

Ворсин Н.Н.



Основы радиоэлектроники

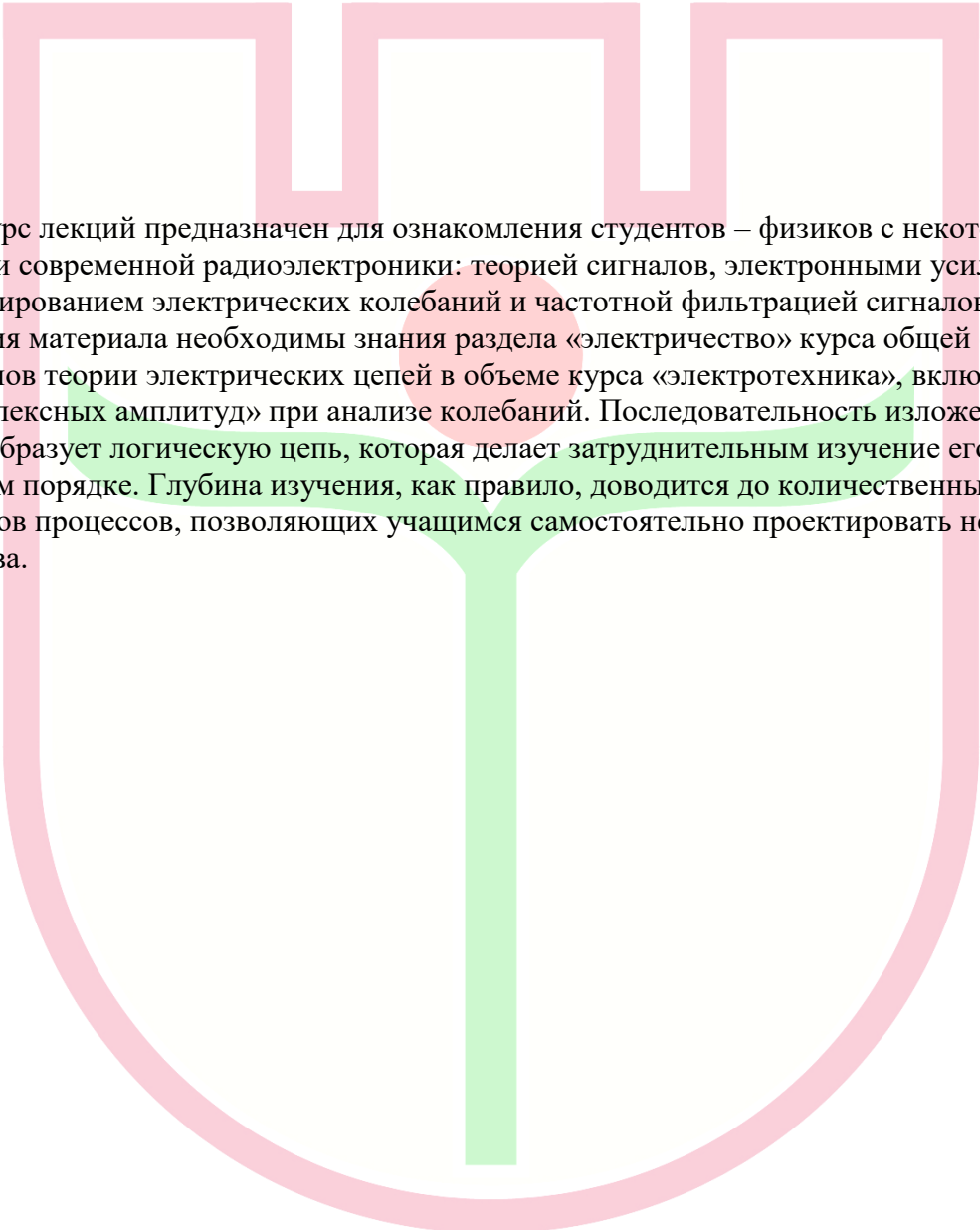
(Курс лекций для студентов физического факультета)

*Рекомендовано кафедрой методики преподавания физики и ОТД
в качестве учебного электронного учебного пособия
для студентов физического факультета БрГУ*

Брест
Учреждение образования Брестский государственный университет им.
А.С.Пушкина 2009 г.

УДК 621.396 1
ББК 32.841

Рецензент: д-р физико-математических наук, проф., декан физического факультета
БрГУ им. А.С.Пушкина Плетюхов В.А.



Курс лекций предназначен для ознакомления студентов – физиков с некоторыми аспектами современной радиоэлектроники: теорией сигналов, электронными усилителями, генерированием электрических колебаний и частотной фильтрацией сигналов. Для понимания материала необходимы знания раздела «электричество» курса общей физики, а также основ теории электрических цепей в объеме курса «электротехника», включая «метод комплексных амплитуд» при анализе колебаний. Последовательность изложения материала образует логическую цепь, которая делает затруднительным изучение его в произвольном порядке. Глубина изучения, как правило, доводится до количественных оценок параметров процессов, позволяющих учащимся самостоятельно проектировать несложные устройства.

Дополнительная литература:

1. Ворсин Н.Н., Ляшко М.Н. Основы радиоэлектроники.-Мн.: Выш. Школа. 1992
2. Бойко В.Н. и др. Схемотехника электронных системю Аналоговые и импульсные устройства. – СПб.:ВНУ. 2004
3. Першин В.Т. Основы радиоэлектроники. – Высшейшая школа. Мн 2006
4. Каплан Д., Уайт К. Практические основы аналоговых и цифровых схем. – М.:Техносфера. 2006
5. Бобровников Л. Электроника. Учебник для вузов. – СПб.: Питер. 2007
6. Дьюб Д.С. Электроника. Схемы и анализ. – М.:Техносфера. 2008

Оглавление

Лекция 1. Предмет радиоэлектроники введение в теорию сигналов.	4
Лекция 2. Представление сигналов в гармоническом базисе.	6
Лекция 3. Преобразования Фурье. Дискретизация сигналов.	10
Лекция 4. Полупроводниковые приборы	13
Лекция 5. Пробой р-п-перехода. Полупроводниковые приборы.	17
Лекция 6. Полевые и биполярные транзисторы.	20
Лекция 7.Электронные усилители	23
Лекция 8. Усилительный каскад в режиме класса А.....	28
Лекция 9. Усилители сигналов переменного напряжения.	31
Лекция 10. Характеристик каскадов с различными общими электродами.....	34
Лекция 11. Эмиттерные повторители.	37
Лекция 12. Усилители мощности.	40
Лекция 13. Высокочастотные и широкополосные усилители.....	42
Лекция 14. Усовершенствование ДУ. Операционные усилители.....	45
Лекция 15. Усилительные и другие устройства на основе ОУ.	47
Лекция 16. Обратная связь в усилителях.	51
Лекция 17. Влияние ООС на рабочие характеристики усилителя.....	54
Лекция 18. Генерирование электрических колебаний	57
Лекция 19. Резистивно-емкостные генераторы на основе ОУ	60
Лекция 20. Резонаторные автогенераторы электрических колебаний.	61
Лекция 21. Трехточечные автогенераторы	64
Лекция 22. Двух транзисторные автогенераторы.....	66
Лекция 23.Частотные фильтры электрических сигналов.	69
Лекция 24. Определение элементов полосовых фильтров.	72

Лекция 1. Предмет радиоэлектроники введение в теорию сигналов.

Радиоэлектроника – область науки и техники, решающая задачи передачи – приема, хранения и переработки информации посредством электронной техники. Название дисциплины свидетельствует о ее связи с радиотехникой – наукой о электросвязи и электроникой – наукой о движении электронов. Практическая электроника на современном этапе, в основном, использует процессы движения электронов в твердых телах: металлах и полупроводниках В курс «основы радиоэлектроники» будут включены только радиотехнические вопросы:

1. Элементы теории информации и сигналов;
2. Полупроводниковые приборы;
3. Электронные усилители;
4. Генерирование электрических колебаний;
5. Частотная фильтрация электрических сигналов.

Электромагнитные колебания, используемые в РЭ можно грубо классифицировать по частоте колебаний или длине волны. На рис. 1.1 представлена шкала длин электромагнитных волн, применяемых в практической РЭ.

В каждом из этих диапазонов имеются свои специфические средства генерирова-

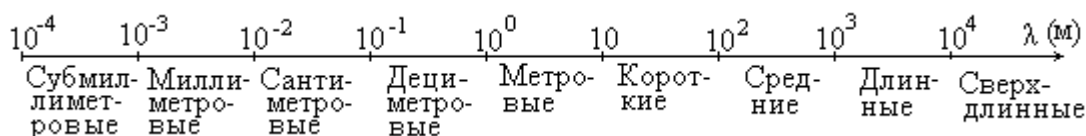


Рисунок 1.1 Диапазон электромагнитных волн, используемых в радиоэлектронике и обнаружения (детектирования) колебаний. Помимо длины волны для характеристики электромагнитного излучения применяются другие эквивалентные величины: частота колебаний $\nu=c/\lambda$; энергия фотона $E=h\nu$.

При различной частоте колебаний (ν) число фотонов, переносящих единицу энергии, различно. С уменьшением частоты колебаний энергия фотона ($h\nu$) становится очень малой, а их число, несущих обнаружимую энергию очень большим. При этом энергия волны может считаться непрерывной. Такая ситуация характерна для всех радиодиапазонов и инфракрасного излучения.

Заметим, что приведенные сведения предполагают синусоидальность (гармоничность) электромагнитных колебаний. Т.е. считается, что любая электрическая или магнитная величина изменяется во времени по синусоидальному закону

$$a=A_m \cos(2\pi\nu t + \varphi) \quad (1.1)$$

Хотя на практике идеально синусоидальных процессов не существует, многие из них можно считать практически синусоидальными, если в течение одного периода колебаний ($T=1/\nu$) изменения основных параметров колебания: амплитуды - A_m , частоты - ν , начальной фазы - φ пренебрежимо малы.

Элементы теории сигналов.

Сигнал – это материальный носитель информации. Радиотехника использует, главным образом, электрические сигналы – электромагнитное поле, направляемое проводниковыми устройствами, или распространяющиеся в свободном пространстве. Обычно электрический сигнал представляется в виде напряжения $u(t)$ между какими-либо клеммами или в виде тока $i(t)$, протекающего по проводу. Принципиальным является зависимость от времени сигнального напряжения или тока. Неизменные во времени напряжение (ток) не могут быть носителями информации, поскольку их величины неизменны, заранее известны, и никаких сведений доставить не могут. Т.О. под сигналом будем понимать изменяющуюся во времени величину $u(t)$.

Если $u(t)$ полностью известная функция времени, то сигнал называется детерминированным, в противном случае, сигнал называется случайным (стохастическим). Очевид-

но, детерминированный сигнал не несет никакой информации, поскольку величина сигнальной функции $u(t)$ заранее известна в любой момент времени. Носителем информации может быть только случайный сигнал. Его сигнальная функция $u(t)$ подвергается измерению на некотором интервале времени, в результате чего извлекается переносимая сигналом информация. Однако для измерений над сигнальной функцией $u(t)$ некоторые ее характеристики должны быть известны заранее. В противном случае сигналы и помехи будут неразличимы. Таким образом, сигнал, несущий информацию, всегда частично детерминирован, частично – случаен. Используемые на практике сигналы характеризуются конечным числом параметров, из которых большая часть заранее известны, т.е. детерминированы, и лишь некоторые, один – два, случайны. Величины этих случайных параметров определяют переносимую информацию, в связи с чем, данные параметры называют информационными.

Очень простым и наглядным способом представления сигнала $u(t)$ является построение графика функции $u(t)$. Люди привыкли к такому представлению и создали всевозможные графопостроители: осциллографы, сейсмографы, кардиографы и пр. Имея достаточный навык, человек может извлекать информацию из сигнального графика (так поступают кардиологи, сейсмологи и др. специалисты). Однако такой способ не универсален и, зачастую, не пригоден. Теория сигналов использует иные методы представления и анализа сигнальных функций $u(t)$.

Эталонные сигналы. Пространство сигналов.

Измерение какой-либо физической величины x состоит в сравнении ее с однородной величиной $x_{эм}$, служащей эталоном. Результат измерений – это число a , показывающее сколько эталонов укладывается в измеряемой величине, т.е.: $x = a x_{эм}$, где a – результат измерений. Если измеряемая величина многомерна, то результат измерений \underline{a} также многомерен и соответствует равенству:

$$\vec{x} = a_1 \vec{x}_{э1} + a_2 \vec{x}_{э2} + \dots + a_n \vec{x}_{эн} \quad (1.2)$$

Аналогичным образом поступают при измерении сигналов. Определяется множество эталонных сигналов $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots$ и измеряемый сигнал, если это возможно, представляется в виде линейной комбинации эталонных:

$$u(t) = a_1 s_1(t) + a_2 s_2(t) + a_3 s_3(t) \dots \quad (1.3)$$

Коэффициенты этого разложения $a_1, a_2, a_3 \dots$ являются результатом измерения сигнала $u(t)$. Важно заметить, что частично случайный сигнал $u(t)$ выражается через детерминированные эталонные сигналы $s_k(t)$. Это означает, что коэффициенты разложения будут случайными величинами. Само разложение (1.3) может быть справедливым не на всей оси времени от $-\infty$ до $+\infty$, а только на интервале времени наблюдения за сигналом. Действительно, сигналов, существующих вечно, не бывает. Сигнальная величина $u(t)$ определяется для конечного интервала времени T , за пределами которого величина $u(t)$ безразлична и, обычно, полагается равной нулю (Рис. 1.2). Функция, значения которой равны нулю везде, за исключением конечного интервала аргумента, называется финитной. Следовательно, реальные сигналы всегда финитны, чего нельзя сказать об эталонных сигналах, которые могут не быть финитными. При этом разложение реального сигнала (1.3) будет правильным только на интервале наблюдения T и совершенно неверным за пределами этого интервала. Эта неправильность разложения за пределами интервала наблюдения, однако, несущественна, поскольку поведение сигнала там нас не интересует.

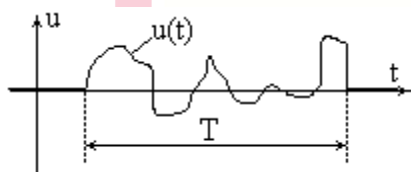


Рисунок 1.2 За пределами интервала наблюдения T сигнальная функция безразлична и полагается равной нулю

Аналогия разложения сигнала $u(t)$ на сумму эталонных сигналов (1.3) и разложение вектора на координатные составляющие (1.2) оказывается очень плодотворной. В частности, определяется «пространство сигналов», в котором роль координатных орт выполняют эталонные сигналы $s_k(t)$. Аналогично скалярному произведению векторов, вводится поня-

тие скалярного произведения сигналов на интервале наблюдения T . Вспомним, что скалярное произведение двух векторов выражается через сумму произведений одноименных координат. Аналогично, скалярное произведение двух сигналов определяется как (сумма) интеграл от произведения сигнальных функций в одинаковые моменты времени:

$$(u_1(t), u_2(t)) = \int u_1(t)u_2(t)dt \quad (1.4)$$

Сигналы называются ортогональными на интервале наблюдения, если их скалярное произведение на этом интервале равно нулю.

Пример: сигналы $s_1 = U_{m1}\cos(\omega t)$ и $s_2 = U_{m2}\sin(\omega t)$ ортогональны на интервале их периода $T = 2\pi/\omega$. Действительно,

$$\int_T s_1 s_2 dt = \int_T U_{m1} U_{m2} \cos(\omega t) \sin(\omega t) dt = \frac{U_{m1} U_{m2}}{\omega} \int_{2\pi} \sin(2x) dx = 0$$

Аналогично можно показать, что синусоидальные сигналы $s_1 = U_{m1}\cos(k_1\omega t + f_1)$ и $s_2 = U_{m2}\cos(k_2\omega t + f_2)$ при целых, но неравных друг другу k_1 и k_2 также ортогональны на интервале $T = 2\pi/\omega$.

Очень удобно в качестве системы эталонных сигналов – базиса сигнального пространства взять систему взаимно ортогональных сигналов $s_k(t)$, т.е. удовлетворяющих на интервале наблюдения условию:

$$(u_k(t), u_m(t)) = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq m \\ \nu_k & \text{при } k = m \end{cases} \quad (1.5)$$

Если наблюдаемый сигнал $u(t)$ в выбранном ортогональном базисе $s_k(t)$ представляется в интервале T в виде суммы эталонных сигналов:

$$u(t) \approx a_0 s_0(t) + a_1 s_1(t) + a_2 s_2(t) \dots,$$

то коэффициенты разложения a_0, a_1, a_2, \dots выбираются из условия минимизации квадратичной погрешности разложения, равной

$$\delta = \int_T [u(t) - \sum_k a_k s_k(t)]^2 dt \quad (1.6)$$

Для определения коэффициентов разложения, минимизирующих δ , необходимо приравнять нулю все частные производные от (1.6) по a_k , после чего получим

$$a_k = \frac{\int_T u(t) s_k(t) dt}{\int_T s_k^2(t) dt} \quad (1.7)$$

Коэффициенты разложения, полученные по формуле (1.7), называются коэффициентами Фурье. Они обеспечивают наименьшую из возможных величину квадратичной погрешности представления сигнала линейной комбинацией эталонных сигналов. После подстановки (1.7) в (1.6) величина квадратичной погрешности выразится следующей формулой:

$$\delta = \int_T u^2(t) dt - \sum_k a_k^2 \int_T s_k^2(t) dt \quad (1.8)$$

Из (1.8) видно, что с увеличением числа слагаемых в разложении величина квадратичной погрешности его может только уменьшаться. Если при стремлении к бесконечности числа слагаемых, величина квадратичной погрешности стремится к нулю, то базис эталонных сигналов $s_k(t)$ называется полным. Используемые на практике сигнальные базисы всегда полные.

Лекция 2. Представление сигналов в гармоническом базисе.

Пример: Разложить сигнал в виде прямоугольного разнополярного импульса на интервале $0-2\pi$ в сигнальном базисе $s_k(t) = \sin(kt)$. График сигнала показан на рисунке 2.1. Определим коэффициенты разложения $u(t) = a_0 s_0(t) + a_1 s_1(t) + a_2 s_2(t) + \dots$. Воспользовавшись формулой (1.7), получим $a_k = 0$ – для четных k , $a_k = 4/k\pi$ – для нечетных k . В результате искомое разложение будет иметь следующий вид $u(t) = 4/\pi [\sin(t) + 1/3\sin(3t) + 1/5\sin(5t) + \dots]$.

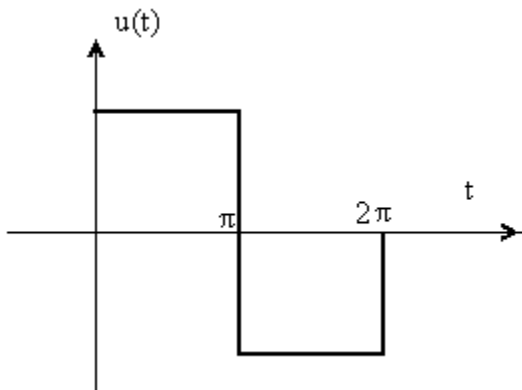


Рисунок 2.1

Представление сигнала найденным рядом справедливо только в интервале времени от 0 до 2π . За пределами этого интервала значения разложения периодически повторяются, в то время как реальный сигнал может вести себя иначе.

Представление сигнала $u(t)$ в виде ряда (1.3) по бесконечной системе ортогональных эталонных сигналов называется разложением в обобщенный ряд Фурье. Коэффициенты разложения, вычисляемые по формуле (1.7), называются обобщенными

коэффициентами Фурье. Совокупность этих коэффици-

ентов для сигнала $u(t)$ называется спектром данного сигнала.

Сигнал полностью определяется его спектром. Можно вместо самого сигнала передавать по линии связи значение его спектральных коэффициентов, и по ним на приемной стороне воспроизвести сам сигнал. Иногда такой способ передачи оказывается более выгодным.

Теоретически любой финитный сигнал имеет бесконечный спектр, т.е. бесконечное число не равных нулю коэффициентов Фурье. Однако на практике лишь конечное число этих коэффициентов имеют существенную величину. Остальные полагаются равными нулю, что создает некую погрешность замещения сигнала конечной суммой эталонных сигналов, но величина этой погрешности находится в допустимых пределах.

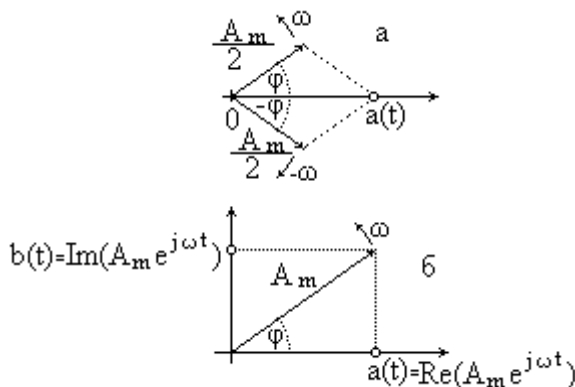


Рисунок 2.2. Представление гармонического колебания суммой двух вращательных (а) и проекцией одного вращательного движения (б)

Представление сигналов в гармоническом базисе.

Гармоническими называют колебания, в которых колеблющаяся величина изменяется во времени по закону синуса или косинуса:

$$a(t) = A_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.1)$$

Эту зависимость можно записать в экспоненциальной форме:

$$a(t) = (A_m/2)(e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)}) \quad (2.2)$$

либо

$$a(t) = \text{Re}[A_m e^{j(\omega t + \varphi)}] \quad (2.3)$$

При механической интерпретации выражение (2.2) означает замену колебательного движения вдоль прямой суммой двух вращательных движений с угловыми скоростями $+\omega$ и $-\omega$, а выражение (2.3) – в виде проекции на ось одного вращательного движения с положительной угловой скоростью (Рис. 2.2).

При решении многих задач удобно вместо гармонического колебания $a(t) = A_m \cos(\omega t + \varphi)$ рассматривать комплексный сигнал $A_m e^{j(\omega t + \varphi)}$ или его комплексную амплитуду $A_m e^{j\varphi}$.

Система комплексных экспоненциальных функций $\exp(jk\omega_1 t)$, где k -целое, выражающих гармонические колебания, образует полную ортогональную систему на интервале $T = 2\pi / \omega_1$. Поэтому любой сигнал $u(t)$ на интервале T может быть представлен в следующем виде:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \exp(jk\omega_1 t) \quad (2.4)$$

Коэффициенты разложения

$$a_k = \frac{\int_T u(t) \exp(-jk\omega_1 t) dt}{\int_T \exp(ik\omega_1 t) \exp(-jk\omega_1 t) dt} = \frac{\int_T u(t) \exp(jk\omega_1 t) dt}{T} \quad (2.5)$$

будут комплексными и представляют комплексные амплитуды гармонических составляющих сигнала $u(t)$. Комплексность коэффициентов будем обозначать точками над ними. Однако в целом ряд (2.4) принимает только действительные значения. Это обусловлено тем, что члены ряда образуют пары комплексно сопряженных слагаемых, которые в сумме дают действительные значения. В виду того, что $\dot{a}_{-k} = a_k^*$ сумма слагаемых с противоположными индексами будет действительной:

$$a_k \exp(jk\omega_1 t) + a_{-k} \exp(-jk\omega_1 t) = 2 \operatorname{Re}(a_k) \cos(k\omega_1 t) + 2 \operatorname{Im}(a_k) \sin(k\omega_1 t) = 2 |a_k| \cos(k\omega_1 t + \varphi_k)$$

Таким образом, комплексный ряд (2.4) можно заменить действительным рядом

$$u(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} 2 |a_k| \cos(k\omega_1 t + \varphi_k) \quad (2.6)$$

Данный ряд представляет произвольный сигнал $u(t)$ в виде суммы гармонических колебаний с кратными частотами, называемых гармониками. Амплитуда каждой из гармоник, за исключением нулевой, равна $2|a_k|$. Частота первой гармоники ω_1 определяется интервалом времени наблюдения за сигналом: $\omega_1 = 2\pi/T$. Остальные гармоники имеют кратные частоты и, в зависимости от номера $-k$, называются второй, третьей и т.д. гармониками.

Вычисление комплексных коэффициентов a_k существенно упрощается в двух частных случаях функциональной зависимости $u(t)$. В том случае, если функция $u(t)$ – четная, т.е. если $u(t) = u(-t)$ мнимая часть комплексных коэффициентов обращается в ноль. При

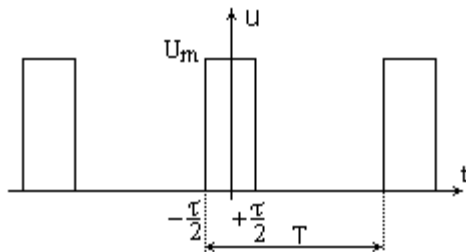


Рисунок 2.3. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

этом начальная фаза всех гармоник будет равна нулю ($\varphi_k = 0$)

Если же сигнальная функция $u(t)$ – нечетная, т.е. $u(t) = -u(-t)$, то действительная часть комплексных коэффициентов обращается в ноль. В этом случае все гармоники имеют начальную фазу, равную $\pi/2$, и ряд (2.6) будет содержать только синусные слагаемые.

Следует заметить, что ряд (2.4) или (2.6) правильно представляют сигнал $u(t)$ только на интервале наблюдения T , на котором происходит вычисление коэффициентов ряда. За пределами этого

интервала значения ряда и сигнала будут совпадать только в одном единственном случае: если сигнальная функция $u(t)$ периодична с периодом, равным T .

Пример. Определим спектр, (т.е. набор коэффициентов разложения) периодического сигнала в виде прямоугольных импульсов (рис. 2.3) при разложении его в ряд (2.4) по эталонным сигналам типа комплексных экспонент. Длительность импульсов обозначим через τ , а период следования их – через T . Начало отсчета времени удобно взять таким образом, чтобы сигнальная функция была четной, что обеспечит действительность коэффициентов разложения. Основная частота будет равна $\omega_1 = 2\pi/T$. Согласно (2.5), для коэффициентов разложения получим следующую формулу

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{2U_m}{k\omega_1 T} \sin\left(\frac{k\omega_1 \tau}{2}\right),$$

которую можно переписать в другом виде:

$$a_k = \frac{U_m \tau}{T} \left[\frac{\sin(k\omega_1 \tau / 2)}{k\omega_1 \tau / 2} \right].$$

Выражение, заключенное в квадратные скобки, представляет собой функцию $\text{sinc}(x)/x$, которая обозначается (синкус). Эта функция часто используется в теории сигналов. Она осциллирует с периодом 2π , затухая с ростом x (рис. 2.4). С учетом такого обозначения, коэффициенты разложения выразятся компактной формулой:

$$a_k = \frac{U_m \tau}{T} \text{sinc}\left(\frac{k\pi\tau}{T}\right) = \frac{U_m}{s} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{s}\right),$$

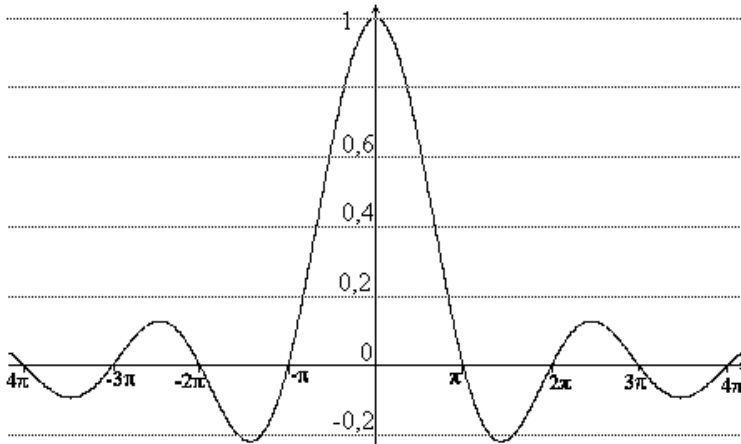


Рисунок 2.4. График функции $\text{sinc}(x)$

где $s=T/\tau$ – отношение периода к длительности, называемое скважностью следования импульсов. Комплексный ряд Фурье для исследуемого сигнала выразится подстановкой a_k в (2.4):

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{U_m}{s} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{s}\right) e^{jk\omega_1 t}$$

Заметим, что в данном случае амплитуда нулевой гармоники $a_0=U_m/s$ не равна нулю. Она называется постоянной составляющей сигнала.

Ранее уже отмечалось, что

спектром сигнала называется совокупность коэффициентов разложения этого сигнала в каком-либо базисе. При использовании гармонического базиса весьма широко применяется графическое изображение спектра, называемое спектрограммой. Существуют специальные приборы – анализаторы спектра, изображающие спектрограмму исследуемого сигнала на экране ЭЛТ или другом дисплее.

При построении спектрограмм по оси абсцисс откладываются частоты гармонических составляющих сигнала и в этих точках строятся вертикальные отрезки, длина которых пропорциональна амплитудам этих составляющих $|a_k|$. На рисунке 2.5 показана спектрограмма сигнала, рассмотренного в последнем примере, при скважности следования

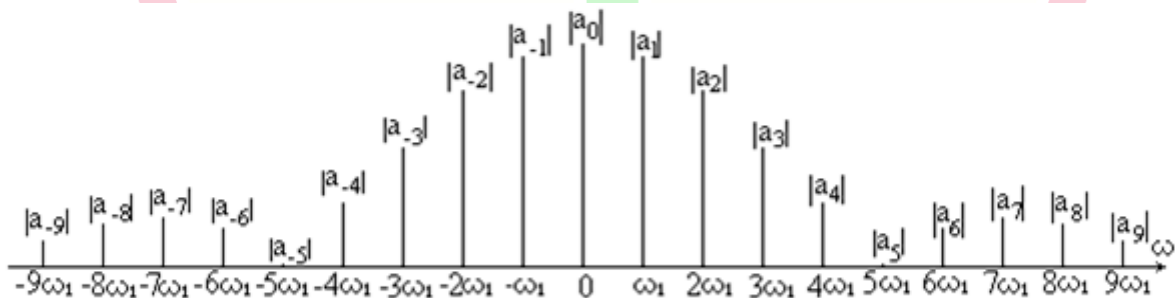


Рисунок 2.5. Спектрограмма периодической последовательности прямоугольных импульсов

импульсов, равной 5.

Спектрограмма, показанная на рисунке 2.4, называется двусторонней, поскольку представляет амплитуды гармоник, как с положительными, так и с отрицательными частотами. Такие спектрограммы всегда симметричны по отношению к нулевой частоте. Наличие в спектре гармоник с отрицательными частотами – следствие принятого способа представления гармонических колебаний в виде суммы комплексных экспонент с противоположными аргументами. В действительности каждая пара гармоник с частотами $-k\omega$ и $+k\omega$ в сумме дает гармоническое колебание – реальную гармонику с частотой $+k\omega$. Поэтому обычно изображается только положительная часть спектрограммы, называемая од-

носторонней. Спектрограммы сигналов на конечном времени наблюдения или спектрограммы периодических сигналов состоят из множества отдельных вертикальных отрезков – линий и называются линейчатými. При увеличении времени наблюдения за непериодическим сигналом или увеличении периода периодического сигнала частота первой гармоники $\omega_1=2\pi/T$ уменьшается и густота линий спектрограммы возрастает. Предельный переход к бесконечному времени наблюдения или бесконечно-большому периоду дает новый инструмент теории сигналов, называемый преобразованиями Фурье.

Лекция 3. Преобразования Фурье. Дискретизация сигналов.

В случае непериодичности сигнала и бесконечном времени наблюдения за ним его разложение на гармонические составляющие из суммы дискретных компонент превращается в интеграл, называемый интегралом Фурье. Формула интеграла Фурье легко получается из ряда Фурье (2.4) путем предельного перехода, если время наблюдения T устремить в бесконечность.

$$u(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \exp(j\omega_1 t) \right] = \lim_{T \rightarrow \infty} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\omega_1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u(x) \exp(-jk\omega_1 x) dx \right] \exp(jk\omega_1 t) \right\} \quad (3.1)$$

Если $T \rightarrow \infty$, то $\omega_1=2\pi/T \rightarrow 0$. В связи с этим примем ω_1 в качестве дифференциала частоты и обозначим $\omega_1=d\omega$. Частоты гармоник $k\omega_1$ обозначим ω – текущая частота гармонической составляющей. После этого сумма в (3.1) превратится в интеграл, и мы будем иметь:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j\omega t) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} u(x) \exp(-j\omega x) dx \right] \frac{d\omega}{2\pi} \quad (3.2)$$

Внутренний интеграл в (3.2), выделенный квадратными скобками,:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (3.3)$$

называется прямым преобразованием Фурье. Он выражает комплексную функцию частоты $G(\omega)$, которая называется комплексной спектральной плотностью сигнала $u(t)$.

Внешний интеграл (2.2):

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (3.4)$$

выражает обратное преобразование Фурье. Он воспроизводит сигнал $u(t)$ по его спектральной плотности $G(\omega)$.

Так как преобразование Фурье получается путем предельного перехода из ряда Фурье, основные свойства ряда сохраняются. В частности, действительная часть комплексной спектральной плотности $\text{Re}(G(\omega))$ является четной функцией частоты, а мнимая часть $\text{Im}(G(\omega))$ – нечетной. Модуль спектральной плотности $|G(\omega)|$ - представляет плотность амплитуды гармонических составляющих на частоте ω , а величина $\arg(G(\omega))$ - начальную фазу этих составляющих. Если сигнал $u(t)$ является четной функцией времени, то $G(\omega)$ – действительная. Если же $u(t)$ выражается нечетной функцией, $G(\omega)$ – мнимая. График модуля функции спектральной плотности $|G(\omega)|$ является спектрограммой сигнала $u(t)$.

