin 0 56.569 50

*Диод в виде линейной модели

SD1 0 1 0 1 dio

SD2 0 2 0 2 dio

SD3 2 3 2 3 dio

SD4 1 3 1 3 dio

.model dio sw Ron=1 Roff=1e6

*Диод в виде SPICE-модели

*D1 0 1 dio

*D2 0 2 dio

*D3 2 3 dio

*D4 1 3 dio

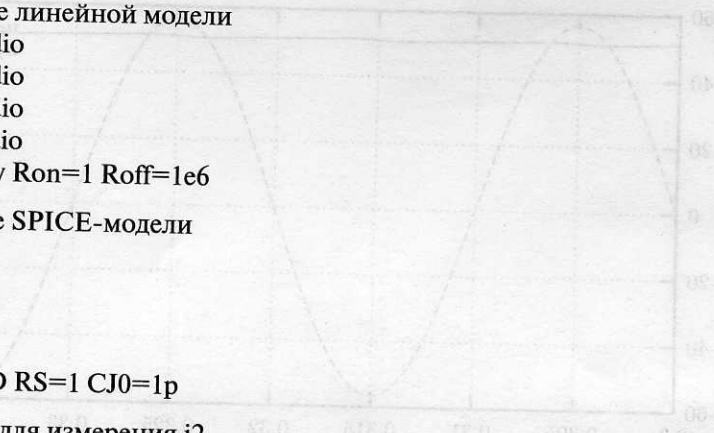
*.model dio D RS=1 CJ0=1p

*Амперметр для измерения i_2

Vm 3 4 dc 0

C 4 0 5000u

R 4 0 100




```
.tran 1m 400m 300m 50u
.end
```

• Моделирование и вывод результата

$v(4)$ — выходное напряжение, $vm\#branch$ — выходной ток или ток через любой из последовательно включенных диодов. Оба результата сохранены в файле результата (file a2.1_4.dat).

```
servos:[simulation] >spice3
Program: Spice, version: 3f5
Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998
Type "help" for more information, "quit" to leave.
```

```
Spice 1001 -> source a2.1_4.cir
Circuit: Задание 2.1.4, Мостовой выпрямитель
```

```
Spice 1002 -> run
```

```
Spice 1003 -> print v(4),vm#branch >a2.1_4.dat
```

```
Spice 1004 -> let U2G=mean(v(4))
```

```
Spice 1005 -> let U2=sqrt(mean(v(4)^2))
```

```
Spice 1006 -> let U2w=sqrt(U2^2-U2G^2)
```

```
Spice 1007 -> let w=U2w/U2G
```

```
Spice 1008 -> print U2G,U2,U2w,w
```

```
u2g = 5.110116e+01
```

```
u2 = 5.110168e+01
```

```
u2w = 2.310523e-01
```

```
w = 4.521470e-03
```

Из графиков можно получить дополнительные результаты:

$$\Theta/\omega = 2,9 \text{ мс}, U_{Br} = 0,74 \text{ В}, i_D = 2,73 \text{ А}.$$

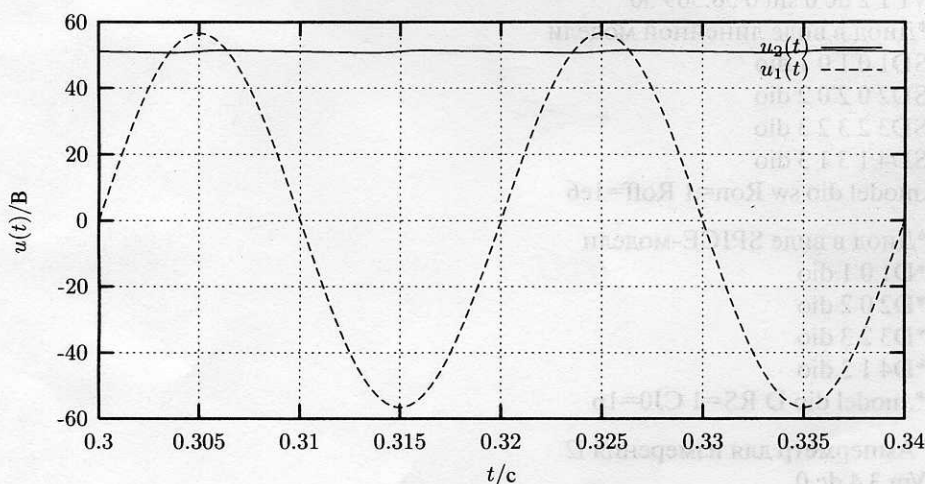


Рис. В.4. Диаграмма входного напряжения и смоделированного выходного напряжения

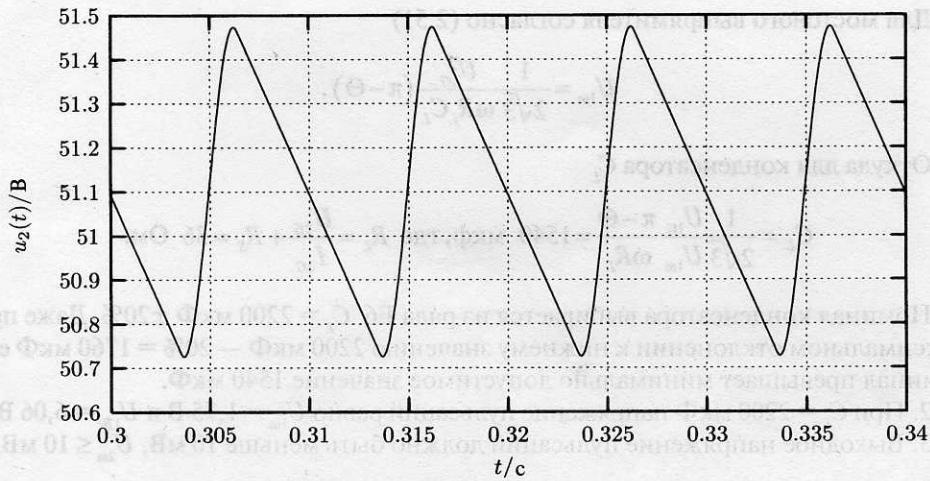


Рис. В.5. Напряжение пульсаций $u_{20}(t)$, наложенное на выходное напряжение U_{2G}

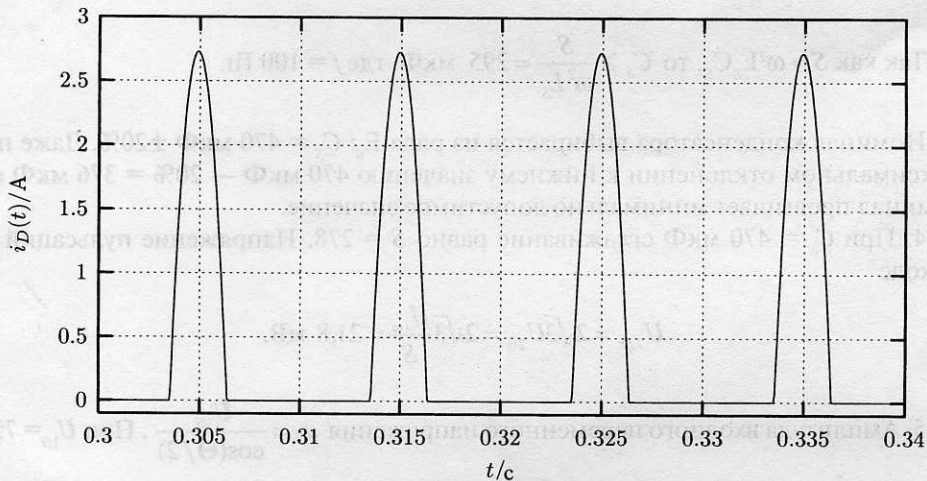


Рис. В.6. Ток диода

Результаты моделирования со SPICE-диодом и диодом в виде ключа совпадают, только выходное напряжение на 1,6 В ниже, чем у ключа. Эта разница обусловлена наличием порогового напряжения диода.

Решение задания 2.1.5

Так как данные нагрузки известны, целесообразно начинать расчет с выхода.

1. Выходное напряжение при максимальной нагрузке должно быть равно $U_{2G} = 60$ В, активное сопротивление дросселя $R_S = 6$ Ом. При этом на нем падает постоянное напряжение $U_{R_S} = I_{2G} R_S = 12$ В.

Постоянное напряжение на конденсаторе C_L должно быть равно $U_{1G} = 72$ В при максимальном значении напряжения пульсаций $U_{1\omega} = 2,5$ В.

Для мостового выпрямителя согласно (2.51)

$$U_{1\omega} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{U_{1G}}{\omega R_L C_L} (\pi - \Theta).$$

Откуда для конденсатора C_L

$$C_L = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{U_{1G}}{U_{1\omega}} \frac{\pi - \Theta}{\omega R_L} = 1540 \text{ мкФ, где } R_L = \frac{U_{2G}}{I_{2G}} + R_S = 36 \text{ Ом.}$$

Номинал конденсатора выбирается из ряда Е6: $C_L = 2200 \text{ мкФ} \pm 20\%$. Даже при максимальном отклонении к нижнему значению $2200 \text{ мкФ} - 20\% = 1760 \text{ мкФ}$ его номинал превышает минимально допустимое значение 1540 мкФ .

2. При $C_L = 2200 \text{ мкФ}$ напряжение пульсаций равно $U_{1\omega} = 1,75 \text{ В}$ и $U_{1Br} = 6,06 \text{ В}$.

3. Выходное напряжение пульсаций должно быть меньше 10 мВ , $U_{2\omega} \leq 10 \text{ мВ}$.

Сглаживание $S = \frac{U_{1\omega}}{U_{2\omega}}$ должно быть больше чем $S \geq \frac{1,75 \text{ В}}{10 \text{ мВ}} = 175$.

Так как $S \approx \omega^2 L_S C_S$, то $C_S \geq \frac{S}{\omega^2 L_S} = 295 \text{ мкФ}$, где $f = 100 \text{ Гц}$.

Номинал конденсатора выбирается из ряда Е6: $C_S = 470 \text{ мкФ} \pm 20\%$. Даже при максимальном отклонении к нижнему значению $470 \text{ мкФ} - 20\% = 376 \text{ мкФ}$ его номинал превышает минимально допустимое значение.

4. При $C_S = 470 \text{ мкФ}$ сглаживание равно $S = 278$. Напряжение пульсаций на выходе

$$U_{2Br} = 2\sqrt{3} U_{2\omega} = 2\sqrt{3} \frac{U_{1\omega}}{S} = 21,8 \text{ мВ.}$$

5. Амплитуда входного переменного напряжения $\hat{u}_0 = \frac{U_{1G}}{\cos(\Theta/2)}$. При $U_{1G} = 72 \text{ В}$

и $\Theta = 60^\circ$ $\hat{u}_0 = 83,1 \text{ В}$, эффективное значение равно $U_0 = 58,8 \text{ В}$.

6. Через все четыре диода протекает одинаковый ток

$$i_{D\max} = \frac{1}{2R_D} (\hat{u}_0 - U_{1G}),$$

где R_D рассчитывается согласно (2.41) из:

$$\Theta = 2\sqrt{3\pi} \frac{R_D}{R_{\text{Last}}} \text{ следует } R_D = \left(\frac{\Theta}{2}\right)^3 \frac{R_{\text{Last}}}{3\pi} = 0,55 \text{ Ом, где } R_{\text{Last}} = 36 \text{ Ом.}$$

Поэтому $i_{D\max} = 10 \text{ А}$.

7. На холостом ходу выходное напряжение равно максимальному значению входного напряжения

$$U_{2G\max} = \hat{u}_0 = 83,1 \text{ В.}$$

В.2. Решения к заданиям раздела 2.2

По исходным данным непосредственно можно записать:

Период $T = \frac{1}{f}$, $T = 25$ мкс.

Сопротивление нагрузки $R = \frac{U_A}{I_A}$, $R = 10$ Ом.

Скважность $V_T = \frac{U_A}{U_E}$, $V_T = 0,2$.

Индуктивность $L = \frac{(1-V_T)R}{2f(k-1)}$, $L = 200$ мкГн.

Емкость $C = \frac{(k-1)I_A}{4fU_{Br}} = \frac{\Delta I_L}{4fU_{Br}}$, $C = 312,5$ мкФ.

Нагрузка согласно (2.66) и (2.69) равна

$$R_{\max} = \frac{R}{k-1}, R_{\max} = 20 \text{ Ом.}$$

Токи катушки:

Отклонение $\Delta I_L = 2I_A(k-1)$, $\Delta I_L = 2$ А.

Максимальное значение $I_{\max} = I_A + \frac{\Delta I_L}{2} = kI_A$, $I_{\max} = 3$ А.

Минимальное значение $I_{\min} = I_A - \frac{\Delta I_L}{2} = (2-k)I_A$, $I_{\min} = 1$ А.

Проверка результатов моделированием

- Ввод схемы при $R = 10$ Ом (file a2.2_1a.cir):

Преобразователь постоянного напряжения, номинальный режим

*UE=100 В, UA=20 В, f=40 кГц, VT=0.2, k=1.5, Ubr=20 мВ

*Rmax=20 Ohm

*Узел E = вход

* A = выход

* C = вход управления для ключа ST

* Входное напряжение VE

VE E 0 dc 100

*Ключ, управляемый напряжением ST, напряжение управления VC при $t_r = 5$ мкс, $T = 25$ мкс.

ST E 2 C 0 Schalter

.model Schalter sw ron=.1m roff=1meg vt=.5 vh=1m

VC c 0 pulse 0 1 0 1n 1n 5u 25u

*Диод в виде управляемого ключа SD

SD 0 2 0 2 dio

.model dio sw ron=1m roff=1meg

* Моделирование установившегося состояния при помощи задания соответствующих начальных условий

* $i_L = I_{min} = 1A$

* $u_C = U_A = 20V$

L 2 A 200u ic=1

C A 0 312. 5u ic=20

* Сопротивление нагрузки, номинал

R A 0 10

*Вывод результата при $t = 19.7$ мс

.tran .2u 20m 19.7m .2u uic

.end

• Моделирование и вывод результата

$v(a)$ — выходное напряжение $u_A(t)$, $l\#branch$ ток катушки $i_L(t)$. Оба результата сохранены в файле результата (file a2.2_1a.dat).

servos:[simulation] >spice3

Program: Spice, version: 3f5

Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998

Type "help" for more information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a2.2_1a.cir

Circuit: Преобразователь постоянного напряжения, номинальный режим

Spice 1002 -> run

Warning: vc: no DC value, transient time 0 value used

Spice 1003 -> print v(a),l#branch >a2.2_1a.dat

Spice 1004 ->

Результаты моделирования и расчета совпадают.

• Ввод схемы при $R = 20$ Ом (file a2.2_1b.cir):

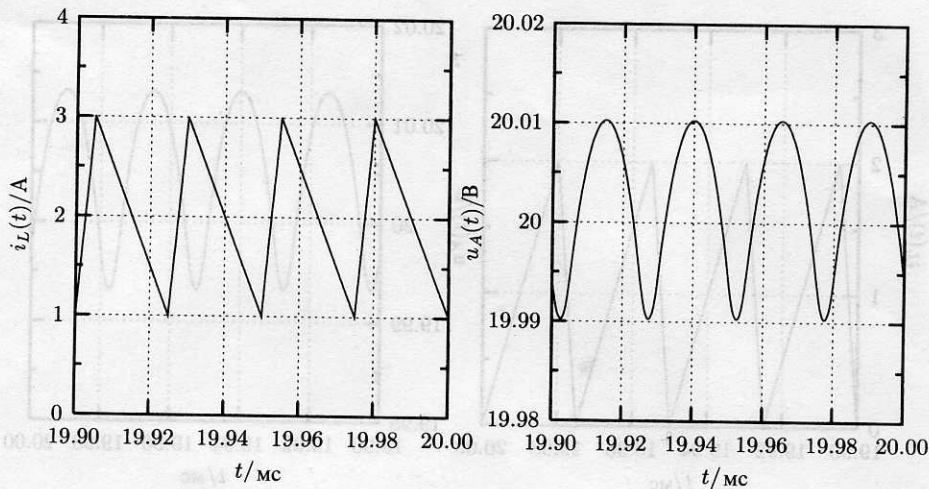


Рис. В.7. Ток катушки и выходное напряжение при $R < R_{\max}$

Относительно предыдущей схемы меняются значения сопротивления и начальное условие для тока катушки:

...

* Моделирование установившегося состояния при помощи задания соответствующих

* Начальных условий

* $i_L = I_{\min} = 0 \text{ A}$

* $u_C = U_A = 20 \text{ V}$

L 2 A 200u ic=0

CA 0 312.5u ic=20

* Сопротивление нагрузки, номинал

RA 0 20

...

• Моделирование и вывод результата

Результаты для выходного напряжения и тока катушки сохранены в файле результата (file a2.2_1b.dat).

• Ввод схемы при $R = 10 \cdot R_{\max} = 200 \text{ Ом}$ (file a2.2_1c.cir):

Относительно предыдущей схемы меняются значения сопротивления, начальное условие для тока катушки и выходное напряжение.

Согласно (2.67) $U_A = 50 \text{ V}$.

...

* Моделирование установившегося состояния при помощи задания соответствующих начальных условий

* $i_L = I_{\min} = 0 \text{ A}$

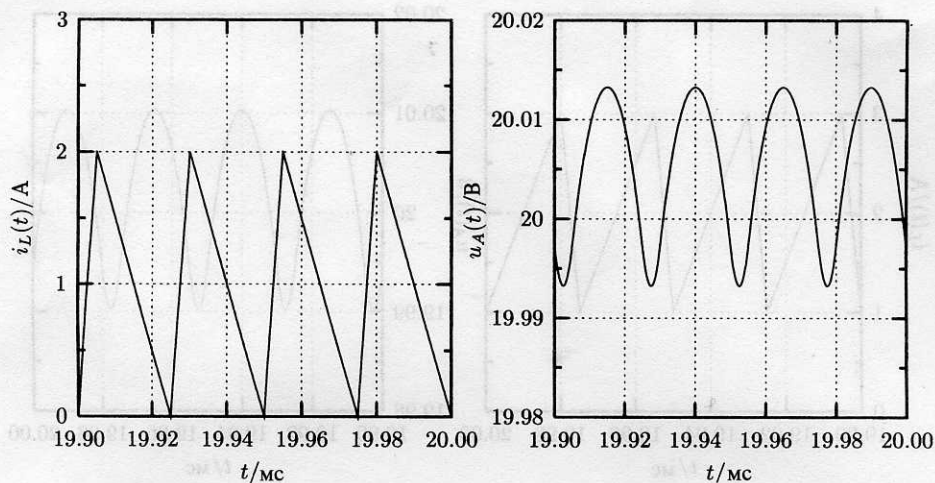


Рис. В.8. Ток катушки и выходное напряжение при $R = R_{\max}$

* $u_C = U_A = 50V$

L 2 A 200u ic=0

C A 0 312.5u ic=50

* Сопротивление нагрузки, номинал

R A 0 200

...

• Моделирование и вывод результата

Результаты для выходного напряжения и тока катушки сохранены в файле результата (file a2.2_1c.dat).

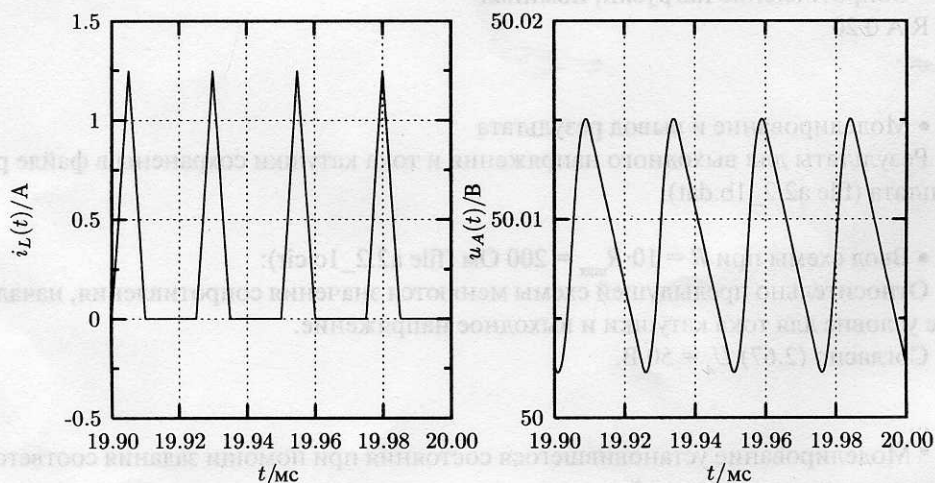


Рис. В.9. Ток катушки и выходное напряжение при $R = 10R_{\max}$

Решение задания 2.2.21. Скважность V_T :

Из

$$U_A = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_T}{1-V_T} U_E$$

определяется $V_T = 0,25$.2. Индуктивности L_1 и L_2

$$L_2 = \frac{(1-V_T)^2}{2f(k-1)} R = \frac{(1-V_T)^2}{2f} R_{\max}, L_2 = 450 \text{ мкГн.}$$

$$L_1 = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 L_2, L_1 = 12,5 \text{ мкГн.}$$

3. Максимальное значение тока нагрузки:

Из

$$U_{Br} = \frac{I_{Ages} t_P}{C} = \frac{\left(\frac{U_A}{R_{\max}} + I_A \right) t_P}{C} < 50 \text{ мВ}$$

определяется $I_A < 3,25 \text{ А}$.

4. Токи трансформатора.

Сначала следует рассчитать коэффициент k для максимальной нагрузки, т. е. минимального значения сопротивления нагрузки R . Он определяется из параллельно включенного встроенного сопротивления $R_{\max}$ и при минимальном сопротивлении нагрузки $U_A/I_{A\max}$ составляет

$$R = R_{\max} \parallel \frac{U_A}{I_{A\max}}, R = 6 \text{ Ом.}$$

Из соотношения

$$R_{\max} = \frac{R}{k-1}$$

получается $k = 1,1875$. Следовательно, экстремальные значения тока равны.

Максимальное значение тока вторичной обмотки

$$I_{2H} = \frac{k}{1-V_T} \frac{U_A}{R}, I_{2H} = 6,333 \text{ А.}$$

Минимальное значение тока вторичной обмотки $I_{2L} = \frac{2-k}{1-V_T} \frac{U_A}{R}, I_{2L} = 4,333 \text{ А.}$

Максимальное значение тока первичной обмотки $I_{1H} = \frac{n_2}{n_1} I_{2H}$, $I_{1H} = 38$ А.

Минимальное значение тока первичной обмотки $I_{1L} = \frac{n_2}{n_1} I_{2L}$, $I_{1L} = 26$ А.

5. Максимальное значение обратного напряжения диода.

Диод заперт, когда ключ S закрыт. К первичной обмотке приложено напряже-

ние $u_1(t) = U_E = 12$ В. На вторичной обмотке оно трансформируется в $u_2(t) = -\frac{n_2}{n_1} U_E = -72$ В. К диоду приложено суммарное напряжение первичной и вторичной обмоток, т. е. $u_{D\text{сперр}} = 96$ В. Для точности следует добавить половину напряжения пульсаций.

Проверка результатов моделированием

- Преобразование схемы и ввод схемы (file a2.2_2.cir)

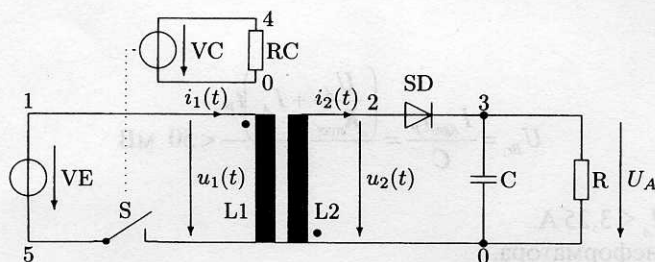


Рис. В.10. Схема, подготовленная для ввода в SPICE

Ключ S моделируется управляемым напряжением ключом с сопротивлением во включенном состоянии 1 мкОм и в выключенном состоянии — 1 МОм. Он управляется прямоугольными импульсами VC.

Диод моделируется практически идеальным диодным ключом на модели ключа, управляемого напряжением.

Сопротивление нагрузки выбрано согласно расчету $R = 6$ Ом.

Задание 2.2.2. Трансформаторный преобразователь

*Начальные данные $U_E = 12$ В, $U_A = 24$ В, $f = 20$ кГц, $U_{br} < 50$ мВ

* $n_1 = 100$, $n_2 = 600$, $R_{\text{max}} = 320 \text{ hm}$, $C = 1000 \text{ uF}$

*Рассчитанные значения

* $L_1 = 12.5 \text{ uH}$, $L_2 = 450 \text{ uH}$

* $I_{1L} = 26$ А, $I_{1H} = 38$ А

* $I_{2L} = 4.333$ А, $I_{2H} = 6.333$ А

*Начало расчета при L_0

VE 1 5 dc 12V

L1 1 0 12.5u ic=26

L2 0 2 450u ic=4.333

* Без рассеяния: k12=1

k12 L1 L2 1

S 5 0 4 0 Schalter .

.model Schalter SW Ron=1e-6 Roff=1e6 VT=.5 VH=1m

VC 4 0 pulse 0 1 0 1n 1n 12.5u 50u

RC 4 0 1k

SD 2 3 2 3 Freilauf

.model Freilauf SW Ron=1e-3 Roff=1e6 VT=1m

C 3 0 1m ic=24

* $R = R_{max} / ((U_A / I_A) = 6 \text{ Ohm}$

R 3 0 6

.tran 1u 80m 79.8m 1u uic

.end

• Моделирование и вывод результата

После моделирования результатам присваиваются интуитивно понятные названия. Результаты сохраняются в файле результата (file a2.2_2.dat).

servos:[Simulation] >spice3

Program: Spice, version: 3f5

Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998

Type "help" for more Information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a2.2_2.cir

Circuit: Задание 2.2.2 Трансформаторный преобразователь

Spice 1002 -> run

Warning: vc: no DC value, transient time 0 value used

Spice 1003 -> let u1=v(1)

Spice 1004 -> let u2=v(2)

Spice 1005 -> let ua=v(3)

Spice 1006 -> let i1=i1#branch

Spice 1007 -> let i2=i2#branch

Spice 1008 -> let L1=12.5e-6

Spice 1009 -> let L2=450e-6

Spice 1010 -> let n1=100

Spice 1011 -> let n2=600

Spice 1012 -> let phi=Li*i1/n1+L2*i2/n2

Spice 1013 -> print u1,u2,ua,i1,i2,phi >a2.2_2.dat

Spice 1014 ->

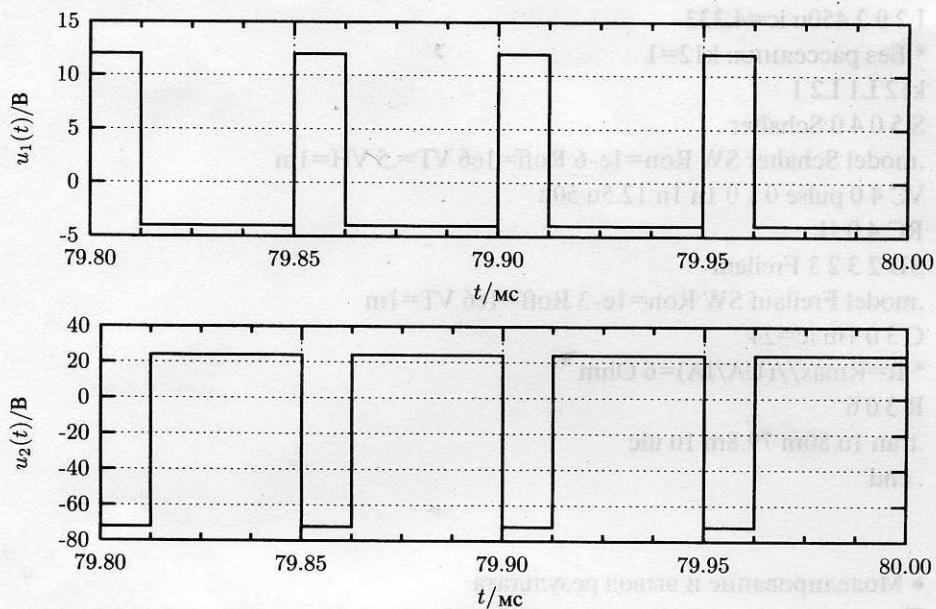


Рис. В.11. Напряжения первичной и вторичной обмоток

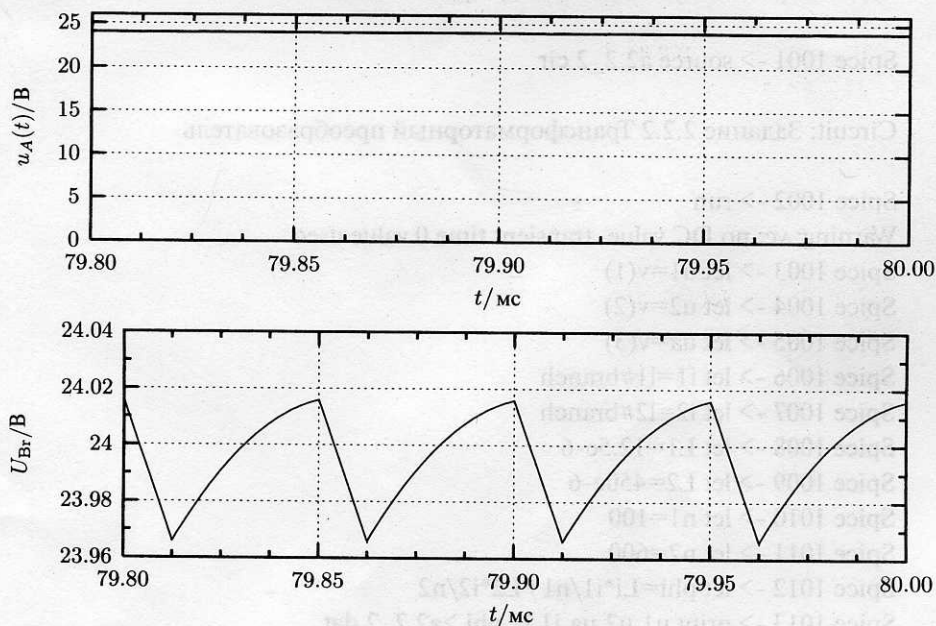


Рис. В.12. Выходное выпрямленное напряжение и напряжение пульсаций

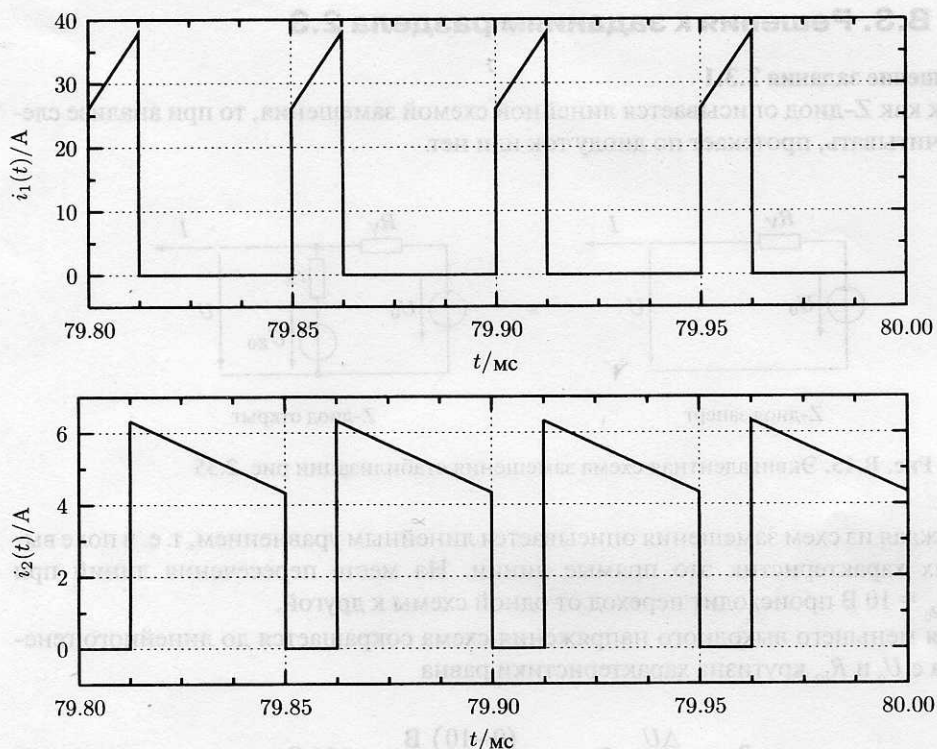


Рис. В.13. Токи первичной и вторичной обмоток

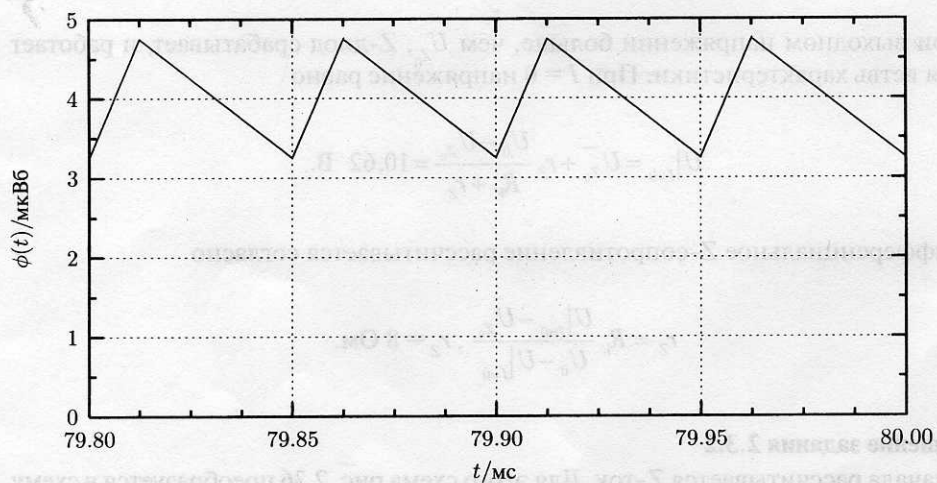


Рис. В.14. Магнитный поток в трансформаторе

В.3. Решения к заданиям раздела 2.3

Решение задания 2.3.1

Так как Z-диод описывается линейной схемой замещения, то при анализе следует учитывать, протекает по диоду ток или нет.

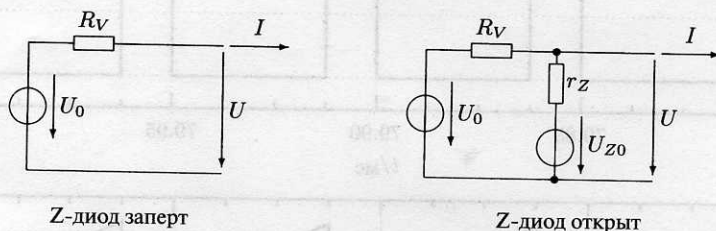


Рис. В.15. Эквивалентная схема замещения стабилизации рис. 2.35

Каждая из схем замещения описывается линейным уравнением, т. е. в поле выходных характеристик это прямые линии. На месте пересечения линий при $U = U_{Z0} = 10$ В происходит переход от одной схемы к другой.

Для меньшего выходного напряжения схема сокращается до линейного генератора с U_0 и R_V , крутизна характеристики равна

$$R_V = -\frac{\Delta U}{\Delta I}, R_V = -\frac{(0-10) \text{ В}}{(120-80) \text{ мА}} = 250 \text{ Ом}.$$

По току короткого замыкания определяется напряжение U_0 :

$$I|_{U=0} = \frac{U_0}{R_V} = 120 \text{ мА}, U_0 = 30 \text{ В}.$$

При выходном напряжении больше, чем U_{Z0} , Z-диод срабатывает, и работает правая ветвь характеристики. При $I = 0$ напряжение равно

$$U|_{I=0} = U_{Z0} + r_Z \frac{U_0 - U_{Z0}}{R_V + r_Z} = 10,62 \text{ В}.$$

Дифференциальное Z-сопротивление рассчитывается согласно

$$r_Z = R_V \frac{U|_{I=0} - U_{Z0}}{U_0 - U|_{I=0}}, r_Z = 8 \text{ Ом}.$$

Решение задания 2.3.2

Сначала рассчитывается Z-ток. Для этого схема рис. 2.36 преобразуется в схему рис. В.16.

Тогда ток рассчитывается согласно

$$I_Z = \frac{\frac{R_L}{R_V + R_L} U_0 - U_{Z_0}}{\frac{R_V R_L}{R_V + R_L} + r_Z} = \frac{U_0 R_L - U_{Z_0} (R_V + R_L)}{R_V R_L + r_Z (R_V + R_L)}.$$

Это уравнение решается относительно R_L :

$$R_L = \frac{R_V (U_{Z_0} + r_Z I_Z)}{U_0 - U_{Z_0} - I_Z (R_V + r_Z)}.$$

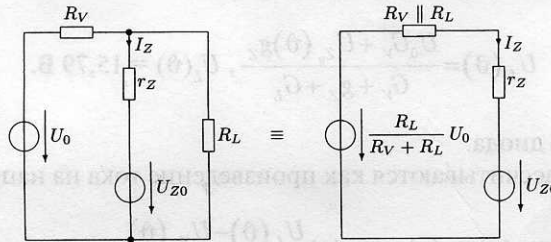


Рис. В.16. Образование эквивалентного генератора для расчета I_Z

Минимальный ток Z-диода протекает при максимальной нагрузке $R_{L\min}$

$$R_{L\min} = \frac{R_V (U_{Z_0} + r_Z I_{Z\min})}{U_0 - U_{Z_0} - I_{Z\min} (R_V + r_Z)}, \quad R_{L\min} = 99 \text{ Ом}.$$

Максимальный ток Z-диода протекает при минимальной нагрузке $R_{L\max}$

$$R_{L\max} = \frac{R_V (U_{Z_0} + r_Z I_{Z\max})}{U_0 - U_{Z_0} - I_{Z\max} (R_V + r_Z)}, \quad R_{L\max} = 180 \text{ Ом}.$$

Следовательно, сопротивление нагрузки может меняться в диапазоне $99 \text{ Ом} \leq R_L \leq 180 \text{ Ом}$. Диаграмма (рис. В.17) демонстрирует нагрузочную характеристику схемы.

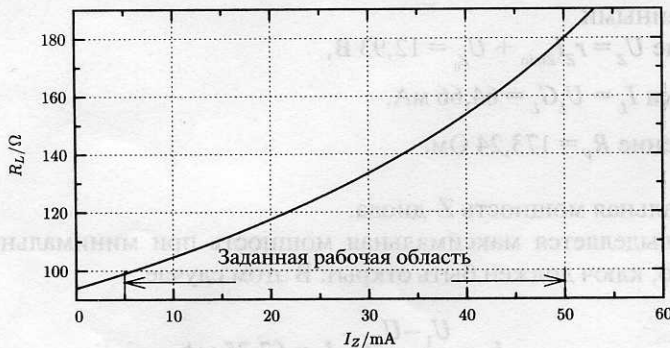


Рис. В.17. Зависимость сопротивления нагрузки от Z-токов (токов через Z-диод)

Решение задания 2.3.3

1. Расчет напряжения нагрузки U_L при температуре $\vartheta = 50^\circ\text{C}$.

Согласно

$$U_Z(\vartheta_u) = U_{Z_0}(\vartheta_u) + r_Z I_Z(\vartheta_u)$$

сначала требуется рассчитать напряжение пробоя при температуре окружающей среды ϑ_u

$$U_{Z_0}(\vartheta_u) = U_Z(\vartheta_u) - r_Z I_Z(\vartheta_u), U_{Z_0} = 14,9 \text{ В.}$$

При повышении температуры на $\vartheta = \vartheta_u + \Delta\vartheta$ напряжение пробоя повышается на

$$U_{Z_0}(\vartheta) = U_{Z_0}(\vartheta_u)(1 + \alpha_{U_Z}\Delta\vartheta), U_{Z_0}(\vartheta) = 15,198 \text{ В.}$$

Согласно (2.86) выходное напряжение равно

$$U_L(\vartheta) = \frac{U_0 G_V + U_{Z_0}(\vartheta) g_Z}{G_V + g_Z + G_L}, U_L(\vartheta) = 15,79 \text{ В.}$$

2. Расчет потерь диода.

Потери диода рассчитываются как произведение тока на напряжение

$$P_V(\vartheta) = U_Z(\vartheta) I_Z(\vartheta) = U_Z(\vartheta) \frac{U_L(\vartheta) - U_{Z_0}(\vartheta)}{r_Z}, P_V(\vartheta) = 0,47 \text{ Вт.}$$

Решение задания 2.3.4

1. Расчет сопротивления R_V .

Сопротивление рассчитывается таким образом, чтобы при максимальной нагрузке через диод протекал минимальный ток $I_{Z\min} = 5 \text{ мА}$. Ключ должен быть закрыт.

$$R_V = \frac{U_1 - U_2}{I_{Z\min} + I_L}, \text{ где } U_Z = U_{Z_0} + r_Z I_{Z\min}.$$

Z-сопротивление складывается из динамической составляющей r_Z и температурной составляющей r_{Zh} :

$$r_Z = r_{Zj} + r_{Zh} = r_{Zj} + \alpha_{U_Z} U_{Z_0}^2 R_{Th}, r_Z = 18,64 \text{ Ом.}$$

С этими данными

$$\text{напряжение } U_Z = r_Z I_{Z\min} + U_{Z_0} = 12,93 \text{ В,}$$

$$\text{ток нагрузки } I_L = U_L G_L = 64,66 \text{ мА,}$$

$$\text{сопротивление } R_V = 173,24 \text{ Ом.}$$

2. Максимальная мощность Z-диода.

На диоде выделяется максимальная мощность при минимальной нагрузке. Следовательно, ключ должен быть открыт. В этом случае

$$I_Z = \frac{U_1 - U_{Z_0}}{R_V + r_Z}, I_Z = 67,75 \text{ мА,}$$

$$U_Z = U_{Z_0} + r_Z I_Z, U_Z = 13,26 \text{ В},$$

$$P_{Z \max} = U_Z I_Z, P_{Z \max} = 898,6 \text{ Вт}.$$

3. Температура переходного слоя Z-диода.

Перегрев, который образуется в диоде за счет преобразования электрической энергии, описывается тепловым уравнением.

- Ключ закрыт:

$$\Delta \vartheta_{\min} = P_{Z \min} R_{th}, \Delta \vartheta_{\min} = 12,93 \text{ В} \cdot 5 \text{ мА} \cdot 100 \text{ К/Вт} = 6,5 \text{ К} \rightarrow \vartheta_j = 31,5^\circ \text{С}.$$

- Ключ открыт:

$$\Delta \vartheta_{\max} = P_{Z \max} R_{th}, \Delta \vartheta_{\max} = 898,6 \text{ мВт} \cdot 100 \text{ К/Вт} = 89,9 \text{ К} \rightarrow \vartheta_j = 114,9^\circ \text{С}.$$

Решение задания 2.3.5

1. Выходное напряжение при максимальной нагрузке.

При максимальной нагрузке, т. е. при $R_L = 20 \text{ Ом}$ через Z-диод протекает ток $I_{Z \min} = 10 \text{ мА}$.

Выходное напряжение представляет собой разность между Z-напряжением и напряжением база-эмиттер, т. е. $U_2 = U_Z - U_{BE}$, где $U_Z = I_{Z \min} r_Z + U_{Z_0}$, $U_{BE} = U_{BE_0} + I_2 r_E$ и $I_2 = U_2 G_L$.

Отсюда следует, что

$$U_2 = I_{Z \min} r_Z + U_{Z_0} - U_{BE_0} - r_E G_L U_2,$$

$$U_2 = \frac{I_{Z \min} r_Z + U_{Z_0} - U_{BE_0}}{1 + r_E / R_L}, U_2 = 10,857 \text{ В}.$$

2. Расчет сопротивления R_V .

Сопротивление рассчитывается таким образом, чтобы при максимальной нагрузке через диод протекал минимальный ток. Из $U_1 = R_V(I_{Z \min} + I_B) + I_{Z \min} r_Z + U_{Z_0}$ следует с учетом $I_B = (1 - A)I_2$ и $I_2 = U_2 G_L$, что

$$R_V = \frac{U_1 - (I_{Z \min} r_Z + U_{Z_0})}{I_{Z \min} + (1 - A)U_2 G_L}, R_V = 378,77 \text{ Ом}.$$

При этом величину U_2 следует взять из пункта 1.

3. Потери мощности в транзисторе и Z-диоде.

На транзисторе выделяется максимальная мощность при минимальной нагрузке, т. е. при $R_L = 20 \text{ Ом}$.

$$P_{T \max} = I_C U_{CE} + I_B U_{BE} = A I_2 (U_1 - U_2) + (1 - A) I_2 (U_{BE_0} + I_2 r_E).$$

При

$$U_2 = 10,857 \text{ В и } I_2 = U_2 G_L = 0,543 \text{ А},$$

$$P_{T \max} = 4,88 \text{ Вт}.$$

На Z-диоде выделяется максимальная мощность при минимальной нагрузке, т. е. в режиме холостого хода. Следовательно, ток $I_B = 0$.

По схеме можно записать:

$$I_Z = \frac{U_1 - U_{Z_0}}{R_V + r_V}, I_Z = 20,58 \text{ мА},$$

$$U_Z = U_{Z_0} + I_Z r_Z, U_Z = 12,21 \text{ В}.$$

Откуда мощность потерь в диоде

$$P_{Z_{\max}} = U_Z I_Z, P_{Z_{\max}} = 251,2 \text{ мВт}.$$

4. Моделирование схемы стабилизации

- Подготовка схемы и ввод команд (file a2.3_5.cir)

Нагрузка образуется как переменный источник тока $I_2 = U_2/R_L$.

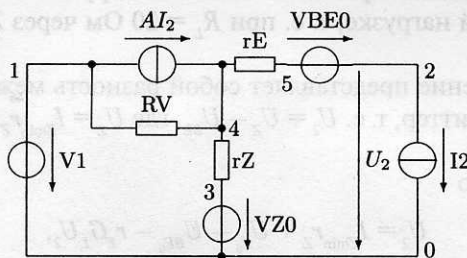


Рис. В.18. Схема, подготовленная для моделирования в SPICE

Задание 2.3.5. Регулятор

V1 1 0 dc 20

RV 1 4 378.77

rZ 4 3 10

VZ0 3 0 dc 12

rE 4 5 1

VBE0 5 2 dc .7

FCB 1 4 VBE0 .98

I2 2 0 dc 2m

.dc I2 20m 550m .1m

.end

Моделирование и вывод результата

Результат записан в файл a2.3_5.dat, переменным присвоены имена U_2 и R_L .

Spice 1003 -> let U2=v(2)

Spice 1004 -> let RL=U2/sweep

Spice 1005 -> print RL,U2 >a2.3_5.dat

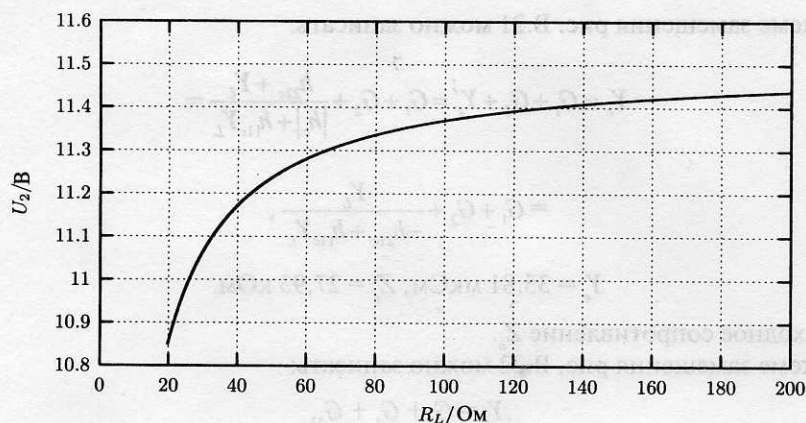


Рис. В.19. Зависимость нагрузки от выходного напряжения

В.4. Решения к заданиям раздела 2.4

Решение задания 2.4.1

Для расчета параметров требуется составить эквивалентную схему замещения в режиме малого сигнала. Так как нам нужны результаты только в среднем частотном диапазоне, оба конденсатора C_1 и C_2 заменяются короткими замыканиями.

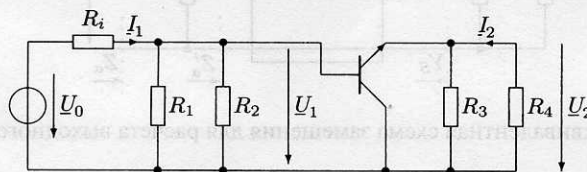


Рис. В.20. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Чтобы можно было применять уравнения из табл. 2.1, следует пересчитать данные для схемы с ОЭ h -параметры в параметры схемы с ОК.

$$(h_c) = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 \\ -(1 + h_{21e}) & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \text{ кОм} & 1 \\ -201 & 0 \end{pmatrix}.$$

1. Входное сопротивление Z_e .

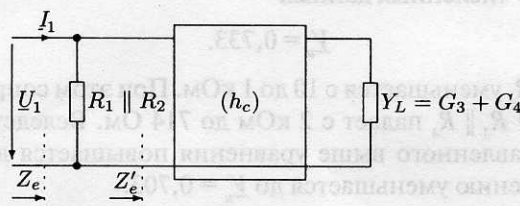


Рис. В.21. Эквивалентная схема замещения для расчета входного сопротивления

По схеме замещения рис. В.21 можно записать:

$$\begin{aligned} Y_e &= G_1 + G_2 + Y'_e = G_1 + G_2 + \frac{h_{22c} + Y_L}{|h_c| + h_{11c} Y_L} = \\ &= G_1 + G_2 + \frac{Y_L}{-h_{21c} + h_{11c} Y_L}, \\ Y_e &= 35,81 \text{ мкСм}, Z_e = 27,93 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

2. Выходное сопротивление Z_a .

По схеме замещения рис. В.22 можно записать:

$$\begin{aligned} Y_s &= G_i + G_1 + G_2, \\ Y_a &= G_3 + Y'_a = G_3 + \frac{h_{22c} + |h_c| Y_s}{1 + h_{11c} Y_s} = G_3 + \frac{-h_{21c} Y_s}{1 + h_{11c} Y_s}, \\ Y_a &= 21,56 \text{ мСм}, Z_a = 46,4 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

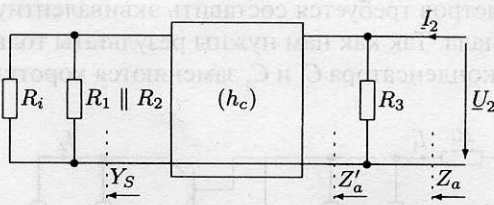


Рис. В.22. Эквивалентная схема замещения для расчета выходного сопротивления

3. Усиление по напряжению $\underline{V}_u$.

Усиление по напряжению рассчитывается согласно рис. В.20

$$\begin{aligned} \underline{V}_u &= \frac{U_2}{U_0} = \frac{U_2}{U_1} \frac{U_1}{U_0} = - \frac{h_{21c}}{|h_c| + h_{11c} Y_L} \frac{Z_e}{R_i + Z_e}, \\ \underline{V}_u &= - \frac{h_{21c}}{-h_{21c} + h_{11c} Y_L} \frac{1}{1 + R_i Y_e}. \end{aligned}$$

При подстановке численных данных

$$\underline{V}_u = 0,733.$$

Сопротивление R_4 уменьшается с 10 до 1 кОм. При этом сопротивление нагрузки транзистора $Z_L = R_3 \parallel R_4$ падает с 2 кОм до 714 Ом. Вследствие этого входное сопротивление составленного выше уравнения повышается до $Y_e = 40,2 \text{ мкСм}$, усиление по напряжению уменьшается до $\underline{V}_u = 0,703$.

В процентном соотношении падение усиления по напряжению составляет примерно 4%.

Решение задания 2.4.2

Для расчета усиления по току требуется составить эквивалентную схему замещения с ОБ в режиме малого сигнала. Так как нам нужны результаты только в среднем частотном диапазоне, оба конденсатора C_1 и C_2 заменяются короткими замыканиями.

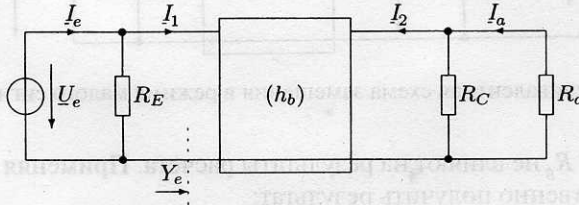


Рис. В.23. Эквивалентная схема замещения с ОБ в режиме малого сигнала

Чтобы можно было применять уравнения из табл. 2.1, следует пересчитать приведенные для схемы с ОЭ h -параметры в параметры схемы с ОБ.

$$(h_b) = \frac{1}{\sum h_e} \begin{pmatrix} h_{11e} & |h_e| - h_{12e} \\ -(|h_e| + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}.$$

С учетом $\sum h_e = 1 + |h_e| + h_{21e} - h_{12e}$ и $h_{12e} = h_{22e} = 0$, получается

$$(h_b) = \frac{1}{1 + h_{21e}} \begin{pmatrix} h_{11e} & 0 \\ -h_{21e} & 0 \end{pmatrix}, (h_b) = \begin{pmatrix} 24,88 \text{ Ом} & 0 \\ -0,995 & 0 \end{pmatrix}.$$

Требуемое усиление по току определяется по рис. В.23

$$V_i = \frac{I_a}{I_e} = \frac{I_a}{I_2} \frac{I_2}{I_1} \frac{I_1}{I_e}.$$

Отдельные компоненты усиления рассчитываются согласно

$$\frac{I_a}{I_2} = -\frac{G_a}{G_a + G_C} = -\frac{1}{1 + R_a / R_C},$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21b} Y_L}{h_{22b} + Y_L} = h_{21b}, \text{ так как } h_{22b} = 0,$$

$$\frac{I_1}{I_e} = \frac{Y_e}{Y_e + G_E} = \frac{1}{1 + Z_e / R_E} = \frac{1}{1 + \frac{|h_b| + h_{11b} Y_L}{(h_{22b} + Y_L) R_E}} = \frac{1}{1 + h_{11b} / R_E},$$

откуда усиление по току

$$V_i = -\frac{1}{1 + R_a / R_C} h_{21b} \frac{1}{1 + h_{11b} / R_E},$$

$$V_i = 0,49.$$

Решение задания 2.4.3

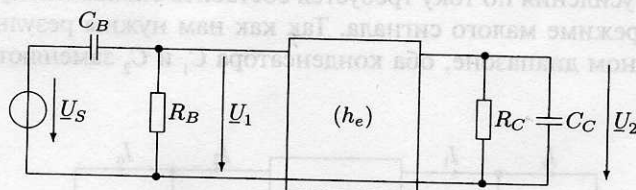


Рис. В.24. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Элементы C_B и R_B не влияют на результаты расчета. Применяя данные табл. 2.1 можно непосредственно получить результат:

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e}Y_L}, \text{ где } |h_e| = h_{11e}h_{22e} - h_{12e}h_{21e} \text{ и } Y_L = G_C + j\omega C_C.$$

После подстановки численных данных

$$|h_e| = 10^{-2} \text{ и } Y_L = (2 + j7,54) \cdot 10^{-4} \text{ См.}$$

Тогда

$$\underline{V}_u = -\frac{200}{10^{-2} + 2 \cdot 10^{-3}(2 + j7,54)10^{-4}} = -\frac{200}{0,41 + j1,508},$$

$$\underline{V}_u = -128e^{j74,8^\circ} = 128e^{-j254,8^\circ}.$$

Решение задания 2.4.4

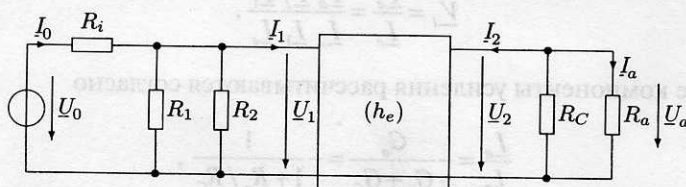


Рис. В.25. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Во-первых, следует построить схему замещения в режиме малого сигнала в среднем частотном диапазоне. Для этого источник напряжения замыкается коротко, оба конденсатора заменяются короткозамкнутыми перемычками, транзистор заменяется моделью в режиме малого сигнала в h -параметрах (h_e).