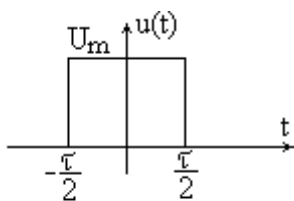


Рис. 3.1

Пример. Определить функцию спектральной плотности одиночного прямоугольного импульса длительность τ и амплитудой U_m . Выберем начало отсчета времени таким образом, чтобы сигнальная функция $u(t)$ была четной (Рис.3.1). Это обеспечит действительность искомой функции спектральной плотности. Согласно (3.3)

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt = U_m \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp(-j\omega t) dt =$$

$$= U_m \frac{\exp(-j\omega\tau/2) - \exp(j\omega\tau/2)}{-j\omega} = U_m \frac{2 \sin(\omega\tau/2)}{\omega} = U_m \tau \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

Спектрограмма одиночного импульса совпадает с графиком функции $\operatorname{sinc}(x)$, показанном на рис. 2.4. Одиночный импульс представляет собой финитный сигнал (существующий на конечном интервале времени). Его спектр, согласно полученной формуле, простирается в бесконечных пределах: функция спектральной плотности не равна нулю на всей частотной оси от $\omega=-\infty$ до $\omega=+\infty$. Однако вследствие уменьшения $|\operatorname{sinc}|$ при возрастании аргумента можно положить, начиная с некоторых величин $|\omega|_{\max}$, $G(\omega) \approx 0$. Тем самым, допуская некоторую погрешность, мы полагаем спектр импульса также финитным. Пусть мы условились считать $\operatorname{sinc}(\omega\tau/2) = 0$, если его аргумент по модулю превышает 100. Это означает, что значимая ширина спектра одиночного импульса будет составлять величину $\Delta\omega = 100/\tau$. При этом произведение ширины импульса τ на условную ширину спектра будет равно 100 и не зависит от ширины импульса. Чем уже импульс на временной оси, тем шире его спектр на частотной оси и наоборот. Формула $\Delta\omega \tau = \text{const}$ называется соотношением неопределенности. Она выражает невозможность одновременной локализации сигнала на оси времени и его спектра на оси частот.

Дискретизация непрерывных сигналов. Теорема Котельникова.

Преобразования Фурье (3.3), (3.4) позволяют задать произвольный сигнал любым из двух способов: либо как функцию времени $u(t)$, либо как функцию частоты $G(\omega)$. Оба представления эквивалентны и взаимозаменяемы. При этом сигнал, финитный во временном представлении, имеет бесконечно протяженный частотный спектр. Наоборот: сигнал с финитной функцией спектральной плотности бесконечно протяжен во времени.

При представлении периодического сигнала, имеющего линейчатый спектр, в частотной области достаточно задать параметры счетного множества спектральных компонент, в то время как во временном представлении множество значений $u(t)$ будет непрерывным.

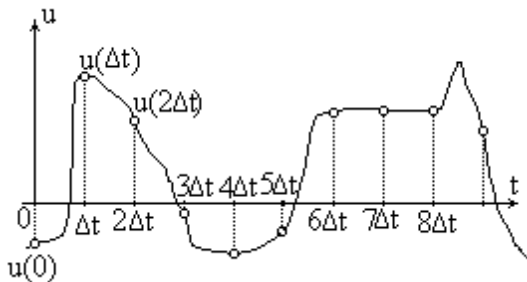


Рисунок 3.2. Дискретные отсчеты сигнала в моменты времени $k\Delta t$

В силу эквивалентности временного и частотного представлений можно ожидать, что некоторые сигналы будут однозначно определяться счетным множеством их значений во временной области. Другими словами, непрерывный во времени сигнал $u(t)$ будет однозначно определен счетным набором его значений в отдельные моменты времени. Если эти моменты равномерно распределены по оси времени с интервалом Δt , то сигнал $u(t)$ должен в любой момент определяться набором его значений $u(k \Delta t)$. На рис. 3.2 показан график временной зависимости сигнала $u(t)$, на котором выделены моменты $k \Delta t$ и значения сигнала в эти моменты, называемые его отсчетами.

Существование таких сигналов определяется теоремой Котельникова, известной также под названием «теорема отсчетов», которая доказывает, что таким свойством обладают все сигналы с финитным спектром. Теорема дает также способ осуществления точной интерполяции этих сигналов с помощью ряда Котельникова:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin[\omega_{\max}(t - k\Delta t)]}{\omega_{\max}(t - k\Delta t)} \quad (3.5)$$

в котором ω_{\max} — максимальная частота спектра сигнала $u(t)$. Спектральная плотность его $G(\omega) \neq 0$ только если $|\omega| < \omega_{\max}$. При известной максимальной частоте спектра

ω_{\max} величина отсчетных интервалов времени Δt должна удовлетворять условию $\Delta t = \pi / \omega_{\max}$.

Для доказательства теоремы отсчетов заметим, что ряд Котельникова (3.5) представляет собой разложение сигнала $u(t)$ в базисе эталонных сигналов $s_k(t) = \text{sinc}(\omega t - k\pi)$. Эти сигналы взаимно ортогональны на интервале времени от $-\infty$ до $+\infty$:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_k s_m dt = \begin{cases} 0 & \leftarrow k \neq m \\ \frac{\pi}{\omega} & \leftarrow k = m \end{cases}$$

Коэффициенты Фурье необходимые для разложения сигнала $u(t)$ в ряд по данным сигналам в соответствие с (1.7) будут равны:

$$a_k = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t) u(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} s_k^2(t) dt} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \frac{\sin(\omega t - k\pi)}{t - \frac{k\pi}{\omega}} dt$$

Для вычисления этого интеграла обозначим $t - k\pi/\omega = x$ и вспомним, что

$$\int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} \exp(j\omega x) d\omega = \frac{2 \sin(\omega_{\max} x)}{x}$$

Это позволит заменить величину $\sin[\omega(t - 2\pi/\omega)] / (t - k\pi/\omega)$ интегралом. После этого получим:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} \exp[j\omega(t - \frac{k\pi}{\omega})] d\omega dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} \exp(j \frac{k\pi\omega}{\omega_{\max}}) \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt d\omega = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{+\omega_{\max}} G(\omega) \exp(j \frac{k\pi\omega}{\omega_{\max}}) d\omega \end{aligned}$$

Если бы последнее интегрирование осуществлялось в бесконечных пределах, оно представляло бы обратное преобразование Фурье и дало бы значения сигнала $u(t)$ в моменты времени $k\pi/\omega_{\max} = k\Delta t$. Мы имеем право расширить пределы интегрирования до бесконечностей при условии, что $G(\omega) = 0$ за пределами интервала $\pm\omega_{\max}$. В этом случае получим $a_k = u(k\Delta t)$ и разложение сигнала $u(t)$ в ряд Котельникова (3.5).

Необходимо отметить, что ряд Котельникова правильно представляет только сигнал с финитным спектром, который не может быть финитным во времени. Поэтому суммирование членов ряда всегда должно осуществляться в бесконечных пределах.

Число степеней свободы сигнала. Предел Найквиста.

Рассмотрим сигнал $u(t)$ имеющий финитный спектр с максимальной частотой ω_{\max} . Пусть этот сигнал интересует нас только на интервале времени наблюдения T . За пределами этого интервала сигнальные отсчеты положим равными нулю: $u(k\Delta t) = 0$ (правда при этом спектр сигнала утратит финитность, но мы пренебрежем этим обстоятельством). Ряд Котельникова данного сигнала оборвется, начиная с некоторого значения k , так как слагаемые с большими индексами будут равны нулю. Количество отсчетов, определяющих сигнала на интервале времени наблюдения –

$$N = T/\Delta t = T/(\pi/\omega_{\max}), \quad (3.6)$$

называется числом степеней свободы данного сигнала. При определении N обычно используется не круговая частота ω , а циклическая $\nu = \omega/2\pi$. При этом формула (3.6) становится более наглядной:

$$N = 2\nu_{\max} T \quad (3.7)$$

Таким образом, сигнал с финитным спектром во временном представлении вместо бесконечного непрерывного множества его значений может быть задан конечным числом

отсчетов на интервале времени наблюдения. Важно заметить, что число степеней свободы (3.7) является универсальной характеристикой сигнала. В случае частотного представления сигнала он задается спектральными коэффициентами, количество которых - $N_{\text{ч}}$ равно отношению максимальной частоты спектра к частоте первой гармоники:

$N_{\text{ч}} = \omega_{\text{max}} / \omega_1$. Подставив сюда формулу для частоты первой гармоники: $\omega_1 = 2\pi/T$ и, удвоив $N_{\text{ч}}$, поскольку каждый спектральный коэффициент имеет независимые действительную и мнимую части, получим общее количество независимых коэффициентов, выражаемое той же формулой:

$$N = 2v_{\text{max}}T.$$

Если сигнал передается по линии связи, то вместо самого сигнала можно передавать его отсчеты или спектральные коэффициенты, количество которых, в любом случае, равно N .

Обычно максимальная частота спектра передаваемых сигналов определяется возможностью линии связи. При заданной линии связи, т.е. заданной v_{max} , количество независимых величин, которые можно передать по ней за время T не может превысить N , определяемого (3.7). В этом случае N называют пределом Найквиста, а величину $N/T = 2v_{\text{max}}$ – максимальной скоростью передачи отсчетов (временных или спектральных). Количество информации, содержащейся в каждом из них, определяется количеством различаемых приемником отсчетов – K . Это количество всегда ограничено помехами в линии связи.

Если принять в качестве единственной помехи тепловой шум с мощностью $P_{\text{ш}}$ и обозначить мощность сигнала через $P_{\text{с}}$, то количество различимых отсчетов, выразится простой формулой Шеннона

$$K = 1 + P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$$

Максимально возможное количество информации, которое можно передать по линии связи с такой помехой за время T будет равно

$$I_{\text{max}} = N \log_2(1 + P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}) = 2Tv_{\text{max}}(1 + P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})$$

Заметим, что скорость передачи информации в реальных каналах связи всегда значительно меньше предельного значения I_{max}/T , поскольку теоретически возможное приближение к пределу на практике сильно затруднено.

Лекция 4. Полупроводниковые приборы

Напомним, что полупроводники по величине электропроводности занимают промежуточное положение между металлами и диэлектриками. Наиболее употребительные полупроводниковые материалы при комнатной температуре обладают сравнительно малой электропроводностью, которая обусловлена двумя механизмами переноса заряда. Первый механизм состоит в движении по полупроводниковому образцу т.н. свободных электронов и называется электронной электропроводностью. Вторым механизмом является движение несвободных - валентных электронов, которые при наличии вакансий в валентной зоне могут перескакивать от атома к атому и тем самым двигаться по объему полупроводника. Данный механизм электропроводности называется дырочным. Это название обусловлено тем, что эстафетное движение валентных электронов от атома к атому представляется как встречное движение положительно заряженных частиц, называемых дырками.

В чистом полупроводнике число свободных электронов совпадает с числом энергетических вакансий в валентной зоне, т.е. с числом дырок. В виду малого их числа собственная электропроводность чистых полупроводников весьма мала. Однако специальными примесями, добавляемыми в полупроводник, можно либо увеличить концентрацию свободных электронов (в этом случае примесь называется донорной) и тем самым увеличить электронную проводимость, либо увеличить концентрацию вакансий в валентной зоне (такая примесь называется акцепторной) и, следовательно, увеличить дырочную проводимость полупроводника. Электропроводность, обеспечиваемая примесями, называется

примесной. Ничтожного количества примеси оказывается достаточно для того, чтобы примесная электропроводность полупроводника на несколько порядков превышала его собственную. Поэтому свободные электроны или дырки, обусловленные примесью, называются основными носителями заряда, а собственные свободные носители заряда полупроводника - неосновными.

Для концентрации свободных электронов - n и дырок - p в полупроводнике справедлива т.н. формула полупроводника:

$$pn = n_i^2 = p_i^2, \quad (4.1)$$

в которой n_i – собственная концентрация свободных электронов - в чистом полупроводнике, равная собственной концентрации дырок - p_i . (При комнатной температуре $n_i \approx 1.5 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$). Формула (4.1) показывает, что увеличивая за счет примеси концентрацию свободных носителей заряда одного знака, мы уменьшаем концентрацию противоположных носителей. Кроме того, добавляя в полупроводник с какой-либо преимущественной примесью электропроводностью противоположную примесь, можно подавить имеющейся тип электропроводности и создать противоположный тип. Этим приемом пользуются для получения в объеме полупроводникового образца граничащих друг с другом областей, с противоположным типом электропроводности – p-n-переход.

Рассмотрим некоторые свойства p-n-перехода, схематично показанного на рис.4.1а. Без существенной погрешности можно считать, что концентрация свободных электронов в области с n проводимостью совпадает с концентрацией там донорной примеси ($n = N_d$). Аналогично, концентрация дырок в p области будет равна концентрации акцепторной примеси в данной области ($p = N_a$). Кроме того, мы будем полагать концентрацию примесей в областях равномерной, а сам переход резким, как показано на графике концентраций. (рис.4.1б).

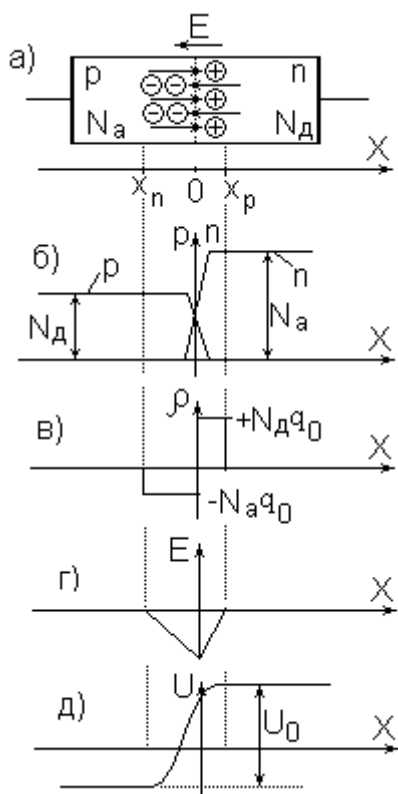


Рисунок 4.1.

Тепловое движение свободных электронов и дырок приведет к их преимущественному движению из областей большей концентрации в области, где их концентрации меньше (диффузия). В результате свободные электроны будут диффундировать в p область, а дырки в область с n проводимостью. (Мы должны представлять, что диффузия дырок – это противоположное движение валентных электронов). Такое направленное движение заряженных частиц представляет собой диффузионный ток. Если бы электроны и дырки не имели электрического заряда, их диффузия продолжалась бы до полного выравнивания концентраций. Однако перенося свой заряд, они заряжают область n положительно, а область p – отрицательно, создавая тем самым электрическое поле и разность потенциалов между областями. Электростатические силы, действующие со стороны этого поля на основные свободные носители заряда, направлены против диффузии последних и ослабляют диффузионный ток через переход. В результате наступает равновесие, при котором ослабленный полем диффузионный ток компенсируется встречным т.н. дрейфовым током, созданным этим же контактным электрическим полем, которое действует на неосновные носители – свободные электроны в p-области и дырки в n-области.

Хотя дрейфовый ток создается контактным напряжением, его величина очень слабо зависит от этого напряжения, а определяется интенсивностью появления неосновных носителей и временем их существования

$$I_{op} = q_0 \left(n_p \frac{L_p}{\tau_p} + p_n \frac{L_n}{\tau_n} \right) S \quad (4.2)$$

В данной формуле n_p и p_n – концентрации неосновных носителей – электронов в р-области и дырок в п-области; L_p , L_n – средние длины, которые проходят неосновные носители от момента появления до исчезновения (рекомбинации), τ_p , τ_n – времена жизни неосновных носителей, S – площадь перехода.

. Поскольку концентрации неосновных носителей n_p и p_n очень малы, малыми оказываются дрейфовый ток и ослабленный до его уровня диффузионный ток. В дальнейшем картина распределения зарядов в области перехода остается неизменной.

По обе стороны от центральной плоскости перехода будут существовать области объемного заряда, образованные продифундировавшими туда свободными электронами и дырками. Однако свободными эти носители заряда были только в своих областях. После того как они перешли в область с противоположной проводимостью они оказываются захваченными имеющимися там атомами противоположной примеси и утрачивают возможность движения. Таким образом, области объемного заряда будут иметь объемные плотности заряда, равные концентрациям примесных атомов, умноженным на элементарный заряд: $\rho_p = -N_a q_0$, $\rho_n = N_d q_0$. Границы совокупной области объемного заряда x_n , x_p весьма четкие (рис.4.1в), они считаются границами р-п перехода. Внутри перехода, т.е. в области объемного заряда концентрация свободных носителей очень мала, она равна их концентрации при данной температуре в чистом полупроводнике - n_i . Практически данная область является диэлектриком. Иногда ее называют обедненным или запорным слоем р-п перехода. Полный объемный заряд во всей области должен быть равен нулю:

$x_n N_a q_0 + x_p N_d q_0 = 0$, откуда получим $|x_n/x_p| = N_d/N_a$. Если $N_d = N_a$, переход называется симметричным. Для такого перехода $|x_n| = |x_p|$, т.е. область объемного заряда имеет одинаковую толщину в р и п областях. Однако симметричные переходы используются редко. В несимметричном переходе область объемного заряда оказывается сосредоточенной, главным образом в той области, где меньше концентрация легирующей примеси.

На рис.4.1г, д показаны также графики изменения напряженности внутреннего поля и потенциала в направлении оси X. Результирующая разность потенциалов – U_0 , называемая контактной, выражается следующей формулой:

$$U_0 = U_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right), \quad (4.3)$$

в которой $U_T = kT/q_0$ – параметр, называемый температурным потенциалом. Это потенциал, приходящийся на одну степень свободы частицы с элементарным зарядом при ее тепловом движении. При комнатной температуре $U_T \approx 26$ мВ. Для оценки величины контактной разности потенциалов положим $n_i = 1.5 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$, $N_a = 10^{21} \text{ м}^{-3}$, $N_d = 10^{20} \text{ м}^{-3}$, тогда $U_0 = 0.51$ В.

Общая толщина перехода - суммарная толщина областей объемного заряда равна

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_a}{q_0} \left(\frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right)} U_0 \quad (4.4)$$

Абсолютная диэлектрическая проницаемость кремния - $\varepsilon_a = 10^{-10}$ Ф/м. Если подставить в (4.4) концентрации примесей из предыдущего примера, то получим $w = 2.8 \cdot 10^{-6} \text{ м} = 2.8$ мкм. Это типичная собственная толщина перехода для умеренных концентраций примесей. С увеличением N_a и N_d толщина перехода уменьшается.

Переход можно рассматривать как конденсатор, у которого обкладками являются электропроводные р и п области, а диэлектриком слой объемного заряда, толщиной – w . Обозначив через S площадь перехода, вычислим емкость такого плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_a S}{W} = S \sqrt{\frac{\varepsilon_a q_0}{2U_0} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d}} \quad (4.5)$$

Ввиду малой толщины диэлектрического слоя и заметной диэлектрической проницаемости кремния величина емкости р-п перехода получается существенной даже у миниатюрных переходов. Например, переход с площадью $S=1 \text{ мм}^2$ обладает емкостью 40 – 50 пф.

Если к р-п переходу приложено внешнее напряжение U , то оно суммируется с контактным напряжением U_0 . Будем считать положительным внешнее напряжение $-U$, если оно приложено плюсом к р-области и минусом к п-области. Соответственно положительным будет считаться ток через переход, текущий от р-области к п-области. Часто данные полярность напряжения и направление тока называют прямыми, а противоположные – обратными. При этих условиях контактная разность потенциалов на переходе и дрейфовый ток через него отрицательны. Напротив, диффузионный ток положителен.

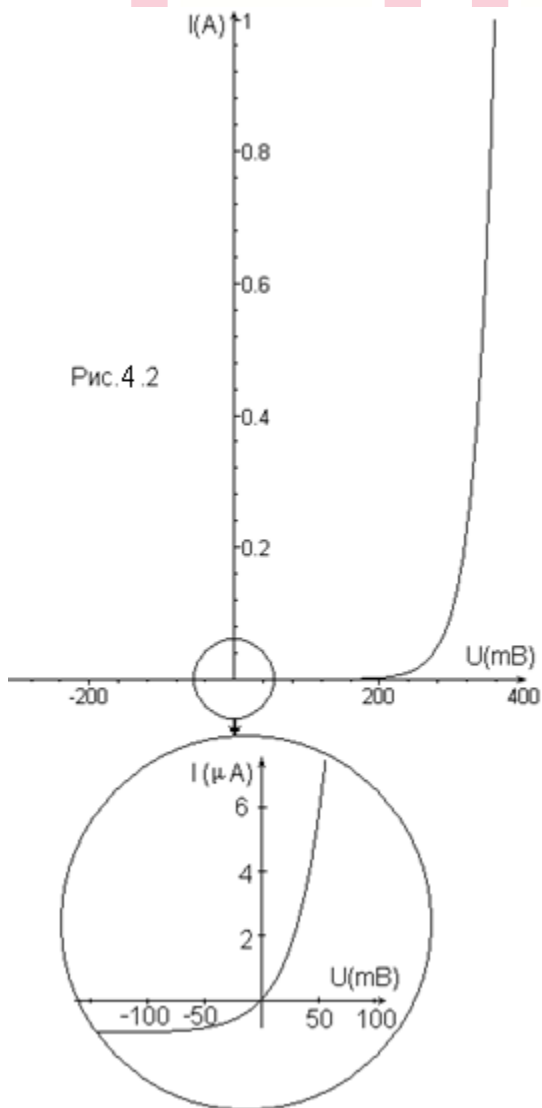


Рис. 4.2

Если к р-п-переходу приложено напряжение положительной полярности $-U$ (прямое напряжение), оно вычитается из контактного напряжения U_0 . Суммарное напряжение на переходе уменьшается и становится равным $-(U_0 - U)$. Потенциальный барьер, препятствующий диффузионному току, уменьшается, что вызывает увеличение диффузионного тока. Следует иметь в виду, что, несмотря на небольшую величину контактного напряжения $U_0 \approx 0.5 - 1 \text{ В.}$, изменить знак напряжения на переходе с помощью противоположного по знаку внешнего напряжения невозможно. Уменьшение разности $(U_0 - U)$ приводит к резкому росту диффузионного тока через переход, который задолго до нулевой величины этой разности становится столь большим, что расплавляет области перехода. Из этого следует, что величина дрейфового тока через переход, определяемая полярностью напряжения на переходе и формулой (4.2), не зависит от внешнего напряжения.

Результирующий ток перехода, равный разности диффузионного и дрейфового тока, выражается т.н. формулой Шокли:

$$I = I_{\text{диф}} - I_{\text{др}} = I_{\text{др}} \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad (4.6)$$

На рис.4.2 показан график данной зависимости в крупном масштабе и микроскопическом масштабе вблизи нулевых отметок шкал. Формула Шокли выражает вольтамперную ха-

рактеристику (ВАХ) перехода – зависимость тока от напряжения. Налицо односторонняя проводимость р-п перехода. Отрицательные напряжения на переходе вызывают очень малый дрейфовый ток, в то время как положительные напряжения – сильный диффузионный ток.

Если заменить в формулах (4.4, 4.5) контактное напряжение $-U_0$ на сумму контактного и внешнего $(U_0 - U)$, легко определится влияние внешнего напряжения на толщину перехода и его емкость.

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_a}{q_0} \left(\frac{N_a + N_D}{N_a N_D} \right) (U_0 - U)} \quad C = \frac{\varepsilon_a S}{W} = S \sqrt{\frac{\varepsilon_a q_0}{2(U_0 - U)} \frac{N_a N_D}{N_a + N_D}} \quad (4.7)$$

В случае отрицательного внешнего напряжения оно, суммируясь с контактным, может в широких пределах изменять толщину перехода и его емкость. Ниже мы увидим, что данные эффекты имеют практическое использование для управления электропроводностью и получения конденсаторов с регулируемой емкостью.

Лекция 5. Пробой p-n-перехода. Полупроводниковые приборы.

Пробой p-n-перехода – это явление резкого увеличения обратного тока перехода при увеличении обратного (отрицательного) напряжения на нем. Формула Шокли не отражает явления пробоя. Она справедлива только при небольших величинах обратного напряжения. График реальной ВАХ p-n-перехода показан на рис.5.1. Если обратное напряжение приближается к величине пробивного напряжения ($U_{пр}$) обратный ток диода, который при небольших напряжениях, практически, незаметен, начинает резко возрастать. Причиной этого являются два механизма, получившие названия *туннельный пробой* и *лавинный пробой*.

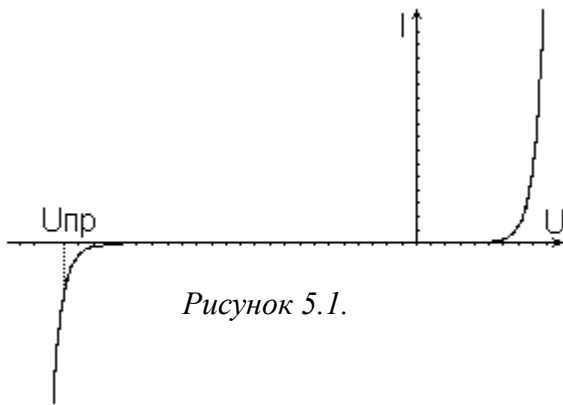


Рисунок 5.1.

Туннельный пробой характерен для тонких переходов, у которых вследствие больших концентраций донорной и акцепторной примесей толщина перехода – w мала. Поскольку суммарное напряжение ($U_0 - U$) приложено к тонкой области объемного заряда, напряженность электрического поля $E = (U_0 - U)/w$ оказывается весьма большой и вызывает туннельное проскакивание свободных носителей заряда через эту область. В результате возникает большой обратный ток. Подбирая концентрации примесей N_a , N_D , можно получать нужные значения пробивного напряжения в диапазоне от нуля (рис.5.2а) до нескольких вольт (рис.5.1). При очень высоких концентрациях примесей можно даже получить положительные значения пробивного напряжения. В этом случае ВАХ перехода, показанная на рис.5.2б, приобретает участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением..

Механизм лавинного пробоя p-n-перехода характерен для толстых переходов и позволяет получить большие величины $U_{пр}$ – десятки и даже сотни вольт. Лавинный переход состоит из слабо легированных областей. Свободные носители, ускоряясь в области объемного заряда под действием поля ($U_0 - U$) могут приобрести энергию, достаточную для освобождения электронов из атомов кристаллической решетки. Порожденные таким образом пары электрон-дырка также разгоняются полем ($U_0 - U$) и могут вызвать следующую генерацию свободных носителей и т.д. Размножение свободных носителей в области объемного заряда происходит лавинообразно, что приводит к резкому увеличению обратного тока.

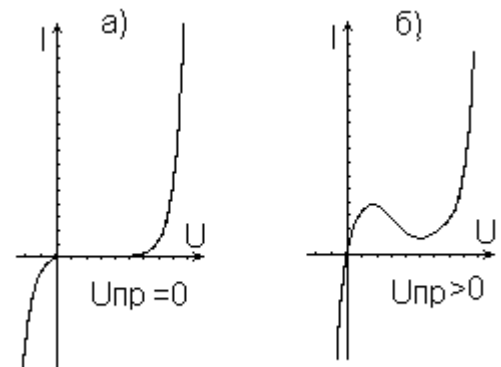


Рисунок 5.2

Полупроводниковые диоды

Диод – это электронный прибор с двумя электродами. Большинство полупроводниковых диодов содержат внутри кристалл полупроводника с p-n-переходом. Рассмотрим особенности некоторых из них.

Вентильные (выпрямительные) диоды предназначены для преобразования переменного напряжения (тока) в постоянное напряжение (ток). Для выпрямительных диодов основное свойство – односторонняя проводимость р-п-перехода. Будучи включен в цепь переменного напряжения диод пропускает ток в нагрузку только в одном направлении (выпрямляет график временной зависимости тока). С помощью дополнительных реактивных элементов удается однонаправленный пульсирующий ток превратить в почти постоянный. Конструктивно одиночные диоды представляют собой пластиковый корпус с выводами, внутри которого находится полупроводниковый кристалл. На рис.5.3 показан один из видов корпусных выпрямительных диодов и условное обозначение таких диодов на электрических схемах. Обозначение содержит треугольную стрелку, показывающую направления пропускания тока диодом.

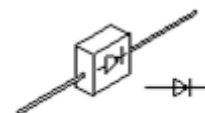


Рис.5.3

Стабилитроны и стабисторы – это полупроводниковые диоды, предназначенные для стабилизации постоянного напряжения. Как видно из рис.5.1, графики ВАХ на прямой ветви и на обратной ветви при пробое идут почти вертикально. Это означает, что

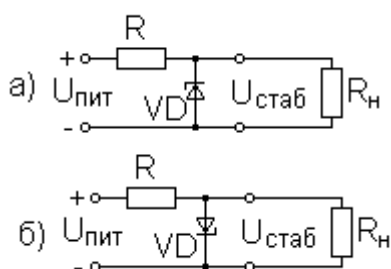


Рисунок 5.4

напряжения на диоде, включенном в направлении пропускания тока, или включенном в противоположном направлении и работающем в режиме пробоя, изменяется незначительно, в то время как ток может изменяться в широких пределах. Стабилитронами называются диоды, работающие на обратной ветви ВАХ в режиме пробоя, а стабисторами – работающие на прямой ветви. На рис.5.4. приведены схемы простейших стабилизаторов на основе стабилитрона (а) и стабистора (б). Нестабильное, но достаточно большое напряжение $U_{пит}$ подается через гасящий резистор R на параллельно включенные диод и полтребитель стабилизированного напряжения – R_n . Если выполняется условие $U_{пит}R_n/(R+R_n) > U_{стаб}$, то напряжение на R_n будет оставаться близким к $U_{стаб}$, даже если $U_{пит}$ сильно изменяется.

Стабилитроны на небольшие напряжения (до 5 -6 В) используют главным образом туннельный пробой и называются диодами Зенера (даже на схемах обозначаются буквой Z). Стабилитроны на напряжения от 5 до 12 – 14 В используют как туннельный так и лавинный пробой. Их по-прежнему можно называть диодами Зенера. Однако стабилитроны на напряжения, большие 15 В действуют в основном на основе лавинного пробоя. Тем не менее, их ошибочно по инерции иногда называют Зенеровскими.

Варикапы – это диоды, использующиеся в качестве конденсатора с регулируемой емкостью. Согласно формуле (4.7) электроемкость р-п-перехода зависит от внешнего напряжения U , приложенного к переходу. Изменяя это напряжение от нуля



до величин, близких к пробивному, можно изменять емкость перехода в несколько раз. Условное обозначение варикапа показано на рис.5.5.

Светодиоды. Напрямую преобразуют электроэнергию в свет. Когда через р-п-переход течет прямой ток, происходит интенсивная рекомбинация (слияние) свободных электронов и дырок, перешедших в соседние области. При этом выделяется энергия в виде тепла и света. Используя специально подобранные полупроводниковые материалы, удастся значительно увеличить долю излучательных рекомбинаций и получить излучение в видимой части спектра. Условное обозначение светодиодов показано на рис.5.6.



Рисунок 5.6

Имеется еще множество типов полупроводниковых диодов, менее популярных в использовании.

Транзисторы.

Транзисторы – это полупроводниковые приборы, электропроводность которых можно изменять с помощью электрического сигнала. Как правило, транзисторы являются триодами. Они имеют три электрода, из которых два включаются в цепь, где за счет изменения электропроводности регулируется ток, а оставшийся является управляющим. На рис.5.7 показано обычное включение транзистора в цепь, где $E_{п}$ - ЭДС источника питания, отдающего электроэнергию потребителю R_3 . Для регулирования тока последовательно с R_3

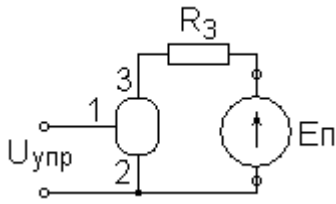


Рисунок 5.7

включен транзистор. Электропроводность транзистора регулируется управляющим напряжением $U_{упр}$, которое прикладывается между электродами 1 и 2. Изменяя $U_{упр}$, можно изменять ток в цепи источника питания, протекающий через R_3 . Как видно из рисунка 5.7, одна клемма источника питания, клемма источника управляющего напряжения соединяются между собой и с электродом 2 транзистора. Данное соединение образует т.н. общий узел цепи. Соответственно *электрод 2 транзистора называется общим*. Естественно, что *электрод 1 называется управляющим, а электрод 3 – выходным*. Рассмотрим принципы работы некоторых транзисторов.

Полевой транзистор с затвором в виде р-п-перехода представляет собой кристалл полупроводника, в котором узкая полоска с электронной проводимостью - канал заключена между областями с дырочной электропроводностью - затвор (рис.5.8). От противоположных сторон канала сделаны выводы, называемые «исток» и «сток».

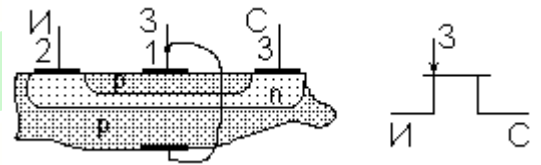


Рисунок 5.8. Структура и условное обозначение полевого транзистора с затвором в виде р-п перехода

Регулирование электропроводности канала осуществляется за счет изменения площади его поперечного сечения. При увеличении отрицательного напряжения на затворе по отношению к стоку увеличиваются толщины р-п-переходов затвор-канал (см. формулу (3.7)), вследствие чего уменьшается толщина канала и его электропроводность. При достаточно большом отрицательном напряжении на затворе происходит смыкание затворных р-п-переходов и полное перекрытие канала. Его электропроводность становится нулевой, что обозначается термином «запирание транзистора».

Вольтамперная характеристика транзисторы – это зависимость тока какого-либо электрода от напряжения на этом электроде. Для отсчета напряжений второй электрод объявляется общим. Потенциал общего электрода принимается нулевым, а напряжения на других электродах отсчитываются от него.

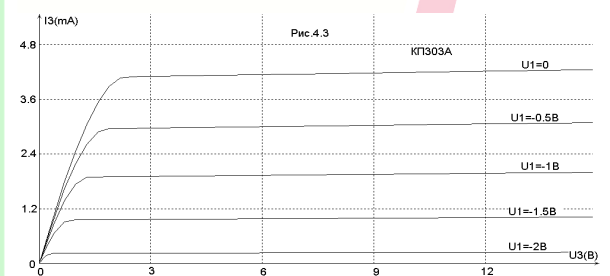


Рисунок 5.9. ВАХ транзистора КР303А

В данном случае общим электродом принимается исток, а ВАХ представляет собой зависимость тока стока (электрод 3) от напряжения на нем. Однако ток стока зависит также и от напряжения на затворе (электроде 1): $I_3=f(U_3, U_1)$. Поэтому измерение ВАХ осуществляется при фиксированном значении U_1 :

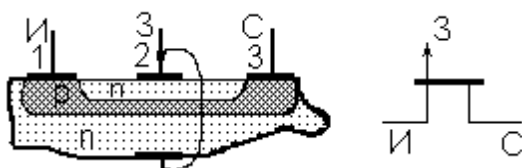


Рисунок 5.10

$I_3=f(U_3)|_{U_1=CONST}$. На графике изображается несколько ВАХ, соответствующих разным напряжениям U_1 . На рис.5.9 показаны ВАХ полевого транзистора КР303А. Каждая из кривых ВАХ имеет начальный участок, соответствующий малыми величинам U_3 , и активный участок, когда график идет почти горизонтально.

Наличие активного участка обусловлено тем, что напряжение между каналом и затвором вблизи стокового вывода оказывается достаточно большим и вызывает смыкание затворных р-п-переходов вблизи стокового вывода. Следовательно, появляется зона перекрытого канала, не позволяющая далее увеличиваться стоковому току при возрастании стокового напряжения.

Рассмотренный полевой транзистор называется n-канальным. Аналогично создаются р-канальные транзисторы, структура и условное обозначение которых показано на рис.5.10

4. Направление стрелки на обозначении затворного р-п-перехода, как обычно, показывает направление пропускания тока переходом. Транзисторы работают при обратном напряжении на затворном переходе, когда он не пропускает ток.

Лекция 6. Полевые и биполярные транзисторы.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы). Основной полевой МОП транзистора, структура которого показана на рисунке 6.1, является кристалл кремния с примесной проводимостью р-типа, называемый подложкой. В подложке

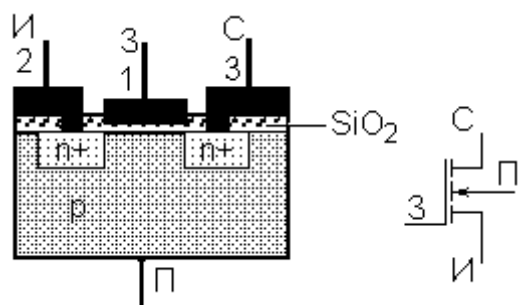


Рисунок 6.1

ложке путем введения избыточного количества донорной примеси созданы две области с высокой проводимостью n-типа. Одна из этих областей называется истоком, другая - стоком. В промежутке между выводами стока и истока на поверхности кристалла располагается очень тонкий слой изолятора (окись кремния), а на нем металлическая пленка, называемая затвором.

Название - МОП транзистор представляет

собой перечисление слоев в структуре транзистора: Металл (затвор), окисел (изоляционная пленка), полупроводник. Часто вместо МОП используется буквосочетание МДП, которое расшифровывается как металл - диэлектрик - полупроводник. Акронимы МОП и МДП сохранились, несмотря на то, что затворы современных транзисторов изготавливаются из полупроводника.

Если выводы истока и стока подключить к источнику питания (U_3) так, как это показано на рисунке 6.2, то ток в цепи источника (I_3) будет, практически, равен нулю.

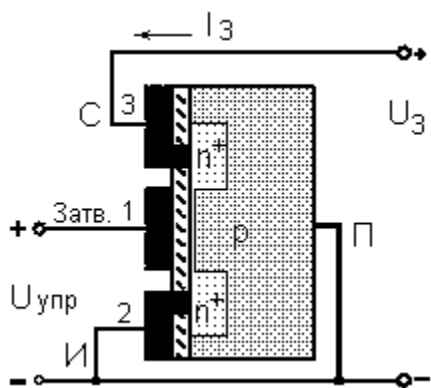


Рисунок 6.2

Действительно, участок цепи сток-исток представляет собой два р-п перехода, включенных последовательно и навстречу друг другу. Один из них, в данном случае - стоковый, оказывается включенным в непроводящем направлении, и не будет пропускать ток.

Если же между выводами затвора и подложки приложить управляющее напряжение - $U_{упр}$ в полярности, указанной на рисунке, то некоторое количество электронов будет переведено из затвора в подложку (произойдет зарядка конденсатора, в котором обкладками являются проводящие области затвора и подложки а диэлектриком - окисная пленка). Эти электроны, притягиваясь к положительному затвору, расположатся в подзатворной области вблизи границы полупроводник - диэлектрик. При небольших $U_{упр}$ количество переведенных в подзатворную область электронов невелико, они нейтрализуют часть дырок там и уменьшат проводимость подзатворного слоя. Однако с увеличением $U_{упр}$ количество свободных электронов в подзатворной области возрастает и это приведет к инверсии типа электропроводности, которая

из дырочной превратится в электронную. В результате между областями стока и истока образуется проводящий канал n-типа, который соединяет эти области. Следовательно, в цепи источника питания потечет ток I_3 . Величина управляющего напряжения, при которой в транзисторе начинает появляться проводящий канал, называется пороговым напряжением открывания транзистора. Дальнейшее увеличение $U_{упр}$ будет приводить к расширению проводящего канала, улучшению его проводимости и увеличению тока I_3 .

Таким образом, проводимость канала сток-исток и величина тока в нем может регулироваться управляющим напряжением $U_{упр}$.

В рассмотренном МДП транзисторе электрическое поле затвора индуцирует проводящий канал n-типа. Поэтому такие транзисторы называются n-канальными. Однако, по такому же принципу могут быть сделаны p-канальные транзисторы, структура которых и полярность подключения к источникам

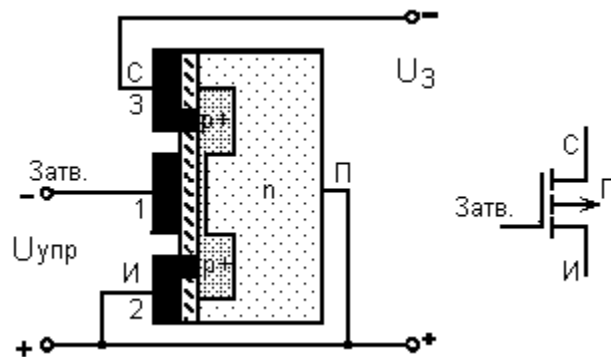


Рисунок 6.3

питания и управления показаны на рисунке 6.3.

Если при изготовлении МОП транзистора легировать подзатворную область подложки противоположной примесью, получается транзистор с исходно существующим каналом между областями стока и истока. Такие транзисторы называются МОП транзисторами со встроенным каналом. Управляющее напряжение между затвором и подложкой изменяет толщину

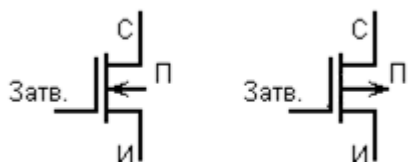


Рисунок 6.4

этого канала и его электропроводность. Условное обозначение транзисторов со встроенным каналом отличается от обозначений транзисторов с индуцируемым каналом только сплошной линией, обозначающей канал (Рис.6.4).

Несмотря на коренное отличие принципа работы МОП транзисторов от полевых транзисторов с затвором в виде p-n-перехода их ВАХ сходны по форме. Это объясняется сходством механизмов ограничения тока стока в обоих случаях: увеличение U_3 приводит к сужению канала вблизи стокового вывода и ограничению тока I_3 . На рис.6.5 приведены ВАХ МОП транзистора КП501. Величина порогового напряжения данного транзистора составляет около 3 В.

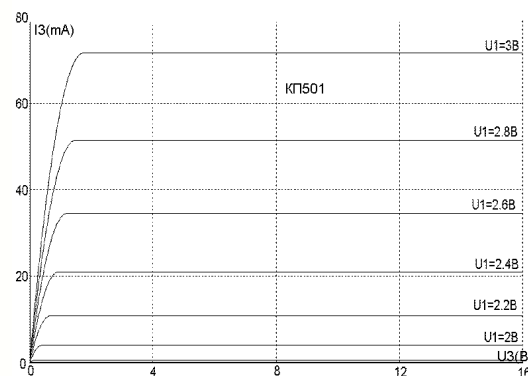


Рисунок 6.5

Биполярный транзистор представляет собой кристалл полупроводника, в котором чередуются три области с различными типами проводимости. На рисунке 6.6 схематично показан разрез кристалла биполярного транзистора.

В зависимости от того, в какой последовательности чередуются области с электронной и дырочной проводимостью, различают n-p-n и p-n-p транзисторы. Крайние области транзистора имеют одинаковый тип проводимости, одна из них называется эмиттером, другая коллектором. Эмиттерная область имеет большую концентрацию примеси и, следовательно, свободных носителей, чем коллекторная. Сред-

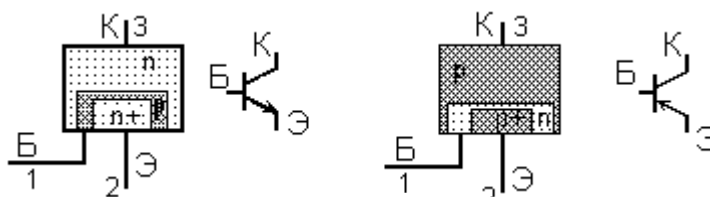


Рисунок 6.6

няя область обладает проводимостью, противоположной проводимости коллектора и эмиттера. Она называется базой транзистора. Базовая область делается очень тонкой и имеет низкую концентрацию примеси.

На рисунке 6.7 показана упрощенная типичная схема включения n-p-n транзистора. Источник питания с напряжением U_3 подключается между эмиттером и коллектором транзистора, причем положительная клемма источника подключается к коллектору. При этом базо-коллекторный p-n переход оказывается включенным в непроводящем направлении, а базо-эмиттерный - в проводящем.

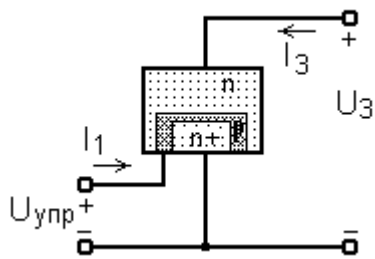


Рисунок 6.7

Поскольку n-p переходы по отношению к источнику питания включены последовательно и при данной полярности $U_{пит}$ проводимость эмиттерного перехода велика, а коллекторного - мала, ток в цепи источника питания - I_k определяется проводимостью коллекторного перехода. Последняя зависит от концентрации неосновных носителей в областях коллектора и базы. Неосновные носители базы - электроны могут быть доставлены в нее из эмиттера полем источника управляющего напряжения ($U_{упр}$), что и определяет возможность регулирования проводимости коллекторного перехода с помощью электрического сигнала.

Если полярность $U_{упр}$, приложенного к эмиттерному переходу, соответствует прохождению через него тока, то из эмиттера в базу будет идти поток электронов. Так как база очень тонкая, этот поток, попадая под действие U_3 , почти целиком уходит в коллекторный переход, создавая коллекторный ток транзистора.

Для характеристики эффективности передачи эмиттерного потока в коллектор служит коэффициент α , представляющий собой отношение коллекторного тока к эмиттерному.

$$\alpha = I_3 / I_2 \quad (6.1)$$

У современных транзисторов этот коэффициент близок к единице ($\alpha = 0,98 - 0,997$). Некоторая часть электронного потока из эмиттера все же уходит в базовый вывод транзистора, создавая базовый ток. Между токами эмиттера коллектора и базы существует очевидное соотношение:

$$I_2 = I_3 + I_1 \quad (6.2)$$

Заменив в (3.2) I_2 формулой из (4.1), получим

$$I_3 = \alpha I_1 / (1 - \alpha) \quad (6.3)$$

Из (6.3) видно, что ток коллектора будет пропорционален току базы, причем коэффициент пропорциональности $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$, называемый коэффициентом передачи тока базы, существенно больше единицы. Типичное значение $\beta = 50 - 200$. Удобство коэффициентов α и β обусловлено тем, что они слабо зависят от напряжения U_3 , прикладываемого между эмиттером и коллектором транзистора.

Практически α и β const при изменении $U_{пит}$ от 0,5 В. до десятков вольт.

В отличие от полевых транзисторов, у которых ток управляющего электрода (затвора) равен нулю, биполярные работают с заметным током управляющего электрода (базы). Более того, именно ток базы принимается в качестве параметра при изображении вольтамперных характеристик по третьему электроду (коллектору). Типичное семейство таких ВАХ показано на рис.6.8. Каждая кривая состоит из короткого но крутого начального участка, на котором коэф-

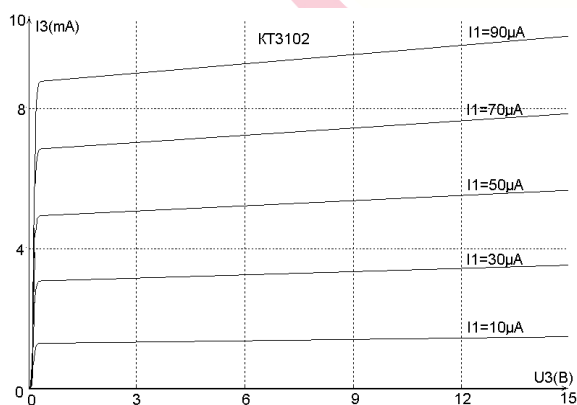


Рисунок 6.8

коэффициент β сильно зависит от U_3 , и последующего почти горизонтального, на котором β остается почти постоянным, а $I_3 = \beta I_1$.

Транзисторы со статической индукцией (СИТ) – Это полевые транзисторы с затвором в виде р-п-перехода, построенные таким образом, что допускают работу при прямом напряжении на затворном р-п-переходе. При этом появляется ток затвора и резко расширяется канал транзистора, который может пропускать большие токи.

Полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ). Контакт металл-полупроводник в некоторых случаях ведет себя подобно р-п-переходу. Это происходит тогда, когда работа выхода электронов из металла оказывается ниже, чем из полупроводника. При контакте свободные электроны полупроводника из области контакта переходят в металл, заряжая полупроводник положительно, а металл отрицательно. При этом появляется равновесная контактная разность потенциалов (потенциальный барьер Шоттки), а в контактном слое полупроводника – обедненный свободными электронами слой объемного заряда с низкой электропроводностью (запорный слой). В результате контакт, подобно р-п-переходу, обладает свойством односторонней проводимости. Кроме того, прикладывая к контакту внешнее напряжение в полярности отсутствия тока (плюсом к полупроводнику, минусом к металлу) можно изменять толщину запирающего слоя. Это позволяет создавать транзисторы, подобные полевым транзисторам с затвором в виде р-п-перехода, заменив последний переходом металл-полупроводник. Такие транзисторы, в которых полупроводником является арсенид галлия, а металлом – золото, способны работать на частотах в десятки-сотни гигагерц, что делает их незаменимыми в технике сверхвысоких частот (СВЧ).

Биполярные транзисторы с изолированным затвором представляют собой цепь из трех транзисторов, сформированную на одном кристалле полупроводника. Один из них – мало-мощный МОП транзистор, а два других образуют т.н. тринистор – мощный управляемых электронный ключ. Таким образом, удается совместить малую мощность управления, свойственную МОП транзисторам и малое остаточное напряжение при больших токах, свойственное биполярным транзисторам. Схема цепочки биполярного транзистора с изолированным затвором и условное обозначение показаны на рис.6.9

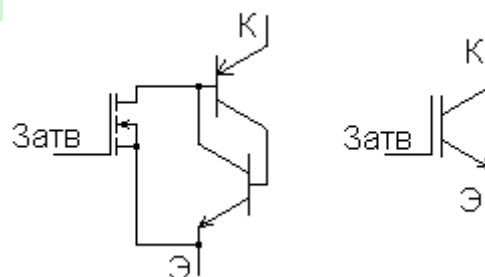


Рисунок 6.9

Лекция 7. Электронные усилители

Это устройства, увеличивающие энергию (мощность) сигнала. Усилитель можно

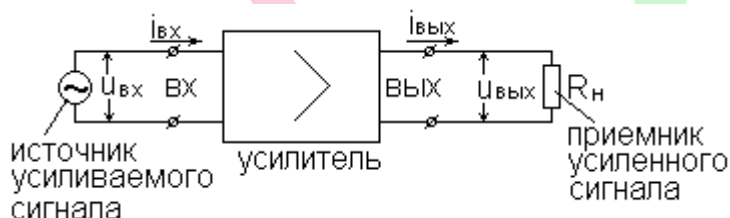


Рисунок 7.1

изобразить в виде четырехполюсника с парой входных и парой выходных клемм. К входным клеммам подключается источник сигнала, подлежащего усилению, к выходным потребитель усиленного сигнала - R_n (индекс «н» от слова нагрузка). Сиг-

нальное напряжение, действующее на входных клеммах усилителя, называется входным, а напряжение, создаваемое усилителем на выходных клеммах - выходным.

Основные параметры усилителей определяются при усилении эталонных сигналов, в качестве которых обычно применяются гармонические сигналы. Если входной гармонический сигнал $u_{вх} = U_{мвх} \cos(\omega t + \psi_{вх})$ порождает также гармонический выходной сигнал $u_{вых} = U_{мвсх} \cos(\omega t + \psi_{вых})$, причем изменения амплитуды входного сигнала приводят к пропорциональным изменениям амплитуды выходного сигнала, усилитель называется линей-

ным. Нельзя построить усилитель, удовлетворяющий требованиям линейности в произвольно большом диапазоне амплитуд усиливаемых сигналов. Поэтому свойство линейности реализуется только в ограниченном диапазоне сигнальных амплитуд, который различен для различных применений усилителей.

Характеризуя синусоидальные напряжения и токи входных и выходных сигналов линейного усилителя соответствующими комплексными амплитудами: $\dot{U}_{\text{мвх}} = U_{\text{мвх}} e^{j\theta_{\text{вх}}}$, $\dot{I}_{\text{мвх}} = I_{\text{мвх}} e^{j\theta_{\text{вх}}}$, $\dot{U}_{\text{мвых}} = U_{\text{мвых}} e^{j\theta_{\text{вых}}}$, $\dot{I}_{\text{мвых}} = I_{\text{мвых}} e^{j\theta_{\text{вых}}}$, можно получить комплексные коэффициенты, представляющие свойства линейного усилителя.

$\dot{k}_u = \dot{U}_{\text{мвых}} / \dot{U}_{\text{мвх}}$ – комплексный коэффициент усиления амплитуды напряжения;

$\dot{k}_i = \dot{I}_{\text{мвых}} / \dot{I}_{\text{мвх}}$ – комплексный коэффициент усиления амплитуды тока;

$\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{мвх}} / \dot{I}_{\text{мвх}}$ – комплексное входное сопротивление

Если $|k_u| > 1$, то амплитуда напряжения выходного сигнала будет больше амплитуды входного. Это, однако, не является признаком усиления, так как увеличиться должна не амплитуда сигнального напряжения, а энергия или мощность сигнала. Активные мощности гармонических входного и выходного сигналов выражаются известной формулой:

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\dot{U}_{\text{мвх}}^* \dot{I}_{\text{мвх}}) \quad P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\dot{U}_{\text{мвых}}^* \dot{I}_{\text{мвых}})$$

Четырехполюсник является усилителем только в том случае, если $P_{\text{вых}} > P_{\text{вх}}$. Отношение $k_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$ называется коэффициентом усиления мощности.

Очень важно заметить, что все приведенные параметры усилителя (\dot{k}_u , \dot{k}_i , $\dot{Z}_{\text{вх}}$ и др.) зависят от частоты используемого эталонного сигнала. Эти зависимости определяют т.н. частотные характеристики усилителя, среди которых часто используемыми являются две: $|\dot{k}_u(\omega)|$ – амплитудночастотная, сокращенно называемая АЧХ, и фазочастотная – $\arg[\dot{k}_u(\omega)]$, которую сокращенно называют ФЧХ. Графики АЧХ и ФЧХ являются очень наглядными и позволяют с одного взгляда оценить пригодность усилителя для того или иного применения. Например, накладывая график АЧХ на спектрограмму усиливаемого реального сигнала, можно сразу определить какие спектральные компоненты будут усилены лучше или хуже и оценить свойства усиленного сигнала. Для примера на рис.5.2 показана спектрограмма электроакустического сигнала, создаваемого микрофоном, и АЧХ телефонного усилителя. Из рисунка видно, что не все гармоники сигнала будут усилены одинаково. Это приведет к отличию формы усиленного сигнала от формы усиливаемого. Однако, как показывает практика, для хорошей разборчивости речи достаточно иметь

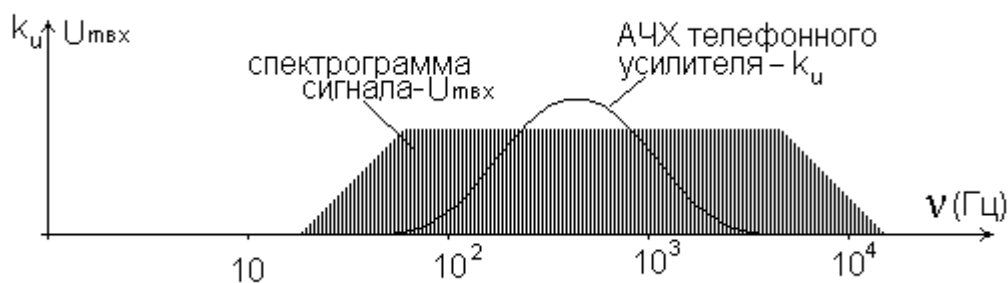


Рисунок 7.2. Наложение спектрограммы усиливаемого сигнала и АЧХ усилителя.

спектральные компонент звукового сигнала, которые лежат в диапазоне 300 – 3000 Гц. Усиление именно этих гармоник обеспечивает телефонный усилитель.

Обычно усилитель представляет собой совокупность нескольких элементарных усилителей, называемых усилительными каскадами. Каскад, принимающий входной сигнал называется входным, а выдающий усиленный сигнал на выходные клеммы – выход-

ным. Между входным и выходным каскадами имеется несколько промежуточных, каждый из которых принимает сигнал от предшествующего каскада, усиливает его и передает на вход последующего.

Общий принцип построения усилительных каскадов.

Увеличение мощности электрического сигнала возможно только за счет мощности какого-либо источника электроэнергии. Построение усилителя основано на использовании такого источника, называемого источником питания, и элемента, электропроводность которого управляется усиливаемым электрическим сигналом. Этот элемент, будучи включен в электрическую цепь с потребителем усиленного сигнала и источником питания, регулирует поступление электроэнергии к потребителю, что приводит к формированию на нем усиленного сигнала. В дальнейшем вместо слова потребитель используется более благозвучное «приемник». На рис. 7.3 показаны варианты схем электрической цепи усилительного каскада, при использовании транзистора в качестве управляемого элемента. Тип транзистора не имеет значения, поэтому он не обозначен на рисунке. Источник электроэнергии может быть в виде источника ЭДС, или источника тока. Приемник усиленного сигнала в виде сопротивления нагрузки R_n включается последовательно с транзистором (вариант а) или параллельно транзистору (вариант б, в). В любом случае усиливаемый сигнал, изменяющееся напряжение которого прикладывается к входным клеммам, воздействует на электропроводность транзистора, вызывая изменение тока через него, что, в свою очередь, приводит к изменению тока через R_n и появлению на нем изменяющегося напряжения усиленного сигнала.

Заметим, что во всех представленных вариантах соединения транзистора, источника электроэнергии и потребителя усиленного сигнала одна из клемм транзистора – вторая, одна из клемм источника усиливаемого сигнала и одна из клемм приемника усиленного

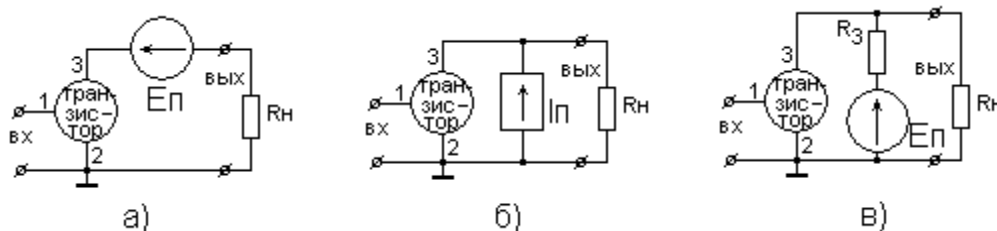


Рисунок 7.3. Три варианта построения усилителя: а) с использованием источника постоянной Э.Д.С. (E_n) и последовательным соединением транзистора с R_n ; б) с использованием источника постоянного тока и параллельным соединением транзистора с R_n ; в) с использованием источника постоянной Э.Д.С., балластного резистора R_3 и параллельным соединением транзистора с R_n .

сигнала соединяются между собой. Провод, осуществляющий это соединение, называется общим и имеет характерное графическое обозначение, показанное на рис.7.3. Потенциал общего провода принимается равным нулю. Относительно общего провода определяются и измеряются напряжения во всех других узлах цепи усилителя. При построении сложных усилительных и других устройств всегда соблюдается принцип единства общего провода отдельных частей устройства. Часто общий провод соединяется с электропроводным корпусом устройства, что привело к жаргонным названиям общего провода: «корпус» или – «земля».

Взаимосвязь напряжений на входном и выходном электродах транзистора в цепи усилительного каскада. Графическое описание процессов в цепи усилителя.

Согласно общим схемам усилительного каскада, показанным на рис.7.3, один из электродов транзистора – второй является общим. По принятой нумерации электродов это либо эмиттер биполярного, либо исток полевого транзистора. Первый электрод – база би-

полярного или затвор полевого, согласно рис.7.3, является входным. На него подается напряжение усиливаемого сигнала. Наконец, третий электрод – коллектор биполярного или сток полевого транзистора соединяется с потребителем усиленного сигнала - R_n , т.е. с выходной клеммой усилителя. Таким образом, электроды транзистора в цепи усилителя получают функциональные названия: общий, входной и выходной.

Приняв потенциал общего электрода, равным нулю и условившись отсчитывать потенциалы всех точек цепи усилителя от потенциала общего провода, обозначим напряжение на входном электроде через u_1 , а на выходном – u_3 . Очевидно, что эффект усиления сигнала, поступающего на входной электрод, обусловлен влиянием напряжения u_1 на величину напряжения u_3 . Для определения этого влияния необходимо конкретизировать вариант цепи усилителя и экземпляр транзистора.

Выберем для определенности цепь с балластным резистором, показанную на рис.7.3в. , положим для простоты $R_n = \infty$. Схема исследуемой цепи показана на рис.7.4а,

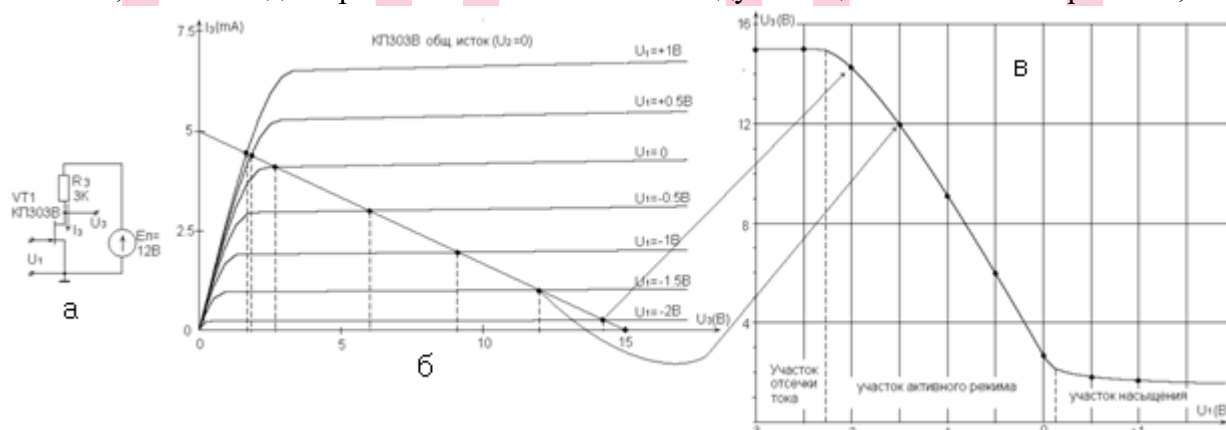


Рисунок 7.4. Определение зависимости $U_3=f(U_1)$. а - схема цепи усилителя; б - графическое решение системы уравнений цепи; в - полученный график зависимости $U_3=f(U_1)$.

где для большей определенности взят транзистор КТ303В и балластный резистор $R_3=3\text{К}$. Применяя второе правило Кирхгофа к контуру E_n-R_3-VT1 и закон Ома, получим первое уравнение для U_3 :

$$I_3 R_3 + U_3 = E_n. \quad (7.1)$$

Где I_3 -ток выходного электрода транзистора, который протекает по R_3 . Зависимость U_3 от U_1 обусловлена тем, что от U_1 зависит I_3 . Данная зависимость выражается ВАХ транзистора – $I_3=f(U_1, U_3)$, которая совместно с (7.1) образует систему уравнений, определяющую искомую зависимость U_3 от U_1 .

Ввиду того, что ВАХ транзистора задается в виде графика, решение данной системы уравнений выполняется графически. Для этого строятся в одних осях графики уравнения (7.1) и ВАХ, а совместное решение определится в виде точки пересечения этих графиков. На рис. 7.4б показано такое решение. График уравнения (7.1) представляет прямую линию, которую легко построить по двум характерным точкам: $(0, E_n/R_3)$ и $(E_n, 0)$. Поскольку ВАХ транзистора представлена семейством графиков зависимости $I_3=f(U_3)$ для различных величин U_1 , получается множество точек пересечения, каждая из которых определяет величины I_3, U_3 для данного значения U_1 . Переноса эти точки на график зависимости U_3 от U_1 , получим график искомой зависимости, показанный на рис.7.4в. Аналогичная форма графика зависимости $U_3=f(U_1)$ получается при любом используемом транзисторе и схеме построения усилителя.

Обратившись к рис.7.4, заметим, что на графике $U_3=f(U_1)$ можно выделить три характерных участка.: верхний горизонтальный, наклонный и нижний почти горизонтальный. Верхний горизонтальный участок соответствует отсутствию тока через транзистор и выражает режим отсечки тока транзистора. Для этого участка $U_3=E_n$. Следующий наклонный участок называется участком активного режима транзистора. В активном режиме су-

существует сильная зависимость U_3 от U_1 , что позволяет получить усиление электрического сигнала, подаваемого на входной электрод транзистора. Нижний почти горизонтальный участок графика образуется вследствие понижения напряжения на транзисторе - U_3 до величин, при которых ток I_3 перестает существенно зависеть от U_1 . Данный участок называется участком насыщения транзистора. Остаточное напряжение на транзисторе в режиме насыщения зависит от типа транзистора, величины тока через него и составляет величину от десятых долей вольта до нескольких вольт.

Удобным приемом для описания процессов в усилительных цепях является **понятие рабочей точки**, которая определяется как точка на графике или диаграмме, соответствующая существующим в данный момент величинам напряжений и токов в цепи. Например, для рассматриваемой цепи – рис.5.4а $E_n=15$ В, $U_1=-1.5$ В рабочая точка будет находиться в координатах $U_3=12$ В, $I_3=1$ мА – на графике рис.7.4.б, или в координатах $U_1=-1.5$ В, $U_3=12$ В на графике рис.7.4в. Если величина напряжения на входном электроде – U_1 не изменяется во времени, рабочая точка на графиках также не изменяет своего положения. Однако, при усилении сигнала, напряжение которого изменяется во времени, происходит изменение U_1 , вызывающее движение рабочей точки по линии графика. Если это график зависимости U_3 от U_1 (Рис.7.4в), то движение рабочей точки по горизонтали будет соответствовать изменениям U_1 , а по вертикали – изменениям U_3 .

В зависимости от участка графика $U_3=f(U_1)$, покрываемого рабочей точкой в процессе усиления сигнала, выделяется несколько т.н. **классов усиления, называемы также режимами работы** усилительного каскада.

Класс А – режим линейного усиления реализуется тогда, когда рабочая точка в процессе усиления сигнала не выходит за пределы участка активного режима. Если напряжение $-U_1$ на входе усилителя класса А изменяется по синусоидальному закону, то напряжение на выходном электроде транзистора – U_3 будет изменяться по почти синусои-

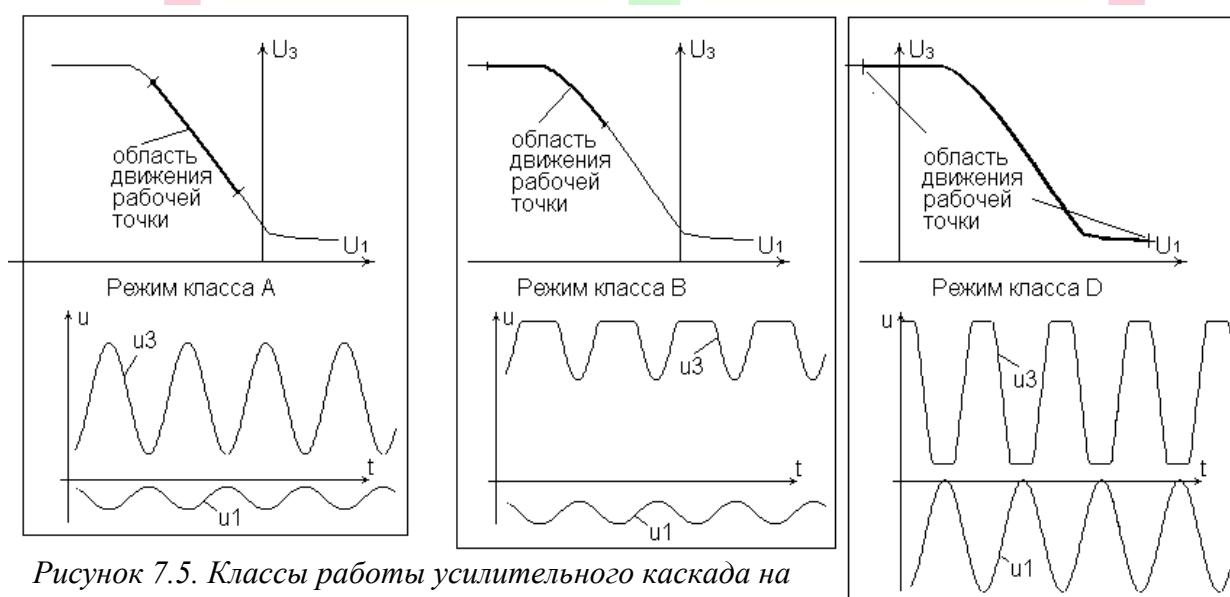


Рисунок 7.5. Классы работы усилительного каскада на диаграмме $U_3=f(U_1)$

дальному закону. Это обусловлено почти линейным характером зависимости $U_3=f(U_1)$ в пределах участка активного режима (см. рис.7.5).