Сопротивления R_C и R_a объединяются в сопротивление нагрузки Z_L . Тогда нижняя часть схемы рис. В.25 образует обычную схему усиления с усилением $\underline{V}_u$ по табл. 2.1:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e}Y_L}.$$

Передняя часть схемы представляет собой делитель напряжения $R_i - R_1 \parallel R_2$ плюс параллельно включенное входное сопротивление транзистора Z_e :

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{1}{1 + R_i (G_1 + G_2 + Y_e)}.$$

Для усиления по напряжению получается выражение:

$$\begin{aligned} V_u = \frac{U_a}{U_0} &= \frac{U_2}{U_0} = \frac{U_2}{U_1} \frac{U_1}{U_0} = - \frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e} Y_L} \frac{1}{1 + R_i (G_1 + G_2 + Y_e)} = \\ &= - \frac{h_{21e} / h_{11e}}{h_{22e} + G_a + G_C} \frac{1}{1 + R_i (G_1 + G_2 + 1/h_{11e})}. \end{aligned}$$

$$V_u = -100.$$

Для определения усиления по току V_i выражение I_a/I_0 разбивается на три части.

$$\begin{aligned} V_i = \frac{I_a}{I_e} &= \frac{I_a}{I_2} \frac{I_2}{I_1} \frac{I_1}{I_0} = - \frac{G_a}{G_a + G_C} \frac{h_{21e} Y_L}{h_{22e} + Y_L} \frac{Y_e}{Y_e + G_1 + G_2} = \\ &= - \frac{h_{21e} G_a}{h_{22e} + G_a + G_C} \frac{1/h_{11e}}{1/h_{11e} + G_1 + G_2}, \end{aligned}$$

$$V_i = -29,9.$$

В этих уравнениях использовались следующие обозначения:

полная проводимость нагрузки $Y_L = G_C + G_a$,

полная входная проводимость $Y_e = 1/h_{11e}$,

детерминант $|h_e| = h_{11e} h_{22e}$.

Решение задания 2.4.5

Схема замещения в режиме малого сигнала определяется из исходной схемы, где:

- оба генератора постоянного напряжения U_{CC} и U_{EE} замыкаются накоротко,
- конденсатор заменяется перемычкой,
- транзистор заменяется схемой замещения в h -параметрах.

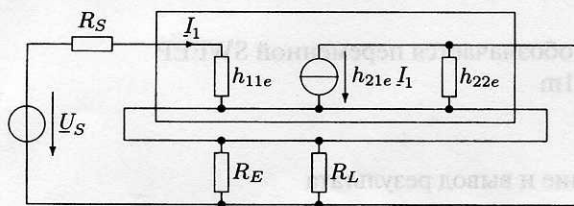


Рис. В.26. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

- Подготовка схемы

Для подготовки схемы к анализу по постоянному току:

- $\underline{U}_s$ заменяется источником постоянного напряжения VS.
- h_{11e} обозначается как сопротивление Rh11.
- Управляемый источник тока транзистора обозначается F. Он управляется от источника отрицательного тока с коэффициентом $h_{21e} = 200$.
- Выходная проводимость h_{22e} моделируется управляемым по напряжению источником тока Gh22, проводимость равна 120 мкСм.

Сопротивление нагрузки моделируется источником тока IL. Его значение определяется из схемы рис. 2.54. Максимальный ток не может превышать ток покоя через сопротивление эмиттера R_E . Так как база имеет потенциал общей точки, можно записать:

$$I_E \approx \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{11 \text{ В}}{500 \text{ Ом}} = 22 \text{ мА}.$$

По данной оценке диапазон значений источника IL составляет 2...20 мА.

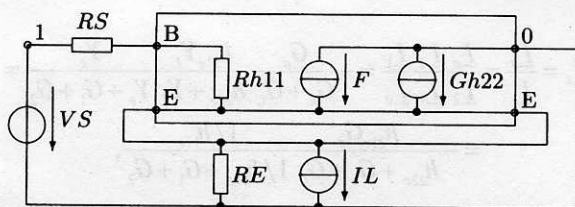


Рис. В.27. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала для SPICE

- Составление списка команд (file a2.4_5.cir)

Задание 2.4.5. Эмиттерный повторитель

- * Моделирование выходной мощности

VS 1 0 dc 1

RS 1 B 10k

Rh11 B E 300

* Ток через VS является отрицательным входным током

F 0 E VS -200

* h22 моделируется управляемым по напряжению источником тока

Gh22 0 E 0 E 120u

RE E 0 500

* RL моделируется переменным источником тока

IL E 0 dc 1m

* Ток нагрузки обозначается переменной SWEEP

.dc IL 2m 20m .1m

.end

- Моделирование и вывод результата

servos:[simulation] >spice3

Program: Spice, version: 3f5

Date built: Sun Jul 12 10:52:42 MET DST 1998

Type "help" for more Information, "quit" to leave.

Spice 1001 -> source a2.4_5.cir

Circuit: Задание 2.4.5. Эмиттерный повторитель

Spice 1002 -> run

Spice 1003 -> let RL=V(E)/sweep

Spice 1004 -> let PL=.5*V(E)*sweep

Spice 1005 -> print RL,PL >a2.4_5.dat

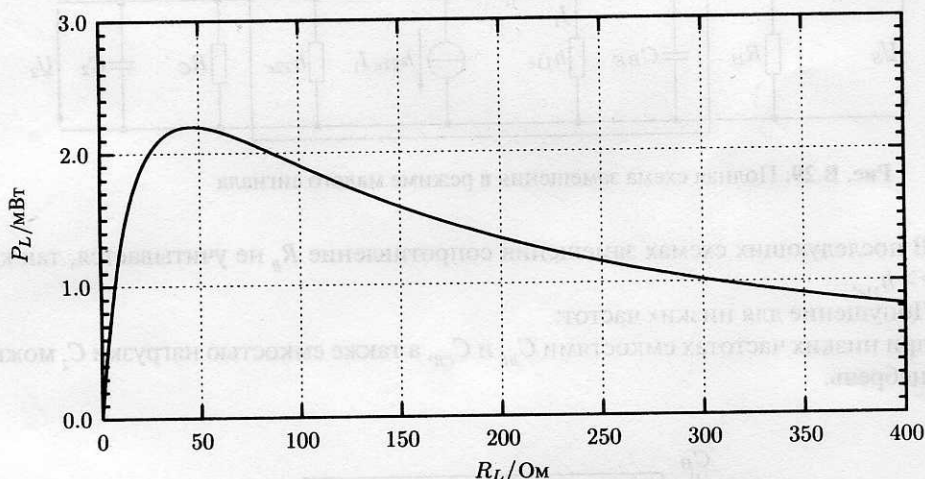


Рис. В.28. Зависимость выходной мощности от нагрузки

Сопротивление нагрузки для максимальной выходной мощности может быть определено по рис. В.28 или по файлу результата a2.4_5.dat и равно $R_L = 46,3$ Ом (интерполировано). Этот результат соответствует расчетному результату, полученному для примера 2.4.3.

В.5. Решения к заданиям раздела 2.5

Решение задания 2.5.1

1. Определение токов в рабочей точке.

$$I_{CA} = \frac{U_B - U_{CEA}}{R_C}, I_{CA} = 3,75 \text{ мА.}$$

$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{\beta}, I_{BA} = 46,3 \text{ мкА.}$$

2. Расчет сопротивления R_B .

$$R_B = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA}}, R_B = 310 \text{ кОм.}$$

3. Частотные характеристики и усиление по напряжению.

3а. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала.

Для определения полной эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала источники питания замыкаются накоротко, и транзистор заменяется схемой замещения в h -параметрах. Обратная связь отсутствует. Дополнительно обозначены емкости транзистора C_{BE} и C_{CB} .

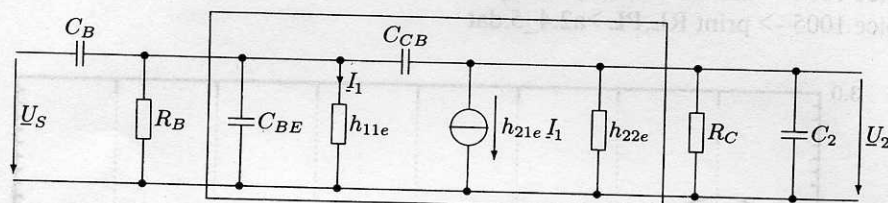


Рис. В.29. Полная схема замещения в режиме малого сигнала

В последующих схемах замещения сопротивление R_B не учитывается, так как $R_B \gg h_{11e}$.

Допущение для низких частот:

при низких частотах емкостями C_{BE} и C_{CB} , а также емкостью нагрузки C_2 можно пренебречь.

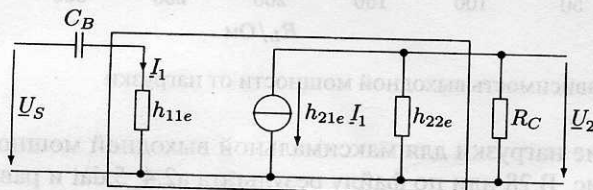


Рис. В.30. Схема замещения для низких частот

Допущение для средних частот:

при средних частотах всеми емкостями можно пренебречь.

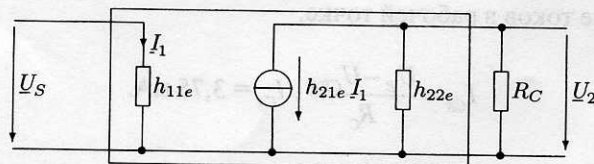


Рис. В.31. Схема замещения для средних частот

Допущение для высоких частот:

при высоких частотах можно пренебречь конденсатором C_B . При этом источник напряжения $\underline{U}_S$ располагается непосредственно между базой и эмиттером. Емкость база-эмиттер C_{BE} хотя и нагружает источник, но не оказывает влияния на усиление по напряжению, поскольку ток, который управляет транзистором, протекает исключительно через h_{1e} . Поэтому C_{BE} можно не учитывать.

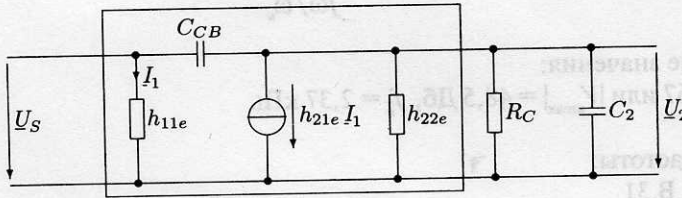


Рис. В.32. Схема замещения для высоких частот

Схему рис. В.32 можно преобразовать при помощи теоремы Миллера. Так называемый конденсатор Миллера, подключенный между входными клеммами, может вследствие управления по напряжению не учитываться. В итоге остается только конденсатор между выходными клеммами, с емкостью, равной $(1 - 1/V_u)C_{CB} \approx C_{CB}$.

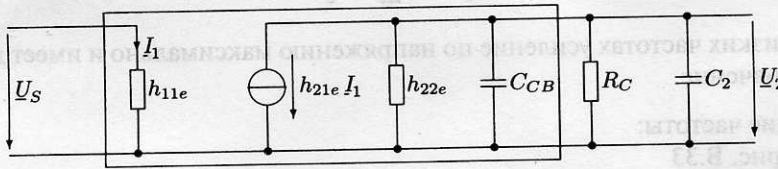


Рис. В.33. Модифицированная схема замещения для высоких частот

36. Усиления по напряжению.

Уравнения для расчета усиления по напряжению можно определить непосредственно из схем.

Низкие частоты:

схема рис. В.30

$$\underline{U}_2 = -\frac{h_{21e} \underline{I}_1}{h_{22e} + G_C}, \quad \underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_S}{h_{1e} + \frac{1}{j\omega C_B}}.$$

Откуда усиление равно:

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = -\frac{h_{21e} / h_{1e}}{h_{22e} + G_C} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega h_{1e} C_B}}.$$

При низких частотах усиление по напряжению имеет характеристики фильтра высоких частот. В нормированных величинах

$$V_{u\max} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C} \text{ и } \omega_u = \frac{1}{h_{11e} C_B}.$$

В общей форме

$$\underline{V}_u = \frac{V_{u\max}}{1 + \frac{1}{j\omega/\omega_u}}.$$

Численные значения:

$$V_{u\max} = -267 \text{ или } |V_{u\max}| = 48,5 \text{ Дб, } f_u = 2,37 \text{ кГц.}$$

Средние частоты:

схема рис. В.31

$$\underline{U}_2 = -\frac{h_{21e} I_1}{h_{22e} + G_C}, \quad I_1 = \frac{U_S}{h_{11e}}.$$

Откуда усиление равно

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C} = V_{u\max}.$$

При низких частотах усиление по напряжению максимально и имеет действительное значение.

Высокие частоты:

схема рис. В.33

$$\underline{U}_2 = -\frac{h_{21e} I_1}{h_{22e} + G_C + j\omega(C_{CB} + C_2)}, \quad I_1 = \frac{U_S}{h_{11e}}.$$

Откуда усиление равно

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_{CB} + C_2}{h_{22e} + G_C}}.$$

При высоких частотах усиление по напряжению имеет характеристики фильтра низких частот. В нормированных величинах

$$V_{u\max} = -\frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C} \text{ и } \omega_o = \frac{h_{22e} + G_C}{C_{CB} + C_2}.$$

В общей форме

$$\underline{V}_u = \frac{V_{u\max}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}.$$

Численные значения:

$$V_{u\max} = -267 \text{ или } |V_{u\max}| = 48,5 \text{ Дб}, f_0 = 274 \text{ кГц}.$$

3с. Диаграмма Бode для усиления по напряжению.

По данным для максимального усиления и резонансным частотам можно построить диаграмму Бode в асимптотической форме. В диапазоне низких частот усиление растет с наклоном 20 дБ на декаду, в диапазоне высоких частот падает с наклоном 20 дБ на декаду, в диапазоне средних частот сохраняет максимум.

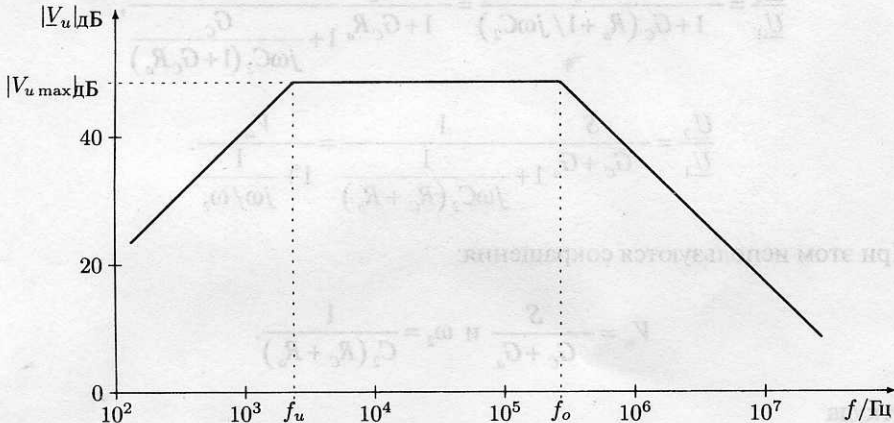


Рис. В.34. Диаграмма Бode для усиления по напряжению

Решение задания 2.5.2

Для определения полной эквивалентной схемы замещения в режиме малого сигнала источники питания замыкаются накоротко, и транзистор заменяется схемой замещения в h -параметрах. Следует учитывать, что как обратная связь по напряжению h_{12e} , так и выходная проводимость h_{22e} равны нулю. Дополнительно применяется отношение $SU_1 = h_{21e}I_1$, где $S = h_{21e}/h_{11e}$ — крутизна транзистора.

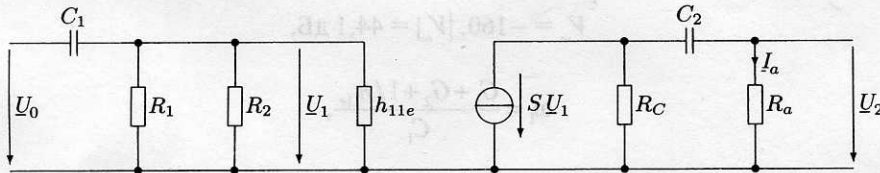


Рис. В.35. Полная эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Сопротивления входного контура объединяются в $G'_1 = G_1 + G_2 + 1/h_{11e}$. При этом

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{R'}{R' + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \omega_1}}, \text{ где } \omega_1 = \frac{G_1 + G_2 + 1/h_{11e}}{C_1}.$$

В выходном контуре можно применить правило делителя тока:

$$\frac{I_a}{S U_1} = - \frac{\frac{1}{R_a + 1/j\omega C_2}}{G_c + \frac{1}{R_a + 1/j\omega C_2}} = - \frac{1}{1 + G_c (R_a + 1/j\omega C_2)}.$$

Учитывая, что $\underline{U}_2 = I_a R_a$, можно записать:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = - \frac{S R_a}{1 + G_c (R_a + 1/j\omega C_2)} = - \frac{S R_a}{1 + G_c R_a} \cdot \frac{1}{1 + \frac{G_c}{j\omega C_2 (1 + G_c R_a)}},$$

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = - \frac{S}{G_c + G_a} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_c + R_a)}} = \frac{V_\infty}{1 + \frac{1}{j\omega/\omega_2}}.$$

При этом используются сокращения:

$$V_\infty = - \frac{S}{G_c + G_a} \quad \text{и} \quad \omega_2 = \frac{1}{C_2 (R_c + R_a)}.$$

Откуда

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \cdot \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_0} = \frac{V_\infty}{\left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_1}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_2}\right)}.$$

Численные значения:

$$V_\infty = - \frac{S}{G_c + G_a},$$

$$V_\infty = -160, |V_\infty| = 44,1 \text{ дБ},$$

$$\omega_1 = \frac{G_1 + G_2 + 1/h_{1e}}{C_1},$$

$$\omega_1 = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ с}^{-1}, f_1 = 270 \text{ Гц},$$

$$\omega_2 = \frac{1}{C_2 (R_c + R_a)},$$

$$\omega_2 = 10^{-4} \text{ с}^{-1}, f_1 = 1,59 \text{ кГц}.$$

Нижняя частота среза усиления по напряжению равна $f_u \approx f_2 = 1,59 \text{ кГц}$ (точное значение $f_u = 1,62 \text{ кГц}$ немного превышает эту величину).

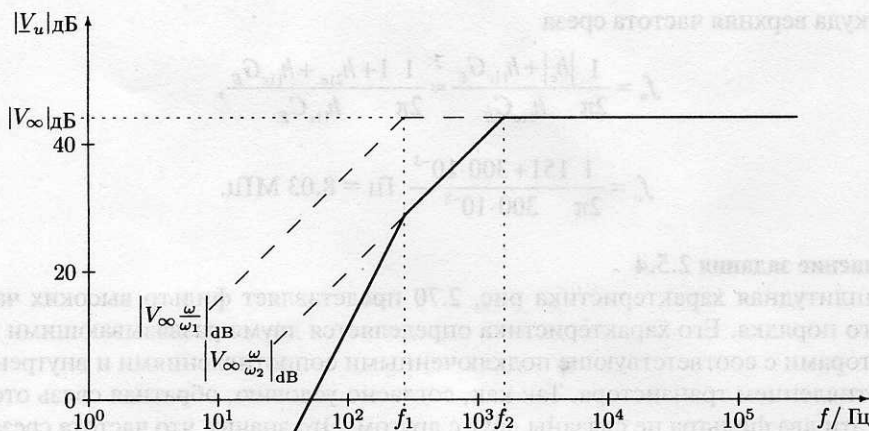


Рис. В.36. Амплитудная характеристика усиления по напряжению

Решение задания 2.5.3

Так как требуется рассчитать верхнюю частоту среза усиления, при анализе можно ограничиться схемой замещения для диапазона высоких частот. В области высоких частот развязывающий конденсатор имеет такое малое сопротивление, что его можно заменить короткозамкнутой перемычкой. При этом отпадают оба сопротивления R_1 и R_2 , так как они нагружают источник $\underline{U}_s$, но не влияют на усиление по напряжению.

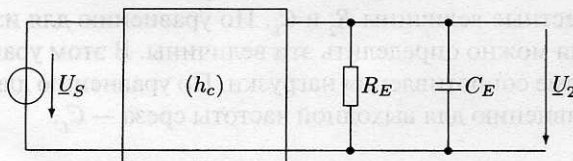


Рис. В.37. Схема замещения для высоких частот

Усиление по напряжению можно непосредственно определить по табл. 2.1. Оно равно

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21c}}{|h_c| + h_{11c}Y_L}, \text{ где } Y_L = G_E + j\omega C_E.$$

H -параметры схемы с ОК рассчитываются по h -параметрам схемы с ОЭ:

$$(h_c) = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}, \text{ где } |h_c| = h_{11e}h_{22e} + (1 + h_{21e})(1 - h_{12e}) \approx 1 + h_{21e}.$$

Усиление можно еще рассчитать согласно

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21c}}{|h_c| + h_{11c}(G_E + j\omega C_E)} = -\frac{h_{21c}}{|h_c| + h_{11c}G_E} \frac{1}{1 + j\omega \frac{h_{11c}C_E}{|h_c| + h_{11c}G_E}} = \frac{V_{u\max}}{1 + j\omega/\omega_o}.$$

Откуда верхняя частота среза

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{|h_c| + h_{11c} G_E}{h_{11c} C_E} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1 + h_{21e} + h_{11e} G_E}{h_{11e} C_E},$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{151 + 300 \cdot 10^{-3}}{300 \cdot 10^{-8}} \text{ Гц} = 8,03 \text{ МГц.}$$

Решение задания 2.5.4

Амплитудная характеристика рис. 2.70 представляет фильтр высоких частот второго порядка. Его характеристика определяется двумя развязывающими конденсаторами с соответствующе подключенными сопротивлениями и внутренним сопротивлением транзистора. Так как, согласно условию, обратная связь отсутствует, эти два фильтра не связаны друг с другом. Это значит, что частота среза одного фильтра определяется только параметрами входного контура, а второго — параметрами выходного контура.

Решение задания производится следующим образом.

Сначала рассчитывается усиление схемы по напряжению.

$$\underline{V}_u = \frac{V_\infty}{\left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_1}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_2}\right)}.$$

Параметры входного фильтра высоких частот полностью известны. Его частоту среза можно рассчитать и изобразить на диаграмме Бode. Выходной фильтр содержит две неизвестные величины R_2 и C_L . По уравнению для известного максимального усиления можно определить эти величины. В этом уравнении известны все величины, кроме сопротивления нагрузки. По уравнению для V_∞ можно определить R_2 , а по уравнению для выходной частоты среза — C_L .

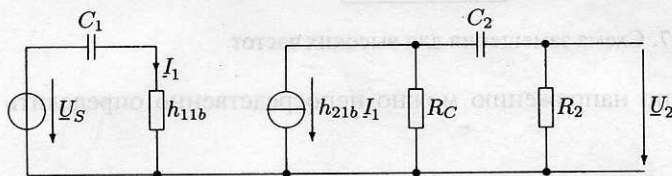


Рис. В.38. Схема замещения в режиме малого сигнала для схемы ОБ

В схеме рис. В.38 R_E можно пренебречь из-за h_{11b} .

По схеме получается:

$$\begin{aligned} \underline{V}_u &= \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_S} = -h_{21b} R_2 \frac{1}{G_c + \frac{1}{R_2 + 1/j\omega C_2}} \frac{1}{h_{11b} + \frac{1}{j\omega C_1}} = \\ &= -\frac{h_{21b}/h_{11b}}{G_2 + G_c} \frac{1}{1 + \frac{G_c}{j\omega C_2 (1 + G_c R_2)}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega h_{11b} C_1}} = \frac{V_\infty}{\left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_1}\right) \left(1 + \frac{1}{j\omega/\omega_2}\right)}, \end{aligned}$$

где $V_{\infty} = -\frac{h_{21b}/h_{11b}}{G_2 + G_C}$, $\omega_1 = \frac{1}{(R_C + R_2)C_2}$, $\omega_2 = \frac{1}{h_{11b}C_1}$.

Частота среза f_2 рассчитывается согласно

$$f_2 = \frac{1}{2\pi h_{11b}C_1}, \quad f_2 = 995 \text{ Гц},$$

где f_2 большая частота среза (1 кГц). Тогда частота $f_1 = 10$ Гц является нижней частотой среза.

Максимальное усиление составляет 60 дБ. Отсюда следует:

$$G_2 = \frac{h_{21b}/h_{11b}}{|V_{\infty}|} - G_C, \quad G_2 = 2,29 \cdot 10^{-4} \text{ См}, \text{ соответственно } R_2 = 4,36 \text{ кОм}.$$

Из первой частоты среза

$$f_1 = \frac{1}{2\pi (R_C + R_2)C_2}$$

определяется C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 (R_C + R_2)},$$

$$C_2 = 0,97 \text{ мкФ}.$$

Решение задания 2.5.5

1. Расчет частотной характеристики усилителя.

Для расчета усиления необходимо составить схему замещения транзистора в режиме малого сигнала. Параметры схемы замещения определяются по уравне-

нию транзистора в рабочей точке $I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2 (1 + \lambda U_{DS})$.

Параметры равны:

$$\text{Выходная проводимость } y_{22s} = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{T_0})^2 \lambda \Big|_A = 0, \text{ так как } \lambda = 0.$$

$$\text{Крутизна } y_{21s} = K(U_{GS} - U_{T_0})(1 + \lambda U_{DS}) \Big|_A = K(U_{GSA} - U_{T_0}).$$

Чтобы рассчитать численное значение крутизны, надо знать параметры рабочей точки транзистора, особенно его напряжение затвор-исток.

$$U_{GSA} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B, \quad U_{GSA} = 4 \text{ В}.$$

Откуда крутизна равна $y_{21s} = 2 \text{ мА/В}$.

Для расчета усиления применяется схема замещения в режиме малого сигнала.

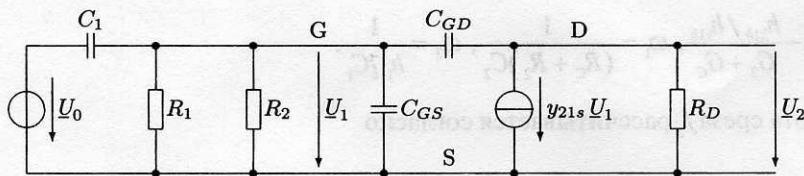


Рис. В.39. Полная эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

По схеме рис. В.39, действительной во всем частотном диапазоне, составляются две новые схемы, одна для низких частот, вторая — для высоких.