Класс В – представляет собой режим, при котором рабочая точка движется в пределах участков отсечки тока и активного режима, заходя в них одинаково по горизонтали. Поскольку одинаковость горизонтальных составляющих участка активного режима и отсечки тока на практике обеспечить невозможно, чистый режим класса В трудно реализуем.

Класс С отличается от класса В тем, что при усилении сигнала рабочая точка заходит в область отсечки тока (по горизонтали) больше чем в область активного режима.

Класс D характеризуется тем, что при усилении сигнала рабочая точка проходит все участки графика $U_3=f(U_1)$ – отсечки тока, активного режима и насыщения транзистора (см. рис.7.5)

В нижней части рис.7.5 показаны осциллограммы напряжений u_1 и u_3 при усилении синусоидального сигнала. Только режим класса А обеспечивает неизменность формы усиливаемого сигнала, однако изменения сигнальных напряжений u_1 и u_3 происходят в противофазе. Это обусловлено отрицательным коэффициентом наклона графика зависимости $U_3=f(U_1)$. В других режимах усиление сигнала сопровождается изменением его формы, что в некоторых случаях допустимо и даже желательно.

Лекция 8. Усилительный каскад в режиме класса А.

Смещение рабочей точки транзистора в усилительном каскаде.

Для реализации нужного режима работы усилительного каскада необходимо чтобы напряжение на управляющем электроде изменялось в пределах заданного диапазона. Напряжение усиливаемого сигнала, как правило, изменяется в совершенно другом диапазоне. Поэтому к входному электроду транзистора подводится сумма напряжений усиливаемого сигнала и постоянного напряжения, смещающего сигнальное напряжение в нужный диапазон (рис.6.1). Это постоянное напряжение, добавляемое к напряжению усиливаемого сигнала, называется **напряжением смещения рабочей точки**.

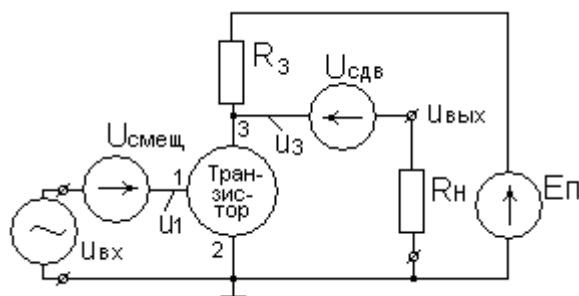


Рисунок 8.1. Схема усилительного каскада с источниками смещения рабочей точки и сдвига уровня выходного напряжения.

$$U1 = u_{вх} + U10, \quad u_{вых} = u3 - U_{сдв}$$

Показанный на рис.8.1. способ смещения рабочей точки и сдвига выходного напряжения в усилительном каскаде имеет больше теоретическое, чем практическое значение. При построении усилителей напряжения смещения и сдвига вырабатываются из напряжения источника питания с помощью вспомогательных цепей, которые будут рассмотрены ниже.

Начальное положение рабочей точки – это положение, соответствующее нулевому напряжению усиливаемого сигнала ($u_{вх}=0$). Напряжения на электродах транзистора и токи электродов, соответствующие начальному положению рабочей точки, обозначаются нулевыми индексами: U_{10} , U_{30} , I_{30} и характеризуют т.н. режим транзистора по постоянному току. Как видно из рис.6.1, $U_{10} = U_{смещ}$. Часто напряжение сдвига выходного напряжения выбирается равным U_{30} . В этом случае нулевому напряжению усиливаемого сигнала ($u_{вх}=0$) будет соответствовать нулевая величина напряжения выходного сигнала ($u_{вых}=0$).

Параметры режима транзистора по постоянному току легко измеряются с помощью простейшего измерительного прибора – вольтметра постоянного напряжения. Обычно измерение тока I_{30} осуществляется измерением падения напряжения на балластном резисторе (R_3) и делением измеренного значения на величину R_3 .

Построение линейных усилителей.

Для линейного усиления (класса А) необходимо обеспечить активный режим транзистора во всем диапазоне изменений напряжения выходного сигнала усилителя. Это

Аналогичная ситуация возникает на выходном электроде транзистора, когда диапазон изменений напряжения u_3 не совпадает с требуемым для приемника усиленного сигнала (R_n). В этом случае R_n необходимо подключать к выходному электроду транзистора последовательно с источником еще одного постоянного напряжения, называемого напряжением сдвига. На рис.8.1. показана схема усилительного каскада, дополненная источниками напряжений смещения – $U_{смещ}$ и сдвига – $U_{сдв}$.

обеспечивается соответствующим выбором величин режима по постоянному току – U_{30} , I_{30} . Для расчета U_{30} , I_{30} должны быть заданы максимальные амплитуды напряжения и тока выходного сигнала усилителя – $U_{\text{твых}}$, $I_{\text{твых}}$. При известном сопротивлении приемника усиленного сигнала – R_n связь между этими величинами очевидна: $U_{\text{твых}} = I_{\text{твых}} * R_n$.

Определение необходимых величин U_{30} , I_{30} вытекает из рис.7.5а. Для того, чтобы рабочая точка не заходила в область насыщения транзистора и в область отсечки тока должны выполняться два условия:

$$U_{30} > U_{\text{твых}} + U_{\text{нас}}, \quad (8.1)$$

$$I_{30} > I_{\text{твых}} + I_{\text{тR3}}, = U_{\text{твых}}/R_n + U_{\text{твых}}/R_3 \quad (8.2)$$

Где $I_{\text{тR3}} = U_{\text{твых}}/R_3$ – амплитуда сигнального тока через балластный резистор. Вместе с данными неравенствами всегда выполняется соотношение (7.1)

$$I_{30}R_3 + U_{30} = E_n, \quad (8.3)$$

которое является третьим уравнением системы условий.

Заметим, что перечисленные три условия не позволяют однозначно определить четыре неизвестные величины: E_n , R_3 , U_{30} , I_{30} . Одна из них: E_n или R_3 определяется другим условием.

Пример. Определить требуемое начальное положение рабочей точки – U_{30} , I_{30} , транзистора в линейном усилителе сигнала приемной ТВ антенны, а также величину балластного резистора – R_3 . Исходные данные: сопротивление нагрузки усилителя $R_n = 50$ Ом (ТВ кабель), амплитуда напряжения выходного сигнала $U_{\text{твых}}$ – до 3 В, напряжение питания $E_n = 12$ В. Используется биполярный транзистор КТ607, напряжение насыщения которого не превышает 1 В.

Условие не вхождения в режим насыщения транзистора - $U_{30} > U_{\text{твых}} + U_{\text{нас}}$ сразу дает $U_{30} > 3 \text{ В} + 1 \text{ В} = 4 \text{ В}$. Возьмем $U_{30} = 5 \text{ В}$.

Из уравнения $I_{30}R_3 + U_{30} = E_n$ выразим R_3 и подставим в условие не вхождения транзистора в режим отсечки тока: $R_3 = (E_n - U_{30})/I_{30}$;

$I_{30} > U_{\text{твых}}/R_n + I_{30} * U_{\text{твых}} / (E_n - U_{30})$, после этого получим:

$I_{30} > (U_{\text{твых}}/R_n) * (E_n - U_{30}) / (E_n - U_{30} - U_{\text{твых}}) = 0.105 \text{ А}$. Возьмем $I_{30} = 120 \text{ мА}$.

После определения U_{30} , I_{30} и заданном E_n легко находится величина R_3 : $R_3 = (E_n - U_{30})/I_{30} = 58.3 \text{ Ом}$.

Характеристики линейного усилителя. Основные характеристики усилителя определяются при усилении эталонных гармонических сигналов. К их числу относятся комплексный коэффициент усиления амплитуды напряжения $-k_u = \dot{U}_{\text{твых}}/\dot{U}_{\text{твх}}$, комплексный коэффициент усиления тока $k_i = \dot{I}_{\text{твых}}/\dot{I}_{\text{твх}}$, комплексное входное сопротивление $-Z_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{твх}}/\dot{I}_{\text{твх}}$, а также комплексное выходное сопротивление $-Z_{\text{вых}}$. Отметим, что все эти характеристики, определяемые как отношения комплексных амплитуд, предполагают их независимость от величин этих амплитуд. Т.е. изменение одной амплитуды, стоящей в числителе дроби должно вызывать точно такое же изменение другой амплитуды, стоящей в знаменателе. При этом отношение амплитуд остается неизменным. Такое свойство присуще только линейным системам, в частности линейным усилителям.

Обратимся к рис.8.1, на котором показана цепь усилительного каскада с источниками смещения и сдвига выходного напряжения. Предположим, что напряжение входного сигнала – $u_{\text{вх}}$ изменяется с малой амплитудой $\Delta u_{\text{вх}}$. Это изменение приведет к изменениям напряжений и токов в цепи, которые мы также обозначим значком Δ : Δu_1 , Δi_1 , Δu_3 и т.д. Отношения амплитуд: $\Delta u_1/\Delta i_1$, $\Delta u_{\text{вых}}/\Delta u_{\text{вх}}$ и пр. можно заменить производными от соответствующих зависимостей: $\Delta u_1/\Delta i_1 = du_1/di_1$, $du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}}$, что будет хорошим способом вычислений и позволит построить эквивалентные линейные схемы транзисторного каскада для малых приращений напряжений и токов. В частности, при дифференцировании всех зависимостей производные от постоянных напряжений будут равны нулю, что устранит источники постоянных напряжений из эквивалентной схемы. На рис. 8.2. показано преобразование полной схемы усилительного каскада в эквивалентную схему, выражающую только приращения напряжений и токов. На эквивалентной схеме все источники по-

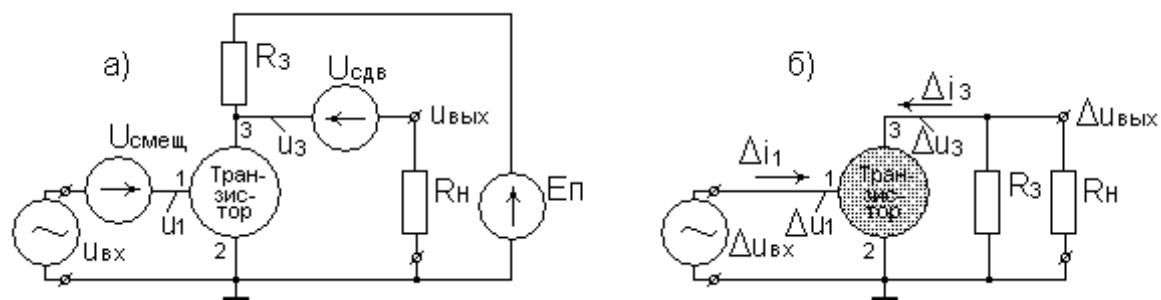


Рисунок 8.2. Полная схема усилительного каскада (а) и его эквивалентная схема (б) для приращений напряжений и токов вблизи начального положения рабочей точки транзистора – U_{30} , I_{30} .

стоянных напряжений заменены переключками с нулевым сопротивлением, а вместо реального транзистора, на электродах которого присутствуют постоянные напряжения U_{10} , U_{30} помещен воображаемый транзистор с нулевыми постоянными напряжениями на электродах, но имеющий зависимости между приращениями напряжений и токов, идентичные реальному транзистору.

Определить эти зависимости при известных ВАХ реального транзистора можно путем вычисления малых приращений токов, вызванных малыми приращениями напряжений. ВАХ транзистора задается двумя функциями

$$I_1 = F_1(U_1, U_3)$$

$$I_3 = F_3(U_1, U_3)$$

Вычисляя полные приращения токов как полные дифференциалы, получим:

$$\Delta I_1 = \Delta U_1 * (\partial I_1 / \partial U_1) + \Delta U_3 * (\partial I_1 / \partial U_3) \quad (8.4)$$

$$\Delta I_3 = \Delta U_1 * (\partial I_3 / \partial U_1) + \Delta U_3 * (\partial I_3 / \partial U_3) \quad (8.5)$$

Обязательно вычисление частных производных от функций ВАХ должны выполняться в начальном положении рабочей точки транзистора: при $U_3 = U_{30}$, $I_3 = I_{30}$. Данные производные имеют размерности проводимостей и называются дифференциальными проводимостями транзистора. Они имеют стандартные обозначения:

$$g_{11} = \partial I_1 / \partial U_1 - \text{входная дифференциальная проводимость} \quad (8.6)$$

$$g_{13} = \partial I_1 / \partial U_3 - \text{обратная проходная дифференциальная проводимость} \quad (8.7)$$

$$g_{31} = \partial I_3 / \partial U_1 - \text{прямая проходная дифференциальная проводимость} \quad (8.8)$$

$$g_{33} = \partial I_3 / \partial U_3 - \text{выходная дифференциальная проводимость} \quad (8.9)$$

Все дифференциальные проводимости легко определяются по графикам входной и выходной ВАХ транзистора. Однако гораздо точнее они измеряются специальными приборами и приводятся как справочные данные к каждому транзистору в рекомендуемой рабочей точке.

Теперь для вычисления характеристик линейного усилительного каскада имеется система линейных уравнений:

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= g_{11} \Delta U_1 + g_{13} \Delta U_3 \\ \Delta I_3 &= g_{31} \Delta U_1 + g_{33} \Delta U_3 \\ \Delta I_3 &= -\Delta U_3 (1/R_3 + 1/R_n) \end{aligned} \quad (8.10)$$

Последнее уравнение выражает связь приращений напряжения и тока на выходе усилителя (см. рис.8.2), где имеются параллельно включенные резисторы R_3 и R_n . Знак минус обусловлен выбранным на рис.8.2 направлением приращения тока ΔI_3 . Кроме трех основных уравнений для приращений напряжений и токов имеются дополнительные очевидные соотношения, вытекающие из эквивалентной схемы (рис.8.2):

$$\Delta u_{вх} = \Delta u_1, \quad \Delta u_{вых} = \Delta u_3, \quad \Delta i_{вх} = \Delta i_1, \quad \Delta i_{вых} = \Delta u_3 / R_n \quad (8.11)$$

Исключив из второго и третьего уравнений (8.10) приращение тока ΔI_3 , получим формулу, связывающую приращения входного и выходного напряжений:

$$\Delta u_{вых} = \Delta u_3 = -g_{31} \Delta u_{вх} / (g_{33} + 1/R_3 + 1/R_n) \quad (8.12)$$

Подставим найденную формулу в первое основное уравнение и определим приращение входного тока:

$$\Delta i_{вх} = \Delta i_1 = (g_{11} - g_{13}g_{31} / (g_{33} + 1/R_3 + 1/R_H)) \Delta u_{вх} \quad (8.13)$$

Из данных выражений вытекают формулы для коэффициента усиления амплитуды напряжения и входной проводимости усилительного каскада:

$$k_u = \Delta u_{вых} / \Delta u_{вх} = -g_{31} / (g_{33} + 1/R_3 + 1/R_H) \quad (8.14)$$

$$g_{вх} = 1/Z_{вх} = \Delta i_{вх} / \Delta u_{вх} = g_{11} - g_{13}g_{31} / (g_{33} + 1/R_3 + 1/R_H) \quad (8.15)$$

Симметрия основных уравнений позволяет записать формулу для выходной проводимости усилительного каскада, повторяя формулу для входной проводимости и меняя в ней индексы 1, 3 местами. При этом слагаемые $1/R_3$ и $1/R_H$ заменяются на слагаемое $1/R_r$, где R_r – внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала. На рис 8.2. для простоты источник усиливаемого сигнала $u_{вх}$ изображен с нулевым внутренним сопротивлением. Кроме того, к полученному выражению следует прибавить проводимость балластного резистора:

$$g_{вых} = 1/Z_{вых} = 1/R_3 + g_{33} - g_{13}g_{31} / (g_{11} + 1/R_r) \quad (8.16)$$

В частности, при $R_r = 0$, получим

$$g_{вых} = 1/Z_{вых} = 1/R_3 + g_{33} \quad (8.17)$$

Формулу для коэффициента усиления амплитуды тока удобно выразить через коэффициент усиления амплитуды напряжения

$$k_i = \Delta i_{вых} / \Delta i_{вх} = (\Delta u_{вых} / R_H) / (\Delta u_{вх} g_{вх}) = k_u / (R_H g_{вх}) \quad (8.18)$$

Таким образом, все характеристики линейного усилительного каскада выражаются через величины элементов цепи - R_H , R_3 , R_r и дифференциальные проводимости транзистора в начальном положении рабочей точки.

Величины дифференциальных проводимостей транзисторов, конечно, зависят от типа транзистора и начального положения рабочей точки. Имеются приближенные выражения ВАХ транзисторов, дифференцируя которые в рабочей точке можно получить приближенные значения дифференциальных проводимостей. В частности, для биполярных транзисторов в активном режиме можно использовать следующие формулы:

$$g_{11} \approx I_{30} / (U_T(1 + \beta)); \quad g_{13} \approx 0; \quad g_{31} \approx I_{30} / U_T; \quad g_{33} \approx 0$$

У полевых транзисторов ввиду отсутствия проводимости между затвором и каналом $g_{11} = 0$, $g_{13} \approx 0$, g_{31} – входит в справочные данные, $g_{33} \approx 0$.

Наибольшую величину из всех дифференциальных проводимостей транзистора имеет g_{31} – прямая проходная проводимость, наименьшую - g_{13} – обратная проходная проводимость. Как известно из курса «Электротехники», матрица проводимостей любой цепи из пассивных элементов обладает симметрией относительно главной диагонали, т.е. $g_{13} = g_{31}$. Такие цепи называются **взаимными**. Транзистор в совокупности с источником питания и смещения рабочей точки оказывается резко **невзаимным** устройством. Воздействие на его входной электрод в виде изменения напряжения u_1 вызывает сильную реакцию на выходном электроде – сильное изменение u_3 . В тоже время воздействие на выходной электрод – изменение u_3 , практически не приводит к изменению u_1 .

Лекция 9. Усилители сигналов переменного напряжения.

Сигналом переменного напряжения называют электрический сигнал, не имеющий в спектре нулевой гармоники. Его спектр характеризуется частотой минимальной гармоники ω_{min} , отстоящей от нуля на ощутимое расстояние. На [рис.7.2.](#) показана спектрограмма такого сигнала.

Построение усилителей для сигналов переменного напряжения упрощается за счет возможности использования конденсаторов при суммировании и разделении сигнальных и постоянных напряжений (токов). Это, в частности, позволяет исключить из базовой схемы усилительного каскада ([рис. 8.2а](#)) источник постоянного напряжения сдвига, заменив его конденсатором. Кроме того, удастся исключить и источник напряжения смещения, используя вместо него источник питания с простой дополнительной цепочкой смещения.

На рис. 9.1 показаны схемы трех усилительных каскадов, использующие различные транзисторы. Во всех случаях усиливаемый сигнал подается на управляющий электрод

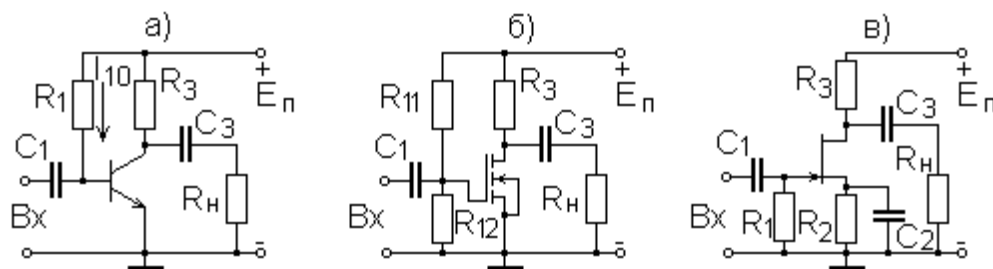


Рисунок 9.1

транзистора через конденсатор C_1 , а усиленный сигнал передается в R_n через конденсатор C_3 . Данные конденсаторы называются разделительными.

Они разделяют смесь переменного сигнального напряжения с постоянным напряжением, передавая первое через себя и не передавая второе. Благодаря этому напряжение смещения рабочей точки $-U_{10}$ не передается на входные клеммы каскадов, а постоянное напряжение выходного электрода U_{30} не передается на выходные клеммы в R_n . В тоже время сигнальное переменное напряжение проходит через разделительные конденсаторы: с входной клеммы на управляющий электрод, где суммируется с постоянным напряжением смещения, и с выходного электрода – в R_n .

Способы смещения рабочей точки транзисторов.

Как правило, для смещения рабочей точки не применяются отдельные источники постоянного напряжения. Смещение рабочей точки и питание усилительного каскада осуществляется от одного источника (E_n). При использовании биполярного транзистора требуемая величина I_{30} обеспечивается постоянным током базы $-I_{10} = I_{30}/\beta$. Для получения необходимого тока базы достаточно подключить ее к клемме $+E_n$ через резистор

$$R_1 = (E_n - U_{бэ}) / I_{10}. \quad (9.1)$$

Где $U_{бэ}$ – постоянное напряжение на базо-эмиттерном переходе транзистора, которое можно принять равным 0.7 В.

Полевые МОП транзисторы с индуцируемым каналом (рис.9.1б) требуют напряжение смещения U_{10} , по знаку совпадающее с E_n . Его легко получить из E_n с помощью резистивного делителя $R_{11}-R_{12}$.

$$U_{10} = E_n R_{12} / (R_{11} + R_{12}) \quad (9.2)$$

При известных E_n и U_{10} данная формула не определяет однозначно оба сопротивления. Дополнительное условие, обычно заключается в заданной величине сопротивления параллельного соединения R_{11} и R_{12} .

При использовании в усилительном каскаде полевого транзистора с затвором в виде p-n-перехода, требуемое напряжение смещения противоположно по знаку E_n . В таком случае применяется т.н. автоматическое смещение рабочей точки (рис. 9.1в). Управляющий электрод – затвор соединяется с общим проводом через резистор R_1 . В результате получим $U_{10} = 0$. Общий электрод - исток подключается к общему проводу через резистор R_2 , по которому будет протекать постоянный ток $I_{20} = I_{30}$, создавая падение напряжения $U_{20} = I_{20} * R_2$. Таким образом, постоянное напряжение между затвором и истоком оказывается равным

$$U_{10} - U_{20} = 0 - I_{20} * R_2 \quad (9.3)$$

Это напряжение по знаку противоположно E_n , и, выбором величины R_2 его делают нужной величины.

Для того, чтобы по R_2 не протекала переменная – сигнальная часть тока i_2 она направляется через конденсатор C_2 , включенный параллельно R_2 . Конденсатор, который подключается между общим проводом и некоторой точкой цепи с целью устранить в этой точке переменное напряжение, называется **блокировочным**. Таким образом, конденсатор C_2 на рис.9.1в является блокировочным. Он должен ослабить переменную составляющую напряжения u_2 на истоке транзистора до допустимого уровня.

Если известна минимальная частота гармоник усищаемого сигнала – ω_{\min} , то требуемые емкости разделительных и блокировочных конденсаторов рассчитываются по единой формуле:

$$\omega_{\min} C > g_{\text{посл}} = 1/r_{\text{посл}} \quad (9.4)$$

в которой $r_{\text{посл}}$ – сопротивление цепи, включенной последовательно с конденсатором. Формула (9.4) означает, что модуль проводимости конденсатора $|j\omega C| = \omega C$ должен быть больше проводимости соединенной с ним цепи на минимальной частоте гармоник усищаемых сигналов. При этом на частотах других гармоник, с большими ω условие (9.4) будет выполняться с большим запасом. Определение $g_{\text{посл}}$ обычно не вызывает трудностей. Для разделительных конденсаторов C_1 – это входная проводимость транзистора плюс проводимость цепи смещения рабочей точки, подключенной к управляющему электроду. В каскаде с биполярным транзистором проводимость цепи смещения $1/R_1$ значительно меньше $g_{\text{вх}}$. Каскады с полевыми транзисторами имеют нулевую входную проводимость, поэтому в (9.4) подставляется только проводимость цепи смещения.

Для блокировочного конденсатора C_2 в цепи истока (рис.6.3в) $g_{\text{посл}} = g_{31}$.

Классификация усилительных каскадов по признаку общего электрода транзистора.

В рассмотренных ранее усилительных каскадах в качестве общего использовался второй электрод транзистора – эмиттер или исток. Однако это необязательно. Функцию общего может выполнять любой электрод транзистора. При этом из двух оставшихся один будет входным, а другой – выходным.

До сих пор общий электрод транзистора соединялся с общим проводом непосредственно. Однако в общем случае это не так и понятие общего электрода требует уточнения.

В усилительных каскадах усищаемый сигнал поступает на входной электрод, а усиленный снимается с выходного. На этих электродах обязательно присутствует изменяющееся во времени сигнальное напряжение. Если на оставшемся электроде напряжение остается неизменным, то он является общим. Обратимся к схеме усилительного каскада, показанной на рис.9.1в. Входным электродом транзистора является затвор, выходным – исток. Исток является общим электродом. Но непосредственного соединения его с общим проводом нет. Однако он исток соединен с общим проводом через блокировочный конденсатор C_2 большой емкости. Этот конденсатор удерживает напряжение на истоке почти неизменным при усилении сигнала.

На рис.9.2 показаны схемы усилительного каскада с биполярным транзистором и

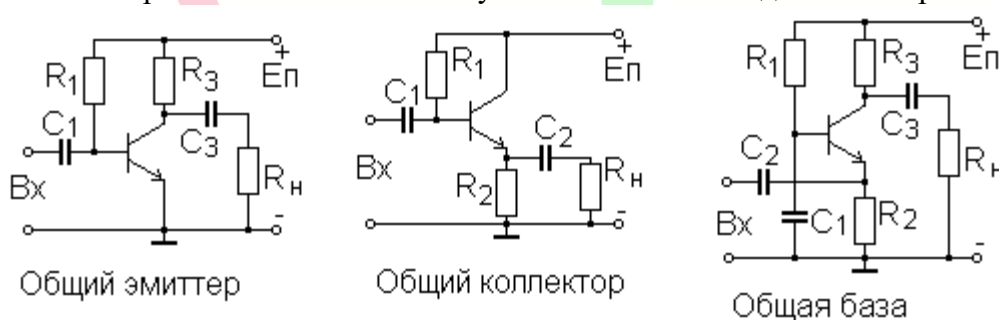


Рисунок 9.2

различными общими электродами. На первой схеме эмиттер транзистора непосредственно соединен с общим проводом и определение общего электрода очевидно. Во второй схеме входным электродом является база, выходным – эмиттер. Коллектор соединен с клеммой +Еп, напряжение на которой неизменно. Следовательно, общим электродом является коллектор. В третьей схеме база транзистора с помощью блокировочного конденсатора C_1 соединяется с общим проводом. Данный конденсатор поддерживает неизменным напряжение на базе, которая и является общим электродом.

и различными общими электродами. На первой схеме эмиттер транзистора непосредственно соединен с общим проводом и определе-

Лекция 10. Параметры каскадов с различными общими электродами.

Напомним, что рабочими характеристиками линейного усилителя являются входная и выходная проводимости ($g_{вх}$, $g_{вых}$), а также коэффициенты усиления напряжения и тока (k_u , k_i). Для случая, когда общим электродом является эмиттер (исток), рабочие характеристики вычислены и определяются формулами (8.14, 8.15, 8.17, 8.18). Эти формулы получены на основе представления транзистора в виде эквивалентного четырехполюсника и имеют общий характер. Переход на другой общий электрод транзистора вид формул не изменит. Изменяются только величины дифференциальных проводимостей (g_{11} , g_{13} , g_{31} , g_{33}).

Для вычисления дифференциальных проводимостей транзистора с любым общим электродом достаточно иметь набор дифференциальных проводимостей для какого-нибудь общего электрода. Обычно в качестве исходного принимается набор дифференциальных проводимостей для общего эмиттера (истока).

Удобным средством пересчета является т.н. матрица дифференциальных проводимостей с неопределенным общим электродом (иногда ее называют неопределенная матрица). На рис.10.1 показана схема измерений дифференциальных проводимостей при неопределенном общем электроде. В цепи каждого из электродов транзистора имеется регулируемый источник напряжения и средства измерения тока и напряжения. Давая приращение одному из напряжений, например U_1 , измеряем приращения токов ΔI_1 , ΔI_2 , ΔI_3 и вычисляем отношения этих приращений к вызвавшему их приращению ΔU_1 . Так последовательно определяются 9 дифференциальных проводимостей:

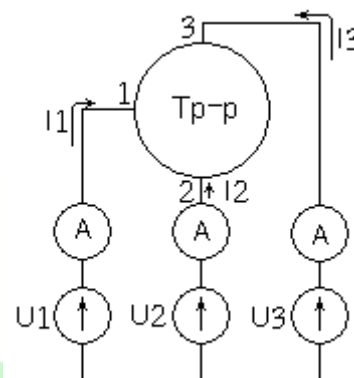


Рисунок 10.1

$$\begin{aligned} g_{11} &= \Delta I_1 / \Delta U_1 & g_{12} &= \Delta I_1 / \Delta U_2 & g_{13} &= \Delta I_1 / \Delta U_3 \\ g_{21} &= \Delta I_2 / \Delta U_1 & g_{22} &= \Delta I_2 / \Delta U_2 & g_{23} &= \Delta I_2 / \Delta U_3 \\ g_{31} &= \Delta I_3 / \Delta U_1 & g_{32} &= \Delta I_3 / \Delta U_2 & g_{33} &= \Delta I_3 / \Delta U_3, \end{aligned} \quad (10.1)$$

которые записываются в матрицу.

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{pmatrix} \quad (10.2)$$

Если все девять дифференциальных проводимостей данной «неопределенной» матрицы известны, то получить из нее четыре дифференциальных проводимости для матрицы с определенным общим электродом очень просто. Действительно. Если какой-то электрод объявляется общим, то схема измерений (рис.10.1) остается неизменной. Просто соответствующему напряжению U_1 , U_2 или U_3 не дается приращение и не вычисляются соответствующие этому напряжению проводимости. Это не влияет на величины других дифференциальных проводимостей. На практике это означает простое вычеркивание из «неопределенной» матрицы столбца и строки с номером общего электрода.

$$\begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \cancel{g_{11}} & \cancel{g_{12}} & \cancel{g_{13}} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} g_{11} & \cancel{g_{12}} & \cancel{g_{13}} \\ \cancel{g_{21}} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & \cancel{g_{13}} \\ g_{21} & g_{22} & \cancel{g_{23}} \\ \cancel{g_{31}} & \cancel{g_{32}} & \cancel{g_{33}} \end{pmatrix}$$

Неопр. matr. Общ. база Общ. эмиттер Общ. коллект
Общ. затвор Общ. исток Общ. сток

Не менее простой переход и в обратном направлении – от матрицы с определенным общим электродом к неопределенной матрице. Неопределенная матрица обладает очень важным свойством: **сумма элементов любой строки или любого столбца неопределенной матрицы равна нулю**. Для доказательства этого свойства запишем выражения для приращений токов:

$$\begin{cases} \Delta I_1 = g_{11}\Delta U_1 + g_{12}\Delta U_2 + g_{13}\Delta U_3 \\ \Delta I_2 = g_{21}\Delta U_1 + g_{22}\Delta U_2 + g_{23}\Delta U_3 \\ \Delta I_3 = g_{31}\Delta U_1 + g_{32}\Delta U_2 + g_{33}\Delta U_3 \end{cases} \quad (10.3)$$

Согласно первому правилу Кирхгофа $\Delta I_1 + \Delta I_2 + \Delta I_3 = 0$. Сложив уравнения (10.3) и вынеся за скобки приращения напряжений, увидим, что это возможно при произвольных $\Delta U_1, \Delta U_2, \Delta U_3$ только если $g_{11} + g_{21} + g_{31} = 0$, $g_{12} + g_{22} + g_{32} = 0$, $g_{13} + g_{23} + g_{33} = 0$.

Далее, если приращения напряжений на всех электродах одинаковы, то межэлектродные разности потенциалов приращений не получают, следовательно, приращения токов будут равны нулю. Положив $\Delta U_1 = \Delta U_2 = \Delta U_3 = \Delta U$, и $\Delta I_1, \Delta I_2, \Delta I_3$ равными нулю, получим $g_{11} + g_{12} + g_{13} = 0$, $g_{21} + g_{22} + g_{23} = 0$, $g_{31} + g_{32} + g_{33} = 0$.