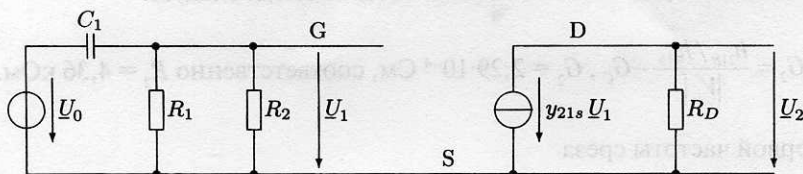


Рис. В.40. Эквивалентная схема замещения для низких частот

В схеме для низких частот можно пренебречь емкостями транзистора C_{GS} и C_{GD} .
Усиление в диапазоне низких частот

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_0} = -y_{21s} R_D \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1} (G_1 + G_2)},$$

$$\underline{V}_u = \frac{V_{u\max}}{1 + \frac{1}{j\omega/\omega_u}}, \text{ где } V_{u\max} = -y_{21s} R_D \text{ и } \omega_u = \frac{G_1 + G_2}{C_1}.$$

Численные значения:

$$V_{u\max} = -7,8, f_u = 10 \text{ Гц.}$$

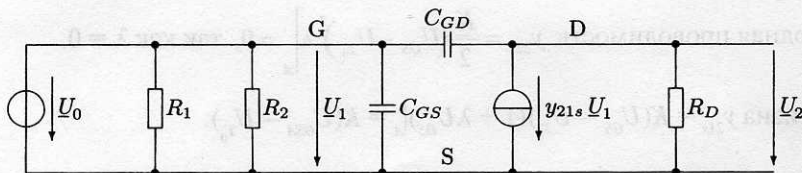


Рис. В.41. Эквивалентная схема замещения для высоких частот

На эквивалентной схеме замещения для высоких частот конденсатор C_1 заменен перемычкой. Элементы R_1 , R_2 и C_{GS} , подключенные параллельно к источнику напряжения $\underline{U}_0$, не оказывают влияния на усиление, так как они являются нагрузкой для источника напряжения, не меняя ни своих значений, ни напряжения источника. Следовательно, их можно в схеме не учитывать.

К конденсатору C_{GD} применяется теорема Миллера: этот конденсатор заменяется так называемым конденсатором Миллера $C_M = (1 - V_u)C_{GD}$ между затвором и истоком и конденсатор $C_2 = (1 - 1/V_u)C_{GD}$ между стоком и истоком. Под усилением понимается усиление без конденсатора C_{GD} , т. е. $V_{u\max}$.

Конденсатор Миллера не оказывает влияния на усиление, так как транзистор управляется по напряжению, следовательно, его можно не учитывать. Схема рис. В.42 существенно упрощается.

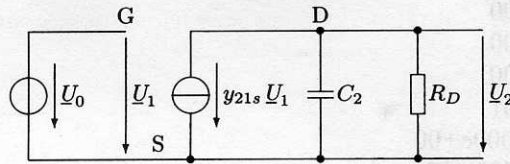


Рис. В.42. Модифицированная эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала для высоких частот

Усиление для высоких частот равно

$$\underline{V}_u = \frac{U_2}{U_0} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21s}}{G_D + j\omega C_2} = -\frac{y_{21s} R_D}{1 + j\omega C_2 R_D},$$

$$\underline{V}_u = \frac{V_{u\max}}{1 + j\omega/\omega_0}, \text{ где } V_{u\max} = -y_{21s} R_D \text{ и } \omega_0 = \frac{1}{C_2 R_D} = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{V_{u\max}}\right) C_{GD} R_D}.$$

Численные значения:

$$V_{u\max} = -7,8, f_u = 7,23 \text{ МГц.}$$

2. Моделирование частотной характеристики усилителя.

- Подготовка схемы и ввод команд (file a2.5_5.cir)

Схема рис. 2.71 дополняется емкостями транзистора, и ей присваиваются номера узлов.

Задание 2.5.5. Частотная характеристика

V0 1 0 ac 1

C1 1 2 27n

R1 4 2 2.2meg

R2 2 0 800k

RD 4 3 3.9k

M 3 2 0 0 mosfet

.model mosfet nmos VTO=2 KP=1m

Cgs 2 0 5p

Cgd 2 3 5p

VB 4 0 dc 15

.end

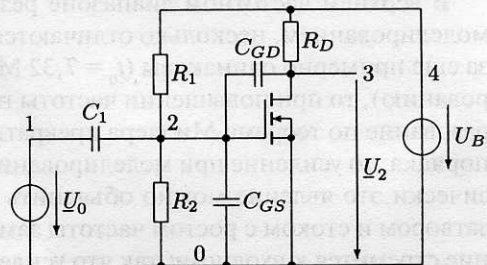


Рис. В.43. Усилитель на полевом транзисторе

- Моделирование и вывод результата

1. Рабочая точка

Spice 1001 -> source a2.5_5.cir

Circuit: Задание 2.5.5 Частотная характеристика

Spice 1002 -> op

Warning: v0: has no value, DC 0 assumed

Spice 1003 -> print all

v(1) = 0.000000e+00

v(2) = 4.000000e+00

v(3) = 7.200000e+00

v(4) = 1.500000e+01

v0#branch = 0.000000e+00

vb#branch = -2.005000e-03

Результаты:

 $v(2) = U_{GSA} = 4 \text{ В}$ $v(3) = U_{GSA} = 7,2 \text{ В}$

$$vb\#branch = - \left(I_{DA} + \frac{U_B}{R_1 + R_2} \right), I_{DA} = 2 \text{ мА.}$$

2. Частотный анализ (ac-Analyse)

Spice 1004 -> ac dec 10 1 10G

Warning: v0: has no value, DC 0 assumed

Spice 1005 -> print vdb(3) > a2.5_5.dat

Spice 1006 -> exit

Warning: the following plots haven't been saved:

ac1 Aufgabe 2.5.5 Frequenzgang, AC Analysis

op1 Aufgabe 2.5.5 Frequenzgang, Operating Point

3. Вывод результатов и их интерпретация (files a2.5_5.dat и a2.5_5.gnu)

В нижнем частотном диапазоне результаты, полученные расчетным путем и моделированием, полностью совпадают, особенно близки значения максимального усиления и нижней частоты среза.

В верхнем частотном диапазоне результаты, полученные расчетным путем и моделированием, несколько отличаются друг от друга. Если верхние частоты среза еще примерно одинаковы ($f_0 = 7,32 \text{ МГц}$ по расчетам и $f_0 = 8,28 \text{ МГц}$ по моделированию), то при повышении частоты наблюдаются расхождения. Так как преобразование по теореме Миллера превратило схему в фильтр низких частот первого порядка, то усиление при моделировании для высоких частот равно единице. Физически это явление можно объяснить тем, что конденсатор транзистора между затвором и стоком с ростом частоты замыкается накоротко, и выходное напряжение стремится к входному, так что усиление стремится к единице, таким образом, при высоких частотах преобразование схемы по теореме Миллера дает неверный результат.

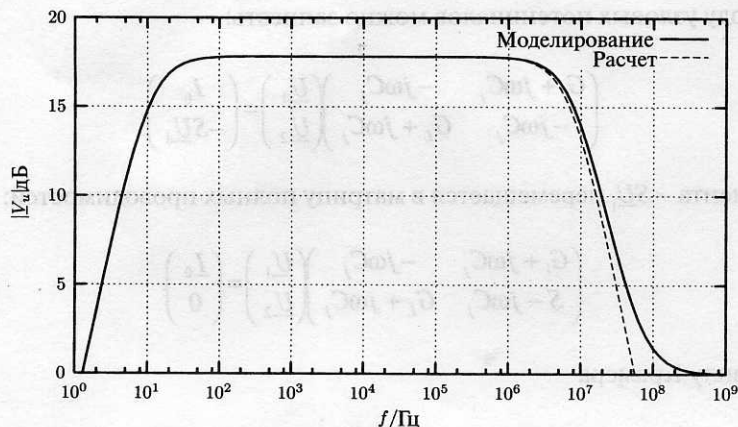


Рис. В.44. Результаты расчета и моделирования

Решение задания 2.5.6

1. Анализ по законам Кирхгофа.

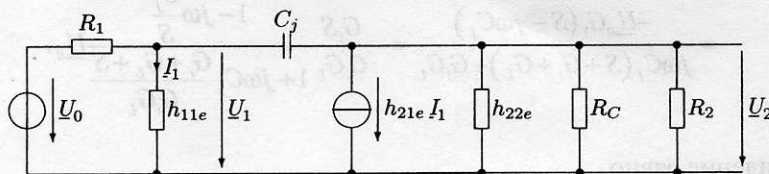
1а. Расчет усиления по напряжению $U_u = U_2/U_0$.

Рис. В.45. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Если левый источник напряжения преобразовать в эквивалентный источник тока, то схема сильно упростится.

Эквивалентный генератор $I_0 = U_0 G_1$.

Внутренняя проводимость $G_i = G_1 + \frac{1}{h_{11e}}$.

Проводимость нагрузки $G_L = h_{22e} + G_C + G_2$.

Крутизна транзистора $S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$.

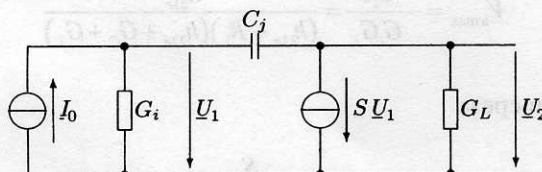


Рис. В.46. Упрощенная эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

По методу узловых потенциалов можно записать:

$$\begin{pmatrix} G_i + j\omega C_j & -j\omega C_j \\ -j\omega C_j & G_L + j\omega C_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_0 \\ -S\underline{U}_1 \end{pmatrix}.$$

Компонента $-S\underline{U}_1$ перемещается в матрицу полных проводимостей:

$$\begin{pmatrix} G_i + j\omega C_j & -j\omega C_j \\ S - j\omega C_j & G_L + j\omega C_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

По правилу Крамера

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 &= \frac{\begin{vmatrix} G_i + j\omega C_j & I_0 \\ S - j\omega C_j & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} G_i + j\omega C_j & -j\omega C_j \\ S - j\omega C_j & G_L + j\omega C_j \end{vmatrix}} = \frac{-I_0(S - j\omega C_j)}{(G_i + j\omega C_j)(G_L + j\omega C_j) + j\omega C_j(S - j\omega C_j)} = \\ &= \frac{-\underline{U}_0 G_i (S - j\omega C_j)}{j\omega C_j (S + G_i + G_L) + G_i G_L} = -\frac{G_i S}{G_i G_L} \frac{1 - j\omega \frac{C_j}{S}}{1 + j\omega C_j \frac{G_i + G_L + S}{G_i G_L}} \underline{U}_0, \end{aligned}$$

откуда усиление равно

$$\underline{V}_u = -\frac{G_i S}{G_i G_L} \frac{1 - j\omega \frac{C_j}{S}}{1 + j\omega C_j \frac{G_i + G_L + S}{G_i G_L}}.$$

16. Нормированная форма записи усиления:

$$\underline{V}_u = V_{u\max} \frac{1 - j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}$$

с максимальным усилением

$$V_{u\max} = -\frac{G_i S}{G_i G_L} = \frac{h_{21e}}{(h_{11e} + R_1)(h_{22e} + G_C + G_2)}$$

и обеими частотами среза

$$\omega_2 = \frac{S}{G_j},$$

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \frac{G_i G_L}{C_j (G_i + G_L + S)} = \frac{G_L}{C_j} \frac{G_i + 1/h_{11e}}{G_i + 1/h_{11e} + h_{21e}/h_{11e} + G_L} = \\ &= \frac{h_{22e} + G_C + G_2}{C_j} \frac{1 + R_1/h_{11e}}{1 + R_1 \left(\frac{1 + h_{21e}}{h_{11e}} + h_{22e} + G_C + G_2 \right)}.\end{aligned}$$

1в. Диаграмма Бode и частоты среза.

При сопротивлении генератора $R_1 = 10$ кОм по приведенным выше уравнениям определяются значения:

$$V_{u\max} = -36,3, |V_{u\max}|_{\text{дБ}} = 31,2,$$

$$\omega_1 = 2,72 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}, f_1 = 43,3 \text{ кГц},$$

$$\omega_2 = 10^{10} \text{ с}^{-1}, f_2 = 1,59 \text{ ГГц}.$$

Так как $f_1 \ll f_2$, то верхняя частота среза равна $f_1 = 43,3$ кГц.

Чтобы определить, как верхняя частота среза зависит от внутреннего сопротивления генератора, исследуются оба крайних случая управления по току и напряжению.

В граничном случае идеального управления по напряжению $R_1 = 0$.

$$\omega_1 = \frac{C_L}{C_j}, f_1 = 3,99 \text{ МГц}.$$

В граничном случае идеального управления по току $G_1 = 0$.

$$\omega_1 = \frac{C_L}{C_j} \frac{1}{1 + h_{21e} + h_{11e} G_L}, f_1 = 39,4 \text{ кГц}.$$

В обоих случаях $f_1 \ll f_2$, так что f_1 остается верхней частотой среза.

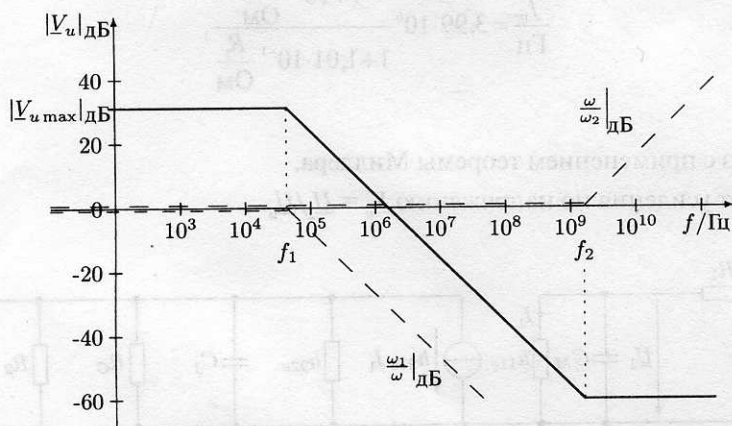


Рис. В.47. Асимптотическая амплитудная характеристика усиления по напряжению

1г. Зависимость верхней частоты среза от внутреннего сопротивления генератора

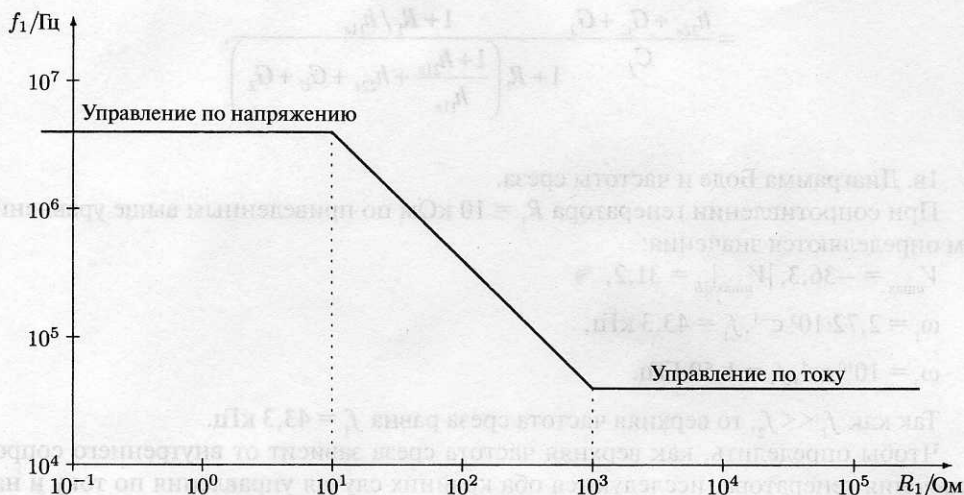


Рис. В.48. Верхняя частота среза как функция от внутреннего сопротивления генератора

Функция $f_1 = f(R_1)$ представлена в асимптотическом приближении на рис. В.48.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{h_{22e} + G_C + G_2}{C_j} \frac{1 + R_1 / h_{11e}}{1 + R_1 \left(\frac{1 + h_{21e}}{h_{11e}} + h_{22e} + G_C + G_2 \right)},$$

$$\frac{f_1}{\text{Гц}} = 3,99 \cdot 10^6 \frac{1 + 10^{-3} \frac{R_1}{\text{Ом}}}{1 + 1,01 \cdot 10^{-1} \frac{R_1}{\text{Ом}}}.$$

2. Анализ с применением теоремы Миллера.

2а. Расчет усиления по напряжению $V_u = U_2 / U_0$.

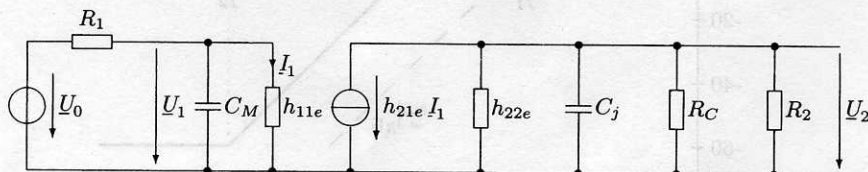


Рис. В.49. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала (по Миллеру)

Емкость конденсатора Миллера равна $C_M = (1 - V_u)C_j \approx -V_u C_j$, где V_u — усиление U_2/U_1 без учета C_j , т. е.

$$C_M = \frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C + G_2} C_j.$$

Усиление по напряжению по рис. В.49

$$\begin{aligned} V_u = \frac{U_2}{U_0} &= \frac{U_2}{I_1} \frac{I_1}{U_0} = - \frac{h_{21e}}{h_{22e} + G_C + G_2 + j\omega C_j} \frac{1/h_{11e}}{\left(\frac{1}{h_{11e}} + j\omega C_M \right) \left(R_1 + \frac{1}{1/h_{11e} + j\omega C_M} \right)} = \\ &= - \frac{h_{21e}/h_{11e}}{h_{22e} + G_C + G_2 + j\omega C_j} \frac{1}{1 + R_1 \left(\frac{1}{h_{11e}} + j\omega C_M \right)}. \end{aligned}$$

26. Нормированная форма усиления по напряжению.

$$V_u = - \frac{h_{21e}/h_{11e}}{(h_{22e} + G_C + G_2)(1 + R_1/h_{11e})} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_j}{h_{22e} + G_C + G_2}} \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_1 C_M}{1 + R_1/h_{11e}}}.$$

Это выражение в нормированной форме можно записать:

$$V_u = \frac{V_{u\max}}{(1 + j\omega/\omega_2)(1 + j\omega/\omega_1)}$$

с максимальным усилением

$$V_{u\max} = - \frac{h_{21e}}{(h_{11e} + R_1)(h_{22e} + G_C + G_2)}$$

и двумя частотами среза

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \frac{h_{22e} + G_C + G_2}{C_j}, \\ \omega_1 &= \frac{1 + R_1/h_{11e}}{R_1 C_M} = \frac{\left(G_1 + \frac{1}{h_{11e}} \right) (h_{22e} + G_C + G_2)}{\frac{h_{21e}}{h_{11e}} C_j} = \\ &= \frac{(1 + h_{11e} G_1)(h_{22e} + G_C + G_2)}{h_{21e} C_j}. \end{aligned}$$

2в. Диаграмма Бode и частоты среза.

При сопротивлении генератора $R_1 = 10$ кОм по приведенным выше уравнениям определяются:

$$V_{u\max} = -36,3, |V_{u\max}|_{дБ} = 31,2,$$

$$\omega_1 = 2,75 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}, f_1 = 43,8 \text{ кГц},$$

$$\omega_2 = 2,5 \cdot 10^7 \text{ с}^{-1}, f_2 = 3,99 \text{ МГц}.$$

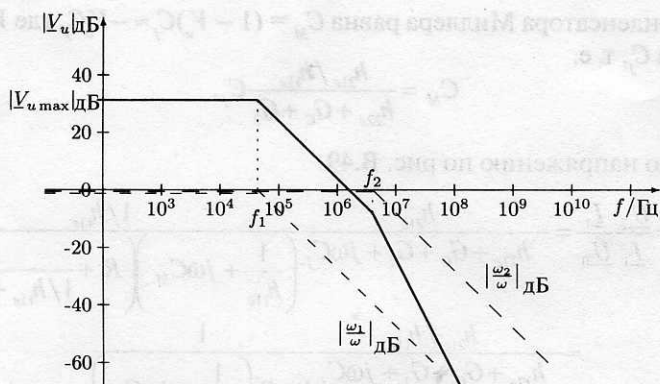


Рис. В.50. Асимптотическая амплитудная характеристика усиления по напряжению

Верхняя частота среза равна $f_1 = 43,8$ кГц.

Чтобы определить, как верхняя частота среза зависит от внутреннего сопротивления генератора, исследуются оба крайних случая управления по току и напряжению.

- В граничном случае идеального управления по напряжению $R_1 = 0$.

$\omega_1 \rightarrow \infty$, f_2 является верхней частотой среза.

При управлении по напряжению верхняя частота среза определяется фильтром низкой частоты в выходном контуре транзистора.

- В граничном случае идеального управления по току $G_1 = 0$.

$$\omega_1 = \frac{1}{h_{1e} C_M} = \frac{h_{22e} + G_C + G_2}{h_{21e} C_j}, \quad f_1 = 39,9 \text{ кГц.}$$

При управлении по току верхняя частота среза определяется фильтром низкой частоты в входном контуре транзистора, т. е. конденсатором Миллера и входным сопротивлением транзистора.

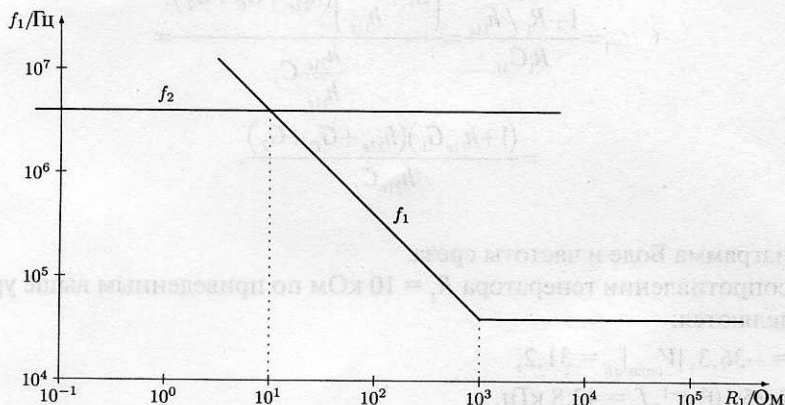


Рис. В.51. Частоты среза как функция от внутреннего сопротивления генератора

2г. Зависимость частоты среза от внутреннего сопротивления генератора.

Рассчитаем частоты f_1 и f_2 в зависимости от внутреннего сопротивления генератора:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{(1+h_{11e}G_1)(h_{22e}+G_c+G_2)}{h_{21e}C_j}, \quad \frac{f_1}{\Gamma_{\Pi}} = 3,99 \cdot 10^4 \left(1 + \frac{10^3}{R_1/\text{Ом}}\right),$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{h_{22e}+G_c+G_2}{C_j}, \quad \frac{f_2}{\Gamma_{\Pi}} = 3,99 \cdot 10^6.$$

По рис. В.51 видно, что при малом сопротивлении генератора верхняя частота среза определяется выходным фильтром низкой частоты. Если внутреннее сопротивление генератора превышает h_{11e}/h_{21e} , т. е. $R_1 > 10 \text{ Ом}$, то верхняя частота среза определяется входным фильтром низкой частоты, т. е. конденсатором Миллера и входным сопротивлением транзистора.

2д. Ошибка при применении теоремы Миллера.

Характеристика усиления выше верхней частоты среза неверна.

В.6. Решения к заданиям раздела 2.6

Решение задания 2.6.1

Так как полевой транзистор является элементом, управляемым по напряжению, т. е. не потребляет тока, то для управления необходим генератор $\underline{U}_0$. Для расчета усиления можно использовать уравнение (2.134)

$$\underline{V}'_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\underline{V}_u}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u}.$$

Тогда

$$\underline{V}_u = -\frac{y_{21s}}{y_{22s} + G_D}, \quad \underline{V}_u = -\frac{6 \text{ мСм}}{20 \text{ мкСм} + 0,1 \text{ мСм}} = -50,$$

$$\underline{k}_{iu} = -\frac{R_S}{R_D}, \quad \underline{k}_{iu} = -\frac{800 \text{ Ом}}{10 \text{ кОм}} = -0,08.$$

При подстановке в верхнее уравнение

$$\underline{V}'_u = -\frac{50}{1 + 0,08 \cdot 50} = -10.$$

Решение задания 2.6.2

1. Частотная характеристика усилителя.

Транзистор замкнут обратной связью через $R_S C_S$ -цепочку. Усиление по напряжению согласно уравнению (2.134) равно

$$\underline{V}'_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\underline{V}_u}{\underline{k}_{iu} \underline{V}_u},$$

где $\underline{V}_u$ — усиление по напряжению без ОС и $\underline{k}_{iu}$ — коэффициент ОС.

$$\underline{V}_u = -SR_D, \quad \underline{k}_{iu} = -\frac{Z_s}{R_D}.$$

В последнем выражении S — крутизна транзистора в рабочей точке,

$$Z_s = \frac{1}{G_s + j\omega C_s} \text{ — сопротивление в цепи управления транзистора.}$$

Усиление равно:

$$\underline{V}'_u = -\frac{SR_D}{1+SZ_s} = -\frac{SR_D}{1+\frac{SR_s}{1+j\omega R_s C_s}} = -\frac{SR_D(1+j\omega R_s C_s)}{1+SR_s+j\omega R_s C_s} = -\frac{SR_D}{1+SR_s} \frac{1+j\omega R_s C_s}{1+j\omega \frac{R_s C_s}{1+SR_s}}.$$

Используя сокращения

$$V_0 = -\frac{SR_D}{1+SR_s}, \quad \omega_1 = \frac{1}{R_s C_s} \text{ и } \omega_2 = \frac{1+SR_s}{R_s C_s}$$

можно записать усиление в нормированной форме:

$$\underline{V}'_u = V_0 \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}}.$$

2. Численные данные.

Для расчета усиления и частот среза требуется рассчитать крутизну S , для чего надо знать напряжение U_{GS} в рабочей точке.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2, \\ I_D R_s + U_{GS} = 0.$$

Следовательно,

$$-\frac{U_{GS}}{R_s} = I_{DSS} \left(1 - 2\frac{U_{GS}}{U_P} + \left(\frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \right),$$

$$\left(\frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 - 2\frac{U_{GS}}{U_P} \left(1 - \frac{U_P}{2R_s I_{DSS}} \right) + 1 = 0,$$

$$\frac{U_{GS}}{U_P} = \left(1 - \frac{U_P}{2R_s I_{DSS}} \right) \pm \sqrt{\left(1 - \frac{U_P}{2R_s I_{DSS}} \right)^2 - 1},$$

$$U_{GS} = -0,49 \text{ В.}$$

Крутизна является наклоном характеристики в рабочей точке, т. е.

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_A = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \bigg|_A, \quad S = 19,64 \text{ мСм.}$$

Результаты расчета:

Усиление по напряжению в диапазоне низких частот

$$\left| V'_u \right|_{\omega=0} = V_0 = -\frac{SR_D}{1+SR_S}, \quad V_0 = -11,42, \quad |V_0| = 21,15 \text{ дБ.}$$

Усиление по напряжению в диапазоне высоких частот

$$\left| V'_u \right|_{\omega \rightarrow \infty} = V_\infty = -SR_D, \quad V_\infty = -18,8, \quad |V_\infty| = 25,48 \text{ дБ.}$$

Частота среза f_1

$$\omega_1 = \frac{1}{R_S C_S}, \quad \omega_1 = 303 \text{ с}^{-1}, \quad f_1 = 48,2 \text{ Гц.}$$

Частота среза f_2

$$\omega_2 = \frac{1+SR_S}{R_S C_S}, \quad \omega_2 = 499 \text{ с}^{-1}, \quad f_2 = 79,4 \text{ Гц.}$$

3. Диаграмма Бode в асимптотическом приближении.

При построении диаграммы Бode усиление раскладывается на составляющие:

$$V'_u = V_0 \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}} = V_0 \left(1+j\frac{\omega}{\omega_1} \right) \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}} = V_0 V_1 V_2.$$

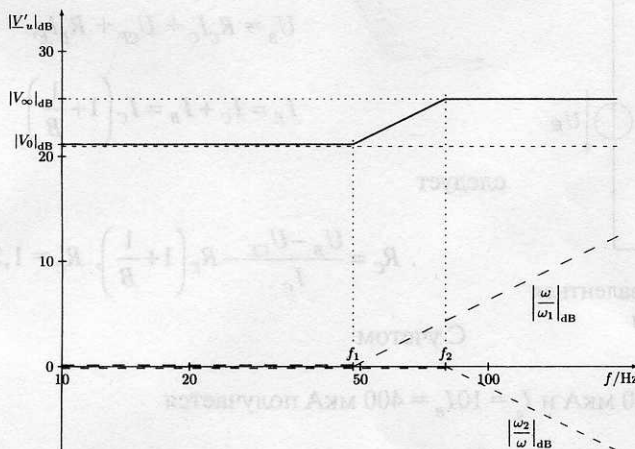


Рис. В.52. Амплитудные характеристики составляющих (штриховые линии) и общая амплитудная характеристика (сплошная линия)

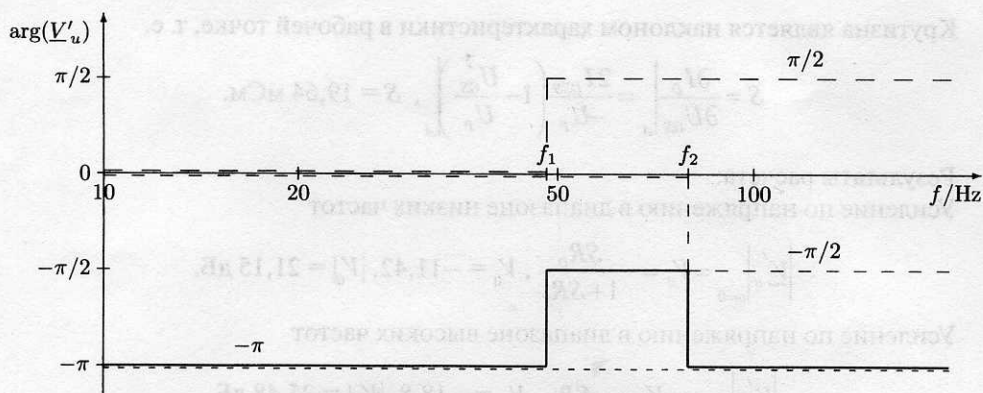


Рис. В.53. Фазовые характеристики составляющих (штриховые линии) и общая фазовая характеристика (сплошная линия)

Характеристики составляющих V_1 и V_2 рассчитаны и изображены на рис. В.52 и В.53.

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} V_1 = 1, \quad \lim_{\omega \rightarrow \infty} V_1 = \frac{\omega}{\omega_1} e^{j\pi/2},$$

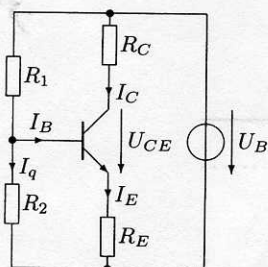
$$\lim_{\omega \rightarrow 0} V_2 = 1, \quad \lim_{\omega \rightarrow \infty} V_2 = \frac{1}{\omega/\omega_2} e^{-j\pi/2} = \frac{\omega_2}{\omega} e^{-j\pi/2}.$$

Решение задания 2.6.3

1. Решение расчетным путем.

По данным рабочей точки определяются значения сопротивлений R_C , R_1 и R_2 .

Из



$$U_B = R_C I_C + U_{CE} + R_E I_E,$$

$$I_E = I_C + I_B = I_C \left(1 + \frac{1}{B} \right)$$

следует

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE} - R_E \left(1 + \frac{1}{B} \right) I_C}{I_C}, \quad R_C = 1,2 \text{ кОм}.$$

Рис. В.54. Эквивалентная схема замещения

С учетом

$$I_B = I_C / B = 40 \text{ мкА} \text{ и } I_q = 10 I_B = 400 \text{ мкА} \text{ получается}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE} - I_E R_E}{I_B + I_q}, \quad R_1 = 20,68 \text{ кОм}.$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + I_E R_E}{I_q}, R_2 = 2,26 \text{ кОм.}$$

Для расчета усиления по напряжению необходимо построить схему замещения усилителя в режиме малого сигнала. Для этого на входе усилителя элементы U_0 , R_1 и R_2 объединяются в эквивалентный генератор с напряжением холостого хода $\underline{U}_S = \underline{U}_0 / (1 + R_1(G_1 + G_2))$ и внутреннее сопротивление $R_S = 1 / (G_1 + G_2 + G_i)$. Развязывающий конденсатор согласно условию заменен короткозамкнутой перемычкой.

Сопротивление Z_E представляет собой параллельное включение R_E и C_E

$$Z_E = \frac{1}{G_E + j\omega C_E}.$$

Усиление рассчитывается согласно

$$\underline{V}_u'' = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_S} \frac{\underline{U}_S}{\underline{U}_0} = \underline{V}_u' \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_S} \frac{\underline{U}_S}{\underline{U}_0}.$$

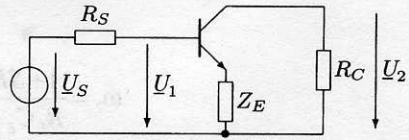


Рис. В.55. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Отдельные компоненты уравнения рассчитываются

$$\underline{V}_u' = \frac{\underline{V}_u}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u}, \text{ где } \underline{V}_u = -SR_C, S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \text{ и } \underline{k}_{iu} = \frac{Z_E}{R_C}.$$

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_S} = \frac{1}{1 + R_S Y_e'}, \text{ где } Y_e' = \frac{Y_e}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u} \text{ и } Y_e = h_{11e}.$$

$$\frac{\underline{U}_S}{\underline{U}_0} = \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)}.$$

После объединения уравнений получается

$$\underline{V}_u'' = \frac{\underline{V}_u}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u} \frac{1}{1 + R_S \frac{Y_e}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u}} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)} = \frac{\underline{V}_u}{1 + \underline{k}_{iu} \underline{V}_u + R_S Y_e} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)},$$

$$\underline{V}_u'' = - \frac{SR_C}{1 + SZ_E + R_S Y_e} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)} = - \frac{SR_C}{1 + \frac{SR_E}{1 + j\omega R_E C_E} + \frac{R_S}{h_{11e}}} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)} =$$

$$= - \frac{SR_C (1 + j\omega R_E C_E)}{\left(1 + \frac{R_S}{h_{11e}}\right) (1 + j\omega R_E C_E) + SR_E} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)} =$$

$$= - \frac{SR_C}{1 + SR_E + \frac{R_S}{h_{11e}}} \frac{(1 + j\omega R_E C_E)}{1 + j\omega \frac{R_E C_E (1 + R_S / h_{11e})}{1 + SR_E + R_S / h_{11e}}} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)},$$

$$\underline{V}_u'' = V_0 \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2},$$

где

$$V_0 = - \frac{SR_C}{1 + SR_E + \frac{R_S}{h_{11e}}} \frac{1}{1 + R_i(G_1 + G_2)} \text{ — усиление по напряжению при } \omega \rightarrow \infty,$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_E C_E},$$

$$\omega_2 = \frac{1 + SR_E + R_S/h_{11e}}{R_E C_E (1 + R_S/h_{11e})} = \frac{1 + \frac{h_{21e} R_E}{R_S + h_{11e}}}{R_E C_E}.$$

Асимптотическая характеристика усиления по напряжению начинается в диапазоне низких частот с усиления V_0 , начиная с частоты среза f_1 растет с наклоном 20 дБ/дек. и, начиная с частоты f_2 , усиление постоянно и равно $V_0 \omega_2/\omega_1$. Нижней частотой среза для усиления по напряжению является большая из обеих частот, т. е.

$$f_u = f_2.$$

$$f_u = \frac{1}{2\pi} \frac{1 + \frac{h_{21e} R_E}{R_S + h_{11e}}}{R_E C_E},$$

$$f_u = \frac{1}{2\pi} \frac{1 + \frac{100 \cdot 50}{95,3 + 650}}{50 \cdot 10^{-4}} \text{ Гц} = 245 \text{ Гц}.$$

2. Моделирование схемы.

- Подготовка схемы и ввод команд (файл a2.6_3.cir)

Схема разбивается на узлы. Источники VBB и VCC моделируют амперметры для измерения токов базы I_B и коллектора I_C .

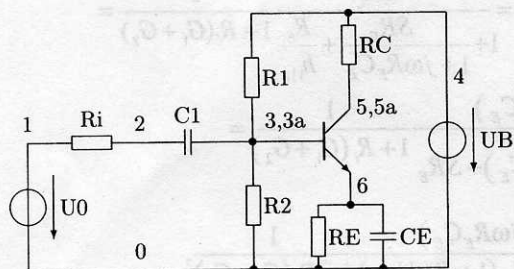


Рис. В.56. Усилитель, схема для SPICE

Задание 2.6.3. Обратная связь ток-напряжение

```
V0 1 0 ac 1
Ri 1 2 100
C1 2 3 470u
R1 4 3 20.68k
R2 3 0 2.26k
RC 4 5 1.2k
RE 6 0 50
CE 6 0 100u
VBB 3 3a dc 0
```

```
VCC 5 5a dc 0
Q 5a 3a 6 TR
.model TR npn BF=100 IS=6e-15
VB 4 0 dc 10
.end
```

- Моделирование и вывод результатов

1. Рабочая точка

Spice 1001 -> source a2.6_3.cir

Circuit: Задание 2.6.3 Обратная связь ток-напряжение

Spice 1002 -> op

Warning: v0: has no value, DC 0 assumed

Spice 1004 -> let UBE=v(3)-v(6)

Spice 1005 -> let IB=vbb#branch

Spice 1006 -> let IC=vcc#branch

Spice 1007 -> let UCE=v(5)-v(6)

Spice 1008 -> print UBE,UCE,IB,IC

ube = 7.039586e-01

uce = 5.038120e+00

ib = 3.967917e-05

ic = 3.967917e-03

Предварительно заданная рабочая точка сохраняется.

2. Частотный анализ в диапазоне от 0,1 Гц до 10 кГц, ввод команд и интерпретация результата. (files a2.6_3.dat и a2.6_3.gnu)

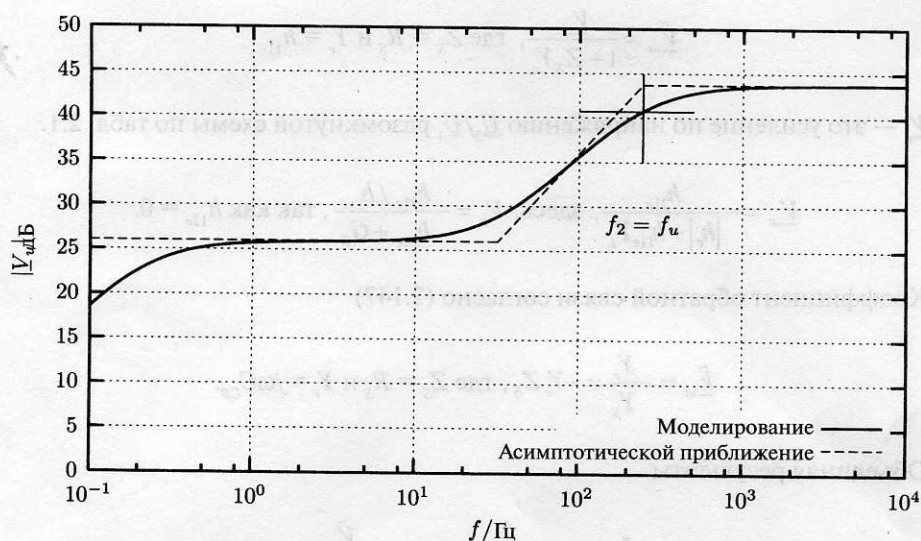


Рис. В.57. Результаты расчета и моделирования

Spice 1009 -> ac dec 20 .1 10k
Warning: v0: has no value, DC 0 assumed
Spice 1010 -> print vdb(5) >a2.6_3.dat

Согласно файлу результатов величина $V_\infty = 43,7$ дБ. При 43,7 дБ $f_u = 252$ Гц. Эта величина практически идентична рассчитанной частоте среза $f_2 = 245$ Гц.

Влияние развязывающего конденсатора заметно лишь при частоте ниже 1 Гц. Поэтому при расчете нижней частоты среза им можно пренебречь.

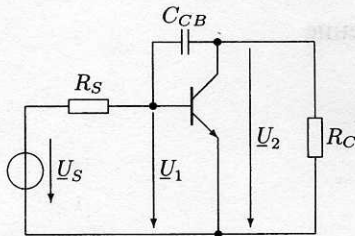


Рис. В.58. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Решение задания 2.6.4

Так как поставлена задача исследовать усилитель только в диапазоне высоких частот, то конденсатор C_1 можно заменить коротким замыканием. Затем согласно условию можно пренебречь сопротивлением R_B . Транзистор заменяется схемой замещения в h -параметрах.

Согласно уравнению (2.148) усиление по напряжению равно

$$\underline{V}_u^* = \frac{\tilde{V}_u}{1 + \tilde{k}_{ui} \tilde{V}_u}.$$

Усиление без C_{CB} согласно уравнению (2.146) равно

$$\tilde{V}_u = \frac{V_u}{1 + Z_S Y_e}, \text{ где } Z_S = R_S \text{ и } Y_e = h_{11e}.$$

V_u — это усиление по напряжению U_2/U_1 разомкнутой схемы по табл. 2.1.

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21e}}{|h_e| + h_{11e} Y_L}, \text{ здесь: } V_u = -\frac{h_{21e}}{h_{22e} + G_C}, \text{ так как } h_{12e} = 0.$$

Коэффициент обратной связи согласно (2.147)

$$\tilde{k}_{ui} = -\frac{Y_r}{Y_s} = -Y_r Z_S, \text{ где } Z_S = R_S \text{ и } Y_r = j\omega C_{CB}$$

Объединяя результаты

$$\underline{V}_u^* = \frac{\tilde{V}_u}{1 - j\omega C_{CB} R_S \tilde{V}_u} = \frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0}.$$

Усиление имеет характер фильтра низкой частоты:

$$f_0 = -\frac{1}{2\pi C_{CB} R_S \tilde{V}_u}.$$

После подстановки численных данных

$$\tilde{V}_u = -\frac{1}{1 + R_S / h_{1e}} \frac{h_{21e} / h_{1e}}{h_{22e} + G_C}, \quad \tilde{V}_u = -195.$$

При этом верхняя частота среза составляет $f_0 = 54,4$ кГц.

Решение задания 2.6.5

В отличие от задания 2.6.4 при решении *нельзя* применять уравнения для обратной связи напряжение-ток. Согласно теории обратной связи усиление по напряжению не изменяется с введением реактивного сопротивления по цепи обратной связи, представленного в данном случае конденсатором между коллектором и базой. При чистом усилении по напряжению, как в данном случае, это означает, что усиление не зависит от емкости конденсатора C_{CB} и, следовательно, не зависит от частоты, что очевидно неверно.

Таким образом, в данном случае теорию обратной связи применять нельзя, и анализ схемы требуется провести другим способом, например, при помощи теоремы Миллера. Согласно приложению С, ко входу схемы подключается конденсатор база-эмиттер, с емкостью, увеличенной на коэффициент усиления, и этот же конденсатор — на выход транзистора. Входная емкость остается без изменения, поскольку она не влияет на напряжение управления и на усиление.

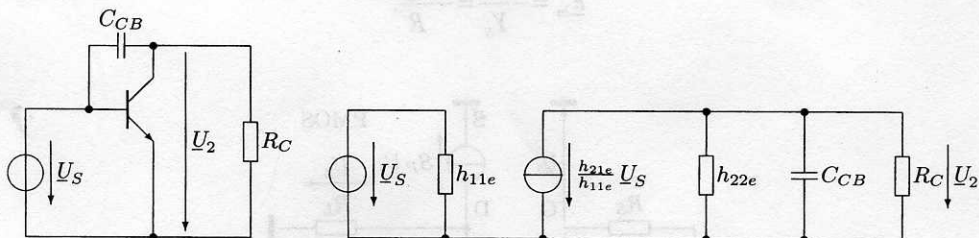


Рис. В.59. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала и преобразование согласно теореме Миллера

Усиление по напряжению определяется согласно рис. В.59

$$\underline{V}_u = -\frac{h_{21e} / h_{1e}}{h_{22e} + G_C + j\omega C_{CB}} = -\frac{h_{21e} / h_{1e}}{h_{22e} + G_C} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_{CB}}{h_{22e} + G_C}} = \frac{V_0}{1 + j\omega / \omega_0}.$$

Верхняя частота среза

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{h_{22e} + G_C}{C_{CB}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{50 \text{ мкСм} + 100 \text{ мкСм}}{10 \text{ пкФ}} = 2,39 \text{ МГц}.$$

Решение задания 2.6.6

КМОП-усилитель замкнут обратной связью напряжение-ток. Если усиление по напряжению разомкнутой схемы обозначить как $\underline{V}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$, или $\tilde{V}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_s$, то усиление по напряжению разомкнутой схемы согласно (2.148)

$$\underline{V}_u^* = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_s} = \frac{\tilde{V}_u}{1 + \tilde{k}_{iu} \tilde{V}_u}.$$

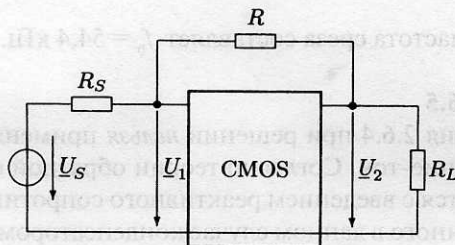


Рис. В.60. Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала

Так как без обратной связи на сопротивлении R_s отсутствует падение напряжения — входное сопротивление КМОП-элемента бесконечно велико, то и $\underline{U}_1 = \underline{U}_s$ и, следовательно, $\tilde{V}_u = \underline{V}_u$.

Коэффициент обратной связи согласно (2.147)

$$\tilde{k}_{iu} = -\frac{Y_r}{Y_s} = -\frac{R_s}{R}.$$

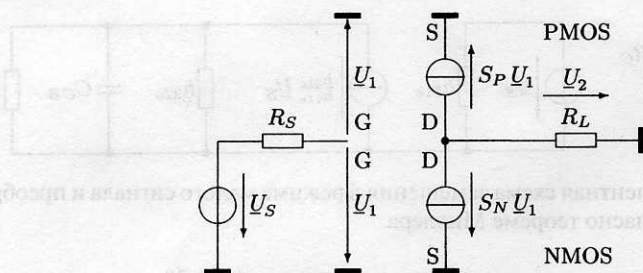


Рис. В.61 Эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала без ОС

Для расчета коэффициента усиления составляется эквивалентная схема замещения в режиме малого сигнала. Так как $\lambda = 0$ для обоих транзисторов, то схема замещения для обоих транзисторов состоит из источников тока, управляемых напряжением. Оба тока складываются и совместно обеспечивают усиление

$$\underline{V}_u = -R_L(S_N + S_P).$$

Решение для выходного напряжения в общем виде:

$$\underline{U}_2 = \underline{V}_u \underline{U}_S = - \frac{R_L (S_N + S_P)}{1 + \frac{R_S}{R} R_L (S_N + S_P)} \underline{U}_S.$$

Для определения крутизны транзисторов S_N и S_P необходима информация о рабочей точке. Ее можно получить по схеме замещения в режиме большого сигнала. Так как оба полевых транзистора имеют одинаковые электрические параметры и одинаковое напряжение питания, то вследствие симметричности схемы через них протекает одинаковый ток. Тогда через сопротивление ток не протекает, и на сопротивлениях отсутствует падение напряжения.

При таком предположении:

$$U_{GSP} = -\frac{U_B}{2}, \quad U_{GSN} = \frac{U_B}{2}$$

и

$$I_{DP} = K_P (U_{GSP} - U_{T0P})^2 = K_P \left(-\frac{U_B}{2} - U_{T0P} \right)^2,$$

$$I_{DN} = K_N (U_{GSN} - U_{T0N})^2 = K_N \left(\frac{U_B}{2} - U_{T0N} \right)^2.$$

Так как $K_N = -K_P = K$ и $U_{T0N} = -U_{T0P} = U_{T0}$, то $I_{DN} = -I_{DP}$. Токи равны, предположение оказалось верным.

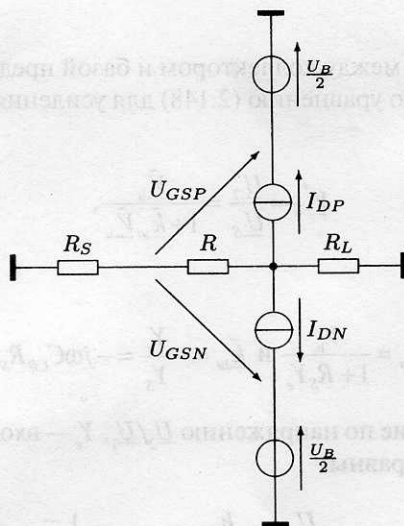


Рис. В.62. Эквивалентная схема замещения по постоянному току

Крутизна транзисторов в известной рабочей точке

$$S_N = K_N (U_{GSN} - U_{T_0N})$$

$$S_P = K_P (U_{GSP} - U_{T_0P}) = K_N \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0N} \right) = K_P \left(-\frac{U_B}{2} - U_{T_0P} \right) =$$

$$= K \left(\frac{U_B}{2} - U_{T_0} \right) = -K \left(-\frac{U_B}{2} + U_{T_0} \right)$$

Крутизна обоих транзисторов одинакова и равна 8 мА/В. Выходное напряжение равно

$$\underline{U}_2 = -\frac{10^4 (8 \cdot 10^{-3} + 8 \cdot 10^{-3})}{1 + 0,1 \cdot 10^4 (8 \cdot 10^{-3} + 8 \cdot 10^{-3})} 50 \text{ мВ} = -470,6 \text{ мВ}.$$

Решение задания 2.6.7

Для проведения сравнения необходимо определить верхнюю частоту среза схемы без ОС.

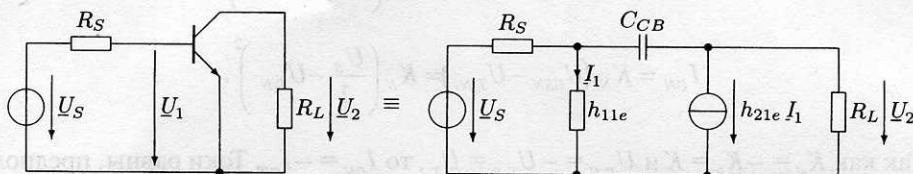


Рис. В.63. Усилитель без ОС

Если конденсатор C_{CB} между коллектором и базой представить как двухполюсник обратной связи, то по уравнению (2.148) для усиления без сопротивления ОС R получается:

$$\underline{V}'_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_S} = \frac{\tilde{V}_u}{1 + \tilde{k}_{iu} \tilde{V}_u},$$

где

$$\tilde{V}_u = \frac{V_u}{1 + R_S Y_e} \text{ и } \tilde{k}_{iu} = -\frac{Y_r}{Y_S} = -j\omega C_{CB} R_S.$$

При этом V_u — усиление по напряжению $\underline{U}_2/\underline{U}_1$, Y_e — входная проводимость схемы без конденсатора C_{CB} равны:

$$\underline{V}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_L, \quad Y_e = \frac{1}{h_{11e}}.$$

Усиление без конденсатора или максимальное усиление равно

$$\tilde{V}_u = -\frac{h_{21e} R_L}{1 + R_S h_{11e}} = -\frac{h_{21e} R_L}{h_{11e} + R_S}, \quad \tilde{V}_u = -10^3.$$

Если объединить результаты, усиление по напряжению без сопротивления ОС равно

$$\underline{V}'_u = \frac{\tilde{V}_u}{1 - j\omega C_{CB} R_S \tilde{V}_u} = \frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0}.$$

Верхняя частота среза равна

$$f'_0 = -\frac{1}{2\pi C_{CB} R_S \tilde{V}_u}, \quad f'_0 = 15,9 \text{ кГц.}$$

С учетом сопротивления ОС усиление по напряжению изменяется:

$$\underline{V}''_u = \frac{U_2}{U_S} = \frac{\underline{V}'_u}{1 + \tilde{k}'_{iu} \underline{V}'_u},$$

где

$$\underline{V}'_u = \frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0} \text{ и } \tilde{k}'_{iu} = -\frac{R_S}{R}.$$

После подстановки

$$\begin{aligned} \underline{V}''_u &= \frac{\frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0}}{1 - \frac{R_S}{R} \frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0}} = \frac{\tilde{V}_u}{1 + j\omega/\omega_0 - \frac{R_S}{R} \tilde{V}_u} = \\ &= \frac{\tilde{V}_u}{1 - \frac{R_S}{R} \tilde{V}_u} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0 \left(1 - \frac{R_S}{R} \tilde{V}_u\right)}}. \end{aligned}$$

Коэффициент ОС для данной схемы составляет

$$1 + \tilde{k}'_{iu} \tilde{V}_u = 1 - \frac{R_S}{R} \tilde{V}_u = 1 + \frac{1 \text{ кОм}}{110 \text{ кОм}} \cdot 10^{-3} = 10,09.$$

Усиление падает, но верхняя частота растет.

$$f''_0 = f'_0 \left(1 + \tilde{k}'_{iu} \tilde{V}_u\right), \quad f''_0 = 159 \text{ кГц.}$$

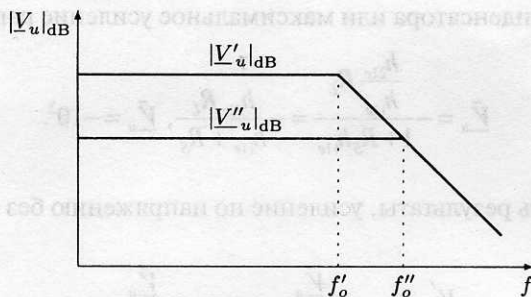


Рис. В.64. Амплитудная характеристика с ОС и без ОС

Решение задания 2.6.8

Входная полная проводимость замкнутой схемы согласно (2.142)

$$Y'_e = Y_e (1 + k_{iu} V_i).$$

Так как усилитель имеет бесконечно малую входную проводимость и бесконечно большое усиление по току, то это уравнение нельзя применить непосредственно. Входная проводимость заменяется отношением входного тока к входному напряжению, усиление по току — отношением выходного тока к входному.

$$Y'_e = Y_e + Y_e k_{iu} V_i \frac{I_1}{U_1} \frac{Y_r}{Y_L} \frac{I_2}{I_1} = -V_u Y_r, \text{ где } Y_e = 0, \frac{I_2}{Y_L} = -U_2 \text{ и } \frac{U_2}{U_1} = V_u.$$

Усиление по напряжению согласно табл. 2.1

$$V_u = -\frac{y_{21s}}{y_{22s} + Y_L} = -\frac{y_{21s}}{y_{22s} + G_D}.$$

Сопротивление ОС согласно схеме

$$Z_r = R + \frac{1}{G + j\omega C} = \frac{R(2 + j\omega RC)}{1 + j\omega RC}.$$

Откуда

$$Z'_e = -\frac{Z_r}{V_u} = 2R \frac{y_{22s} + G_D}{y_{21s}} \frac{1 + j\omega \frac{RC}{2}}{1 + j\omega RC}.$$

После нормирования

$$Z'_e(0) = 2R \frac{y_{22s} + G_D}{y_{21s}}, \omega_1 = \frac{1}{RC}, \omega_2 = \frac{2}{RC}.$$

Входное сопротивление равно

$$\frac{Z'_e}{Z'_e(0)} = \frac{1 + j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}.$$

Численные значения

$$Z'_e = 2 \text{ кОм}, f_1 = 9,65 \text{ кГц}, f_2 = 19,3 \text{ кГц}.$$

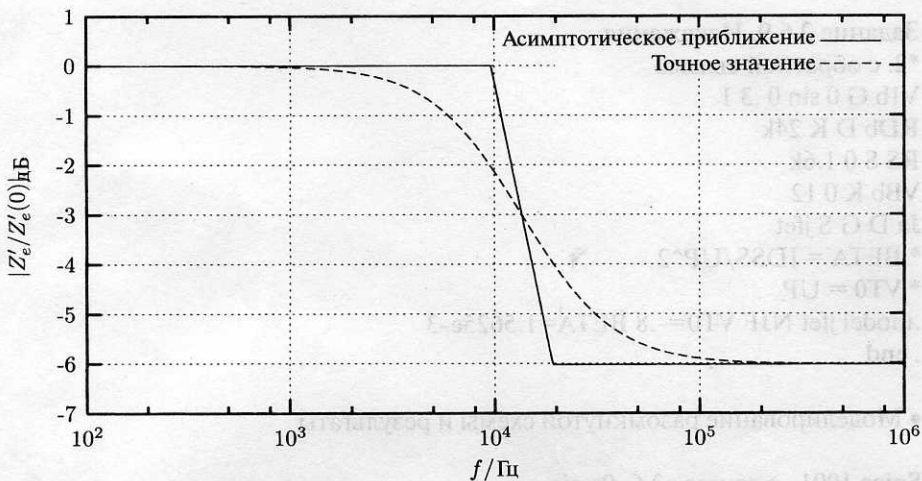


Рис. В.65. Нормированное входное сопротивление усилителя

Решение задания 2.6.9

- Преобразование схемы и ввод команд (файлы a2.6_9a.cir и a2.6_9b.cir).