Данные свойства неопределенной матрицы дифференциальных проводимостей позволяют по известным четырем дифференциальным проводимостям вычислить пять остальных. Пусть нам известны проводимости при общем эмиттере (истоке)

$$G_{os} = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{13} \\ g_{31} & g_{33} \end{pmatrix} \quad (10.4)$$

Вычислим коэффициенты матрицы матрицы проводимостей с неопределенным общим электродом

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & (-g_{11} - g_{13}) & g_{13} \\ (-g_{11} - g_{31}) & (g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33}) & (-g_{13} - g_{33}) \\ g_{31} & (-g_{31} - g_{33}) & g_{33} \end{pmatrix} \quad (10.5)$$

Теперь можно использовать эту матрицу для вычисления определенных матриц при любом общем электроде транзистора и последующих вычислений рабочих характеристик усилителей.

Рабочие характеристики усилительного каскада при различных общих электродах транзисторов.

Рабочие характеристики при общем эмиттере (истоке) определяются формулами (8.14, 8.15, 8.17, 8.18). Вычислим рабочие характеристики линейных усилительных каскадов, в которых транзистор включен с общей базой (ОБ) (общим затвором – ОИ) и с общим коллектором (ОК) (общим стоком – ОС). Для упрощения получающихся формул можно учесть, что наибольшая из дифференциальных проводимостей транзистора с общим эмиттером – g_{31} , как минимум, на два порядка больше всех остальных. Поэтому в суммах дифференциальных проводимостей, содержащих g_{31} , остальными слагаемыми можно пренебрегать.

Общая база (затвор). Матрица дифференциальных проводимостей транзистора для ОБ (ОЗ) получается вычеркиванием из (7.5) первой строки и первого столбца:

$$G_{ob} = \begin{pmatrix} (g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33}) & (-g_{31} - g_{33}) \\ (-g_{31} - g_{33}) & g_{33} \end{pmatrix} \quad (10.6)$$

Теперь используем полученные дифференциальные проводимости для вычисления рабочих характеристик. В формулах (8.14, 8.15, 8.17, 8.18) заменим $g_{11} \rightarrow g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33}$, $g_{31} \rightarrow -g_{31} - g_{33}$, $g_{13} \rightarrow -g_{13} - g_{33}$, $g_{33} \rightarrow g_{33}$. В результате получим

$$k_u = \frac{g_{31} + g_{33}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_u} + g_{33}} > 1$$

$$k_i = \frac{k_u}{g_{ex} R_u} \approx \frac{1}{1 + \frac{R_u}{R_3} + g_{33} R_u} < 1$$

$$g_{вых} = g_{33} + \frac{1}{R_u}$$
(10.7)

Общий коллектор (общий сток). Найдем матрицу дифференциальных проводимостей транзистора при ОК (С). Для этого из неопределенной матрицы (7.5) вычеркнем третий столбец и третью строку.

$$G_{ок} = \begin{pmatrix} g_{11} & -g_{11} - g_{13} \\ -g_{11} - g_{31} & g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33} \end{pmatrix}$$
(10.8)

Элементы полученной матрицы подставим в формулы (8.14, 8.15, 8.17, 8.18). В результате получим:

$$k_u = \frac{g_{11} + g_{31}}{g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_u}}$$

$$g_{ex} = g_{11} - k_u (g_{11} + g_{13}) \approx g_{11} (1 - k_u)$$

$$k_i = \frac{k_u}{g_{ex} R_u} \approx \frac{k_u}{g_{11} (1 - k_u) R_u}$$

$$g_{вых} = g_{11} + g_{13} + g_{31} + g_{33} + \frac{1}{R_2} \approx g_{31}$$
(10.9)

Сравним между собой рабочие характеристики усилительных каскадов при различных общих электродах транзистора. Для этого перенесем формулы рабочих характеристик в таблицу 10.1.

Наибольшими усилительными способностями обладает каскад с общим эмиттером (общим истоком). Оба коэффициента усиления k_u , k_i по модулю более единицы. Говорят, что данный каскад обладает усилением и по напряжению и по току. В виду того, что k_u , k_i отрицательны, каскад с ОЭ (ОИ) инвертирует сигнал. Если одновременно снимать сигнальные осциллограммы входного и выходного сигналов, они будут противоположны (в случае синусоид – противофазны).

Табл. 10.1. Рабочие характеристики усилительных каскадов при включении транзистора с различными общими электродами.

Параметр	ОЭ (ОИ)	ОБ (ОЗ)	ОК (ОС)
k_u	$\frac{-g_{31}}{g_{33} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_u}} < 0, k_u > 1$	$\frac{g_{31}}{g_{33} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_u}} > 0, k_u > 1$	$\frac{g_{31}}{g_{31} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_u}} > 0, k_u < 1$
$g_{вх}$	g_{11}	g_{31}	$g_{11} (1 - k_u)$
k_i	$\frac{k_u}{g_{11} R_u}, k_i > 1$	$\frac{1}{1 + g_{33} + \frac{R_u}{R_3}} > 0, k_i < 1$	$\frac{k_u}{g_{11} (1 - k_u)} \gg 1$
$g_{вых}$	$g_{33} + \frac{1}{R_3}$	$g_{33} + \frac{1}{R_3}$	$g_{31} + \frac{1}{R_2}$

Каскад с общей базой (общим затвором) по модулю k_u , практически, такой же как каскад с ОЭ (ОИ). Однако, в отличие от последнего каскад с ОБ (ОЗ) не инвертирует сигнал (k_u – положителен). Входная проводимость каскада с ОБ очень велика, следовательно, входное сопротивление $r_{вх}=1/g_{вх}$ – мало. Если внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала также мало, составляет десятки – сотни Ом, он хорошо согласуется с каскадом ОБ (ОИ). Модуль k_i у каскада с ОБ (ОИ) меньше единицы. Вместо усиления по току имеет место ослабление.

Усилительный каскад с общим коллектором (общим стоком) не имеет усиления по амплитуде напряжения $|k_u| < 1$. Однако, на практике $k_u \approx 1$, в связи с чем такой каскад называют эмиттерным (истоковым) повторителем сигнального напряжения. Входная проводимость каскада с ОК (ОС) весьма мала, входное сопротивление – велико. Благодаря этому, амплитуда тока, потребляемого от источника усиливаемого сигнала мала, а амплитуда тока, отдаваемого R_n , значительно больше. Каскад обладает большим коэффициентом усиления тока $k_i \gg 1$. Выходная проводимость каскада с ОК (ОС) велика, выходное сопротивление мало.

Особенности рабочих характеристик усилительных каскадов с различными общими электродами транзисторов позволяют комбинировать их при построении многокаскадных усилителей с заданными свойствами. Например

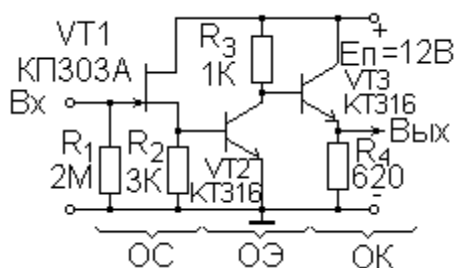


Рисунок 10.2

усилитель Y-канала осциллографа должен иметь входное сопротивление не менее 1 Мом, коэффициент усиления амплитуды напряжения $|k_u| \approx 100$ и выходное сопротивление – не более 500 Ом. Для достижения данных характеристик данный усилитель имеет три каскада. Первый каскад – истоковый повторитель (каскад с ОИ), обладающий большим входным сопротивлением, второй каскад с ОЭ создает необходимое усиление амплитуды сигнального напряжения, третий каскад – эмиттерный повторитель, обладающий малым выходным сопротивлением. Схема усилителя показана на рис.10.2. Первый каскад – истоковый повторитель имеет автоматическое смещение рабочей точки. Остальные два каскада используют в качестве напряжения смещения постоянные составляющие выходных напряжений предыдущих каскадов.

Лекция 11. Эмиттерные повторители.

Эмиттерный повторитель – это каскад с общим коллектором. Малосигнальные параметры (рабочие характеристики линейного усилителя) рассмотрены в предыдущей лекции. В настоящем разделе изучаются способы построения повторителей «большого сигнала» (сигналов большой амплитуды).

Простейший эмиттерный повторитель сигналов положительной полярности состоит из одного транзистора (Рис.11.1). Если $u_{вх} > 0$, то

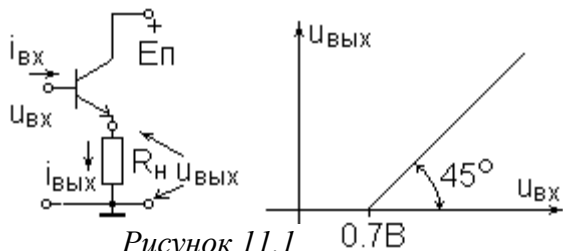


Рисунок 11.1

базо-эмиттерный переход транзистора проводит ток и $u_{вых}$ отличается от $u_{вх}$ на величину прямого падения напряжения на р-п-переходе – около 0.7 В. При изменении $u_{вх}$, с условием, что $u_{вх} > 0.7$ В, $u_{вых}$ повторит эти изменения. Ток, потребляемый от источника входного сигнала, $-i_{вх}$ – это базовый ток транзистора. Ток, который протекает по R_n , – выходной ток $i_{вых}$ – это эмиттерный ток транзистора, который в $(1+\beta)$ раз больше базового. Таким образом, коэффициент усиления тока равен

Эмиттерный ток транзистора, который в $(1+\beta)$ раз больше базового. Таким образом, коэффициент усиления тока равен

$$k_i = \frac{i_{вых}}{i_{вх}} = 1 + \beta \quad (11.1)$$

В зависимости от типа и экземпляра транзистора он составляет величину от 50 до 200. График зависимости $u_{вых}$ от $u_{вх}$ имеет вид ломаной линии (рис.8.1)

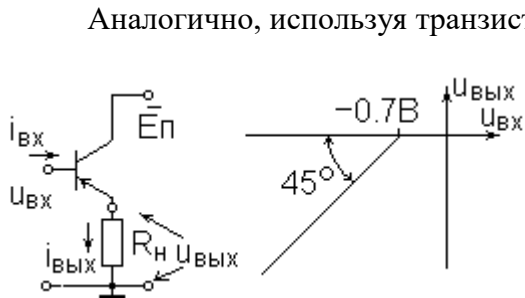


Рисунок 11.2

Аналогично, используя транзистор p-n-p, строится повторитель сигналов отрицательной полярности (рис. 11.2). В данном случае требуется источник питания отрицательной полярности.

Объединяя схемы повторителей сигналов положительной и отрицательной полярностей, получим двухполярный повторитель, показанный на рис. 11.3а. Заметим, что для построения двухполярного повторителя необходимы два источника питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$. Если напряжение

входного сигнала превышает $+0.7$ В., то ток через R_n обеспечивает верхний по рис.8.3а транзистор n-p-n типа. Когда $u_{вх} < -0.7$ В, усиление осуществляет нижний транзистор p-n-p типа. Однако, когда $u_{вх}$ находится в интервале от -0.7 В до $+0.7$ В, оба транзистора обесто-

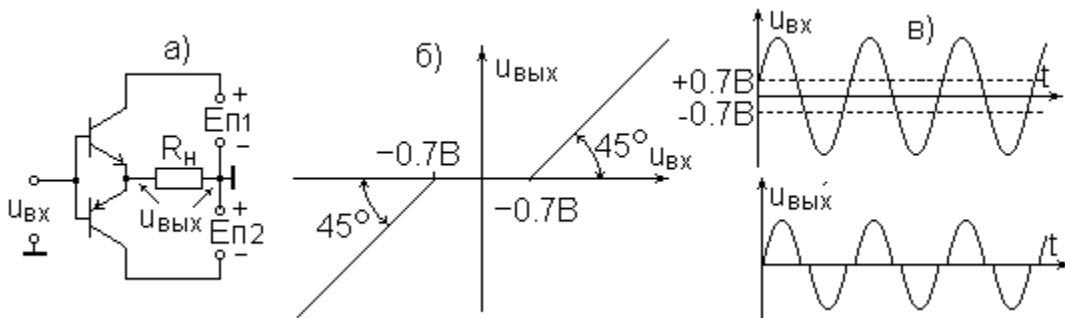


Рисунок 11.3

чены, $i_{вых}$ и $u_{вых}$ равны нулю. На рис.11.3б. показан график зависимости напряжения выходного сигнала от напряжения входного для двухполярного повторителя, а на рис.11.3в – осциллограммы входного и выходного сигналов при усилении синусоидального сигнала.

Нелинейная зависимость $u_{вых}$ от $u_{вх}$ обуславливает искажение формы сигнала при усилении. Для подавления этих искажений необходимо к сигнальным напряжениям, подаваемым на базы транзисторов добавить постоянные напряжения смещения: $+0.7$ В – для n-p-n транзистора и -0.7 В – для p-n-p транзистора. С этой целью повторитель дополняется цепью смещения рабочих точек транзисторов. Схема такого повторителя показана на рис.11.4.

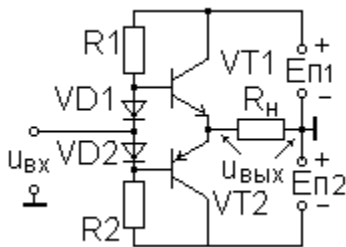


Рисунок 11.4

Для нормальной работы цепи смещения двухполярного повторителя необходимо чтобы оба диода цепи смещения ($VD1, VD2$) были всегда под прямым током через них. Ток диодов складывается из постоянного тока, который определяют $R1$ и $R2$ и сигнального тока, определяемого $u_{вх}$. Амплитуду сигнального тока можно определить, если заданы максимальная амплитуда сигнального напряжения на выходе повторителя U_{mmax} и R_n . Тогда $I_{мвых} = U_{mmax} / R_n$. Амплитуда базового тока транзисторов будет равна

$$I_{тбба} = \frac{I_{мвы}}{1 + \beta} = \frac{U_{mmax}}{R_n(1 + \beta)}$$

Условие незапирания диодов цепи смещения имеет вид $I_{см} > I_{тбба}$, где $I_{см}$ – ток смещения, определяемый $R1, R2$:

$$I_{cm} = \frac{E_{n1} - U_{m\max} - U_{\delta\alpha}}{R_1} \text{ В результате получим } R_1 < \frac{E_{n1} - U_{m\max} - 0.7B}{U_{m\max}} (1 + \beta) R_n \quad (11.2)$$

Такую же величину должен иметь резистор R2. Заметим, что резисторы цепочки смещения шунтируют вход повторителя, уменьшая его входное сопротивление в несколько раз.

Часто один из резисторов цепи смещения заменяется транзистором, осуществляющим дополнительное усиление сигнала. При этом второй оставшийся резистор выполняет функцию балластного резистора в получающемся усилительном каскаде. Схема повторителя с добавочным усилительным каскадом показана на рис. 11.5. Величина резистора R3 и постоянная составляющая тока транзистора VT1 определяются по обычной методике вычисления [режима линейного усилительного каскада](#).

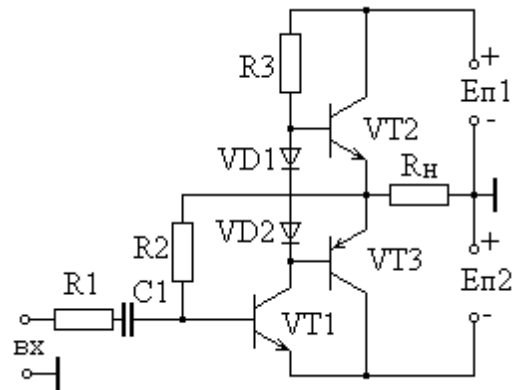


Рисунок 11.5 Эмиттерный повторитель с дополнительным усилительным каскадом

Нагрузкой данного каскада является вход эмиттерного повторителя, у которого $r_{вх} = R_n(1 + \beta)$. Следовательно, постоянная составляющая коллекторного тока VT1 должна удовлетворять условию:

$$I_{30VT1} > \frac{U_{m\text{вых}}}{(1 + \beta)R_n} + \frac{U_{m\text{вых}}}{R_3} \quad (11.3)$$

Кроме того, в отсутствие сигнала выходное напряжение должно иметь нулевую величину. Для этого падения постоянного напряжения на R3 и диоде VD1 должны в сумме равняться Еп1:

$$I_{30VT1}R_3 + U_{VD1} = E_{п1} \quad (11.4)$$

Данные условия определяют требуемые величины R3 и I30VT1. Величина прямого падения напряжения на диоде VD1 составляет 0.5 – 0.7 В. Исключив из двух последних выражений I30VT1, получим формулу для R3

$$R_3 < \left(\frac{E_{п1} - U_{VD1}}{U_{m\text{вых}}} - 1 \right) R_n (1 + \beta), \quad (11.5)$$

Которая попутно определит и допустимую величину Еп1, поскольку R3 должно быть положительным и иметь разумную величину. Далее, имея Еп1 и R3, из (11.4) находится I30VT1.

Составные транзисторы в эмиттерных повторителях.

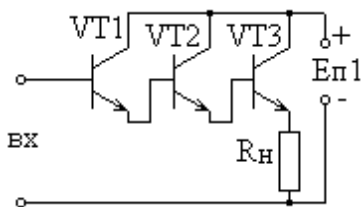


Рисунок 11.6

Главный параметр повторителя – коэффициент усиления тока определяется коэффициентом передачи тока транзистора: $k_i = (1 + \beta)$. Как отмечалось, коэффициент β биполярных транзисторов находится в интервале 50 – 150, что бывает недостаточно для получения нужного коэффициента усиления тока.

Существенного увеличения k_i можно добиться путем каскадирования нескольких эмиттерных повторителей. На рис. 11.6 показан трехкаскадный повторитель сигналов положительной полярности. Коэффициент усиления тока равен произведению k_i каждого из каскадов: $k_i = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)(1 + \beta_3)$.

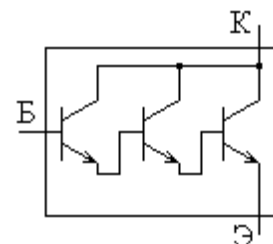


Рисунок 11.7. Составной транзистор Дарлингтона

Оказалось удобно рассматривать данную и подобные цепи не в виде многокаскадного устройства, а в виде однокаскадного повторителя с эквивалентным транзистором, у которого $\beta = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)(1 + \beta_3) - 1$.

Комбинацию нескольких транзисторов назвали составным транзистором. Подобно обычному транзистору она имеет три электрода (база, эмиттер, коллектор) и показана на рис.11.7. Обычно составной транзистор составляется из двух транзисторов, но в некоторых случаях это количество доходит до 3-4.

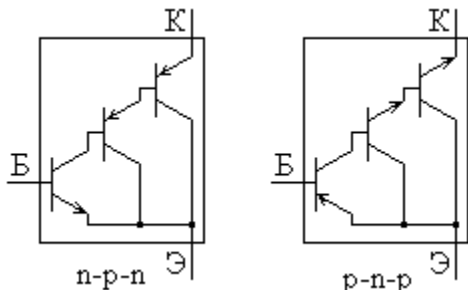


Рисунок 11.8 Составные транзисторы разнотипного состава

эмиттера. Схемы таких составных транзисторов показаны на рис.11.8. Как видно из рисунка, между выводами базы и эмиттера такого составного транзистора находится только один p-n-переход, и прямое напряжение на нем составит 0.7 В. Эквивалентный коэффициент передачи тока базы таких и других составных транзисторов приблизительно равен произведению коэффициентов передачи входящих в его состав транзисторов.

Лекция 12. Усилители мощности.

Любой усилитель по своему определению увеличивает мощность усиливаемого сигнала и, следовательно, является усилителем мощности. Однако этот термин служит для обозначения таких усилителей, для которых мощность выходного сигнала является основным рабочим параметром.

При усилении синусоидальных сигналов и резистивной нагрузке усилителя мощность выходного сигнала равна

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{твых}} I_{\text{твыл}}}{2} \quad (12.1)$$

Из данной формулы видно, что для получения заданной мощности необходимо обеспечить определенные амплитуды напряжения и тока выходного сигнала. Обычно эта задача решается в разных каскадах усилителя. Первые каскады усиливают амплитуду сигнала до заданного уровня $U_{\text{твых}}$, а последний каскад – эмиттерный повторитель усиливает амплитуду сигнала до нужной величины $I_{\text{твых}}$. Данный порядок действий определяет структуру усилителя мощности, показанную на рис.12.1.

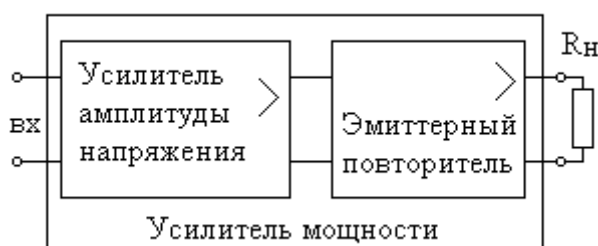


Рисунок 12.1

Рассмотрим фрагмент проектирования усилителя мощности на примере. Пусть требуется построить усилитель с мощностью выходного сигнала $P_{\text{вых}} = 100$ Вт. При $R_{\text{н}} = 4$ Ом. Амплитуда напряжения выходного сигнала определится из очевидной формулы $U_{\text{твых}} = \sqrt{P_{\text{вых}} R_{\text{н}}} = 28.3$ В Амплитуда сигнала на выходе составит $I_{\text{твых}} = U_{\text{твых}} / R_{\text{н}} = 7.1$ А.

В качестве мощных транзисторов эмиттерного повторителя необходимо взять такие, у которых допустимое напряжение коллектор – эмиттер превышает $U_{\text{твых}}$ не менее

чем в 3 раза, а допустимый ток коллектора больше $I_{m\text{вых}}$ в 1.5 – 2 раза. Этим условиям удовлетворяют транзистор КТ819 – n-p-n типа и КТ818 – p-n-p типа.

Выбранные транзисторы имеют небольшие коэффициенты передачи тока $\beta=50$ и не могут обеспечить достаточный коэффициент усиления тока. Поэтому образуем на выходе составные транзисторы разнотипного вида по рис.11.8. Кроме того, используем повторитель с дополнительным усилительным каскадом (рис.11.5). В результате получим схему усилителя мощности, показанную на рис.12.2.

Определим номиналы элементов цепи усилителя. Коэффициент усиления тока составными транзисторами $\beta \approx \beta_1 \beta_2 = 2000$. С помощью (11.5) определим R_3 и $E_{п1} = E_{п2}$.

$$R_3 < \frac{E_{п1} - U_{m\text{max}} - 0.7B}{U_{m\text{max}}} (1 + \beta) R_H$$

Для положительности правой части этого неравенства необходимо чтобы

$E_{п1} > U_{m\text{max}} + 0.7 \text{ В} = 29 \text{ В}$. Зададим $E_{п1} = E_{п2} = 34 \text{ В}$. Тогда $R_3 < 1.4 \text{ К}$ и можно положить $R_3 = 1.3 \text{ К}$.

Постоянная составляющая коллекторного тока $VT1$ (I_{30VT1}), проходя по R_3 , должна создать падение напряжения, равное $E_{п1}$. Это определяет необходимые величины $I_{30VT1} = E_{п1} / R_3 = 26.15 \text{ мА}$ и $I_{10VT3} = I_{30VT1} / \beta_{VT1} = 0.52 \text{ мА}$. Коэффициент передачи тока $VT1$ (β_{VT1}) взят равным 50. Реальный транзистор может иметь другое значение β и, следовательно, другое тре-

буемое значение постоянной составляющей тока базы. Поэтому величина сопро-

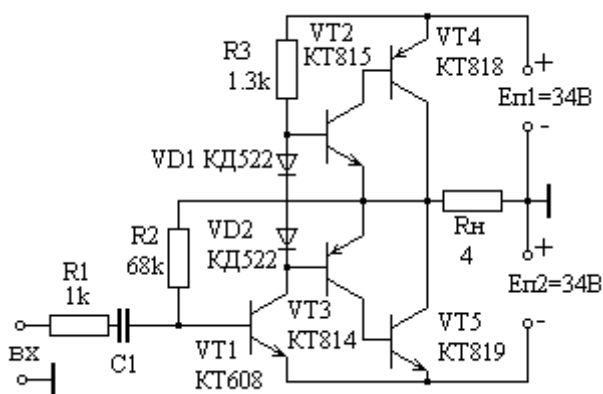


Рисунок 12.2

тивления $R_2 = E_{п2} / I_{10VT1} = 65.4 \text{ к}$ может потребовать корректировки под конкретный экземпляр $VT1$. Ближайший к полученному значению стандартный номинал сопротивления равен 68К, он и обозначен на схеме усилителя (рис.12.2).

Определим важные рабочие параметры усилителя: входную проводимость ($g_{вх}$) и коэффициент усиления амплитуды напряжения (k_u). Входная дифференциальная проводимость транзистора $VT1$ в рабочей точке равна $g_{11} = I_{30VT1} / (U_T (1 + \beta_{VT1})) = 0.02 \text{ Сим}$ ($r_{11} = 50 \text{ Ом}$). Прямая проходная проводимость $g_{31} = g_{11} \beta_{VT1} = 1 \text{ Сим}$. Можно положить $g_{13} = 0$, $g_{33} = 0$, тогда $g_{вх} = g_{11}$, $|k_u| = g_{31} / (1/R_3 + 1/2000R_H) = 1118$.

В схеме усилителя мощности на рис.12.2 входная цепь содержит дополнительный резистор R_1 , который должен ослабить нелинейность базо-эмиттерного перехода $VT1$ и улучшить линейность усилителя. Дело в том, что $VT1$ работает в режиме усиления большого сигнала. Переменная составляющая его коллекторного тока имеет амплитуду $I_{m3VT1} = U_{m\text{вых}} / (1/R_3 + 1/2000R_H) = 25 \text{ мА}$. Это означает, что коллекторный ток изменяется от $I_{30VT1} - I_{m3VT1} = 1 \text{ мА}$ до $I_{30VT1} + I_{m3VT1} = 51 \text{ мА}$. При этом дифференциальная входная проводимость также изменяется от $8 \cdot 10^{-4} \text{ Сим}$ до $4 \cdot 10^{-2} \text{ Сим}$. Ясно, что синусоидальное напряжение входного сигнала при таких условиях будет создавать несинусоидальное изменение базового тока транзистора $VT1$. Для улучшения линейности входной цепи усилителя устанавливается добавочный резистор R_1 , сопротивление которого выбирается примерно равным входному сопротивлению транзистора при минимальном токе коллектора. В нашем случае это $1/8 \cdot 10^{-4} \text{ Сим} = 1300 \text{ Ом}$. Установим резистор $R_1 = 1 \text{ к}$.

Установка резистора R_1 вместе с улучшением линейности усиления уменьшит коэффициент усиления амплитуды напряжения приблизительно в $g_{вх} R_1 = 20$ раз. В результате получим $|k_u| \approx 50$; для получения амплитуды выходного сигнала 28 В, требуется амплитуда входного сигнала, равная 0.56 В.

При построении усилителей мощности необходимо считаться с мощностью, выделяемой на транзисторах выходного эмиттерного повторителя. Эта мощность выделяется в виде тепла, которое приводит к разогреву транзисторов до опасных температур. Для двухтактного выходного каскада можно оценить тепловую мощность по упрощенной формуле: $P_{\text{тепл}} = P_{\text{вых}}$. Ограничение температуры транзисторов выходного каскада достигается установкой их на охлаждающие радиаторы, которые рассеивают тепло в окружающее пространство за счет излучения и конвекции воздуха.

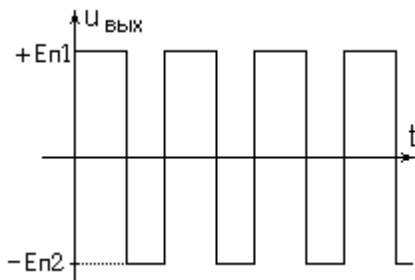


Рисунок 12.3

Транзисторы двухтактного эмиттерного повторителя работают в режиме **класса В**, обеспечивая средний КПД, около 50%. Существенно более высокий КПД усилителей мощности дают выходные каскады, транзисторы которых работают в режиме **класса D**. При этом транзисторы поочередно мгновенно переключаются из режима отсечки тока в режим насыщения. Выходной сигнал представляет собой скачкообразно изменяющееся напряжение прямоугольной формы, показанное на рис. 12.3. Так как в режиме отсечки ток транзистора равен нулю, а в режиме насыщения напряжение на транзисторе близко к нулю, выделение мощности на транзисторе ($P=UI$) очень не велико, и КПД усилителей класса D близок к 100%. Однако реализация D-усилителей оказывается значительно более сложной, в сравнении с усилителями В-класса. Необходимо использовать высокочастотное импульсное несущее колебание прямоугольной формы, подвергая его широтно-импульсной модуляции, с последующим подавлением высокочастотных гармоник.

Лекция 13. Высокочастотные и широкополосные усилители.

С увеличением частоты усиливаемых сигналов или их спектральных составляющих становится заметной инерционность электрических процессов в транзисторах и подключенных к ним цепях. В первую очередь начинает проявляться конечное время пролета носителей заряда через область базы биполярного или канал полевого транзистора, а также эффекты конечного времени накопления и рассасывания зарядов областях транзисторов.

В радиоэлектронике предпочитают моделировать эффекты инерционности транзисторов введением фиктивных электрических элементов в модельную схему транзистора. На рис.13.1 показана такая схема, в которой к безинерционному транзистору добавлены три конденсатора, представляющие процессы накопления заряда на переходах между электродами. Емкость C_{12} называется входной, C_{13} – проходной, C_{32} – выходной.

С начального введения **дифференциальных проводимостей** транзистора g_{11} , g_{13} , g_{31} , g_{33} они рассматривались как отношения комплексных амплитуд синусоидальных токов и напряжений. Если частота синусоидальных изменений мала, период их велик, то времена проявления электрической инерционности оказываются пренебрежимо малыми, в сравнении с периодом. Следовательно, начальные фазы синусоидальных токов и напряжений будут одинаковыми, а дифференциальные проводимости выразятся действительными числами. На высокой частоте $-\omega$ ситуация изменяется и к дифференциальным проводимостям необходимо добавить проводимости соответствующих емкостей. В результате получим

$$g_{11} \rightarrow g_{11} + j\omega C_{12} = y_{11} \quad g_{13} \rightarrow g_{13} + j\omega C_{13} = y_{13} \quad g_{33} \rightarrow g_{33} + j\omega C_{32} = y_{33} \quad (13.1)$$

Получающиеся комплексные дифференциальные проводимости обозначены через y . Введение т.н. межэлектродных емкостей позволяет отразить некоторые эффекты инерционности транзисторов, не все и не главные. Основное значение имеет учет частотной зависимости прямой проходной проводимости – g_{31} , определяющей усилительные свой-

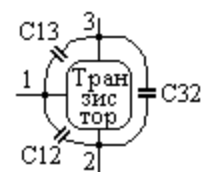


Рисунок 13.1

ства транзистора. Ясно, что изменить мгновенно концентрацию неосновных носителей в базе биполярного транзистора или доставить носители в канал полевого невозможно. Следовательно, процесс управления электропроводностью является инерционным и это должно выразиться в комплексном и частотно-зависимом характере прямой проходной проводимости. Весьма точно частотная зависимость может выражаться следующей формулой

$$g_{31} \rightarrow y_{31} = \frac{g_{31}}{1 + j\omega\tau}, \quad (13.2)$$

В которой τ – постоянная времени управления электропроводностью транзистора. Величина τ зависит от многих факторов изготовления транзисторов и может отличаться у транзисторов разных назначений на несколько порядков. Чем меньше τ , тем на большей частоте реализуются усилительные свойства транзистора. Частота $\omega_{гр}=1/\tau$ называется граничной по прямой проходной проводимости. На низких частотах ($\omega \tau \ll 1$) $y_{31}=g_{31}$ и является самой большой из всех дифференциальных проводимостей. За счет этого транзистор обладает большими усилительными возможностями. С увеличением частоты y_{31} уменьшается по модулю, в то время как остальные у-параметры увеличиваются. В результате усилительные возможности транзистора ухудшаются.

В тоже время τ или $\omega_{гр}$ не являются определяющими в оценке высокочастотных качеств транзистора, поскольку его усилительные свойства зависят и от других комплексных дифференциальных проводимостей. Если выразить через эти параметры максимально достижимый коэффициент усиления мощности, то определится частота $\omega_{пред}$, выше которой коэффициент усиления мощности меньше единицы. Эта предельная частота и является границей, до которой еще возможно использование транзистора для усиления сигналов. В зависимости от $\omega_{пред}$ транзисторы подразделяются на низкочастотные - $\omega_{пред} < 10^7$, среднечастотные - $10^7 < \omega_{пред} < 10^9$, высокочастотные - $10^9 < \omega_{пред} < 10^{11}$, сверхвысокочастотные - $\omega_{пред} > 10^{11}$.

Рабочие характеристики усилительного каскада для высокочастотных сигналов выражаются теми же формулами. Однако в них необходимо заменить g-параметры на у-параметры, что сделает рабочие характеристики комплексными. В частности, комплексный коэффициент усиления амплитуды напряжения выразится в следующем виде

$$k_u = \frac{-g_{31}}{(1 + j\omega\tau)\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_n} + j\omega C_n + g_{33} + j\omega C_{32}\right)} \quad (13.3)$$

Где C_n – емкость нагрузки, которую также необходимо учитывать. Частота усиливаемого сигнала – ω находится в знаменателе. Это обуславливает уменьшение $|k_u|$ при возрастании частоты. Обычно ставится задача построения усилителя, работающего в заданном интервале частот от ω_{min} до ω_{max} . Для ее решения необходимо во-первых подобрать транзистор, для которого $\omega_{max}\tau < 1$ и во-вторых, установить такой балластный резистор R_3 , чтобы выполнялось условие $1/R_3 + 1/R_n > \omega_{max}(C_n + C_{32})$. Обычно получается небольшая величина балластного сопротивления и, следовательно, небольшой коэффициент усиления.