При вводе параметров модели следует соблюдать синтаксис, принятый в SPICE. Пороговое напряжение имеет обозначение U_{T_0} вместо U_p , ток насыщения исток-сток I_{DSS} заменяется параметром $\beta = I_{DSS}/U_p^2$. Узлы схемы обозначаются интуитивно понятными именами, G для затвора, D для стока и S для истока. Напряжение управления приложено к узлу K.

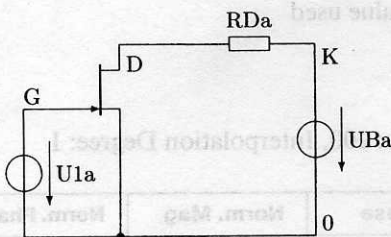


Рис. В.66. Схема без ОС

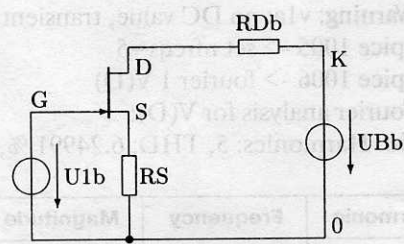


Рис. В.67. Схема с ОС

Задание 2.6.9. Искажения

*1. Без ОС

1a G 0 sin -.4 .1 1

RDa D K 24k

VBa K 0 12

Ja D G 0 jfet

* BETA = IDSS/UP^2


```
* VT0 = UP
.model jfet NJF VT0=-.8 BETA=1.5625e-3
.end
```

Задание 2.6.9. Искажения

*2. с обратной связью

```
V1b G 0 sin 0 .3 1
```

```
RDb D K 24k
```

```
RS S 0 1.6k
```

```
VBb K 0 12
```

```
Ja D G S jfet
```

```
* BETA = IDSS/UP^2
```

```
* VT0 = UP
```

```
.model jfet NJF VT0=-.8 BETA=1.5625e-3
```

```
.end
```

• Моделирование разомкнутой схемы и результаты

```
Spice 1001 -> source a2.6_9a.cir
```

Circuit: Задание 2.6.9 Нелинейные искажения

```
Spice 1002 -> op
```

Warning: v1a: no DC value, transient time 0 value used

```
Spice 1003 -> print all
```

```
d = 6.000000e+00
```

```
g = -4.000000e-01
```

```
k = 1.200000e+01
```

```
v1a#branch = 6.820000e-12
```

```
vba#branch = -2.500000e-04
```

```
Spice 1004 -> tran 1m 1 0 1m
```

Warning: v1a: no DC value, transient time 0 value used

```
Spice 1005 -> set nfreqs=5
```

```
Spice 1006 -> fourier 1 V(D)
```

Fourier analysis for V(D):

No. Harmonics: 5, THD: 6.24991 %, Gridsize: 200, Interpolation Degree: 1

Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
0	0	5.8125	0	0	0
1	1	2.99999	-180	1	0
2	2	0.187496	90	0.0624991	270
3	3	3.54634e-07	-29.588	1.18212e-07	150.412
4	4	5.3192e-07	-118.49	1.77308e-07	61.5113

• Моделирование замкнутой схемы и результаты

```
Spice 1007 -> source a2.6_9b.cir
```

Circuit: Задание 2.6.9. Нелинейные искажения

Spice 1008 -> op

Warning: v1b: no DC value, transient time 0 value used

Spice 1009 -> print all

d = 6.000000e+00

g = 0.000000e+00

k = 1.200000e+01

s = 4.000000e-01

v1b#branch = 6.420000e-12

vbb#branch = -2.50000e-04

Spice 1010 -> tran 1m 1 0 1m

Warning: v1b: no DC value, transient time 0 value used

Spice 1011 -> fourier 1 V(D)

Fourier analysis for V(D):

No. Harmonics: 5, THD: 2.17972 % Gridsize: 200, Interpolation Degree: 1

Harmonic	Frequency	Magnitude	Phase	Norm. Mag	Norm. Phase
0	0	5.93579	0	0	0
1	1	2.98369	-180	1	0
2	2	0.0647963	90	0.0217168	270
3	3	0.00554792	-180	0.00185941	0.00081616
4	4	0.000594246	-90	0.000199165	89.9999

• Интерпретация результатов

Команды **op** и **print all** в строках 1002, 1003 или 1008, 1009 рассчитывают рабочие точки схем. Они идентичны, напряжение между стоком и землей 6 В, между затвором и истоком -0,4 В, ток стока 0,25 мА. Команда **set nfreqs=5** рассчитывает первые четыре высшие гармонические сигнала.

Коэффициенты искажений THD¹ составляют:

- без обратной связи 6,25%,
- с обратной связью 2,18%.

Коэффициент ОС

$$1 + k_{iu} V_u = 1 + \left(-\frac{R_s}{R_{db}} \right) (-SR_{db}) = 1 + SR_s = 1 - R_s \frac{I_{DSS}}{U_p / 2} \left(1 - \frac{U_{GSA}}{U_p} \right),$$

$$1 + k_{iu} V_u = 1 - 1,6 \text{ кОм} \frac{1 \text{ мА}}{-0,4 \text{ В}} \left(1 - \frac{-0,4 \text{ В}}{-0,8 \text{ В}} \right) = 3.$$

Соотношение коэффициентов искажений при наличии и отсутствии ОС с точностью 4,3% совпадает с величиной коэффициента ОС.

¹ От англ. Total Harmonic Distorition.

В.7. Решения к заданиям раздела 2.7

Решение задания 2.7.1

1. Расчет статической передаточной характеристики в общем виде.

Передаточную характеристику следует рассчитывать поэтапно, так как транзистор M_1 последовательно работает в зонах отсечки, насыщения и сопротивления, описываемых разными уравнениями. Второй транзистор работает всегда в зоне насыщения, так как вследствие $U_{DS_2} = U_{GS_2}$ всегда выполняется условие насыщения $U_{DS_2} > U_{GS_2} - U_{T_{02}}$.

Для транзисторов можно записать:

транзистор M_1 :

$$U_{GS_1} = U_1$$

$$U_{DS_1} = U_2$$

транзистор M_2 :

$$U_{GS_2} = U_{DS_2} = U_B - U_2$$

$$I_{D_2} = \frac{K_2}{2} (U_{GS_2} - U_{T_{02}})^2 = \frac{K_2}{2} (U_B - U_2 - U_{T_{02}})^2$$

и всегда выполняется условие $I_{D_1} = I_{D_2}$.

1.1. Транзистор M_1 заперт:

согласно условию $0 \leq U_1 < U_{T_{01}}$.

$$\text{Из } I_{D_2} = 0 = \frac{K_2}{2} (U_B - U_2 - U_{T_{02}})^2$$

следует $U_2 = U_B - U_{T_{02}}$.

1.2. Транзистор M_1 в насыщении:

согласно условию $U_2 > U_1 - U_{T_{01}} > 0$.

$$\text{Из } I_{D_1} = \frac{K_1}{2} (U_1 - U_{T_{01}})^2,$$

$$I_{D_2} = \frac{K_2}{2} (U_B - U_2 - U_{T_{02}})^2,$$

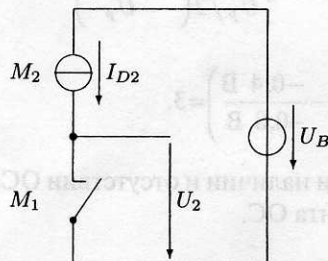


Рис. В.68. Зона отсечки

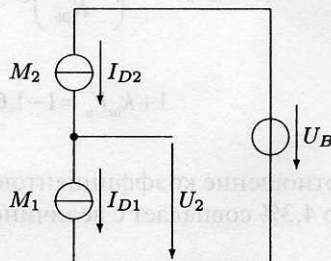


Рис. В.69. Область насыщения

следует

$$\frac{K_1}{2}(U_1 - U_{T_{01}})^2 = \frac{K_2}{2}(U_B - U_2 - U_{T_{02}})^2,$$

$$U_2 = U_B - U_{T_{02}} - \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}(U_1 - U_{T_{01}})$$

Выходное напряжение имеет линейный характер с границей насыщения $U_{2P} = U_1 - U_{T_{01}}$, следовательно

$$U_{2P} = U_B - U_{T_{02}} - \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}U_{2P}.$$

Координаты точки на уровне перекрытия канала

$$U_{2P} = \frac{U_B - U_{T_{02}}}{1 + \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}}, \quad U_{1P} = U_{2P} + U_{T_{01}}.$$

1.3. Транзистор M_1 в зоне сопротивления:

Согласно условию $0 < U_2 < U_{T_{01}}$.

Из

$$G_{DS1} = K_1 \left(U_1 - U_{T_{01}} - \frac{U_2}{2} \right),$$

$$U_2 = \frac{I_{D2}}{G_{DS1}} = \frac{\frac{K_2}{2}(U_B - U_2 - U_{T_{02}})^2}{K_1 \left(U_1 - U_{T_{01}} - \frac{U_2}{2} \right)}$$

следует

$$2 \frac{K_1}{K_2} \left[U_2 \left(U_1 - U_{T_{01}} \right) - \frac{U_2^2}{2} \right] = (U_B - U_{T_{02}})^2 - 2U_2(U_B - U_{T_{02}}) + U_2^2,$$

$$U_2^2 \left(1 + \frac{K_1}{K_2} \right) - 2U_2 \left[U_B - U_{T_{02}} + \frac{K_1}{K_2}(U_1 - U_{T_{01}}) \right] + (U_B - U_{T_{02}})^2 = 0,$$

$$U_2 = \frac{U_B - U_{T_{02}} + \frac{K_1}{K_2}(U_1 - U_{T_{01}})}{1 + \frac{K_1}{K_2}} - \sqrt{\left[\frac{U_B - U_{T_{02}} + \frac{K_1}{K_2}(U_1 - U_{T_{01}})}{1 + \frac{K_1}{K_2}} \right]^2 - \frac{(U_B - U_{T_{02}})^2}{1 + \frac{K_1}{K_2}}}.$$

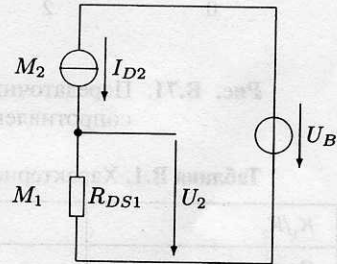


Рис. В.70. Зона сопротивления

2. Вывод характеристик в зонах отсечки и насыщения

$$U_2 = \begin{cases} U_B - U_{T_0} & \text{для } U_1 < U_{T_0} \\ U_B - U_{T_0} - \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} (U_1 - U_{T_0}) & \text{для } U_2 > U_1 - U_{T_0} \end{cases}$$

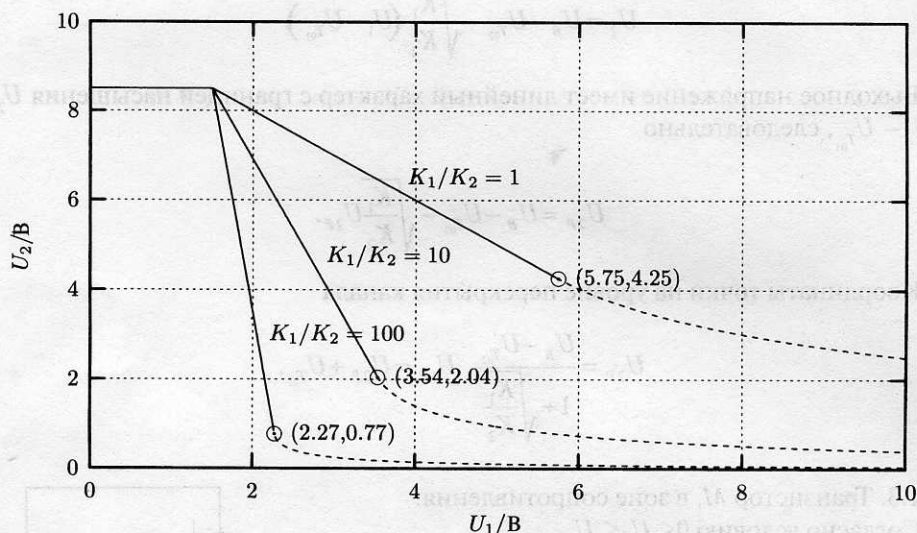


Рис. В.71. Передаточные характеристики при трех соотношениях K_1/K_2 (в зоне сопротивления линии штриховые)

Таблица В.1. Характеристические значения передаточных характеристик

K_1/K_2	1	10	100
Зона отсечки	$U_2 = 8,5 \text{ В}$		
Зона насыщения	$U_2 = 10 \text{ В} - U_1$	$U_2 = 13,2 \text{ В} - 3,2U_1$	$U_2 = 23,5 \text{ В} - 10U_1$
$U_{2P}/\text{В}$	4,25	2,04	0,77
$U_{1P}/\text{В}$	5,75	3,54	2,27
$U_2/\text{В}$ для $U_1 = 10 \text{ В}$	$8,5 \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}} \right) = 2,49$	$8,5 \left(1 - \sqrt{\frac{10}{11}} \right) = 0,40$	$8,5 \left(1 - \sqrt{\frac{100}{101}} \right) = 0,04$

Решение задания 2.7.2

Для того чтобы светодиод зажегся, необходимо, чтобы входное напряжение $U_I = U_{DD}$, т. е. NMOS-транзистор второго инвертора был заперт, а PMOS-транзистор открыт.

Для определения зоны работы PMOS-транзистора рассчитаем его ток насыщения:

$$I_{DP} = \frac{K_2}{2} (U_{GSP} - U_{T_{0P}})^2,$$

$$I_{DP} = -3 \text{ мА/В}^2 (-5 \text{ В} + 1,4 \text{ В})^2 = -38,9 \text{ А.}$$

Так как светодиод потребляет всего 20 мА, транзистор работает в зоне сопротивления.

Следовательно

$$I_{DP} = K_P U_{DSP} \left(U_{GSP} - U_{T_0P} - \frac{U_{DSP}}{2} \right).$$

Учитывая $U_{GSP} = -U_{DD}$ и $I_{DP} = I_{LED}$ для напряжения сток-исток можно записать:

$$K_P U_{DSP} \left(U_{DD} + U_{T_0P} + \frac{U_{DSP}}{2} \right) - I_{LED} = 0,$$

$$U_{DSP}^2 = +2(U_{DD} + U_{T_0P}) U_{DSP} - \frac{2}{K_P} I_{LED} = 0,$$

$$U_{DSP} = -(U_{DD} + U_{T_0P}) \pm \sqrt{(U_{DD} + U_{T_0P})^2 + \frac{2}{K_P} I_{LED}},$$

$$U_{DSP} = -6,11 \text{ В, соответственно } U_{DSP} = -1,09 \text{ В.}$$

Так как $|U_{DSP}|$ не может быть больше напряжения питания, физический смысл имеет второе решение $U_{DSP} = -1,09 \text{ В}$.

Токоограничивающее сопротивление для диода

$$R = \frac{U_{DD} + U_{DSP} - U_{LED}}{I_{LED}}, R = 85,5 \text{ Ом.}$$

Решение задания 2.7.3

1. Расчет емкости нагрузки.

В соответствии с условием, транзисторы заменяются подключенными сопротивлениями.

Заряд происходит в соответствии с выбранной моделью по экспоненте

$$u_2(t) = U_B (1 - e^{-t/\tau_r})$$

с постоянной времени

$$\tau_r = R_{DS} C = \frac{\alpha}{K(U_B - U_{T_0})} C.$$

В дальнейшем будет показано, что между постоянной времени нарастания t_r и спада τ_r существует зависимость $t_r = \tau_r \ln 9$.

К моменту времени $t = t_1$ выходное напряжение должно достигнуть 10%, а к моменту времени $t_1 + t_r$ — 90% своего максимального значения:

$$u_2(t_1) = 0,1 U_B = U_B (1 - e^{-t_1/\tau_r}),$$

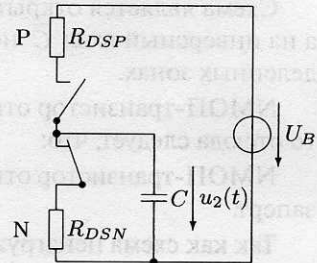


Рис. В.72. Эквивалентная схема замещения

$$u_2(t_1 + t_r) = 0,9U_B(1 - e^{-(t_1 + t_r)/\tau_r})$$

уравнения можно упростить

$$e^{-t_1/\tau_r} = 0,9, \quad e^{-(t_1 + t_r)/\tau_r} = 0,1$$

и после преобразования

$$\frac{e^{-t_1/\tau_r}}{e^{-(t_1 + t_r)/\tau_r}} = e^{t_r/\tau_r} = 9.$$

В результате получается $t_r = \tau_r \ln 9$.

Откуда искомая емкость

$$C = \frac{t_r}{R_{DS} \ln 9} = \frac{t_r K (U_B - U_{T_0})}{\alpha \ln 9}, \quad C = 106,8 \text{ пФ}.$$

2. Потери на переключение.

В конденсаторе запасается периодически энергия $W = \frac{1}{2}CU_B^2$, конденсатор заряжается в течение первого полупериода через R_{DSP} и разряжается в течение второго полупериода через R_{DSN} .

Потери на переключение при частоте $f = 1/T$ составляют

$$P = \frac{W}{T/2} = 2Wf = CU_B^2 f, \quad W = 10,68 \text{ мВт}.$$

Решение задания 2.7.4

Схема является открытой, если на вход управления C подано напряжение U_{DD} , а на инверсный вход $\bar{C}$ ноль. В этом случае оба транзистора открыты, но в определенных зонах.

НМОП-транзистор открыт при $U_{GSN} > U_{T_0N}$. Так как $U_{GSN} = U_{DD} - U_Q = U_{DD} - U_T$, то отсюда следует, что:

НМОП-транзистор открывается при $U_I < U_{DD} - U_{T_0N}$, следовательно транзистор заперт.

Так как схема ненагружена $U_{DSN} = 0$, то транзистор находится в зоне сопротивления.

$$I_{DN} = K_N U_{DSN} \left(U_{GSN} - U_{T_0N} - \frac{U_{DSN}}{2} \right).$$

$$G_{DSN} = \begin{cases} K_N (U_{DD} - U_I - U_{T_0N}) & \text{для } 0 \leq U_I < U_{DD} - U_{T_0N} \\ 0 & \text{для } U_I \geq U_{DD} - U_{T_0N} \end{cases}.$$

РМОП-транзистор открыт при $-U_{GSP} > -U_{T_0P}$. Так как $U_{GSP} = -U_Q = -U_P$ то отсюда следует, что:

РМОП-транзистор открывается при $U_I > -U_{T_0P}$, следовательно, транзистор заперт.

РМОП-транзистор вследствие $U_{DSP} = 0$ находится в зоне сопротивления.

$$I_{DP} = K_P U_{DSP} \left(U_{GSP} - U_{T_0P} - \frac{U_{DSP}}{2} \right).$$

$$G_{DS_P} = \begin{cases} K_P (-U_I - U_{T_0P}) & \text{для } -U_{T_0N} \leq U_I < U_{DD} \\ 0 & \text{для } U_I < -U_{T_0N} \end{cases}$$

При расчете общего сопротивления оба сопротивления сток-исток включают-ся параллельно. При исходных численных данных

$$\frac{R_{ON}}{\text{Ом}} = \begin{cases} \frac{500}{3,8 - \left(\frac{U_I}{B}\right)} & \text{для } 0 \leq \left(\frac{U_I}{B}\right) < 1,2 \\ \frac{10^3}{5,92 - 0,6\left(\frac{U_I}{B}\right)} & \text{для } 1,2 \leq \left(\frac{U_I}{B}\right) \leq 3,8 \\ \frac{10^3}{1,4\left(\frac{U_I}{B}\right) - 1,68} & \text{для } 3,8 \leq \left(\frac{U_I}{B}\right) \leq 5,0 \end{cases}$$

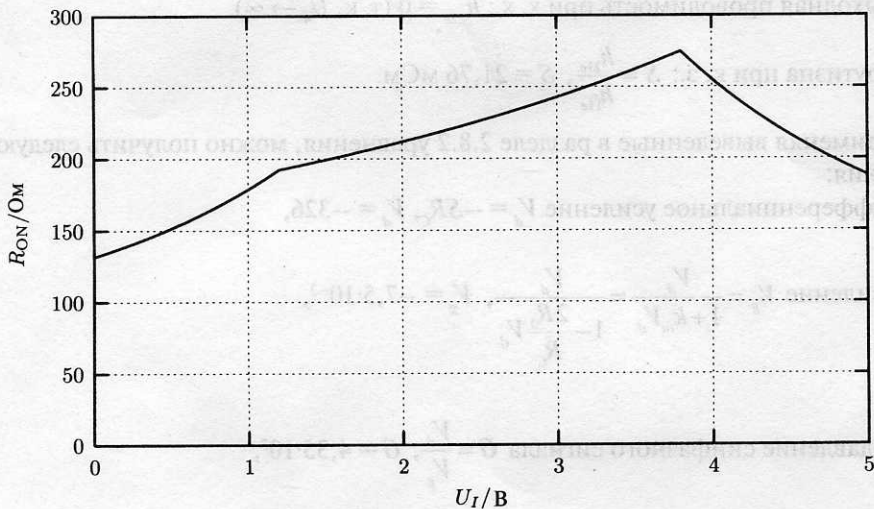


Рис. В.73. Характеристика сопротивления ключевой схемы

В.8. Решения к заданиям раздела 2.8

Решение задания 2.8.1

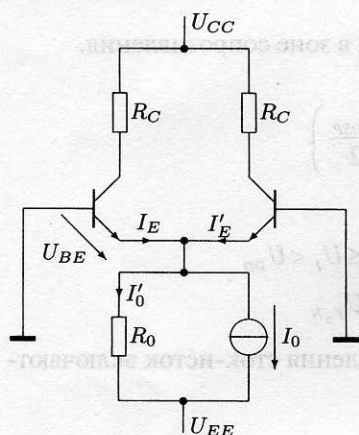


Рис. В.74. Дифференциальный усилитель

Расчет рабочей точки.

$$\text{Из } U_{BE} + R_0 I'_0 + U_{EE} = 0$$

$$\text{следует } I'_0 = -\frac{U_{EE} + U_{BE}}{R_0}, I'_0 = 143 \text{ мкА.}$$

$$\text{Из } I_E = I'_E = \frac{I_0 + I'_0}{2}, I_E = I'_E = 572 \text{ мкА}$$

$$\text{следует } I_C = I'_C = \frac{I_E}{1 + 1/B}, I_C = I'_C = 566 \text{ мкА,}$$

$$I_B = I'_B = \frac{I_C}{B}, I_B = I'_B = 5,66 \text{ мкА.}$$

$$U_{CE} = U'_{CE} = U_{CC} - I_C R_C + U_{BE}, U_{CE} = U'_{CE} = 7,21 \text{ В.}$$

Зная рабочую точку, можно рассчитать, используя дополнительные данные, h -параметры.

$$\text{Входное сопротивление при коротком замыкании: } h_{1e} = \frac{U_T}{I_B} = 4,59 \text{ кОм.}$$

$$\text{ОС по напряжению при холостом ходе } h_{12e} = 0 \text{ (согласно условию).}$$

$$\text{Усиление по току при к. з.: } h_{21e} = B, h_{21e} = 100 \text{ (т. к. } U_A \rightarrow \infty \text{).}$$

$$\text{Выходная проводимость при х. х.: } h_{22e} = 0 \text{ (т. к. } U_A \rightarrow \infty \text{).}$$

$$\text{Крутизна при к. з.: } S = \frac{h_{21e}}{h_{1e}}, S = 21,76 \text{ мСм.}$$

Применяя выведенные в разделе 2.8.2 уравнения, можно получить следующие решения:

$$\text{дифференциальное усиление } V_d = -SR_C, V_d = -326,$$

$$\text{усиление } V_g = \frac{V_d}{1 + k_{in} V_d} = \frac{V_d}{1 - \frac{2R_0}{R_C} V_d}, V_g = -7,5 \cdot 10^{-2},$$

$$\text{подавление синфазного сигнала } G = \frac{V_d}{V_g}, G = 4,35 \cdot 10^3,$$

$$CMRR = 20 \lg G, CMRR = 72,8 \text{ дБ.}$$

Решение задания 2.8.2

Согласно системе

$$U_{2d} = U_2 - U'_2 = -R_D(I_D - I'_D),$$

$$U_{1d} = U_1 - U'_1 = U_{GS} - U'_{GS},$$

$$I_0 = I_D + I'_D$$

в сочетании с уравнениями транзистора получается

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2, \quad I'_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U'_{GS}}{U_P} \right)^2.$$

Токи стока

$$I_D = \frac{1}{2} (I_0 - G_D U_{2d}) = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2,$$

$$I'_D = \frac{1}{2} (I_0 + G_D U_{2d}) = I_{DSS} \left(1 - \frac{U'_{GS}}{U_P} \right)^2.$$

Нормированные напряжения затвор-исток

$$\frac{U_{GS}}{U_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_0 - G_D U_{2d}}{2I_{DSS}}},$$

$$\frac{U'_{GS}}{U_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_0 + G_D U_{2d}}{2I_{DSS}}}.$$

Нормированное входное дифференциальное напряжение

$$\frac{U_{1d}}{U_P} = \sqrt{\frac{I_0 + G_D U_{2d}}{2I_{DSS}}} - \sqrt{\frac{I_0 - G_D U_{2d}}{2I_{DSS}}}.$$

Это уравнение решается относительно нормированного выходного дифференциального напряжения U_{2d} :

$$\begin{aligned} 2I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2 &= I_0 + G_D U_{2d} - 2\sqrt{(I_0 + G_D U_{2d})(I_0 - G_D U_{2d})} + I_0 - G_D U_{2d} = \\ &= 2 \left(I_0 - \sqrt{I_0^2 + (G_D U_{2d})^2} \right). \end{aligned}$$

$$\sqrt{I_0^2 - (G_D U_{2d})^2} = I_0 - I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2.$$

$$I_0^2 - (G_D U_{2d})^2 = \left[I_0 - I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2 \right]^2.$$

$$\begin{aligned} \frac{U_{2d}}{R_D} &= \sqrt{I_0^2 - \left[I_0 - I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2 \right]^2} = \\ &= \sqrt{2I_0 I_{DSS} \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2 - I_{DSS}^2 \left(\frac{U_{1d}}{U_P} \right)^4}. \end{aligned}$$

$$\frac{U_{2d}}{I_0 R_D} = -\frac{I_{DSS}}{I_0} \frac{U_{1d}}{|U_P|} \sqrt{2 \left(\frac{I_0}{I_{DSS}} \right) - \left(\frac{U_{1d}}{|U_P|} \right)^2}.$$

Экстремальные значения этой функции:

$$\frac{U_{2d}}{I_0 R_D} = \pm 1 \text{ в точках } \frac{U_{1d}}{|U_P|} = \pm \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}}.$$

При

$$\left| \frac{U_{1d}}{U_P} \right| > \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}}$$

значение $\left| \frac{U_{2d}}{I_0 R_D} \right| = 1$, дифференциальный усилитель входит в режим насыщения.