Другим рабочим параметром, существенно изменяющимся с увеличением частоты усиливаемого сигнала, является входная проводимость, особенно в каскадах с полевыми транзисторами, где на низких частотах она очень мала. Формула для входной проводимости при замене g_{11} на y_{11} имеет следующий вид

$$y_{вх} = g_{11} + j\omega C_{12} - k_u (g_{13} + j\omega C_{13}) \quad (13.4)$$

Даже если g_{11} и g_{13} пренебрежимо малы наличие емкостей C_{12} и C_{13} создают существенную величину входной проводимости. Заметим, что емкость C_{13} входит в формулу для $y_{вх}$ умноженной на k_u , что значительно увеличивает ее влияние на входную проводимость.

Дифференциальные усилители (ДУ) –

это усилители с двумя входами, формирующие напряжение выходного сигнала пропорциональное разности сигнальных напряжений, поданных на входы. На рис.13.2 представлена схема дифференциального усилительного каскада с произвольными транзисторами (биполярными или полевыми). Усилитель использует двухполярное питание – два последовательно соединенных источника, точка соединения которых соединена с общим проводом. На управляющие электроды каждого из транзисторов поступает свой входной сигнал с напряжением $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$. На рисунке не обозначена выходная клемма усилителя. Это обусловлено тем, что на первом этапе ставится только задача определения зависимости токов транзисторов (i_{31} , i_{32}) от напряжений входных сигналов. Будем обозначать напряжения на электродах транзисторов и токи двойными индексами, первый указывает номер электрода, второй – номер транзистора. Так i_{31} – это ток третьего электрода транзистора VT1. Примем также для простоты токи первых электродов, равными нулю. Для полевых транзисторов это справедливо, для биполярных – почти справедливо. При этом $i_3=i_2$.

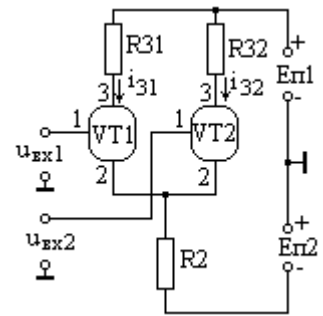


Рисунок 13.2

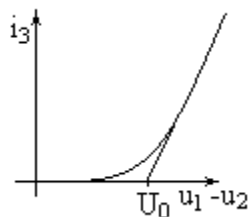


Рисунок 13.3

Для вычисления токов транзисторов необходимы их ВАХ. Однако можно воспользоваться похожестью ВАХ различных транзисторов и аппроксимировать их общей зависимостью с некоторыми параметрами, величины которых характерны для того или иного типа транзисторов. На рис.13.3 показан график такой обобщенной зависимости тока i_3 от управляющего напряжения (u_1-u_2). Мы еще более упростим аппроксимацию, заменив кривую графика двумя прямыми. На восходящей части графика – это касательная с угловым коэффициентом, равным g_{31} , на начальном участке – это горизонтальная прямая $i_3=0$. Точка пересечения аппроксимирующих полупрямых – U_0 отмечает т.н. пороговое напряжение транзистора – напряжение на управляющем электроде, при котором транзистор начинает проводить ток (отпирается). При такой аппроксимации ВАХ транзистора характеризуется всего двумя параметрами: пороговым напряжением - U_0 и прямой проходной проводимостью - g_{31} , а величина тока i_3 выразится простой формулой:

$$i_3=0 \text{ - при } u_1-u_2 < U_0, \quad i_3=g_{31}(u_1-u_2-U_0) \text{ - при } u_1-u_2 > U_0.$$

Составим систему уравнений для токов i_{31} , i_{32} . Применив второе правило Кирхгофа к контуру из источников входных сигналов и переходов между 1 и 2 электродами транзисторов, получим

$$u_{вх1}-u_{вх2}=(u_{11}-u_{21})-(u_{12}-u_{22}) \quad (13.5)$$

Далее, запишем еще два уравнения, выражающие второе правило Кирхгофа для контуров из $u_{вх1}$, переход 1-2 транзистора VT1, резистор R2, источник питания Eп2, а также $u_{вх2}$, переход 1-2 транзистора VT2, резистор R2, источник питания Eп2.

$$\begin{aligned} -u_{вх1}+(u_{11}-u_{21})+(i_{31}+i_{32})R_2-E_{п2}&=0 \\ -u_{вх2}+(u_{12}-u_{22})+(i_{31}+i_{32})R_2-E_{п2}&=0 \end{aligned} \quad (13.6)$$

Для определения двух неизвестных токов i_{31} , i_{32} достаточно двух уравнений. Поэтому из трех записанных уравнений одно можно отбросить. Мы записали последнее только для удобства вычислений. Сложив два последних уравнения, получим

$$-u_{вх1}-u_{вх2}+(u_{11}-u_{21})+(u_{12}-u_{22})+2(i_{31}+i_{32})R_2-2E_{п2}=0 \quad (13.7)$$

Теперь в (13.5) и (13.6) заменим разности $(u_{11}-u_{21})$ и $(u_{12}-u_{22})$ их выражениями из ВАХ транзисторов: $u_1-u_2=U_0+i_3/g_{31}$. При этом будем считать, что транзисторы в дифференциальном усилителе имеют одинаковые параметры ВАХ – g_{31} и U_0 . В результате получим:

$$\begin{aligned} i_{31}-i_{32}&=(u_{вх1}-u_{вх2})g_{31} \\ i_{31}+i_{32}&=(2E_{п2}-2U_0+u_{вх1}+u_{вх2})/(2R_2+1/g_{31}) \end{aligned}$$

Из данной системы уравнений легко выражаются токи выходных электродов транзисторов

$$i_{31} = (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \frac{g_{31}}{2} + \frac{u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}}{4R_2 + \frac{2}{g_{31}}} + \frac{E_{\text{п2}} - U_0}{2R_2 + \frac{1}{g_{31}}} \quad (13.8)$$

Формула для i_{32} отличается только знаком первого слагаемого в правой части.

Первое слагаемое, пропорциональное разности напряжений входных сигналов, называется разностной или дифференциальной составляющей тока.

Второе слагаемое пропорционально сумме напряжений входных сигналов, оно называется синфазной составляющей тока транзистора. Синфазная составляющая является нежелательной компонентой. Ее всегда стараются уменьшить. Средство уменьшения вытекает из формулы для (13.8) – это увеличение R_2 . Отношение коэффициентов при дифференциальной и синфазной составляющих называется коэффициентом подавления синфазного сигнала. Для рассматриваемой схемы дифференциального усилителя этот коэффициент равен $2R_2g_{31}$.

Третье слагаемое не зависит от сигнальных напряжений и называется постоянной составляющей тока транзистора – I_{30} . Как в обычном усилительном каскаде I_{30} должен иметь определенное значение, обеспечивающее линейность усиления при заданной амплитуде выходного сигнала усилителя. Средствами обеспечения заданной величины I_{30} являются $E_{\text{п2}}$ и R_2 .

Лекция 14. Усовершенствование ДУ. Операционные усилители

Усовершенствование ДУ имеет целью значительное увеличение коэффициента подавления синфазного сигнала. Для этого резистор R_2 заменяется нелинейным элементом, у

которого ток очень слабо зависит от приложенного напряжения. На рис.14.1а показана ВАХ такого элемента, которая очень похожа на выходную ВАХ транзисторов. Это определяет и способ построения таких элементов, называемых стабилизаторами

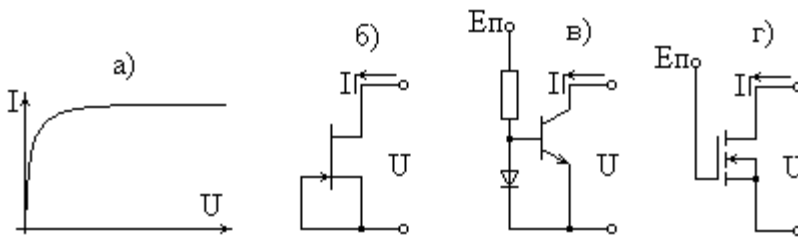


Рисунок 14.1

тока. Рис.14.1б,в,г демонстрирует схемы стабилизаторов тока, использующие различные транзисторы.

Дифференциальное сопротивление стабилизатора тока – это $1/g_{33}$ используемого транзистора. Оно может достигать $r_2=10^6$ Ом. При этом коэффициент подавления синфазного сигнала $2g_{31}r_2=10^3 - 10^4$. В тоже время постоянная составляющая токов - I_{30} может быть установлена любой нужной величины.

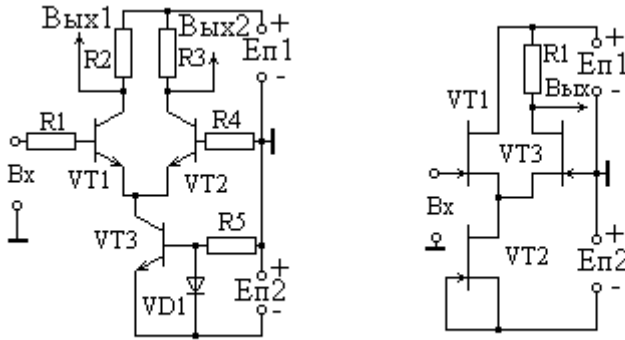
Наличие стабилизатора тока в цепи вторых электродов транзисторов дифференциального усилителя уменьшает синфазную составляющую транзисторных токов до пренебрежимо малых значений. Эту составляющую можно отбросить из формул для токов i_{31} , i_{32} , которые примут очень простой вид:

$$i_{31} = (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \frac{g_{31}}{2} + \frac{I_0}{2} \quad i_{32} = -(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \frac{g_{31}}{2} + \frac{I_0}{2} \quad (14.1)$$

где I_0 -ток, создаваемый стабилизатором тока. Этот ток распределяется между парой транзисторов дифференциальной пары в соответствии с разностью напряжений входных сигналов. Далее токи i_{31} , i_{32} протекают по балластным резисторам, включенным в цепь выходных электродов (см. рис.13.2), создавая на них напряжения выходных сигналов.

Использование дифференциальных усилителей.

В общем виде дифференциальный усилитель имеет два входа и два выхода. Однако, в такой полной комплектации используется редко. Обычно усиливается один сигнал, поступающий на один из входов, и далее используется один из выходных сигналов.



а) Парафазный усилитель б) Каскодный усилитель

Рисунок 14.2

Типовые применения дифференциальных усилителей показаны на рис 14.2. Парафазный усилитель применяется для получения двух противофазно изменяющихся выходных сигналов, например, для отклонения луча в ЭЛТ. Каскодный усилитель (Рис.14.2б) используется в тех случаях, когда необходимо ослабить до пренебрежимо малой величины действие обратной проходной проводимости транзистора u_{13} . Усиливаемый сигнал поступает на управляющий электрод VT1, а усиленный снимается с выходного электрода другого транзистора – VT3. При этом VT1 имеет общий сток, а VT3 – общий затвор. Благодаря малой величине обратной проходной проводимости каскодный усилитель позволяет усиливать сигналы с очень широким спектром.

Данные примеры не исчерпывают множества применений дифференциальных усилителей. Один из них рассмотрим отдельно.

Операционные усилители (ОУ)

первоначально создавались для реализации линейных операций над сигналами, однако впоследствии круг их применений значительно расширился.

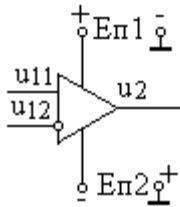


Рисунок 14.3

К числу линейных операций относятся умножение сигнала на постоянный множитель ($u_{\text{вых}}=k u_{\text{вх}}$), суммирование нескольких сигналов, умноженных на постоянные множители ($u_{\text{вых}}=k_1 u_{\text{вх1}}+k_2 u_{\text{вх2}}+\dots$), дифференцирование сигнала ($u_{\text{вых}}=k \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$), интегрирование сигнала ($u_{\text{вых}}=k \int u_{\text{вх}} dt$). Для реализации этих операций требуется базовый линейный элемент с дифференциальным входом и возможно большим коэффициентом усиления, который был назван операционным усилителем. Его условное обозначение показано на рис.14.3. Операционный усилитель (ОУ) рассчитан на двухполярное питание ($E_{п1}, E_{п2}$).

Имеет два входа. Напряжения входных сигналов обозначены u_{11}, u_{12} . Усиленный сигнал – u_2 снимается с выходной клеммы, причем в активном режиме ОУ

$$u_2 = k(u_{11} - u_{12}) \quad (14.2)$$

Вход ОУ, сигналное напряжение с которого (u_{11}) усиливается с положительным коэффициентом, называется неинвертирующим. Другой вход (u_{12}), соответствующий отрицательному коэффициенту усиления, называется инвертирующим. Он помечен на обозначении ОУ кружком – значком инверсии.

Коэффициент усиления – k у идеального ОУ должен быть бесконечно большим. Реальные ОУ имеют конечный коэффициент усиления от 10^4 до 10^6 . Очевидно, что базовое соотношение (14.2) между сигнальными напряжениями может выполняться только в

Рис. 14.2. Типовые применения дифференциальных усилителей показаны на рис 14.2.

Парафазный усилитель применяется для получения двух противофазно изменяющихся выходных сигналов, например, для отклонения луча в ЭЛТ.

Каскодный усилитель (Рис.14.2б) используется в тех случаях, когда необходимо ослабить до пренебрежимо малой величины действие обратной проходной проводимости транзистора u_{13} . Усиливаемый

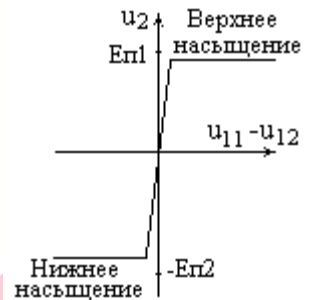


Рисунок 14.4

ограниченном диапазоне выходного напряжения – u_2 . Реальная зависимость u_2 от разности $u_{11}-u_{12}$ выражается графиком, показанном на рис. 14.4. В виду огромной величины коэффициента усиления, активный режим ОУ реализуется только в узком интервале разности входных напряжений от долей до единиц милливольт $|u_{11}-u_{12}| < 10^{-3} В$. Тем не менее, удается удерживать ОУ именно в этом линейном режиме работы.

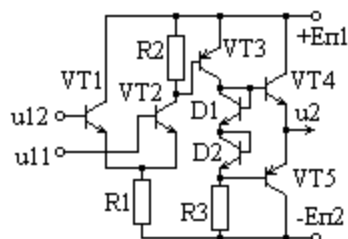


Рисунок 14.5

Внутренняя структура ОУ включает в себя три каскада: дифференциальный усилитель, промежуточный усилительный каскад, выходной эмиттерный повторитель. На рис. 14.5 показана упрощенная схема ОУ. Два транзистора, обозначенные D1, D2 фактически являются диодами цепи смещения рабочих точек транзисторов (VT4-VT5) эмиттерного повторителя. Промежуточный усилительный каскад состоит из VT3 и балластного резистора R3. Входной дифференциальный усилитель образован VT1, VT2 и резисторами R1, R2. Реальные ОУ в микроэлектронном исполнении вместо резисторов используют стабилизаторы тока и имеют дополнительные цепи для защиты выходных и входных транзисторов от перенапряжений и больших токов. Однако структура их не отличается от показанной на рис. 14.5.

Лекция 15. Усилительные и другие устройства на основе ОУ.

Собственный коэффициент усиления ОУ очень велик. Уменьшая его с помощью обратной связи можно получать усилители с любым заданным коэффициентом усиления амплитуды напряжения. Обратная связь, т.е. возвращение части выходного сигнала обратно на вход является необходимым атрибутом использования ОУ и единственным способом обеспечить активный режим его работы.

На рис. 15.1 показаны схемы двух усилителей, построенных на основе ОУ. В обоих усилителях выходной сигнал ОУ (u_2) возвращается на инвертирующий вход через резистивный делитель напряжения R1-R2. Усиливаемый сигнал в первом случае подается на неинвертирующий вход ОУ, а во втором – через R1 на инвертирующий.

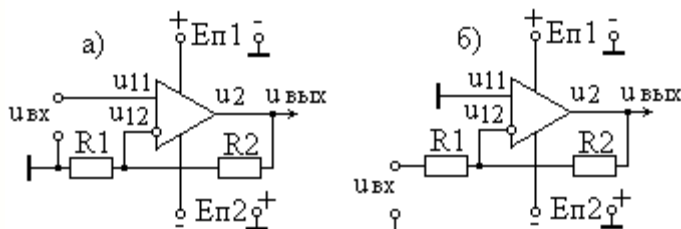


Рисунок 15.1

Определим зависимость напряжения выходного сигнала $u_{\text{вых}}$ от входного $u_{\text{вх}}$. Причем речь идет мгновенных величинах сигнальных напряжений. Способ вычислений очень простой: записываются выражения для u_{11} u_{12} и подставляются в уравнение ОУ (14.2), из которого выражается искомая величина. Для схемы (а) рис. 15.1

$$u_{11} = u_{\text{вх}}, \quad u_{12} = u_{\text{вых}} R_1 / (R_1 + R_2). \quad (15.1)$$

Подставив это в (14.2), получим

$$\left(u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) k = u_{\text{вых}} \quad \text{откуда получим}$$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{k}} \quad (15.2)$$

Ввиду того, что собственный коэффициент усиления ОУ – k очень велик вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь, т.е. считать, что $(R_1 + R_2)/k \ll R_1$. В этом случае

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} (1 + R_2/R_1). \quad (15.3)$$

Таким образом, первый усилитель, показанный на рис.15.1, обладает безупречной линейностью и дает положительный коэффициент усиления сигнального напряжения, равный $k_u=1+R_2/R_1$. Его называют неинвертирующим усилителем.

Для схемы (б) рис.15.1 напряжения на входах ОУ запишутся в виде:

$$u_{11}=0, \quad u_{12}=u_{\text{вх}}R_2/(R_1+R_2)+u_{\text{вых}}R_1/(R_1+R_2).$$

После подстановки в (14.2) и выражения $u_{\text{вых}}$ получим

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} \frac{kR_2}{kR_1 + R_1 + R_2} \approx u_{\text{вх}} \left(-\frac{R_2}{R_1}\right). \quad (15.4)$$

Данный усилитель обеспечивает отрицательный коэффициент усиления, с модулем, равным R_2/R_1 . Его называют инвертирующим усилителем.

Из рассмотрения простейших усилителей, построенных на основе ОУ, следует простой принцип описания подобных устройств. Обратная связь, создаваемая резистором R_2 , при огромном собственном коэффициенте усиления ОУ заставляет напряжение на инвертирующем входе ОУ (u_{12}) всегда быть почти равным напряжению неинвертирующего входа (u_{11}). Это позволяет очень просто вычислить напряжение выходного сигнала, выразив через него u_{12} и приравняв его к u_{11} . В дальнейшем мы будем пользоваться именно этим приемом.

Суммирование сигнальных напряжений нескольких источников можно осуществить последовательным их соединением (рис.15.2а). Однако, если источники имеют общий для них провод, такой способ невозможен. В этом случае приходится использовать параллельное

включение источников через дополнительные резисторы (рис.15.2б), теряя на них часть амплитуды сигналов. В обоих случаях источники суммируемых сигналов оказываются неразвязанными друг от друга. Ток, создаваемый одним из источников, протекает по другим, что не всегда допустимо.

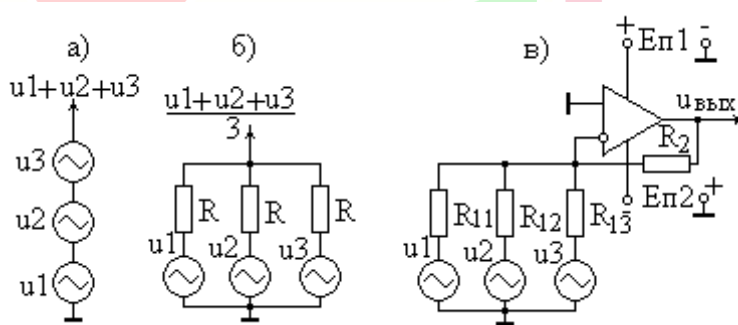


Рисунок 15.2

Операционный усилитель позволяет почти идеально просуммировать сигнальные напряжения нескольких источников с заданными коэффициентами, обеспечивая развязку источников друг от друга. На рис. 15.2в показана схема такого сумматора. Поскольку напряжение неинвертирующего входа ОУ равно нулю (он соединен с общим проводом), обратная связь через R_2 будет поддерживать нулевое напряжение на инвертирующем входе, являющимся узлом соединения суммируемых источников. Это обеспечит развязку между ними. Каждый из источников создает через свой резистор сигнальный ток, равный u/R . Эти токи суммируются на инвертирующем входе ОУ и далее протекают по R_2 , создавая на нем падение напряжения, являющееся напряжением выходного сигнала.

$$u_{\text{вых}} = -(i_1+i_2+i_3)R_2 = -u_1R_2/R_{11} - u_2R_2/R_{12} - u_3R_2/R_{13} \quad (15.5)$$

Источников суммируемых сигналов может быть сколько угодно. Увеличение или уменьшение их количества не влияет на весовые коэффициенты суммирования.

Дифференцирование и интегрирование сигнальных напряжений

приблизительно может осуществляться RC цепочками, показанными на рис.15.3а,б. Они так и называются «интегрирующая» (рис.15.3а) и «дифференцирующая» (рис.15.3б) цепочки. Если обозначить мгновенное напряжение на конденсаторе – u_c , то ток в любой из цепочек будет равен $i=dq/dt=d(cu_c)/dt=cdu_c/dt$. Напряжение на резисторе $u_R=iR=RCdu_c/dt$. По второму правилу Кирхгофа $u_{\text{вх}}=u_R+u_c$ или

$$u_{\text{ex}} = u_c + RC \frac{du_c}{dt}.$$

Произведение RC имеет размерность времени и называется постоянной времени цепочки. В случае интегрирующей цепочки напряжение выходного сигнала снимается с конденсатора: $u_{\text{вых}}=u_c$. При этом постоянная времени RC выбирается значительно большей характерных времен изменения сигнала напряжения $u_{\text{вх}}$, что приводит к малой величине u_c , в сравнении с $u_R=RCdu_c/dt$. Следовательно $u_{\text{ex}} \approx RCdu_c/dt$, откуда

$$u_c = u_{\text{вых}} \approx \frac{1}{RC} \int u_{\text{ex}} dt$$

При дифференцировании напротив, постоянная времени делается очень малой, в сравнении с характерными временами изменения u_{ex} . Это приводит к тому, что $u_R=RCduc/dt < u_c$. Следовательно $u_{\text{ex}} \approx u_c$, а

$$u_R = u_{\text{вых}} \approx RC \frac{du_{\text{ex}}}{dt}$$

Таким образом, ценой значительной потери амплитуды сигнала u_{ex} удается приблизительно осуществить его интегри-

рование и дифференцирование. Применение для этих целей ОУ значительно улучшает точность данных операций, не приводя к потере амплитуды сигнала. На рис. 15.3г,д показаны схемы интегратора и дифференциатора с использованием ОУ. Отличие от простых RC цепочек заключается в том, что элемент (R или C), с которого снимается выходной сигнал, является элементом обратной связи в ОУ.

Можно, как и прежде, считать, что обратная связь обеспечивает равенство $u_{11}=u_{12}$, а поскольку $u_{11}=0$, то и $u_{12}=0$. Следовательно, в случае интегратора (рис 15.3в) сигнальный ток через R равен $i=u_{\text{ex}}/R$. Этот ток протекает в конденсатор, создавая на нем выходной сигнал

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{C} \int idt = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ex}} dt \quad (15.6)$$

В цепи дифференциатора (рис. 15.3г) сигнальный ток через конденсатор C равен $i=d(u_{\text{ex}}C)/dt$. Этот ток протекает по резистору R и создает на нем падение напряжения, являющееся напряжением выходного сигнала:

$$u_{\text{вых}} = -iR = -RC \frac{du_{\text{ex}}}{dt} \quad (15.7)$$

Вычитатель сигнальных напряжений очень легко реализуется на основе ОУ. На рис. 15.4. показана схема вычитателя, формирующего напряжение выходного сигнала, равным разности напряжений двух входных сигналов. Для определения $u_{\text{вых}}$ вычислим $u_{11}=u_{\text{вх1}}/2$ и $u_{12}=u_{\text{вх2}}/2+u_{\text{вых}}/2$. Теперь приравняем u_{11} и u_{12} ; обратная связь в ОУ обеспечит это равенство. В результате получим

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}} \quad (15.7)$$

Если на оба входа вычитателя подается один сигнал, напряжение выходного сигнала будет равно нулю.

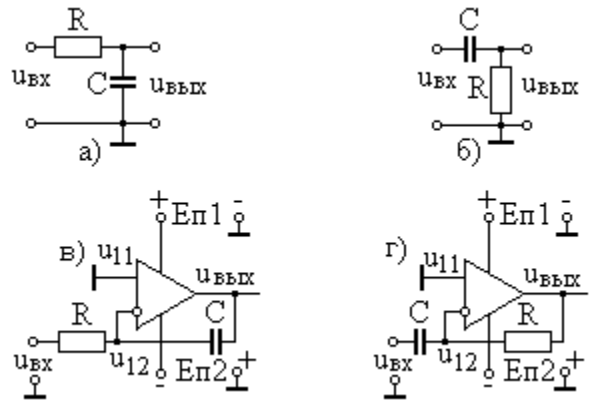


Рисунок 15.3 Дифференцирование и интегрирование сигнальных напряжений

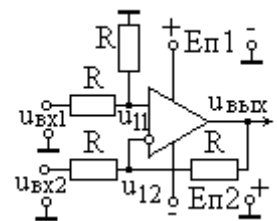


Рисунок 15.4

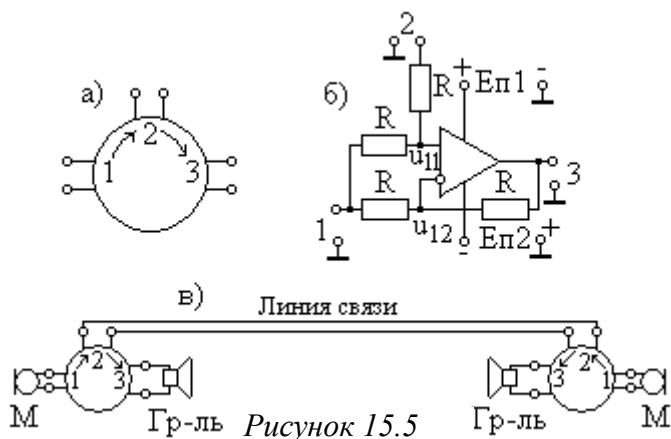


Рисунок 15.5

порт 2, поскольку в порт 3 сигнал, приходящий на оба входа вычитателя, не проходит. Если внешний сигнал поступит в порт 2 – на неинвертирующий вход ОУ, он передается на выход ОУ – в порт 3.

На рис 15.5в приведен пример использования данного циркулятора для организации связи по двухпроводной линии. Сигнал из микрофона (М) передается циркулятором в линию связи, но не в свой громкоговоритель (Гр-ль). Пройдя по линии связи, сигнал вторым циркулятором передается в громкоговоритель другой стороны. Таким образом, на любой стороне линии в громкоговорители слышен только сигнал от противоположного, но не собственного микрофона, хотя в общей линии связи оба сигнала смешаны.

Инвертор сопротивления. Данное устройство можно считать четырехполюсником. Сопротивление между одной парой его клемм - 1-1 оказывается противоположным сопротивлению, подключенному к другой паре клемм – 2-2 (см. рис. 15.6). Обозначим сопротивление, включенное между клеммами 2-2 через Z , а сопротивление между клеммами 1-1 – через $Z_{вх}$. Очевидно $Z_{ex}=u_{11}/i$. Ток $i=(u_{11}-u_2)/R$. Поскольку имеется отрицательная обратная связь через R на инвертирующий вход, будет поддерживаться равенство $u_{12}=u_{11}$. С другой стороны $u_{12}=u_2Z/(r+z)$. Заменив в этом равенстве u_{12} на u_{11} и подставив его в равенство для тока i , получим $i=-u_{11}/Z$. Следовательно $Z_{ex}=-Z$.

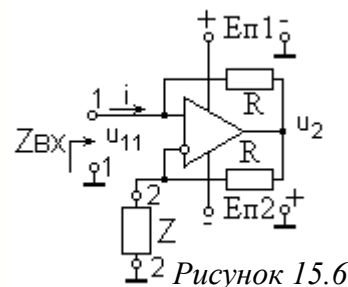


Рисунок 15.6

Гиратор. – это также четырехполюсник, который создает между одной парой клемм 1-1 сопротивление обратное тому, которое подключено между второй парой клемм 2-2. На рис. 15.7 показана схема гиратора на основе двух инверторов сопротивлений. Левый по схеме инвертор создает на своих клеммах сопротивление $-R$, правый – сопротивление $-RZ/(R+Z)$. Сопротивление $Z_{вх}$ представляет собой параллельное соединение данных сопротивлений. Простое вычисление дает $Z_{вх}=R^2/Z$.

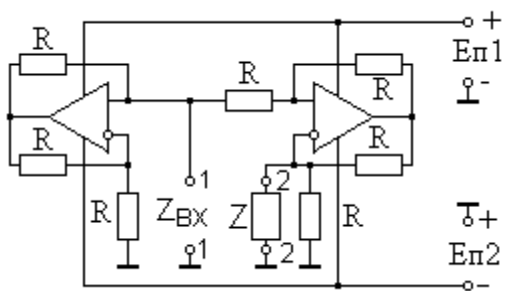


Рисунок 15.7

Одно из практических применений гиратора – реализация индуктивного сопротивления без использования катушки. Если сопротивление Z , подключенное к клеммам 2-2 представляет собой конденсатор, сопротивление которого $1/j\omega C$, то между клеммами 1-1 возникает сопротивление $Z_{вх}=j\omega CR^2$, которое идентично сопротивлению катушки с индуктивностью $L=R^2C$. Таким образом, используя микроскопические элементы, можно реализовать весьма большие индуктивные сопротивления, которые свойственны большим катушкам с ферромагнитным сердечником.

Лекция 16. Обратная связь в усилителях.

При рассмотрении устройств на основе ОУ термин «обратная связь» многократно упоминался без точных обоснований. Рассмотрим этот вопрос подробнее. Многие устройства и системы имеют реакцию на внешние воздействия, зависимость от места его приложения. Усилитель является ярким представителем таких систем. Если сигнал поступает на его входные клеммы (-воздействие), то на выходных клеммах возникает усиленный сигнал (-реакция). Если же внешний сигнал подать на выходные клеммы усилителя, то на входных не возникнет даже слабого отклика. Такое свойство одностороннего прохождения сигнала называется невзаимностью устройства или системы.

Свойство невзаимности позволяет одну часть устройства (системы), чувствительную к внешнему воздействию, определить как *вход*, а другую, на которой проявляется реакция, как *выход*. При этом полагается, что входное воздействие вызывает сильную реакцию выхода за счет внутренней *прямой* связи, существующей в системе между входом и выходом. Если часть выходной реакции через какой-либо внешний канал направить обратно на вход системы, то говорят, что в ней установлена *обратная связь* (сокращенно ОС). Применительно к усилителю обратная связь означает передачу части мощности усиленного выходного сигнала обратно на входные клеммы усилителя.

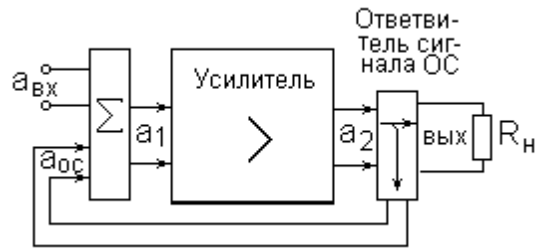


Рисунок 16.1 Усилитель с обратной связью

На рис.16.1 представлена структура усилителя с обратной связью. Помимо собственно усилителя в нее входят ответвитель сигнала обратной связи на выходе усилителя и сумматор сигнала ОС – на входе. Сигналы, циркулирующие в данной системе, обозначены буквой *a*. Это может быть сигнальное напряжение или ток или еще какая-либо сигнальная переменная.

Ответвитель сигнала ОС формирует из выходного сигнала усилителя a_2 сигнал обратной связи $a_{oc}(t) = \varphi(a_2(t))$, где φ – некий оператор, описывающий закон ответвления. Сумматор – это линейный элемент, формирующий сигнал $a_1 = a_{ex} + a_{oc}$. Наконец, усилитель усиливает сигнал a_1 , превращая его в сигнал $a_2(t) = F(a_1(t))$, где F – оператор усилительного преобразования.

Для описания процессов в усилителе с ОС все уравнения, описывающие процессы в отдельных блоках сводятся в единую систему уравнений. Путем очевидных подстановок мы сократим ее до двух уравнений, первое из которых описывает прохождение сигнала

через усилитель и называется уравнением прямой связи, а второе – формирование и прохождение сигнала ОС от выхода усилителя до его входа:

$$\begin{aligned} a_2(t) &= F[a_1(t)] && \text{уравнение прямой связи} \\ a_1(t) &= a_{ex}(t) + \varphi[a_2(t)] && \text{уравнение обратной связи} \end{aligned} \quad (16.1)$$

Если исключить из этой системы уравнений сигнал a_1 , то получим формулу, выражающую выходной сигнал усилителя – a_2 через входной сигнал $a_{вх}$. Сделать это в общем случае невозможно, поскольку F и φ нелинейные интегро-дифференциальные операторы. Однако, если положить сигнальные величины очень медленными функциями времени, то производные от них можно считать равными нулю. В этом случае F и φ обычные функции, и система (10.7) становится решаемой. На рис.16.2 показано графическое ее решение в виде точки пересечения

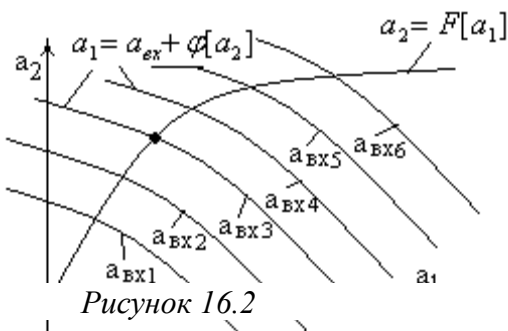


Рисунок 16.2

На рис.16.2 показано графическое ее решение в виде точки пересечения

чения графиков, выражающих первое и второе уравнение. Поскольку второе уравнение содержит еще сигнал a_{ex} , оно представляется семейством графиков, каждый из которых соответствует определенной величине a_{ex} . Равновесное состояние системы с ОС выразится точкой пересечения графиков уравнений прямой и обратной связи при заданной величине a_{ex} . На рис.16.2 для примера выделена равновесная точка при a_{ex3} . Изменение сигнальной величины a_{ex} будет приводить к перемещению равновесной точки вдоль кривой $a_2=F(a_1)$. При этом будут изменяться a_1 и a_2 , т.е. величины входного выходного сигнала усилителя.

Дальнейший анализ усилителя с ОС значительно упрощается, если усиливаемый сигнал a_{ex} изменяется в небольших пределах $-\Delta a_{ex}$ около своего среднего значения. Равновесная точка на графике рис.16.2 перемещается по небольшим дугам графиков прямой и обратной связей и эти дуги можно считать отрезками прямых, т.е. нелинейные зависимости заменить линейными. Приращения Δa_1 и Δa_2 определяются из (16.1)

$$\Delta a_2 = \frac{dF(a_1)}{da_1} \Delta a_1 \quad \Delta a_1 = \Delta a_{ex} + \frac{d\varphi(a_2)}{da_2} \Delta a_2 \quad (16.2)$$

Производные dF/da_1 и $d\varphi/da_2$ в центральном положении равновесной точки представляют собой соответственно коэффициент усиления усилителя $-k_0$ и коэффициент передачи ответвителя сигнала обратной связи $-k_{oc}$. Подставив эти обозначения в (16.2) и исключив из двух уравнений Δa_1 , получим:

$$\frac{\Delta a_2}{\Delta a_{ex}} = \frac{\frac{dF}{da_1}}{1 - \frac{dF}{da_1} \frac{d\varphi}{da_2}} = \frac{k_0}{1 - k_0 k_{oc}} = k \quad (16.3)$$

Формула (16.3) выражает дифференциальный коэффициент усиления усилителя с ОС через собственный коэффициент усиления усилителя $-k_0$ и коэффициент передачи ответвителя ОС $-k_{oc}$, который называется коэффициентом обратной связи. Пока речь идет о медленных во времени изменениях a_{ex} , оба коэффициента выражаются действительными числами. Действительным будет и результирующий коэффициент усиления $-k$. Произведение $k_0 k_{oc}$ выражает коэффициент передачи сигнальных изменений по замкнутой петле: от входа усилителя на его выход затем через ответвитель обратно на вход усилителя. Это произведение называется петлевым коэффициентом передачи (или коэффициентом передачи разомкнутой петли)

$$k_{петл} = k_0 k_{oc} \quad (16.4)$$

В зависимости от знака $k_{петл}$ выделяется два вида обратной связи. Если $k_{петл} > 0$, обратная связь называется положительной (ПОС). В случае ПОС $k_{петл}$ должен быть меньше 1, иначе приближение малых изменений сигнальных величин, благодаря которому определен $k_{петл}$, будет неверным. Если это условие выполнено, то коэффициент усиления усилителя с ПОС будет больше, чем у того же усилителя без ОС ($k > k_0$).

Второй тип ОС реализуется при $k_{петл} < 0$. Обратная связь в этом случае называется отрицательной (ООС). Модуль $k_{петл}$ при отрицательной ОС ничем не ограничен. Согласно (10.9) ООС уменьшает коэффициент усиления усилителя и, в зависимости от $|k_{петл}|$ это уменьшение может быть во много раз. Тем не менее, именно ООС является широко используемой в усилительной технике. Она позволяет получить нужные рабочие параметры усилителей, а достижение больших коэффициентов усиления не представляет проблем.

В случае быстрых изменений сигнальных величин линейное приближение позволяет сохранить принятый способ описания процессов. Однако теперь необходимо считать, что быстрые изменения происходят по синусоидальному закону, а малые приращения сигнальных величин представляют собой их комплексные амплитуды. При этом внешний вид формулы для коэффициента усиления (16.3) остается прежним, но все коэффициенты передачи необходимо заменить на коэффициенты передачи комплексных амплитуд, которые будут зависеть от частоты гармонических изменений:

$k_0 \rightarrow \dot{k}_0(\omega); k_{oc} \rightarrow \dot{k}_{oc}(\omega); k \rightarrow \dot{k}(\omega)$ и вместо (10.9) получим

$$\frac{A_{m2}}{A_{m0}} = \frac{\dot{k}_0}{1 - \dot{k}_0 \dot{k}_{oc}} = \dot{k} \quad (16.5)$$

Построение усилителей с ОС

В зависимости от характера ответвителя сигнала ОС на выходе усилителя и сумматора на входе выделяется несколько типов ОС.

Если входной сумматор прибавляет к напряжению входного сигнала напряжение сигнала ОС, обратная связь называется **напряженческой**. Если сумматор суммирует токи входного сигнала и сигнала ОС, обратная связь называется **токовой**.

Если ответвитель формирует сигнал ОС из напряжения выходного сигнала усилителя, говорят, что существует ОС по **выходному напряжению**. Если сигнал ОС формируется из тока выходного сигнала усилителя, то реализуется обратная связь по **выходному току**.

Следует заметить, что входной сумматор и выходной ответвитель в явном виде

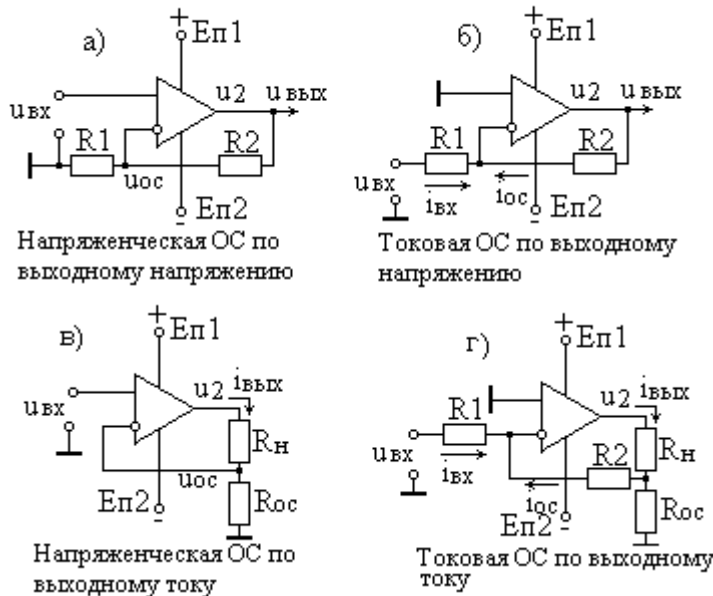


Рисунок 16.3

присутствуют в цепи усилителя редко, однако их всегда можно выявить при подробном рассмотрении. На рис.16.3 показаны четыре возможные комбинации типов обратной связи в усилителях на основе ОУ. На рис.16.3а напряжение ОС формируется из напряжения выходного сигнала с помощью делителя R2, R1: $u_{oc} = u_{vых} R_1 / (R_1 + R_2)$. Данный сигнал ОС поступает на инвертирующий вход ОУ. Благодаря дифференциальному входу ОУ усилению подвергается разностный сигнал $u_{вх} - u_{oc}$. Таким образом функцию сумматора выполняет сам ОУ, добавляя к $u_{вх}$ сигнал u_{oc} со знаком минус, который определяет знак коэффициента ОС:

$k_{oc} = -R_1 / (R_1 + R_2)$. Собственный коэффициент усиления ОУ $-k_0$ положителен и огромен. Подставив k_0 и k_{oc} в формулу (10.10), определим коэффициент усиления амплитуды напряжения усилителя с ОС $k = k_0 / (1 + k_0 R_1 / (R_1 + R_2)) \approx 1 + R_2 / R_1$, что естественно совпадает с (15.3).

В случае токовой ОС по выходному напряжению, показанной на рис. 16.3б, на инвертирующем входе ОУ происходит суммирование токов входного сигнала $i_{вх} = u_{вх} / (R_1 + R_2)$ и сигнала ОС $i_{oc} = u_{vых} / (R_1 + R_2)$. Если вычислять коэффициент усиления амплитуды напряжения, то отличие от предыдущего усилителя состоит в изменении знаков k_0 и k_{oc} а также в том, что напряжение входного сигнала на пути к входу усилителя проходит R1 и ослабляется в $R_2 / (R_1 + R_2)$ раз. Поэтому формула для k будет иметь следующий вид:

$$\dot{k} = \frac{-\dot{k}_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + \dot{k}_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (16.6)$$

Аналогично с позиций общей теории обратной связи можно вычислить коэффициенты усиления усилителей с ОС по выходному току.

Лекция 17. Влияние ООС на рабочие характеристики усилителя.

Если обратная связь, введенная в усилитель отрицательная, то это означает, что петлевой коэффициент передачи является действительным и отрицательным. Если модуль его $|k_{\text{петл}}| \gg 1$, то в формуле (16.3) можно пренебречь единицей в знаменателе, после чего получим

$$\Delta a_2 = \Delta a_{\text{вх}} / -k_{\text{ос}}. \quad (17.1)$$

Обратим внимание на то, что изменения выходной величины Δa_2 оказываются независимыми от параметров самого усилителя и определяются только изменениями входной величины и коэффициентом обратной связи. Последний формируется пассивной идеально линейной цепью. Поэтому можно утверждать, что при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя отрицательная ОС превращает его в очень линейный и стабильный усилитель, даже если сам он таковым не является. Именно этим обусловлено широкое использование в усилителях ООС.

ОС изменяет не только коэффициент усиления, но другие рабочие характеристики, в частности входное и выходное сопротивления. Сделаем качественную оценку влияния на них ООС. Влияние на выходное сопротивление определяется тем, по какому параметру выходного сигнала организована ООС. Если выходной величиной Δa_2 является напряжение выходного сигнала, то согласно (17.1) амплитуда изменений этого напряжения не будет зависеть от сопротивления нагрузочного резистора – R_n . Это свойство идеального источника напряжения с нулевым выходным сопротивлением. Отсюда следует вывод: ООС по выходному напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. В том случае, если Δa_2 – выходной ток, т.е. ООС осуществляется по выходному току амплитуда этого тока не будет зависеть от R_n . Это свойство идеального источника тока с бесконечно большим выходным сопротивлением. Следовательно, ООС по выходному току увеличивает выходное сопротивление усилителя. Более детальное рассмотрение дает количественную оценку: выходное сопротивление усилителя уменьшается или увеличивается от исходного значения – без ОС в $(1 - k_0 k_{\text{ос}})$ раз.

Входное сопротивление усилителя изменяется ООС также в зависимости от ее характера. Напряженческая ООС вносит во входную цепь усилителя напряжение обратной связи, противофазное входному. В результате уменьшается изменение входного тока – $\Delta i_{\text{вх}}$. Следовательно, входное сопротивление – $\Delta u_{\text{вх}} / \Delta i_{\text{вх}}$ увеличивается. Напротив, токовая ООС увеличивает $\Delta i_{\text{вх}}$ и, следовательно, уменьшает входное сопротивление усилителя.

Использование ООС для реализации и стабилизации режимов транзисторов по постоянному току

является очень эффективным и повсеместным. Примером этого являются рассмотренные устройства на основе операционных усилителей, в которых ООС реализуется передачей постоянной составляющей напряжения с выхода ОУ на инвертирующий вход. При этом автоматически устанавливаются нужные режимы постоянного тока для всех транзисторов ОУ. При анализе устройств нам даже не пришлось задумываться об этом.

Если в многокаскадном усилителе используются разделительные конденсаторы, передача постоянной составляющей напряжений между каскадами отсутствует. В этом случае ООС по постоянному напряжению U_{30} или току I_{30} вводится в отдельные каскады, ослабляя влияние на эти величины различных факторов: изменение температуры, напряжения питания, замену экземпляра транзистора и пр. На рис. 17.1 для примера показана схема каскада на биполярном транзисторе с токовой ООС по напряжению U_{30} . В данном случае уравнения прямой и обратной связей линейны:

$$U_{30} = E_{\text{п}} - I_{10} \beta R_3$$
$$I_{10} = (U_{30} - 0.7V) / R_1$$

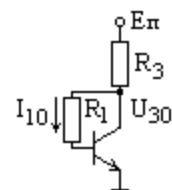


Рисунок 17.1

Исключив I_{10} , получим $U_{30} = \frac{E_n + 0.7 \frac{\beta R_3}{R_1}}{1 + \frac{\beta R_3}{R_1}}$. Коэффициент передачи тока транзи-

стора $-\beta$, зависящий от экземпляра транзистора и температуры присутствует в числителе и знаменателе формулы для U_{30} . Следовательно, его изменения будут изменять U_{30} не столь существенно как при отсутствии ООС, когда верхний вывод R_1 подключен к клемме E_n .

ООС по току транзистора I_{30} осуществляется включением резистора в цепь второго электрода (эмиттера или истока), по которому протекает этот ток. Характер ОС получается напряженческим, поскольку напряжение второго электрода (U_{20}) вычитается из напряжения первого (U_{10}), образуя напряжение U_{12} управляющее током транзистора.

Устойчивость усилителей с ООС.

Устойчивостью какой-либо системы называется ее способность самостоятельно возвращаться в равновесное состояние, после того как кратковременное и малое внешнее воздействие вывело ее из этого состояния. Применительно к усилителю с ОС устойчивость означает невозможность самостоятельного вырабатывания им электрических колебаний. Если обратиться к формуле для коэффициента усиления (16.5), то можно отметить наличие такой возможности. Если петлевой коэффициент передачи $k_{0кос}=1$, коэффициент усиления становится бесконечно большим. Физически это означает, что на выходе усилителя будут присутствовать колебания с конечной амплитудой даже тогда, когда амплитуда входного сигнала равна нулю. Говорят, что усилитель самовозбуждается и становится генератором колебаний, теряя работоспособность.

Если в усилителе введена обратная связь, то петлевой коэффициент, будучи комплексным и частотно зависимым в каком-то интервале частот, может быть действительным и отрицательным. В этом интервале ОС будет отрицательной. Однако в другом частотном интервале петлевой коэффициент может стать комплексным, а в третьем – действительным и положительным и на какой-то частоте - равным 1. На этой частоте произойдет самовозбуждение усилителя. Из сказанного ясно, что, вводя в усилитель ООС, необходимо контролировать величину петлевого коэффициента не только в рабочем диапазоне частот, а на всей частотной оси, от 0 до бесконечности.

Одним из методов такого контроля является построение графиков частотной зависимости модуля и аргумента петлевого коэффициента передачи. При построении таких графиков по осям частот и модуля петлевого коэффициента откладываются логарифмы данных величин, что позволяет сжать графики, которые называются логарифмическими частотными характеристиками (ЛЧХ) петлевого коэффициента передачи.

Графики ЛЧХ, построенные для различных усилителей с ОС, по внешнему виду похожи друг на друга. Дело в том, что электрическая инерционность транзисторов и других элементов цепи усилителя приводит к уменьшению модуля коэффициентов передачи и запаздываниям фазы сигналов с увеличением частоты. Если обратная связь отрицательна на низких частотах, то начальный аргумент $k_{петл}$ равен π . С увеличением частоты фазовое запаздывание в петле увеличивается, что означает уменьшение $\arg(k_{петл})$ (см. рис.17.2). На некоторой частоте $\arg(k_{петл})$ станет равным 0. Следовательно, на этой частоте петлевой коэффициент является действительным положительным. Если на данной частоте $|k_{петл}|$ окажется большим единицы, то усилитель неустойчив и самовозбудится на данной частоте.

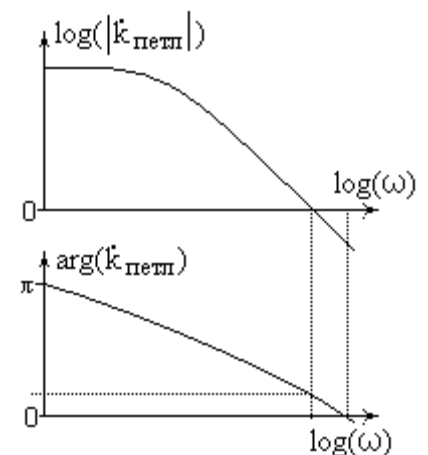


Рисунок 17.2

Поскольку верхний график рис.17.2 изображает логарифм модуля петлевого коэффициента и при $|k_{петл}|=1$ проходит нулевой уровень, признаком устойчивости является более раннее пересечение этим графиком нулевого уровня, в сравнении с графиком $\arg(k_{петл})$.

Разработаны способы приближенного построения графиков ЛЧХ в виде кусочно-ломанных линий, однако практическая ценность их в компьютерную эпоху резко снизилась. Имея формулу для $k_{петл}$, можно быстро построить графики ЧХ с помощью компьютера и сделать оценки устойчивости.

Пример. Оценить устойчивость усилителя мощности, схема которого показана на рис.12.2.

Усилитель имеет ООС через резистор R2, который соединяет выход усилителя с его входом – базой транзистора VT1. Цепь усилителя, охваченная ОС, не содержит внешних реактивных элементов и может показаться частотно независимой. Однако на высоких частотах проявляются инерционные свойства транзисторов, а также межэлектродные и др. емкости.

Используемый транзистор VT1 КТ608 имеет постоянную времени для прямой проходной проводимости, равную $\tau=10^{-8}$ с. Диффузионная входная емкость при токе $I_{30}=26$ мА составляет около $C_{12}\approx 1000$ пф, однако она шунтируется малым входным сопротивлением $1/g_{11}\approx 50$ Ом, так что постоянная времени входной цепи составляет $\tau_1\approx 5*10^{-8}$ с. На рис.17.3 показана упрощенная эквивалентная схема усилителя мощности, в которой учтены наиболее существенные емкости. Составные транзисторы эмиттерного повторителя заменены эквивалентными

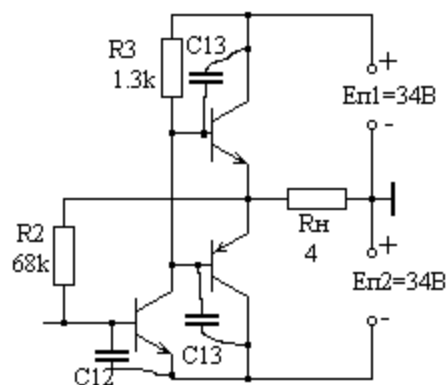


Рисунок 17.3

одиночными. Эти мощные транзисторы с большой площадью переходов имеют существенную проходную емкость $C_{13}\approx 100$ пф. Они, будучи соединены параллельно, образуют емкостную нагрузку для входного каскада, коэффициент усиления которого выразится формулой (13.3)

$$\dot{k}_u = \frac{-g_{31}}{(1 + j\omega\tau)\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{\beta^2 R_n} + j\omega 2C_{31} + g_{33}\right)},$$

в которой β^2 – коэффициент передачи тока составного транзистора, приблизительно равный 2000. Слагаемыми g_{33} и $1/(\beta^2 R_n)$ можно пренебречь в сравнении с $1/R_3$. После этого получим

$$\dot{k}_u = \frac{-g_{31}R_3}{(1 + j\omega\tau)(1 + j\omega R_3 2C_{31})}$$

Для получения полного коэффициента усиления необходимо умножить коэффициент усиления первого каскада на коэффициент усиления эмиттерного повторителя, который для линейного повторителя равен

$$k_{эн} = \frac{y_{31}R_n}{1 + y_{31}R_n} \approx \frac{1}{1 + j\omega \frac{\tau_{эн}}{g_{31}R_n}}$$

В данной формуле величина прямой проходной проводимости – g_{31} эквивалентного транзистора не может быть определена точно, поскольку выходные транзисторы работают в нелинейном режиме. Однако произведение $g_{31}R_n$ в среднем составляет величину 7-10, на которую мы будем ориентироваться. Постоянная времени прямой проходной проводимо-

сти эквивалентных транзисторов эмиттерного повторителя - $\tau_{эп}$ весьма значительная, поскольку использованы мощные низкочастотные транзисторы, $\tau_{эп}=10^{-6}$ с.

Перемножив коэффициенты усиления $k_u \cdot k_{эп}$, получим коэффициент усиления всего усилителя мощности

$$\dot{k}_0 = \dot{k}_u \dot{k}_{эп} = \frac{-g_{31} R_3}{(1 + j\omega\tau)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)}$$

В данной формуле для краткости обозначены $2R_3 C_{31} = \tau_2 = 2.6 \cdot 10^{-7}$ с, $\tau_{эп} / (g_{31} R_{н}) = \tau_3 = 1.4 \cdot 10^{-7}$ с.

Коэффициент обратной связи – это коэффициент передачи делителя напряжения из резистора R_2 и входного сопротивления первого каскада

$$\dot{k}_{oc} = \frac{1}{g_{11} R_2 (1 + j\omega\tau_1)}, \text{ где } \tau = 5 \cdot 10^{-8} \text{ с.}$$

Наконец можем записать формулу для петлевого коэффициента передачи:

$$\dot{k}_0 \dot{k}_{oc} = \frac{-g_{31} R_3}{g_{11} R_2 (1 + j\omega\tau)(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)}, \text{ в которой численные значения}$$

параметров имеют следующие значения.

$g_{31} / g_{11} = \beta$ - коэффициент передачи тока первого транзистора. Средняя величина β для транзисторов КТ608 составляет 50, однако имеются экземпляры, у которых она достигает 150. Мы примем $\beta = 150$.

$R_3 / R_2 = 0.02$. Таким образом, на нулевой частоте ($\omega = 0$) величина петлевого коэффициента передачи равна -2.9.

Подставим в выражение $X = (1 + j\omega\tau)(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)$ величины постоянных времени, затем с помощью любой математической программы (mathcad, maple и т.п.) решим относительно ω уравнение $\arg(X) = \pi$. В результате мы получим частоту, на которой инерционность цепи усилителя создает в петле ОС сдвиг фазы сигналов, равный π . На данной частоте обратная связь положительна. $\Omega_{пос} = 1.4 \cdot 10^7$ 1/с.

Теперь подставим найденное значение частоты в формулу для петлевого коэффициента передачи и вычислим его модуль

$$|k_0 k_{oc}|_{\omega=\Omega_{пос}} = \frac{2.9}{\sqrt{1 + \Omega_{пос}^2 \tau^2} \sqrt{1 + \Omega_{пос}^2 \tau_1^2} \sqrt{1 + \Omega_{пос}^2 \tau_2^2} \sqrt{1 + \Omega_{пос}^2 \tau_3^2}} = 0.28$$

Поскольку модуль петлевого коэффициента передачи на частоте положительной ОС меньше единицы, усилитель устойчив и будет нормально осуществлять свою функцию.

Лекция 18. Генерирование электрических колебаний

Это преобразование энергии источника питания в энергию изменяющегося тока (напряжения). Существует несколько подходов к рассмотрению процессов генерирования колебаний. Воспользуемся радиотехническим подходом, основанном на теории усилителей с ОС. Согласно этому подходу, генератор колебаний представляется усилителя с положительной ОС (ПОС). Схема такого генератора показана на рис.18.1

В отличие от линейных усилителей, где мы пользовались свойством локальной линейности в окрестности равновесной точки, генератор колебаний является принципиально нелинейным устройством. Поэтому адекватное описание процессов в нем требует обязательного учета нелинейностей. Однако можно получить некоторые характеристики процесса, основываясь только на линейном приближении.

Обратимся к рис.18.1, где цепь генератора условно разбита на два четырехполюсника, образующих усилитель с ОС. Коэффициент усиления ее для малых амплитуд сигналов выражается формулой (16.3), которая переписана в виде (18.1)

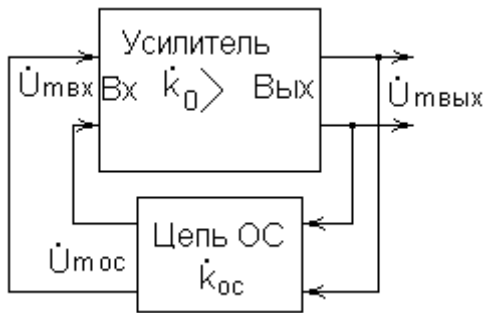


Рисунок 18.1

$$\dot{k} = \frac{\dot{k}_0}{1 - \dot{k}_0 \dot{k}_{oc}} \quad (18.1)$$

Причем коэффициент усиления $k_0(\omega)$ и коэффициент обратной связи $k_{oc}(\omega)$ являются комплексными и частотно зависимыми величинами. Их произведение, входящее в знаменатель формулы, называется петлевым коэффициентом передачи. Уже отмечалось, что при равенстве единице петлевого коэффициента передачи общий коэффициент усиления обращается в бесконечность, и усилитель превращается в генератор колебаний. Рассмотрим эти явления подробнее.

Предположим, что ОС положительна, но $k_0 k_{oc} < 1$. В этом случае колебания с частотой $\omega_{пос}$, на которой $k_0 k_{oc}$ действительно и положительно, будут затухающими. В самом деле, если такое колебание, например на входных клеммах усилителя, будет иметь амплитуду $U_{мвх}$, то, пройдя по цепи усилителя и ОС, оно вернется обратно на входные клеммы с амплитудой $U_{мвх} k_0 k_{oc}$, меньшей, чем $U_{мвх}$. В ходе следующего цикла передачи колебания по цепям прямой и обратной связей амплитуда вновь уменьшится и т.д. до полного затухания колебаний. Таким образом, при $k_0 k_{oc} < 1$ генерирование колебаний невозможно.

Предположим, что $k_0 k_{oc} > 1$. Тот же порядок рассуждений показывает, что за один цикл прохождения колебания по цепям усилителя и ОС амплитуда его увеличится. В следующем цикле рост амплитуды продолжится, т.е. колебания в системе будут нарастать по амплитуде. В конце концов, амплитуда увеличится настолько, что усилитель начнет входить в режим насыщения и линейное описание станет неверным. Однако, пользуясь этим описанием, мы установили, что для генерирования колебаний необходимо выполнение двух условий:

$$\arg(\dot{k}_0 \dot{k}_{oc}) = 0 \text{ – условие баланса фаз} \quad (18.2)$$

$$|\dot{k}_0 \dot{k}_{oc}| > 1 \text{ – условие избытка амплитуд} \quad (18.3)$$

Третий случай $k_0 k_{oc} = 1$ соответствует т.н. балансу амплитуд, при котором каждый цикл прохождения колебания по по усилителю и цепи ОС возвращает на вход усилителя исходную величину амплитуды. Следовательно, при балансе амплитуд в системе существуют колебания с неизменной амплитудой. Если при этом амплитуда недостаточна для насыщения усилителя, то колебания на выходе усилителя будут синусоидальными с частотой $\omega_{пос}$, на которой выполняется условие баланса фаз.

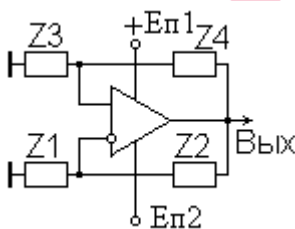


Рисунок 18.2

Резистивно-емкостные (RC) – генераторы.

Такие генераторы содержат в своей цепи резисторы и конденсаторы. Очень удобным усилительным элементом для RC-генераторов является операционный усилитель (ОУ). На рис.18.2 показана обобщенная схема генератора, использующего ОУ. Операционный усилитель охвачен двумя обратными связями: положительная ОС осуществляется комплексными сопротивлениям $Z_4 - Z_3$ и поступает на неинвертирующий вход ОУ. Отрицательная ОС реализуется передачей выходного сигнала через Z_2, Z_1 на инвертирующий вход. Комплексные сопротивления $Z_1 - Z_4$ состоят из резисторов и конденсаторов. Их конфигурация на рис. 18.2 напоминает мостик Уинстона. В связи с этим такие генераторы иногда называют мостовыми.

Положительная и отрицательная ОС в мостовом генераторе образуют суммарную ОС с коэффициентом

$$\dot{k}_{oc} = \dot{k}_+ - \dot{k}_- = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (18.4)$$

Если собственный коэффициент усиления ОУ обозначить k_0 , то петлевой коэффициент передачи будет равен

$$\dot{k}_0 \dot{k}_{oc} = \dot{k}_0 \left(\frac{z_3}{z_3 + z_4} - \frac{z_1}{z_1 + z_2} \right) \quad (18.5)$$

Подставив формулу петлевого коэффициента передачи в условия баланса фаз и избытка амплитуд, получим условия генерирования колебаний мостовым генератором:

$$\left. \begin{aligned} \arg(\dot{k}_0) + \arg(\dot{k}_{oc}) &= 0 \\ |\dot{k}_0(\omega_{noc}) \dot{k}_{oc}(\omega_{noc})| &> 1 \end{aligned} \right\} \quad (18.6)$$

Первое условие (18.6) определяет частоту положительной обратной связи – ω_{noc} , на которой возможно генерирование колебаний. Второе – саму возможность генерирования. Если оба условия выполняются, в цепи генератора после включения питания начнут развиваться синусоидальные колебания. Амплитуда их быстро вырастет до насыщения ОУ, после чего синусоидальность нарушится, а частота изменится. Однако линейное приближение (18.6) все же позволяет определить саму возможность возникновения колебаний.

Для упрощения анализа мы положим $\arg(k_0)=0$, $k_0 \gg 1$, тогда условия (18.6) примут простой вид:

$$\left. \begin{aligned} \arg(\dot{k}_{oc}) &= 0 \\ |\dot{k}_{oc}(\omega_{noc})| &> 1 \end{aligned} \right\} \quad (18.7)$$

На практике комплексные сопротивления $Z_1 - Z_4$ выбирают максимально простыми. На рис. 18.3 показана схема одного из простых вариантов генератора, называемого мультивибратором (или генератором с дифференцирующим мостом). В данном случае $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$, $Z_3=R_3$, $Z_4=1/j\omega C_4$.

Коэффициент обратной связи, в соответствии с (18.4) равен

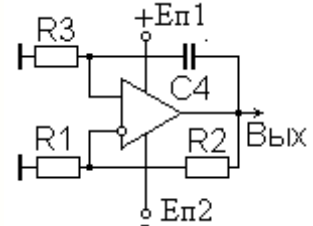


Рисунок 18.3

$$\dot{k}_{oc} = \frac{j\omega C_4 R_3}{1 + j\omega C_4 R_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (18.8)$$

Согласно (18.7), условием генерирования колебаний является действительность и положительность k_{oc} . Это условие выполняется только при $\omega = \infty$. Т.е. в цепи могут возникнуть колебания с нулевым периодом. Этот нелепый результат имеет простой физический смысл: операционный усилитель будет находиться в активном режиме бесконечно малое время, мгновенно переходя из состояния нижнего насыщения в состояние верхнего насыщения и обратно.

Следовательно, генерируемые колебания будут представлять собой быстрые перескоки $u_{вых}$ между двумя уровнями, близкими к $+E_{п1}$ и $-E_{п2}$ (рис.18.4).

Изобразив на графике $u_{вых}(t)$. Мы легко построим график $u_{12}(t)$ – сигнала отрицательной ОС, он получается из $u_{вых}(t)$ путем деления резистивным делителем R1-R2. Следовательно, имеет ту же форму, но меньшую амплитуду. После того, как $u_{12}(t)$ построен, можно построить график $u_{11}(t)$. Благодаря связи с выходной клеммой через конденсатор (C4) напряжение $u_{11}(t)$ будет в точности повторять мгновенные скачки $u_{вых}(t)$, а затем во

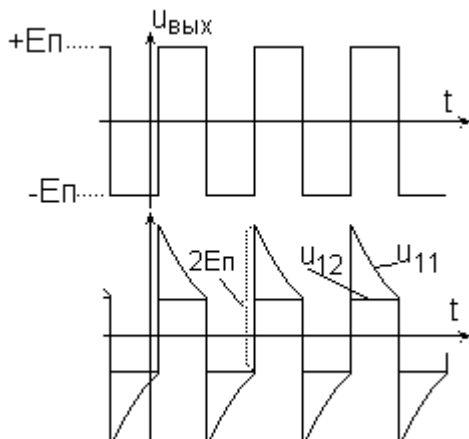


Рисунок 18.4

время неизменности $u_{\text{вых}}(t)$ будет спадать к нулю по мере зарядки конденсатора C_4 . Пока разность $u_{11}(t) - u_{12}(t)$ далека от нуля, ОУ находится в режиме верхнего или нижнего насыщения. Однако в момент, когда $u_{11}(t) - u_{12}(t) \approx 0$ ОУ входит в активный режим и мгновенно перескакивает в режим насыщения, противоположного предыдущему. Так происходит генерирование периодических колебаний.

Не составляет труда определить период этих колебаний. Положим для простоты $E_{п1} = E_{п2} = E_n$, и амплитуду $u_{\text{вых}}(t)$ равной E_n . Во время положительного скачка напряжения на неинвертирующем входе $-u_{11}$ изменится от $-E_n R_1 / (R_1 + R_2)$ на величину $2E_n$, т.е. станет равным

$$2E_n - \frac{E_n R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_n (R_1 + 2R_2)}{R_1 + R_2}$$

После этого u_{11} начнет уменьшаться по закону зарядки конденсатора

$$u_{11} = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} E_n e^{-\frac{t}{R_3 C_4}}$$

Через полпериода ($t = T/2$) u_{11} сравняется с $u_{12} = E_n R_1 / (R_1 + R_2)$. Следовательно

$$\frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} E_n e^{-\frac{T}{R_3 C_4}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_n$$

Из этого равенства получим

$$T = 2R_3 C_4 \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (18.9)$$

Если $R_1 = R_2$, то $\ln(3) \approx 1$ и получается упрощенная формула $T = 2R_3 C_4$.