Крутизна выходного напряжения в начале координат равна

$$\frac{d \left(\frac{U_{2d}}{I_0 R_D} \right)}{d \left(\frac{U_{1d}}{|U_P|} \right)} \bigg|_{U_{1d}=0} = -\sqrt{2} \frac{I_{DSS}}{I_0}.$$

Линейное приближение характеристики выходного напряжения

$$\frac{U_{2d}}{I_0 R_D} = \begin{cases} 1 & \text{для } \frac{U_{1d}}{|U_P|} < -\sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}} \\ -\sqrt{2} \frac{I_{DSS}}{I_0} \frac{U_{1d}}{|U_P|} & \text{для } -\sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}} \leq \frac{U_{1d}}{|U_P|} \leq \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}} \\ -1 & \text{для } \frac{U_{1d}}{|U_P|} > \sqrt{\frac{I_0}{I_{DSS}}} \end{cases}.$$

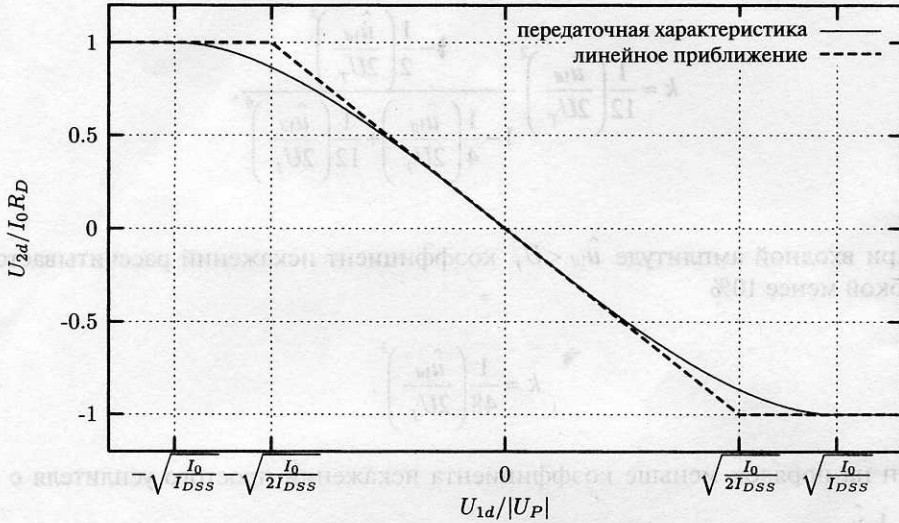


Рис. В.75. Нормированное выходное дифференциальное напряжение

Решение задания 2.8.3

Согласно [13] функция $\tanh x$ раскладывается в степенной ряд

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 - \frac{17}{315}x^7 \pm \dots \text{ для } |x| < \frac{\pi}{2}.$$

В рабочей точке $U_{1d} = 0$

$$U_{2d} = -AR_c I_0 \left[\frac{\hat{u}_{1d} \sin \omega t}{2U_T} - \frac{1}{3} \left(\frac{\hat{u}_{1d} \sin \omega t}{2U_T} \right)^3 + \frac{2}{15} \left(\frac{\hat{u}_{1d} \sin \omega t}{2U_T} \right)^5 \mp \dots \right].$$

Для небольших амплитуд входного сигнала коэффициент искажений может быть определен как отношение высшей гармонической составляющей к основной, $k \approx \hat{u}_{23}/\hat{u}_{21}$. Приближенные значения этих компонент равны:

амплитуда основной гармоники

$$\hat{u}_{21} = AR_c I_0 \left[\left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right) - \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^3 + \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^5 \right],$$

амплитуда 2-й высшей гармоники $\hat{u}_{23} = AR_c I_0 \left[\frac{1}{12} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^3 - \frac{1}{24} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^5 \right].$

$$k \approx \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^2 \frac{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^2}{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^4}.$$

При входной амплитуде $\hat{u}_{1d} < U_T$ коэффициент искажений рассчитывается с ошибкой менее 10%

$$k \approx \frac{1}{48} \left(\frac{\hat{u}_{1d}}{2U_T} \right)^2.$$

Он на порядок меньше коэффициента искажений простого усилителя с ОЭ с $k \approx \frac{1}{4} \frac{\hat{u}_1}{U_T}$ (см. пример 1.4.7).

Решение задания 2.8.4

Во-первых, определяется крутизна транзистора в рабочей точке.

Из

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$$

следует

$$S = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_A = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \bigg|_A = \frac{2I_{DSS}}{-U_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \bigg|_A = \frac{\sqrt{4I_{DSS}I_{DA}}}{-U_P}.$$

В рабочей точке ток распределяется равномерно на оба транзистора, т. е. $2I_{DA} = I_0$.

Крутизна равна

$$S = \frac{\sqrt{2I_{DSS}I_0}}{-U_P}.$$

Это выражение подставляется в уравнение для напряжения

$$U_{2d} = R_D \frac{\sqrt{2I_{DSS}I_0}}{U_P} U_{1d} \sqrt{1 - \left(\sqrt{\frac{I_{DSS}}{2I_0}} \frac{U_{1d}}{U_P} \right)^2} = -SR_D U_{1d} \sqrt{1 - \left(\frac{S}{2I_0} U_{1d} \right)^2}.$$

Усиление является наклоном этой функции в начале координат, т. е. при $U_{1d} = 0$

$$V_d = \left. \frac{dU_{2d}}{dU_{1d}} \right|_{U_{1d}=0} = -SR_D \left[\sqrt{1 - \left(\frac{S}{2I_0} U_{1d} \right)^2} + U_{1d} \frac{-2 \left(\frac{S}{2I_0} \right)^2 U_{1d}}{2 \sqrt{1 - \left(\frac{S}{2I_0} U_{1d} \right)^2}} \right] \bigg|_{U_{1d}=0} = -SR_D.$$

В.9. Решения к заданиям раздела 2.9

Решение задания 2.9.1

Вследствие симметрии схемы потери в обоих транзисторах равны. Поэтому достаточно рассчитать потери одного транзистора.

Транзисторы работают поочередно в течение одного полупериода каждый. Их потери равны:

$$P_V = \overline{u_{CE}(t)i_C(t)} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u_{CE}(t)i_C(t)dt.$$

Если

$$u_{CE}(t) = U_B - \hat{u}_2 \sin \omega t \text{ и } i_C(t) = \frac{1}{R_L} \hat{u}_2 \sin \omega t,$$

то

$$\begin{aligned} P_V &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \left[(U_B - \hat{u}_2 \sin \omega t) \frac{1}{R_L} \hat{u}_2 \sin \omega t \right] dt = \\ &= \frac{1}{T} \frac{\hat{u}_2}{R_L} \left(\frac{2}{\omega} U_B - \frac{1}{4} \hat{u}_2 T \right) = \frac{\hat{u}_2}{R_L} \left(\frac{U_B}{\pi} - \frac{\hat{u}_2}{4} \right). \end{aligned}$$

Максимум мощности находится по уравнению экстремума функции

$$\frac{dP_V}{d\hat{u}_2} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_B}{\pi} - \frac{\hat{u}_2}{2} \right) = 0, \text{ т. е. при } \hat{u}_2 = 2U_B/\pi.$$

Максимальная мощность потерь каждого транзистора

$$P_{V\max} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_B}{\pi} \right)^2.$$

Решение задания 2.9.2

1. Выходное напряжение U_2 .

Через сопротивление нагрузки протекает сумма токов эмиттера

$$U_2 = R_2(I_{E_1} + I_{E_2}).$$

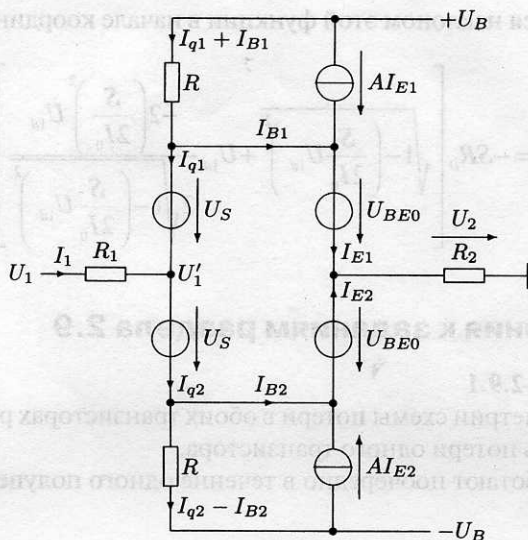


Рис. В.76. Эквивалентная схема замещения двухтактного усилителя в режиме большого сигнала

Так как $U_{BE0} = U_S$, то $U'_1 = U_2$.
Следовательно,

$$I_{q1} + I_{B1} = \frac{U_B - U_S - U_2}{R},$$

$$I_{q2} - I_{B2} = \frac{U_2 - U_S + U_B}{R}.$$

Далее

$$I_{B1} = (1 - A)I_{E1},$$

$$I_{B2} = (1 - A)I_{E2}.$$

Входной ток

$$I_1 = I_{q2} - I_{q1},$$

$$I_1 = \frac{U_1 - U'_1}{R_1} = \frac{U_1 - U_2}{R_1}.$$

После объединения уравнений для выходного напряжения можно записать:

$$U_2 = \frac{U_1}{1 + R_1[G_2(1 - A) + 2G]}.$$

2. Максимальное входное напряжение для неискаженного выходного напряжения.

Условием для отсутствия искажений в выходном напряжении является равенство нулю тока через оба диода базы. Если это не выполняется, то тот из транзисторов, чей диод базы запирается, теряет управление, и его выходной ток остается постоянным, независимо от входного напряжения; выходное напряжение ограничивается.

Итак, для положительной полуволны условием для отсутствия искажений в выходном напряжении является $I_{q1} \geq 0$. Аналогичное условие действует для отрицательной полуволны.

Согласно приведенным выше результатам

$$G(U_B - U_S - U_2) - (1 - A)I_{E1} \geq 0.$$

В течение положительной полуволны pnp -транзистор запирается, и $I_{E1}R_2 = U_2$. Следовательно,

$$G(U_B - U_S) - GU_2 - (1 - A)G_2U_2 \geq 0.$$

$$U_2 \leq \frac{U_B - U_S}{1 + RG_2(1 - A)}.$$

Подставляя численные данные

$$U_2 \leq \frac{(10 - 0,7) \text{ В}}{1 + \frac{50}{5} \cdot 0,02} = 7,75 \text{ В}.$$

Входное напряжение с учетом

$$U_2 = \frac{U_1}{1 + R_1[G_2(1 - A) + 2G]}, \quad U_2 = \frac{U_1}{1,44}$$

равно

$$U_1 \leq 11,16 \text{ В}.$$

В.10. Решения к заданиям раздела 2.10

Решение задания 2.10.1

Усиление идеального инвертирующего усилителя равно

$$V_{\text{идеал}} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Усиление при конечном усилении холостого хода рассчитывается согласно

$$\frac{U_1 + U_d}{R_1} + \frac{U_2 + U_d}{R_2} = 0 \text{ и } U_d = \frac{U_2}{V_0}$$

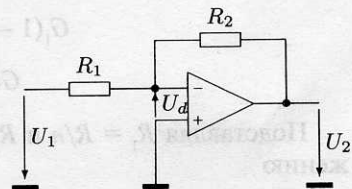


Рис. В.77. Инвертирующий усилитель

как

$$V_{\text{реал}} = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{R_2}{R_1 \left[1 + \frac{1}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]} = - \frac{V_{\text{идеал}}}{1 + \frac{1}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}.$$

Ошибка усиления

$$F = 1 - \frac{V_{\text{идеал}}}{V_{\text{реал}}} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \approx 1 - \left[1 - \frac{1}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] = \frac{1}{V_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

При $F \leq \epsilon$ для отношения сопротивлений

$$\frac{R_2}{R_1} \leq \epsilon V_0 - 1 \approx \epsilon V_0.$$

Соотношение сопротивлений не может быть установлено больше, чем $\epsilon V_0 = 10^2$.

Решение задания 2.10.2

Для более простого анализа схемы входной потенциометр разделяется на две части:

$$xR_3 \text{ и } (1-x)R_3.$$

Напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя определяется как $U_p = xU_1$. Так как, согласно условию, усилитель идеальный, напряжение на инвертирующем входе N и, следовательно, на сопротивлении R_2 имеет такое же значение. Тогда напряжения на сопротивлениях R_1 и R определяются согласно уравнениям Кирхгофа:

$$U_R = U_2 - U_N = U_2 - xU_1,$$

$$U_{R_1} = U_1 - U_N = (1-x)U_1.$$

Сумма токов в узле N равна нулю:

$$G_1(1-x)U_1 + G(U_2 - xU_1) - G_2xU_1 = 0,$$

$$GU_2 = [x(G + G_2 + G_1) - G_1]U_1.$$

Подставляя $R_1 = R/n$ и $R_2 = R/(n-1)$, получаем искомое усиление по напряжению

$$V_u = \frac{U_2}{U_1} = n(2x-1), \text{ где } n = 100 \text{ и } 0 \leq x \leq 1.$$

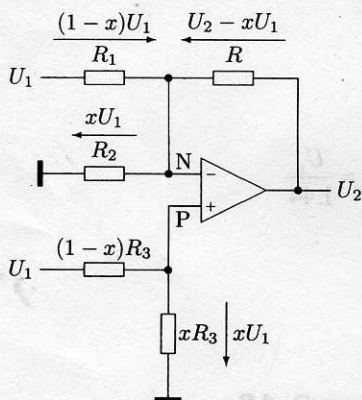


Рис. В.78. Регулируемый усилитель

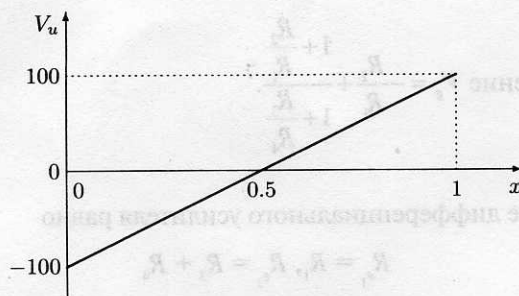


Рис. В.79. Усиление V_u как функция от положения потенциометра x

Решение задания 2.10.3

Выходное напряжение U_0 рассчитывается согласно

$$U_0 = -\frac{R_2}{R_1}U_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}U_2.$$

Входные напряжения раскладываются на синфазную и противофазную составляющие:

$$U_1 = U_{1g} - \frac{1}{2}U_{1d}, \quad U_0 = U_{0g} - U_{0d}.$$

$$U_2 = U_{1g} + \frac{1}{2}U_{1d}.$$

Откуда

$$U_{0g} + U_{0d} = -\frac{R_2}{R_1} \left(U_{1g} - \frac{1}{2}U_{1d} \right) + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \left(U_{1g} + \frac{1}{2}U_{1d} \right),$$

$$U_{0g} + U_{0d} = \left(-\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right) U_{1g} + \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right) U_{1d}.$$

$$\text{Дифференциальное усиление } V_d = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right).$$

Синфазное усиление $V_g = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}$.

Входное усиление дифференциального усилителя равно

$$R_{e1} = R_1, R_{e2} = R_3 + R_4$$

для $V_g = 0$

$$-\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} = 0.$$

Откуда непосредственно следует

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ и } V_d = \frac{R_2}{R_1}.$$

Итак, все четыре сопротивления определены:

из $R_{e1} = 10 \text{ кОм}$ следует $R_1 = 12 \text{ кОм}$,

из $V_d = 5$ следует $R_2 = V_d R_1 = 60 \text{ кОм}$,

из $R_4 / R_3 = R_2 / R_1 = 5$ и $R_{e2} = R_3 + R_4 = 12 \text{ кОм}$ следует $R_3 = 2 \text{ кОм}$, $R_4 = 8 \text{ кОм}$.

Решение задания 2.10.4

Согласно разделу 2.10.2.6:

синфазное усиление $V_g = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4}$,

дифференциальное усиление $V_d = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} \right)$

и подавление синфазного сигнала $G = V_d/V_g$.

Подставляя для идеального дифференциального усилителя сокращение $A = R_2/R_1$, можно записать:

$$\frac{R_4}{R_3} = A(1 + \varepsilon),$$

где ε — отклонение соотношения сопротивлений от идеального значения, для усилений

$$V_d = \frac{1}{2} \left(A + \frac{1+A}{1 + \frac{1}{A(1+\varepsilon)}} \right) = \frac{1}{2} \left(A + \frac{(1+A)A(1+\varepsilon)}{1+A(1+\varepsilon)} \right) = \frac{1}{2} \frac{A[1+(1+2A)(1+\varepsilon)]}{1+A(1+\varepsilon)},$$

$$V_g = \left(-A + \frac{1+A}{1 + \frac{1}{A(1+\varepsilon)}} \right) = \left(-A + \frac{(1+A)(1+\varepsilon)}{1+A(1+\varepsilon)} \right) = \frac{\varepsilon A}{1+A(1+\varepsilon)}.$$

Подавление синфазного сигнала

$$G = \frac{1+(1+2A)(1+\varepsilon)}{2\varepsilon}.$$

Решая относительно ε , получаем

$$\varepsilon = \frac{2(1+A)}{2(G-A)-1}.$$

При $G \geq 10^3$ и $A = 10$ находим $\varepsilon \leq 1,11 \cdot 10^{-2}$.

Отклонение отношения сопротивлений от идеального значения не может быть больше 1,11%, т. е. его точность должна быть больше чем 98,89%.

Решение задания 2.10.5

Схема может быть проанализирована как дифференциальный усилитель с объединенными входами, т. е. $\underline{U}_{1d} = 0$ и $\underline{U}_{1g} = \underline{U}_1$. Дифференциальное усиление в этом случае равно нулю, общее усиление равно синфазному. Если применить результаты расчета раздела 2.10.2.6 для дифференциального усилителя с активной нагрузкой, то

$$\underline{V}_u = \underline{V}_g = -1 + \frac{2}{1 + j\omega R_1 C_1} = \frac{1 - j\omega/\omega_g}{1 + j\omega/\omega_g}, \text{ где } \omega_g = \frac{1}{R_1 C_1} = 10^4 \text{ с}^{-1}.$$

Частотная характеристика $\underline{V}_u = \frac{1 - j\omega/\omega_g}{1 + j\omega/\omega_g}.$

Амплитудная характеристика $|\underline{V}_u| = 1.$

Фазовая характеристика $\arg(\underline{V}_u) = -2\arctg\omega/\omega_g.$

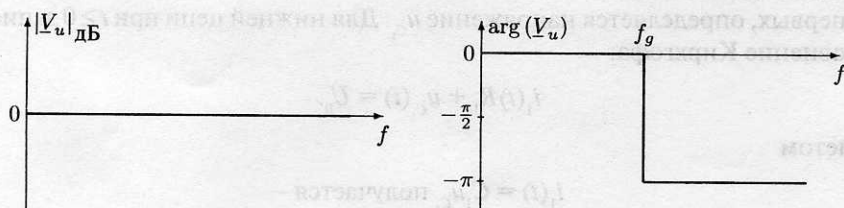


Рис. В.80. Асимптотические амплитудная и фазовая характеристики

Решение задания 2.10.6

Входной ток $u_1(t)/R_1$ протекает и через цепь ОС R_2, C_2 , напряжение в цепи ОС

$$u_2(t) = - \left(\frac{R_2}{R_1} u_1(t) + \frac{1}{R_1 C_2} \int u_1(t) dt \right).$$

При $u_1(t) = U_0$ для $t \geq 0$ и $V_R = R_2/R_1$

$$u_2(t) = - \left(V_R U_0 + \frac{1}{R_1 C_2} U_0 t \right) + k = -V_R U_0 \left(1 + \frac{t}{\tau_2} \right) + k,$$

где $\tau_2 = R_2 C_2$.

Постоянная интегрирования k находится по данному начальному условию. Так как при $t < 0$ конденсатор C_2 должен быть разряжен, в это время выходное напряжение равно нулю. Если входное напряжение равно U_0 , то появляется выходное напряжение, усиленное в V_R раз. Начальное условие для выходного напряжения $u_2(t)|_{t=0} = -V_R U_0$, откуда следует $k = 0$.

Переходная характеристика регулятора:

$$U_2 = \begin{cases} 0 & \text{для } t < 0 \\ -V_R U_0 (1 + t/\tau_2) & \text{для } t \geq 0 \end{cases}$$

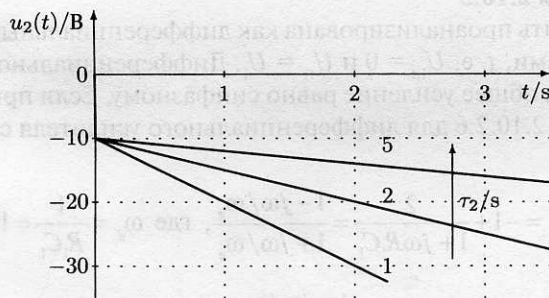


Рис. В.81. Переходные характеристики ПИ-регулятора при различных постоянных времени τ_2

Решение задания 2.10.7

Во-первых, определяется напряжение u_{c_1} . Для нижней цепи при $t \geq 0$ записывается уравнение Кирхгофа:

$$i_1(t)R_1 + u_{c_1}(t) = U_0.$$

С учетом

$$i_1(t) = C_1 \dot{u}_{c_1}(t) \text{ получается}$$

$$\tau_1 \dot{u}_{c_1}(t) + u_{c_1}(t) = U_0, \text{ где } \tau_1 = R_1 C_1.$$

Решением дифференциального уравнения является возрастающая экспоненциальная функция

$$u_{c1}(t) = U_0 (1 - e^{-t/\tau_1})$$

Для верхней цепи уравнение Кирхгофа

$$u_2(t) = u_{c1}(t) + \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt.$$

Из $i_2(t) = G_2 u_{c1}(t)$ следует

$$u_2(t) = u_{c1}(t) + \frac{1}{\tau_2} \int u_{c1}(t) dt, \text{ где } \tau_2 = R_2 C_2.$$

Совместно с найденным решением для $u_{c1}(t)$ получается

$$u_2(t) = U_0 (1 - e^{-t/\tau_1}) + \frac{1}{\tau_2} (U_0 t + U_0 \tau_1 e^{-t/\tau_1}) + k.$$

Постоянная интегрирования определяется из граничного условия $u_2(0) = 0$

$$k = -\frac{\tau_1}{\tau_2} U_0.$$

Переходная характеристика интегратора

$$u_2(t) = U_0 \left[\frac{t}{\tau_2} + \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) (1 - e^{-t/\tau_1}) \right].$$

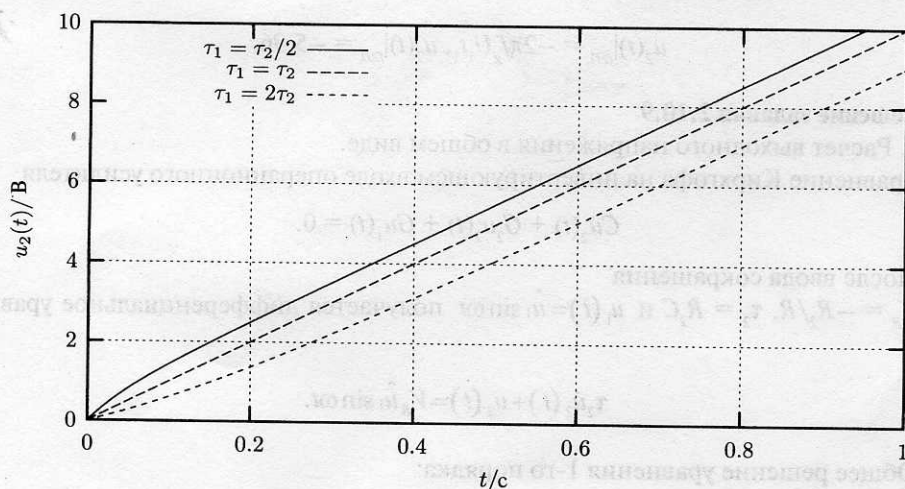


Рис. В.83. Переходная характеристика интегратора с параметром τ_1/τ_2

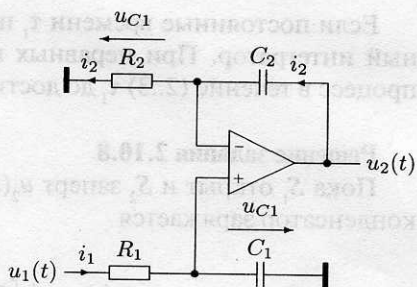


Рис. В.82. Схема с использованием вспомогательных величин

Если постоянные времена τ_1 и τ_2 равны, то схема представляет собой идеальный интегратор. При неравных постоянных времени имеет место переходный процесс в течение (2..3) τ_1 до достижения стационарного состояния.

Решение задания 2.10.8

Пока S_1 открыт и S_2 заперт $u_2(t) = 0$. При подаче постоянного напряжения U_1 конденсатор заряжается

$$u_2(t) = -\frac{1}{\tau} \int U_1 dt = -U_1 \frac{t}{\tau} + k, \text{ где } \tau = RC.$$

Так как $u_2(0) = 0$, то постоянная интегрирования $k = 0$.

Когда в момент времени t_1 ключ S_1 снова открывается, выходное напряжение равно

$$u_2(t_1) = -U_1 \frac{t_1}{\tau}.$$

Это напряжение сохраняется, пока конденсатор разряжается после закрытия S_2 . Постоянная времени определяется по амплитудной характеристике

$$|F| = \left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| -\frac{1}{j\omega RC} \right| = \frac{1}{\omega\tau}.$$

Характеристика при $\omega_g = \tau$ проходит через ось 0 децибел. По этому условию

$$\tau = \frac{1}{\omega_g} = \frac{1}{2\pi f_g}, \text{ где } f_g = 10^{2.5} \text{ Гц} = 316 \text{ Гц}.$$

Выходное напряжение равно

$$u_2(t)|_{t=t_1} = -2\pi f_g U_1 t_1, \quad u_2(t)|_{t=t_1} = -5,96.$$

Решение задания 2.10.9

1. Расчет выходного напряжения в общем виде.

Уравнение Кирхгофа на инвертирующем входе операционного усилителя

$$C\dot{u}_2(t) + G_2 u_2(t) + G u_1(t) = 0.$$

После ввода сокращения

$V_R = -R_2/R$, $\tau_2 = R_2 C$ и $u_1(t) = \hat{u}_1 \sin \omega t$ получается дифференциальное уравнение

$$\tau_2 \dot{u}_2(t) + u_2(t) = V_R \hat{u}_1 \sin \omega t.$$

Общее решение уравнения 1-го порядка:

$$u_{2H}(t) = k e^{-t/\tau_2}, \quad k - \text{постоянная интегрирования}.$$

Частное решение получается из анализа установившегося состояния. Так как управляющим сигналом является синусоидальная функция, при решении следует применить комплексный анализ величин переменного тока.

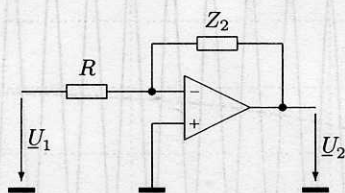


Рис. В.84. Установившееся состояние

Входное напряжение представлено комплексной величиной $\underline{U}_1 = \hat{u}_1$, выходное напряжение — комплексной величиной $\underline{U}_2$. Сопротивление Z_2 представляет собой параллельное включение сопротивления R_2 и C , т. е. $Y_2 = G_2 + j\omega C$.

$$\underline{U}_2 = -\frac{Z_2}{R} \underline{U}_1 = -\frac{\underline{U}_1}{R(G_2 + j\omega C)}.$$

Учитывая принятые ранее сокращения

$$\underline{U}_2 = \frac{V_R \hat{u}_1}{1 + j\omega\tau_2} = \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} e^{-j \arctg(\omega\tau_2)}.$$

В результате преобразования $\underline{U}_2$ во временную область получается требуемое частное решение

$$u_{2P}(t) = \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \sin((\omega t) - \arctg(\omega\tau_2)).$$

Окончательным решением является сумма общего и частного решений

$$u_2(t) = u_{2H}(t) + u_{2P}(t) = k e^{-t/\tau_2} + \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \sin((\omega t) - \arctg(\omega\tau_2)).$$

Постоянная интегрирования определяется из начального условия $u_2(0) = 0$

$$k = \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \sin(\arctg(\omega\tau_2)) = \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} = V_R \hat{u}_1 \frac{\omega\tau_2}{1 + (\omega\tau_2)^2}.$$

В итоге для выходного напряжения можно записать:

$$u_2(t) = \frac{V_R \hat{u}_1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} \left(\sin((\omega t) - \arctg(\omega\tau_2)) + \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}} e^{-t/\tau_2} \right).$$

2. Диаграммы.

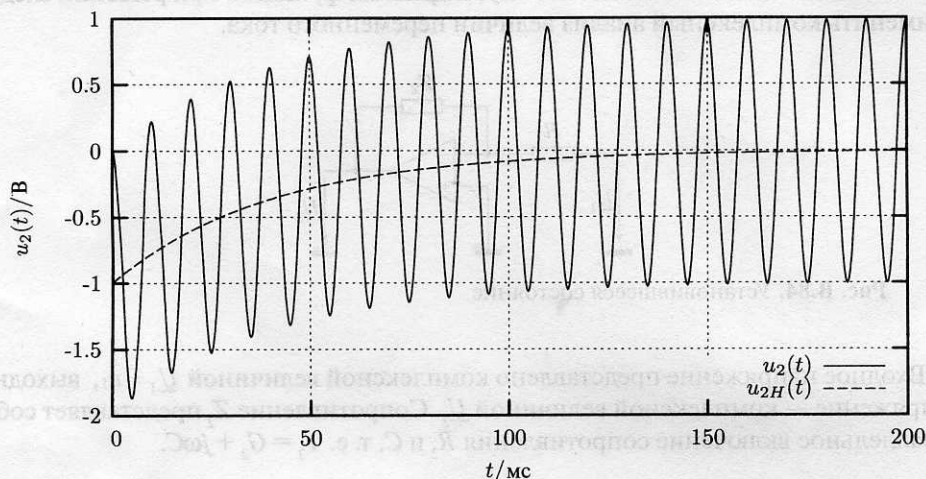


Рис. В.85. Выходное напряжение реального интегратора

Диаграмма построена по данным $V_R = -R_2 / R = -10$, $\hat{u}_1 = 2,5$ В, $\tau_2 = R_2 C = 40$ мс и $f = 100$ Гц.

3. Сравнение с идеальным интегратором.

Выходное напряжение идеального интегратора

$$u_2(t) = -\frac{1}{\tau} \int u_1(t) dt = -\frac{1}{\tau} \int \hat{u}_1 \sin \omega t dt = -\frac{\hat{u}_1}{\omega \tau} \cos \omega t + k.$$

Постоянная времени, определяемая из начального условия $u_2(0) = 0$, равна $k = -\hat{u}_1 / \omega \tau$.

Решение

$$u_2(t) = -\frac{\hat{u}_1}{\omega \tau} (1 - \cos(\omega t)).$$

В случае реального интегратора для очень больших R_2 принимают следующие допущения.

При $R_2 \rightarrow \infty$ и $\tau_2 \rightarrow \infty$, $e^{-t/\tau_2} \rightarrow 1$.

При $\omega \tau_2 \gg 1$

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}} \rightarrow \frac{1}{\omega \tau_2},$$

$$\frac{\omega \tau_2}{\sqrt{1 + (\omega \tau_2)^2}} \rightarrow 1,$$

$$\operatorname{arctg}(\omega\tau_2) \rightarrow \frac{\pi}{2}.$$

При этих приближениях

$$\lim_{R_2 \rightarrow \infty} u_2(t) = \frac{V_R \hat{u}_1}{\omega\tau_2} (-\cos(\omega t) + 1) = \frac{-(R_2/R) \hat{u}_1}{\omega R_2 C} (-\cos(\omega t) + 1),$$

$$\lim_{R_2 \rightarrow \infty} u_2(t) = \frac{\hat{u}_1}{\omega\tau} (1 - \cos(\omega t)), \text{ где } \tau = RC.$$

Утверждение доказано.

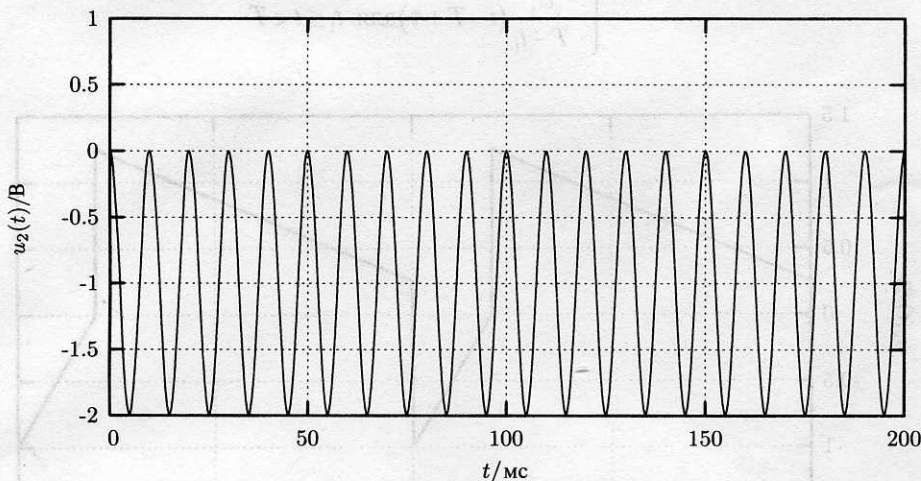


Рис. В.86. Выходное напряжение идеального интегратора

Решение задания 2.10.10

Входное напряжение в течение одного периода можно описать как

$$u_1(t) = \begin{cases} U_1 \frac{t}{t_1} & \text{для } 0 \leq t < t_1 \\ -\frac{U_1}{T-t_1} (t-T) & \text{для } t_1 \leq t < T \end{cases}$$

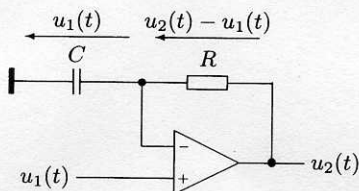


Рис. В.87. Схема с указанием направлений

Для инвертирующего входа операционного усилителя можно записать

$$G(u_2(t) - u_1(t)) - G\dot{u}_1(t) = 0.$$

Учитывая сокращение $\tau = RC$ общее решение для выходного напряжения

$$u_2(t) = u_1(t) + \tau \dot{u}_1(t).$$

Для данного случая входное напряжение равно

$$u_1(t) = \begin{cases} \frac{U_1}{t_1}(t + \tau) & \text{для } 0 \leq t < t_1 \\ -\frac{U_1}{T - t_1}(t - T + \tau) & \text{для } t_1 \leq t < T \end{cases}$$

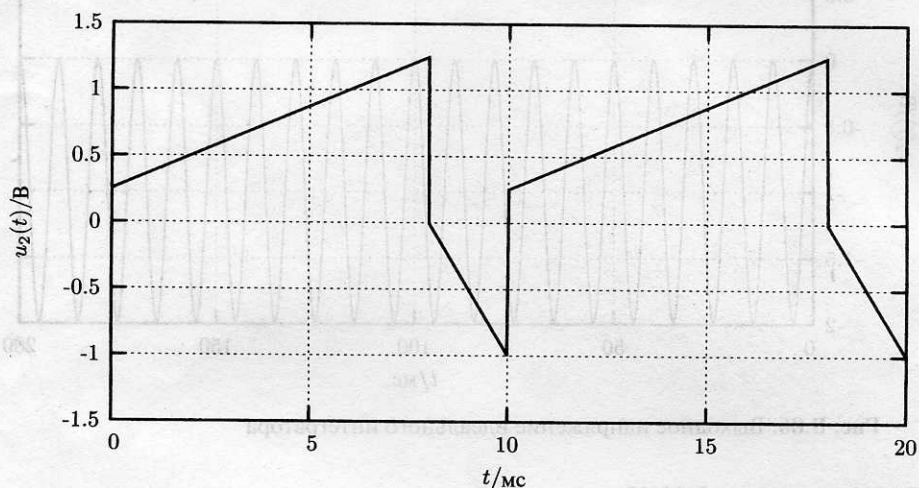


Рис. В.88. Выходное напряжение дифференциатора по схеме рис. В.87

ПРИЛОЖЕНИЕ С

ТЕОРЕМА МИЛЛЕРА

Теорема Миллера помогает упростить расчет некоторых линейных схем.

Теорема. Если в схеме между входом и выходом, объединенными общим потенциалом, есть комплексное сопротивление Z , то его можно заменить двумя сопротивлениями Z' и Z'' , причем Z' подключается параллельно входу, а Z'' — параллельно выходу. Сопротивления равны

$$Z' = \frac{Z}{1 - V_u} \quad \text{и} \quad Z'' = \frac{Z}{1 - \frac{1}{V_u}}, \quad (\text{C.1})$$

где $V_u = \frac{U_2}{U_1}$ — усиление *ненагруженной* схемы.

Доказательство:

Сопротивление Z раскладывается на два сопротивления Z' и Z'' таким образом, чтобы на Z' падало только напряжение U_1 , а на Z'' — только напряжение U_2 .

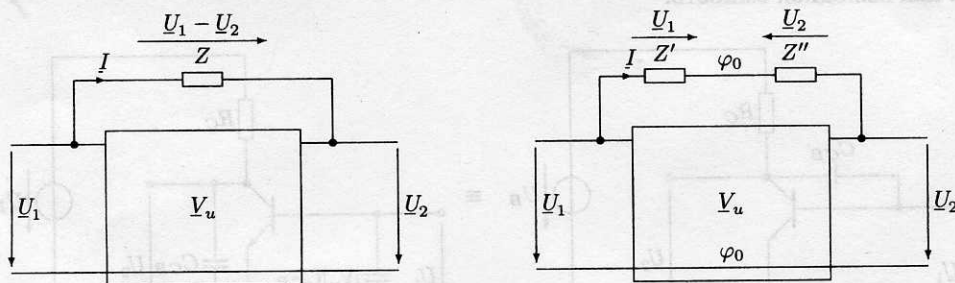


Рис. С.1. Преобразование схемы к доказательству теоремы Миллера

Так как ток I должен после преобразования остаться неизменным

$$I = \frac{U_1 - U_2}{Z},$$

то значения сопротивлений можно записать как

$$Z' = \frac{U_2}{I} = \frac{U_1 Z}{U_1 - U_2} = \frac{Z}{1 - V_u},$$

$$Z'' = \frac{U_2}{-I} = \frac{U_2 Z}{U_2 - U_1} = \frac{Z}{1 - \frac{1}{V_u}}.$$

Очевидно, что потенциал между сопротивлениями Z и Z'' равен потенциалу φ_0 . Поэтому оба потенциала можно объединить. Преобразуем схему, присоединив оба сопротивления к одной линии с общим потенциалом.

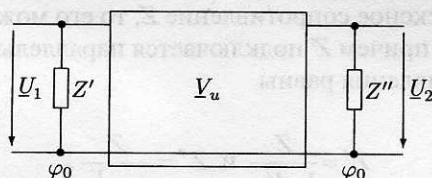


Рис. С.2. Окончательная схема к теореме Миллера

Требование, чтобы в уравнении С1 схема была ненагружена, накладывает ограничение на область применения теоремы, соблюдение этого требования следует проверять в каждом конкретном случае.

Эффект Миллера особенно часто применяется в активных схемах с большим коэффициентом усиления по напряжению, например, в схемах с ОЭ. В этом случае емкость база-коллектор C_{CB} , увеличенная в $(1 - V_u) \approx -V_u$ раз, действует как входная, так называемая емкость Миллера, и практически неизменная по величине как выходная емкость.

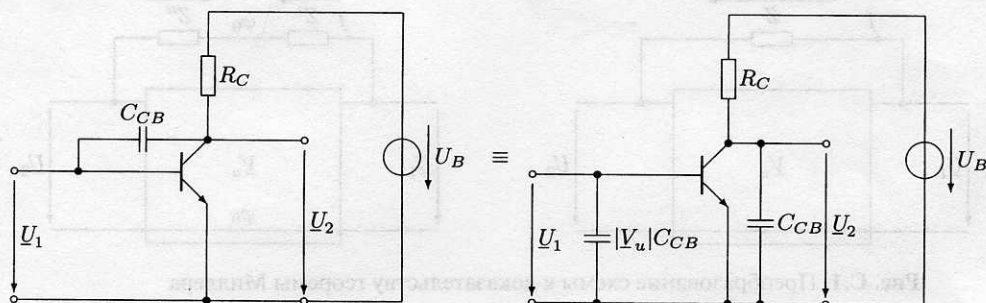


Рис. С.3. Применение теоремы Миллера на примере схемы с ОЭ

ПРИЛОЖЕНИЕ D

СПИСОК ЗАДАНИЙ И РЕШЕНИЙ, ПРИВЕДЕННЫХ НА CD

Таблица 1

Пример	Стр.	Название	Имя файла
B.1.1.1.	9	Графическое представление нелинейного сопротивления и проводимости в функции напряжения	B1_1_1.gnu
B.1.1.2.	10	Определение ВАХ нелинейного сопротивления и ее графическое представление	B1_1_2.gnu
B.1.1.3.	13	Аналитическое определение рабочей точки нелинейной схемы	
B.1.1.4.	14	Графическое определение рабочей точки нелинейной схемы	B1_1_4.gnu
B.1.1.5.	16	Итеративное определение рабочей точки нелинейной схемы	B1_1_5.gnu
B.1.1.6.	19	Определение коэффициента искажений нелинейной схемы	B1_1_6.gnu
B.1.1.7.	25	Анализ работы нелинейной схемы в режиме малого сигнала	
B.1.2.1.	29	Прямое сопротивление диода в полулогарифмическом масштабе	B1.2_1.gnu
B.1.2.2.	30	Определение величин I_s , m , R_g по ВАХ диода	B1.2_1.gnu
B.1.2.3.	34	Графическое определение рабочей точки цепи из сопротивления и диода	B1_2_3a.gnu B1_2_3b.gnu
B.1.2.4.	38	Рабочая точка диода по различным эквивалентным схемам замещения	
B.1.3.1.	50	Диаграмма и спектр тока емкостного диода при синусоидальном напряжении питания	B1_3_1a.gnu B1_3_1b.gnu Spectrum.dat
B.1.3.2.	52	Расчет добротности неидеального емкостного диода	
B.1.3.3.	56	Z-диод с естественным и принудительным охлаждением	
B.1.3.4.	58	Максимальная мощность потерь Z-диода в зависимости от температуры окружающей среды	
B.1.4.1.	67	Остаточные токи биполярного транзистора	B1.4_1.gnu
B.1.4.2.	81	Расчет входной характеристики биполярного транзистора по линейной схеме замещения	B1.4_2.gnu
B.1.4.3.	89	Построение рабочей точки биполярного транзистора в четырехквadrантной плоскости. Определение усиления по току в рабочей точке	B1_4_3a.gnu B1_4_3b.gnu B1_4_3c.gnu B1_4_3d.gnu

Продолжение табл. 1

Пример	Стр.	Название	Имя файла
B.1.4.4.	93	Расчет параметров транзисторного каскада по току в заданной рабочей точке	
B.1.4.5.	95	Расчет параметров транзисторного каскада по напряжению в заданной рабочей точке	
B.1.4.6.	97	Зависимость положения рабочей точки от температуры	
B.1.4.7.	103	Стабилизация рабочей точки при помощи обратной связи по току	
B.1.4.8.	108	Расчет коэффициента искажений схемы с ОЭ	
B.1.4.9.	118	Расчет h -параметров схемы с ОЭ	
B.1.5.1.	139	Определение рабочей точки униполярного транзистора в двухквadrантной плоскости	
B.1.5.2.	145	Расчет передаточной характеристики нелинейного делителя напряжения на полевом транзисторе	B1.5_2a.gnu B1_5_2b.gnu
B.2.2.1.	174	Выходное напряжение преобразователя в режиме прерывистых токов	B2.2_1.gnu
B.2.3.1	184	Стабилизирующий фактор стабилизатора по напряжению	B2.3_1.gnu
B.2.3.2	187	Расчет нагрузочной характеристики стабилизатора. Линеаризация в рабочей точке	B2.3_2.gnu
B.2.4.1.	195	Расчет усиления по напряжению транзисторного усилителя с применением параметров полной проводимости	
B.2.4.2.	198	Расчет усиления по напряжению усилителя с ОЭ с применением табличных параметров	
B.2.4.3.	204	Определение сопротивления нагрузки схемы с ОК	
B.2.6.1.	225	Расчет выходного сопротивления транзисторного усилителя	
B.2.6.2.	232	Граничные значения расчета ОС	
B.2.6.3.	235	Расчет передаточной характеристики схемы на полевом транзисторе. Линеаризация в рабочей точке. Линейная диаграмма выходного напряжения	B2.6_3a.gnu B2_6_3b.gnu
B.2.6.4.	238	Спектр и коэффициент искажений схемы на полевом транзисторе примера B.2.6.3	B2.6_4.gnu
B.2.6.5.	244	Графическое представление передаточной характеристики схемы на полевом транзисторе, охваченной обратной связью. Линеаризация в рабочей точке	B2.6_5a.gnu B2_6_5b.gnu
B.2.7.1.	254	Статическая передаточная характеристика НМОП-схемы	B2.7_1.gnu
B.2.7.2.	263	Точная и приближенная переходная характеристики НМОП-схемы	B2.7_2.gnu
B.2.7.3.	272	Точная и приближенная переходная характеристики КМОП-схемы	B2.7_3.gnu
B.2.7.4.	274	Динамические потери КМОП-схемы	
B.2.7.5.	278	Передаточное сопротивление цифровой схемы	B2.7_5.gnu
B.2.8.1.	287	Выходные напряжения схемы с ОЭ при наличии и отсутствии ОС	

Окончание табл. 1

Пример	Стр.	Название	Имя файла
B.2.9.1.	295	Моделирование коэффициента искажений АВ-усилителя. Токи эмиттера при малой и большой амплитуде сигнала управления	B2_9_1.gnu B2_9_1.cir B2_9_1.dat B2_9_1a.dat B2_9_1b.dat B2_9_1a.gnu
B.2.10.1.	300	Ошибки усиления операционного усилителя на холостом ходу	
B.2.10.2.	306	Параметры дифференциального усилителя	
B.2.10.3.	309	Выходное напряжение дифференциального усилителя при управлении пилообразным сигналом	B2_10_3.gnu
B.2.10.4.	311	Исследование неидеального дифференциального усилителя в режимах: — дифференциатора — квазилинейного усилителя — интегратора	B2_10_4a.gnu B2_10_4b.cir B2_10_4b.dat B2_10_4b.gnu B2_10_4c.cir B2_10_4c.dat B2_10_4c.gnu B2_10_4d.cir B2_10_4d.dat B2_10_4d.gnu B2_10_4e.cir B2_10_4e.dat B2_10_4e.gnu

Таблица 2

Задание	Постановка задачи	Решение	Исходный код SPICE
1.1.1		L1.1_1a.gnu L1.1_1b.gnu	
1.1.2			a1.1_2.cir
1.1.3			
1.1.4		L1.1_4a.gnu L1.1_4b.gnu	
1.1.5			a1.1_5.cir
-----	-----	-----	-----
1.2.1	A1.2_1a.gnu A1.2_1b.gnu		
1.2.2	A1.2_2.gnu	L1.2_2.gnu	a1.2_2.cir
1.2.3		L1.2_3.gnu	
1.2.4		L1.2_4.gnu	
1.2.5		L1.2_5.gnu	
1.2.6			
1.2.7		L1.2_7.gnu	
1.2.8		L1.2_8.gnu	
1.2.9			
-----	-----	-----	-----
1.3.1		L1.3_1.gnu	a1.3_1.cir a1.3_1.dat
1.3.2		L1.3_2.gnu	
1.3.3			
1.3.4		L1.3_4.gnu	

Продолжение табл. 2

Задание	Постановка задачи	Решение	Исходный код SPICE
-----	-----	-----	-----
1.4.1			
1.4.2		L1.4_2.gnu	
1.4.3		L1.4_3.gnu	a1.4_3.cir a1.4_3.dat
1.4.4			
начало	другой страницы		
1.4.5			
1.4.6			
1.4.7			
1.4.8		L1.4_8a.gnu L1.4_8b.gnu L1.4_8c.gnu L1.4_8d.gnu 4q.ps	
1.4.9			
1.4.10			
-----	-----	-----	-----
1.5.1	A1.5_1.gnu	L1.5_1.gnu	
1.5.2			
1.5.3			
1.5.4			a1.5_4.cir
1.5.5			
1.5.6			
1.5.7			
1.5.8			
1.5.9			
1.5.10		L1.5_10.gnu	
-----	-----	-----	-----
2.1.1			
2.1.2			a2.1_2.cir
2.1.3		L2.1_3.gnu	a2.1_3.cir a2.1_3.dat
2.1.4		L2.1_3.gnu	a2.1_4.cir a2.1_4.dat
2.1.5			
-----	-----	-----	-----
2.2.1		L2.2_1a.gnu L2.2_1b.gnu L2.2_1c.gnu	a2.2_1a.cir a2.2_1a.dat a2.2_1b.cir a2.2_1b.dat a2.2_1c.cir a2.2_1c.dat
2.2.2		L2.2_2a.gnu L2.2_2b.gnu L2.2_2c.gnu L2.2_2d.gnu	a2.2_2.cir a2.2_2.dat
-----	-----	-----	-----
2.3.1			
2.3.2		L2.3_2.gnu	
2.3.3			
2.3.4			
2.3.5		L2.3_5.gnu	a2.3_5.cir a2.3_5.dat
-----	-----	-----	-----

Окончание табл. 2

Задание	Постановка задачи	Решение	Исходный код SPICE
2.4.1			
начало	другой страницы		
2.4.2			
2.4.3			
2.4.4			
2.4.5		L2.4_5.gnu	a2.4_5.cir a2.4_5.dat
-----	-----	-----	-----
2.5.1			
2.5.2			
2.5.3			
2.5.4			
2.5.5		L2.5_5.gnu	a2.5_5.cir a2.5_5.dat
2.5.6			
-----	-----	-----	-----
2.6.1			
2.6.2			
2.6.3		L2.6_3.gnu	a2.6_3.cir a2.6_3.dat
2.6.4			
2.6.5			
2.6.6			
2.6.7			
2.6.8		L2.6_8.gnu	
2.6.9			a2.6_9a.cir a2.6_9b.cir
-----	-----	-----	-----
2.7.1		L2.7_1.gnu	
2.7.2			
2.7.3			
2.7.4		L2.7_4.gnu	
-----	-----	-----	-----
2.8.1			
2.8.2		L2.8_2.gnu	
2.8.3			
2.8.4			
-----	-----	-----	-----
2.9.1			
2.9.2			
-----	-----	-----	-----
2.10.1			
2.10.2			
2.10.3			
2.10.4			
2.10.5			
2.10.6			
2.10.7		L2.10_7.gnu	
2.10.8			
2.10.9		L2.10_9a.gnu L2.10_9b.gnu	
2.10.10		L2.10_10.gnu	

ЛИТЕРАТУРА

№ п/п	Наименование	Автор	Год издания
[1]	W. von Münch <i>Elektrische und magnetische Eigenschaften der Materie</i> B.G. Teubner Stuttgart, 1987	W. von Münch	1987
[2]	K. Lunze <i>Einführung in die Elektrotechnik</i> Hüthig Verlag Heidelberg, 1986	K. Lunze	1986
[3]	Möschwitzer/Lunze <i>Halbleiterelektronik</i> Hüthig Verlag Heidelberg, 1988	Möschwitzer/Lunze	1988
[4]	H. Hilpert <i>Halbleiterbauelemente</i> Teubner Studienskripten, B.G. Teubner Stuttgart, 1983	H. Hilpert	1983
[5]	Bystron/Borgmeyer <i>Grundlagen der Technischen Elektronik</i> Carl Hanser Verlag München, 1990	Bystron/Borgmeyer	1990
[6]	H. Wupper <i>Grundlagen elektronischer Schaltungen</i> Hüthig Verlag Heidelberg, 1986	H. Wupper	1986
[7]	Lindner/Brauer/Lehmann <i>Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik</i> Carl Hanser Verlag München, 1998	Lindner/Brauer/Lehmann	1998
[8]	H.-D. Kirschbaum <i>Transistorverstärker</i> Teil 1 Technische Grundlagen Teubner Studienskripten, B.G. Teubner Stuttgart, 1989	H.-D. Kirschbaum	1989
[9]	M. Seifert <i>Analoge Schaltungen</i> Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1990	M. Seifert	1990
[10]	Hering/Bressler/Gutekunst <i>Elektronik für Ingenieure</i> Springer Verlag Berlin, 1994	Hering/Bressler/Gutekunst	1994
[11]	E. Böhmer <i>Rechenübungen zur angewandten Elektronik</i> Viewegs Fachbücher der Technik, 1997	E. Böhmer	1997
[12]	Metz/Naundorf/Schlabbach <i>Kleine Formelsammlung Elektrotechnik</i> Carl Hanser Verlag München, 1998	Metz/Naundorf/Schlabbach	1998
[13]	<i>Teubner-Taschenbuch der Mathematik</i> B.G. Teubner Stuttgart, 1996		1996
[14]	W.I. Smirnow <i>Lehrgang der höheren Mathematik Teil I</i> H. Deutsch Verlag Frankfurt, 1990	W.I. Smirnow	1990
[15]	W. Luh <i>Mathematik für Naturwissenschaftler II</i> Analysis im Komplexen, Differentialgleichungen, Lineare Algebra, Mehrdimensionale Integration Aula-Verlag, Wiesbaden, 1988	W. Luh	1988
[16]	<i>SPICE3 Version F4 oder F5</i> Public Domain Programm, entwickelt von der University of California at Berkeley		
[17]	J.J. Ebers, J.L. Moll <i>Large Signal Behavior of Junction Transistors</i> Proc. IRE, Vol 42, 1954	J.J. Ebers, J.L. Moll	1954
[18]	J.M. Early <i>Effects of Space Charge Layer Widening in Junction Transistors</i> Proc. IRE, Vol 40, 1952	J.M. Early	1952
[19]	R. Feldkeller <i>Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik</i> S. Hirzel Verlag Stuttgart, 1962	R. Feldkeller	1962
[20]	H. Freitag <i>Einführung in die Zweitortheorie</i> Teubner Studienskripten, B.G. Teubner Stuttgart, 1984	H. Freitag	1984