Реальный мультивибратор строится на ОУ с конечной инерционностью. Следовательно, частота, соответствующая балансу фаз, будет конечной. Это означает, что время перескока ОУ между состояниями насыщения будет также конечным. Форма вырабатываемых колебаний оказывается не прямоугольной а трапецеидальной, и период колебаний несколько увеличится.

Лекция 19. Резистивно-емкостные генераторы на основе ОУ

Другим популярным типом RC-генератора является генератор с интегрирующим мостом, показанный на рис.19.1. Действуя по прежней схеме, определим комплексный коэффициент обратной связи:

$$k_{oc} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{1 + j\omega C_1 R_2} \quad (19.1)$$

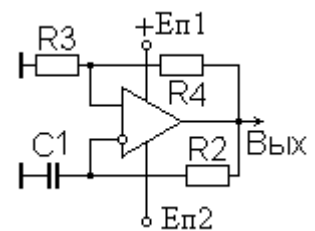


Рисунок 19.1

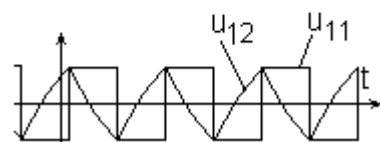
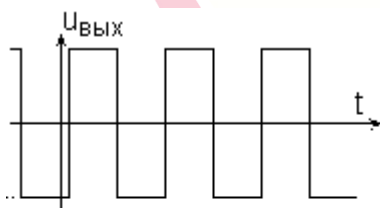


Рисунок 19.2

Коэффициент обратной связи (19.1) будет удовлетворять условиям баланса фаз и избытка амплитуд (т.е. будет действительным и положительным) только на бесконечно большой частоте ($\omega_{\text{пос}} = \infty$). Следовательно, форма колебаний будет такой же как у мультивибратора. Однако форма напряжений на входах ОУ (u_{11} , u_{12}) будет другой. На рис.19.2 показаны осциллограммы сигнальных напряжений. После того как построен график $u_{\text{вых}}(t)$, легко строится график $u_{11}(t)$, который повторяет $u_{\text{вых}}(t)$, с уменьшением амплитуды в за счет делителя $R_3 - R_4$. Затем строится график $u_{12}(t)$, представляющий собой $u_{\text{вых}}(t)$, проинтегрированный цепочкой $R_2 - C_1$. Перескок $u_{\text{вых}}(t)$ происходит в тот момент, когда u_{12} , изменяясь становится равным u_{11} . Формула для периода генерируемых колебаний аналогична (18.9)

делителя $R_3 - R_4$. Затем строится график $u_{12}(t)$, представляющий собой $u_{\text{вых}}(t)$, проинтегрированный цепочкой $R_2 - C_1$. Перескок $u_{\text{вых}}(t)$ происходит в тот момент, когда u_{12} , изменяясь становится равным u_{11} . Формула для периода генерируемых колебаний аналогична (18.9)

$$T = 2R_2C_1 \ln \left(1 + \frac{2R_3}{R_4} \right) \quad (19.2)$$

Генератор гармонических колебаний с мостом Вина.

является частным случаем мостовых генераторов. Его схема приведена на рис.19.3. Сравнивая рис.19.3 с обобщенной схемой (рис.18.2), видим, что $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$, $Z_3=R_3/(1+j\omega C_3R_3)$, $Z_4=R_4/(j\omega C_4)$. Коэффициент обратной связи выразится подстановкой данных сопротивлений в (18.4):

$$\dot{k}_{oc} = \frac{R_2}{R_2 + R_4 \left(1 + j\omega C_3 R_3 + \frac{1}{j\omega C_4 R_4} \right)} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (19.3)$$

Условие баланса фаз означает равенство нулю мнимой части

$$j \left(\omega C_3 R_3 - \frac{1}{\omega C_4 R_4} \right) = 0 \quad (19.4)$$

откуда получим формулу для частоты положительной ОС:

$$j \left(\omega C_3 R_3 - \frac{1}{\omega C_4 R_4} \right) = 0 \quad (19.5)$$

Подставив данное значение $\omega_{пос}$ в (18.6), запишем условие избытка амплитуд:

$$\dot{k}_{oc}(\omega_{пос}) = \frac{R_3}{2R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 0 \quad (19.6)$$

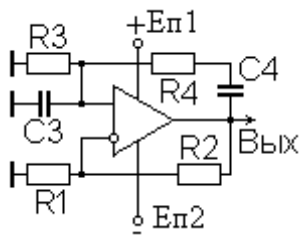


Рисунок 19.3

При выполнении данного условия амплитуда колебаний в цепи генератора будет нарастать до насыщения усилителя. После этого форма генерируемых колебаний станет несинусоидальной.

Для получения синусоидальных колебаний генератор с помощью специальных мер удерживается в режиме баланса амплитуд при амплитуде колебаний, не насыщающей усилитель.

Для этого один из резисторов в цепи ООС R_1 или R_2 делается амплитудно-зависимым. Простым способом реализации такой зависимости является установка терморезистора – резистора, сопротивление которого зависит от температуры. При возрастании амплитуды колебаний, увеличивается мощность, выделяемая на термисторе, что приводит к его нагреву и изменению сопротивления. Если используется термистор с отрицательным температурным коэффициентом (ТКР), то он устанавливается на место R_2 . В этом случае колебания с малыми амплитудами слабо нагревают термистор R_2 , сопротивление его велико и выполняется условие избытка амплитуд. По мере роста амплитуды колебаний нагрев R_2 увеличивается, его сопротивление уменьшается. Это приводит к росту отрицательного слагаемого в (19.6) и приближению режима работы генератора к балансу амплитуд. Наконец амплитуда колебаний, температура термистора и его сопротивление устанавливаются такими, что неравенство (19.6) превращается в равенство, т.е. генератор входит в режим баланса амплитуд. В дальнейшем амплитуда колебаний не изменяется.

Лекция 20. Резонаторные автогенераторы электрических колебаний.

Резонатор – это устройство, в котором возможно собственное колебательное движение с определенной частотой. Если на резонатор действует внешняя периодическая сила, она вызывает колебание на своей частоте. При совпадении частоты внешней силы с частотой собственных колебаний наступает резонанс – постепенное нарастание амплитуды колебаний до равновесной величины, значительно большей, в сравнении с возбужде-

нием резонатора на нерезонансных частотах. В зависимости от природы колебательного движения выделяют механические, акустические, электрические и др. резонаторы. Типичным электрическим резонатором является колебательный контур – электрическая цепочка из конденсатора и катушки индуктивности (LC-цепочка). Возможны два вида соединения катушки и конденсатора по отношению к внешнему источнику электрических колебаний: последовательное (рис.20.1а) и параллельное (рис.20.1б).

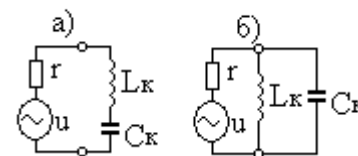


Рисунок 20.1

При протекании по конденсатору и катушке индуктивности синусоидального тока с частотой ω и с комплексной амплитудой I_m на них выделяется синусоидальное напряжение, комплексная амплитуда которого выражается следующими формулами.

$$\dot{U}_{mc} = \dot{I}_m \frac{1}{j\omega C} \quad \dot{U}_{mL} = \dot{I}_m j\omega L$$

Величины $z_c = 1/j\omega C$ и $z_L = j\omega L$ называют сопротивлениями конденсатора и катушки индуктивности. В случае последовательного контура его сопротивление равно $z_k = j\omega L + 1/(j\omega C) = j(\omega L - 1/(\omega C))$, а в случае параллельного контура суммируются проводимости ветвей: $y_k = j\omega C + 1/(j\omega L) = j(\omega C - 1/(\omega L))$. Частота ω_r , на которой сопротивление последовательного или проводимость параллельного контура равны нулю, является частотой резонанса.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$$

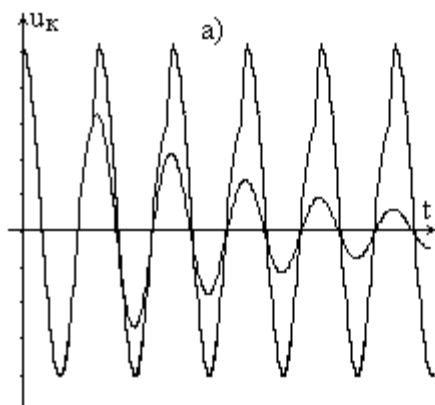
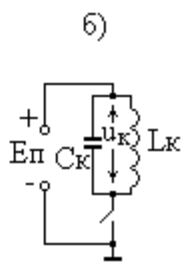


Рисунок 20.2



Свободные колебания в любом резонаторе будут затухающими, вследствие неизбежных потерь энергии в его элементах. Однако, если подкачивать энергию в резонатор периодической внешней силой можно получить незатухающие колебания, практически синусоидальной формы. На рис.20.2б показана возможная схема подкачки энергии в колебательный контур. Энергия берется от источника постоянной ЭДС - Еп. При кратковременном замыкании ключа Конденсатор Ск быстро подзарядится до напряжения Еп. Далее ключ размыкается и в контуре

идет процесс собственных затухающих колебаний, показанных на рис.20.2а затухающей кривой. Однако, если через время, близкое к периоду собственных колебаний, вновь кратковременно замкнуть ключ, то конденсатор вновь подзарядится до Еп и амплитуда колебаний вернется к величине Еп. Так периодически, замыкая ключ на короткое время можно поддерживать в контуре незатухающие колебания. Более того, часть энергии этих колебаний может забираться из контура для каких-либо целей.

Если вместо ключа использовать транзистор, управляемый для синхронизации от того же контура, получим цепь, показанную на рис.20.3. Для своевременного замыкания транзисторного ключа имеется дополнительная катушка L_{oc} , связанная с контурной катушкой магнитной связью. Образованный этой парой катушек трансформатор передает в цепь вторичной катушки – L_{oc} напряжение контура, умноженное на коэффициент трансформации $\pm n_{oc}/n_k$, где n_{oc} и n_k количества витков соответствующих катушек. Знак плюс-минус соответствует двум возможным полярностям подключения L_{oc} к транзистору. Ниже будет показано, что для работы автогенератора полярность включения L_{oc} должна обеспечить знак минус.

При наличии колебаний в контуре трансформируемое в L_{oc} напряжение открывает транзистор в те интервалы времени, когда напряжение в контуре близко к максимуму (напряжение на выходном электроде – u_3 близко к минимуму). Это как раз то, что нужно для подкачки энергии в контур.

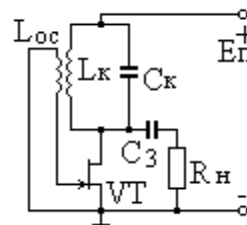


Рисунок 20.3

Легко видеть, что схема рис.20.3 представляет собой схему усилительного каскада с обратной связью. Отличие от рассмотренных ранее схем усилительного каскада состоит в том, что балластный резистор – R_3 заменен колебательным контуром. Следовательно, резонаторные генераторы (и все другие) могут рассматриваться как усилители с ОС, для которых мы располагаем некоторыми результатами линейного приближения. Используем эти результаты для определения условий возбуждения автоколебаний.

Для справедливости линейного приближения необходимо положить, что амплитуда колебаний в генераторе весьма мала, а транзистор находится в активном режиме. Активный режим реализуется при ненулевых величинах тока выходного электрода - I_{30} и напряжения на нем- U_{30} . Что касается последнего, то ввиду нулевого сопротивления контурной катушки падение постоянного напряжения на ней равно нулю, следовательно, $U_{30}=E_п$. Коэффициент усиления линейного усилителя и коэффициент обратной связи для цепи рис.13.3 определяются известными формулами:

$$\dot{k}_0 = \frac{-g_{31}}{j\omega C_k + \frac{1}{j\omega L_k} + \frac{1}{R_n} + g_{33}} \quad \dot{k}_{oc} = \pm \frac{n_{oc}}{n_k} \quad (20.1)$$

Петлевой коэффициент передачи $k_{0k_{oc}}$ будет действительным положительным при выполнении двух условий:

$$j\omega C_k + \frac{1}{j\omega L_k} = 0 \quad k_{oc} = -\frac{n_{oc}}{n_k}, \text{ которые выражают условия баланса фаз. Из}$$

первого получим $\omega_{пос} = 1/(L_k C_k)^{1/2}$, т.е. частота генерируемых колебаний совпадает с резонансной частотой колебательного контура.

Условие избытка амплитуд на частоте $\omega_{пос}$ примет следующий вид:

$$\frac{g_{31} n_{oc}}{n_k (1/R_n + g_{33})} > 1$$

Ввиду больших значений g_{31} выполнение данного условия не представляет трудностей. В цепи генератора (рис.20.3) будут развиваться колебания на частоте $\omega_{пос}$ с увеличивающейся амплитудой.

По мере роста амплитуды будет увеличиваться влияние нелинейных явлений в транзисторе. Колеблющаяся рабочая точка его будет заходить в области насыщения транзистора и отсечки тока. Именно эти нелинейные эффекты определяют конечную равновесную амплитуду колебаний. Необходимо заметить, что, в отличие от RC-генераторов, нелинейные явления в резонаторных генераторах практически не нарушают гармоничности колебаний в резонаторе (в колебательном контуре). Когда транзистор входит в режим отсечки тока, т.е. отключается от резонатора, в последнем продолжается собственное гармоническое колебание. При насыщении транзистора происходит подкачка энергии в резонатор и на собственное его колебание накладывается небольшое возмущение, которое заметно не нарушает гармоничности. Это позволяет без существенной погрешности считать напряжение на колебательном контуре синусоидальным.

На рис.20.4 показаны графики временной зависимости напряжений на выходном (u_3), входном (u_1) электродах транзистора и тока выходного электрода. Для наглядности ось времени разбита на полупериоды колебания от 1 до 15.

В начальный момент времени ($t=0$) колебаний еще нет. На выходном электроде транзистора имеется постоянное напряжение (U_{30}) и ток (I_{30}). Далее развиваются колебания. На первом и втором полупериодах транзистор работает в активном режиме (без отсечки тока и насыщения). Однако, начиная с третьего полупериода, амплитуда колебаний уже достаточно для захода рабочей точки транзистора в режим отсечки тока. Изменение тока транзистора теряет синусоидальность. Ток превращается в последовательность импульсов полусинусоидальной формы. Амплитуда колебаний продолжает увеличиваться. Начиная с 10 полупериода напряжение на выходном электроде в минимуме ($u_{\min}=U_{30}-U_m$) становится малым, и рабочая точка транзистора заходит в режим насыщения. При этом импульсы тока перестают увеличиваться, и на их вершинах появляется провал. Ввиду ограничения импульсов тока транзистора рост амплитуды колебаний прекращается. Генератор входит в стационарный режим работы, при котором амплитуда колебаний на выходном электроде транзистора приблизительно равна $U_{30}=E_n$.

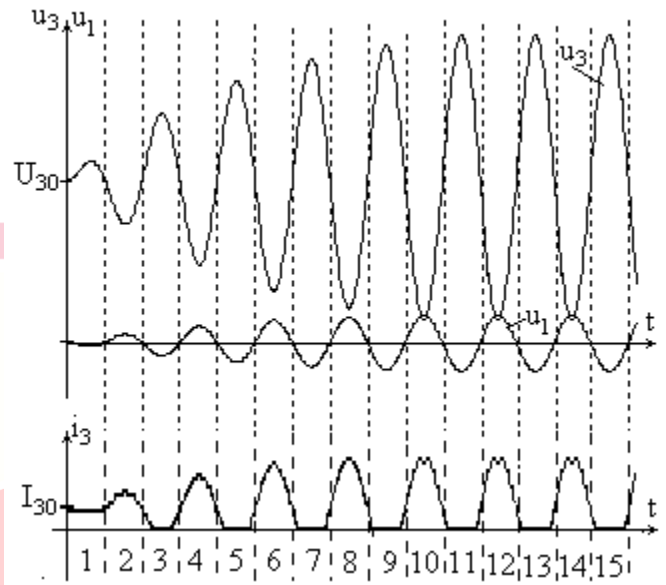


Рисунок 20.4

В описанном механизме установления колебаний в автогенераторе мы полагали, что постоянное напряжение на входном электроде транзистора (U_{10}) неизменно. Это соответствует схеме генератора, показанной на рис. 20.3, где $U_{10}=0$. На практике цепь входного электрода транзистора содержит дополнительные резисторы и конденсаторы, на которых происходит выделение и накопление напряжений за счет тока входного электрода. Нелинейность входной ВАХ транзистора при этом будет приводить к изменению U_{10} по мере увеличения амплитуды колебаний, что является дополнительным фактором установления стационарной амплитуды.

Лекция 21. Трехточечные автогенераторы

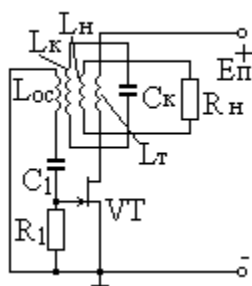


Рисунок 21.1

Построение резонансных автогенераторов при заданных E_n , R_n , параметрах резонатора L_k , C_k требует дополнительного трансформирования при передаче энергии от E_n в контур и из контура в R_n . Этого можно добиться с помощью дополнительных катушек, связанных с контурной катушкой магнитной связью, наподобие L_{oc} . Рис. 21.1 представляет схему такого генератора, в котором также имеется и цепочка (R_1, C_1) для формирования равновесного напряжения смещения - U_{10} .

Получить хорошую магнитную связь между несколькими катушками без ферромагнитного сердечника невозможно. В связи с этим и для упрощения конструкции контура используется автотрансформаторное включение контурной катушки, показанное на рис. 21.2.

От витков единой контурной катушки делается несколько отводов, к которым подключаются соответствующие элементы цепи: выходной электрод транзистора, входной конденсатор C_1 , разделительный конденсатор C_n и потребитель генерируемых колебаний R_n .

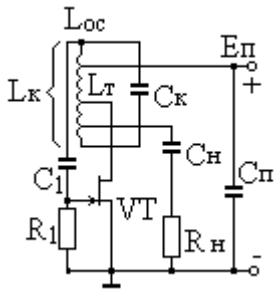


Рисунок 21.2

Кроме того, в такой многоотводной контурной катушке имеется точка подключения E_p , которая через блокировочный конденсатор C_p соединяется с общим проводом или с общим электродом транзистора (в данном случае – с истоком). Можно иначе взглянуть на схему рис.21.2 и сказать, что данная точка контура служит для подключения к ней (по переменному току) второго электрода транзистора. Теперь мы можем сформулировать весьма важное правило построения автогенераторов на основе многоотводного резонатора: **точка подключения эмиттера (истока) к резонатору должна находиться между точками подключения базы (затвора) и коллектора (стока).** Имеется

ввиду или непосредственное подключение или через конденсатор большой емкости (подключение по переменному току). На рис.21.2 сток транзистора подключен к контуру непосредственно, а затвор и исток через конденсаторы C_1 и C_p .

Автогенераторы, в которых транзистор подключается к резонатору в соответствии с данным принципом в трех точках, называются трехточечными. Причем дроблению для подключения транзистора можно подвергнуть как индуктивную, так и емкостную ветвь колебательного контура. При этом не имеет значения,

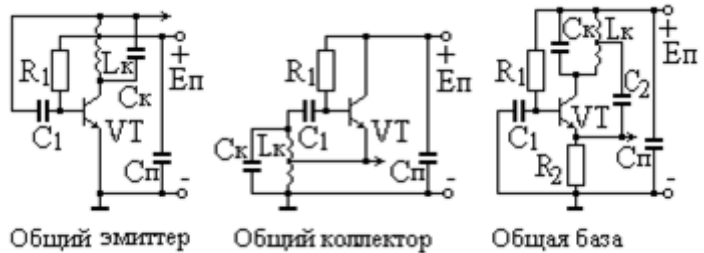


Рисунок 21.3

какой из электродов транзистора объявляется общим, т.е. соединяется с общим проводом либо непосредственно, либо через конденсатор большой емкости (по переменному току). На рис.21.3 показаны схемы трехточечных автогенераторов на основе биполярного транзистора при различных вариантах общего электрода. В качестве общего провода взят провод от минусовой клеммы источника питания. При этом общий электрод транзистора либо соединен с общим проводом непосредственно (схема с ОЭ), либо через блокировочный конденсатор большой емкости (схемы с ОК и ОБ). В любом случае напряжение на общем электроде транзистора постоянно, не имеет переменной составляющей.

. Автогенераторы с акустическими резонаторами.

Колебательный контур – естественный электрический резонатор зачастую оказывается не лучшим элементом при построении генератора, особенно если не требуется перестройка частоты колебаний. Величины элементов контура: индуктивность и емкость, а, следовательно, и резонансная частота подвержены влиянию внешних факторов, таких как температура, влажность, давление окружающего воздуха. Кроме того, катушка индуктивности обладает ощутимыми потерями энергии колебаний, которые обусловлены ее активным сопротивлением, излучением, и др. паразитными параметрами.

Способность резонатора сохранять амплитуду собственных колебаний характеризуется параметром, называемым добротность. Добротность колебательного контура, главным образом, определяется добротностью катушки на резонансной частоте, которая равна отношению реактивной и активной мощности в катушке $Q = \omega L / r$, где r – эквивалентное активное последовательное сопротивление. Достижимая добротность колебательных контуров составляет несколько сотен. При построении генераторов это вынуждает подкачивать в контур значительную энергию, что вызывает флуктуации частоты вырабатываемых колебаний.

В тоже время достижимые добротности акустических резонаторов значительно выше, в сравнении с колебательными контурами. В этом легко убедиться, например, по длительности звучания струны или колокола. Использование их в генераторах электрических колебаний требует преобразование акустических колебаний в электрические и об-

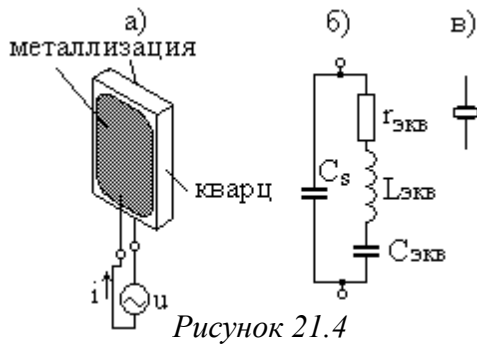


Рисунок 21.4

ратно. Эти преобразования могут осуществляться на основе пьеза эффекта – деформации тела электрическим полем или магнитострикции – деформации магнитным полем.

Устройство электроакустического резонатора на основе пьеза эффекта показано на рис.21.4. Пластика кварца (или другой пьеза керамики) имеет электроды в виде металлизации противоположных граней. Если приложить к электродам переменное напряжение, то вследствие обратного пьеза эффекта в пластинке возникнет переменная деформация и

акустическая волна. Волновая деформация, в свою очередь, создаст пьеза ЭДС между электродами, и в их цепи будет течь переменный ток, как будто бы порожденный внешним напряжением. Если частота внешнего переменного напряжения далека от частоты акустического резонанса, амплитуда этого тока очень мала. Однако когда частоты совпадают, амплитуда тока увеличивается в сотни тысяч раз, т.е. электрическое сопротивление пластинки становится весьма малым. Такие электрические свойства пластинки делают ее подобной последовательному колебательному контуру, с высокой добротностью и значением контурной индуктивности. Очень существенным является тот факт, что, вырезая пластинку под определенными углами по отношению к кристаллографическим осям, можно получить независимость резонансной частоты от температуры.

На рис. 21.4б показана эквивалентная схема такого электроакустического резонатора. Его добротность $Q = \omega_p L_{\text{экв}} / r_{\text{экв}}$ может достигать 10^6 , что немислимо для катушек индуктивности. Области металлизации на противоположных гранях пластинки образуют плоский конденсатор с емкостью C_s , который на эквивалентной схеме оказывается включен параллельно виртуальной ветви $C_{\text{экв}}, L_{\text{экв}}, r_{\text{экв}}$. В результате наряду с основным резонансом, называемым последовательным, имеется т.н. параллельный резонанс на частоте несколько большей частоты последовательного резонанса. Сопротивление резонатора на частоте параллельного резонанса, практически, равно бесконечности.

С использованием электроакустических резонаторов вместо колебательных контуров строятся генераторы с высокой стабильностью частоты вырабатываемых колебаний.

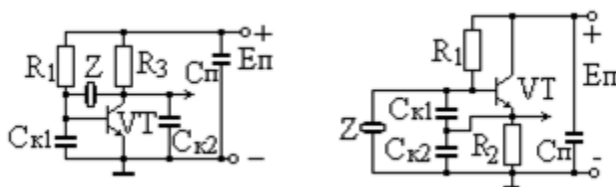


Рисунок 21.5

При создании трехточечных генераторов виртуальная индуктивная ветвь резонатора, разумеется, недоступна для дробления. Однако можно делить емкостную ветвь эквивалентного параллельного контура. На

рис.21.5 для примера показаны две схемы «кварцевых автогенераторов», вырабатывающих колебания на частоте параллельного резонанса. К собственной электроемкости кварцедержателя $-C_s$ параллельно добавляются емкости конденсаторов $C_{к1}, C_{к2}$, которые несколько понижают частоту параллельного резонанса но создают среднюю точку емкостной ветви эквивалентного колебательного контура. К данной точке подключается эмиттер (исток) транзистора, в то время как коллектор (сток) и база (затвор) подключены к крайним точкам. В результате условия для осуществления ПОС на резонансной частоте выполнены, и в генераторе возникают автоколебания.

Лекция 22. Двух транзисторные автогенераторы

Такие генераторы позволяют получить автоколебания без дробления резонатора (колебательного контура) и дополнительных отводов от него. Необходимую полярность и величину обратной связи обеспечивает дополнительный усилительный каскад на втором транзисторе. На рис.22.1 показаны схемы таких генераторов, использующие колебательный контур и кварцевый резонатор.

В первой схеме (рис.22.1а), использующей колебательный контур, транзистор первого каскада – VT1 включен с общей базой, а второй каскад использует VT2 с общим коллектором. Оба каскада при усилении не инвертируют сигнал, что обеспечивает положительную ОС. Добавочный резистор R1 не имеет принципиального значения. Он не допускает т.н. триггерный эффект, при действии которого VT2 постоянно оказывается в насыщении а VT1 – в отсечке тока.

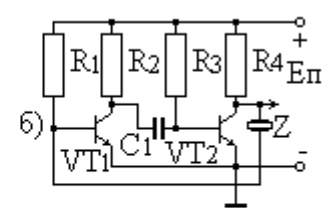
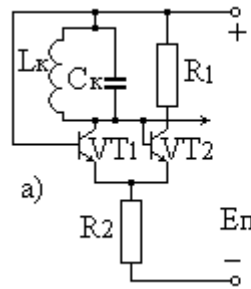


Рисунок 22.1

Второй генератор, показанный на рис.22.1б, имеет два обычных усилительных каскада с общим эмиттером. Каждый из них инвертирует усиливаемый сигнал, в результате чего петлевой коэффициент передачи оказывается положительным. Достоинством данного генератора является работа на частоте последовательного резонанса кварцевого резонатора.

В начале раздела, посвященного автогенераторам отмечалось, что представление их в виде усилителя с ПОС не является единственным приемом описания. Из множества других подходов остановимся кратко на **концепции отрицательного сопротивления**, которая довольно физична и позволяет наглядно описывать работу некоторых типов генераторов.

Понятие сопротивления проводника, приводящее к закону Ома, отражает эффект трения движущихся электронов о кристаллическую решетку проводника. При этом для поддержания направленного движения необходимо прикладывать электрическую силу в виде напряжения между концами проводника. Чем больше напряжение, тем больше средняя скорость движения электронов, тем больше ток: $I=U/R$. Однако трение электронов не единственное явление, которое реализуется в твердом теле. К примеру, рассматривая p-n-переход, мы не учитывали трение и получили иную зависимость между напряжением и током, которая выражается формулой Шокли:

$$I = I_d (e^{U/U_T} - 1)$$

В данной формуле I , U – соответственно ток и напряжение на переходе, I_d – очень малый ток неосновных носителей, U_T – т.н. температурный потенциал ($U_T=kT/q_0$, k – постоянная Больцмана, T – температура, q_0 – ‘величина элементарного заряда’). Нелинейная зависимость тока от напряжения делает бессмысленным понятие сопротивления в виде $R=U/I$, однако на смену ему приходит другой удобный параметр - дифференциальное сопротивление $r_d=dU/dI$. Оно не является константой и зависит от величины напряжения или тока, например для p-n-перехода $r_d \approx U_T/I$. Обработывая каким-либо способом полупроводник, можно получить различные ВАХ и даже такие, у которых на некоторых участках дифференциальное сопротивление отрицательно: $r_d < 0$. Рис.22.2 показывает форму ВАХ и условное обозначение туннельного диода. Выделенный точечными линиями участок обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением или отрицательной дифференциальной проводимостью $g_d=1/r_d$.

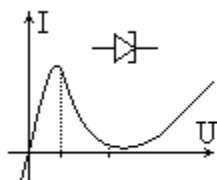


Рисунок 22.2

Затухание собственных колебаний в колебательном контуре обусловлено потерями энергии, которые можно целиком отнести к некому активному сопротивлению потерь – r_+ , всегда имеющемуся в контуре. Включим в колебательный контур элемент с подобной ВАХ и внешним источником постоянного напряжения выведем рабочую точку элемента на участок отрицательного дифференциального сопротивления. Суммарное активное сопротивление контура, при нулевой амплитуде колебаний, равное $r=r_++r_d$, может оказаться отрицательным. Если при положительном сопротивлении потерь

в контуре его колебания затухают, то при отрицательном нарастают. Следовательно, в контуре появятся колебания с увеличивающейся амплитудой. По мере роста амплитуды рабочая точка элемента начнет выходить за пределы участка отрицательного сопротивления, и элемент начнет вносить в контур дополнительное положительное сопротивление, которое прекратит рост амплитуды колебаний на некотором равновесном уровне.

Возникает вопрос об источнике энергии, пополняющей энергию незатухающих колебаний в контуре. Легко догадаться, что таковым является источник постоянного напряжения, который выводит рабочую точку нелинейного элемента на участок отрицательного сопротивления. Такова общая идея использования отрицательного сопротивления (отрицательной проводимости) для генерирования колебаний.

Обратимся для примера к рис.22.1а. Изображенная там цепь может рассматриваться как двухкаскадный усилитель (ОБ-ОК) с положительной обратной связью на резонансной частоте контура. Однако, возможен и другой подход. На рис.22.3 показана схема основной части цепи, включающей только транзисторы. Вместо резистора R_2 и источника питания E_p подразумевается источник стабильного тока $-I_0$. Вместо колебательного контура изображен источник напряжения $-U$, который, будучи подключен к двухтранзисторной цепочке, отдает в нее ток I . Определим зависимость этого тока от величины напряжения.

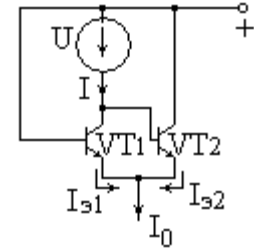


Рисунок 22.3

Обозначив коллекторный ток VT1 и базовый VT2 соответственно через I_{K1} и I_{B2} , получим $I = I_{K1} + I_{B2}$. Для нахождения I_{K1} и I_{B2} необходимы I_{31} и I_{32} , которые выразятся формулой Шокли для базо-эмиттерных переходов транзисторов. $I_{31} = I_d(e^{-V/U_T} - 1)$.

$I_{32} = I_d(e^{(U-V)/U_T} - 1)$, кроме того выполняется равенство $I_{31} + I_{32} = I_0$. Эти три уравнения определяют три неизвестные величины I_{31} , I_{32} , V . В частности

$$I_{31} = \frac{I_0}{1 + e^{U/U_T}} - I_0 \frac{e^{U/U_T} - 1}{e^{U/U_T} + 1}$$

Если оба транзистора находятся в активном режиме, то их базовыми токами, в сравнении с эмиттерными и коллекторными можно пренебречь. Тогда для тока источника I можно записать

$$I \approx I_{31} \approx \frac{I_0}{1 + e^{U/U_T}}. \text{ Обратим внимание на то, что с уве-}$$

личением напряжения источника U ток, текущий от него уменьшается. Т.е. имеет место эффект отрицательного сопротивления (или проводимости) цепи, подключенной к источнику U . На рис.22.4 показан график зависимости I от U , построенный по более точной формуле, учитывающей эффекты насыщения и обратного тока коллектора. Но в диапазоне $\pm 0.2V$ обе формулы дают одинаковый результат.

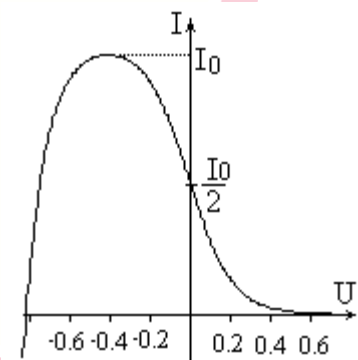


Рисунок 22.4

Определим дифференциальную проводимость цепи, подключенной к источнику U

$$g_- = \frac{dI}{dU} = -\frac{I_0}{U_T} \frac{e^{U/U_T}}{(1 + e^{U/U_T})^2} \Big|_{U=0} = -\frac{I_0}{2U_T}$$

Если заменить источник напряжения U колебательным контуром, то данная отрицательная проводимость окажется подключенной параллельно ему. При параллельном соединении суммируются проводимости. Для генерирования колебаний отрицательная проводимость должна быть по модулю больше проводимости потерь контура и подключен-

ной к нему нагрузки. Если это условие выполнено, в контуре возникнут колебания с некоторой равновесной амплитудой.

Лекция 23. Частотные фильтры электрических сигналов.

Фильтр в обобщенном смысле слова представляет собой устройство, устанавливаемое на пути какого-либо потока и устраняющее из него какую-либо часть. Масляный фильтр в автомобиле задерживает посторонние частицы в потоке масла, водяной фильтр пропускает воду, но задерживает взвешенные в ней частицы, цветное стекло представляет собой оптический фильтр, который задерживает часть светового потока в определенном диапазоне длин волн и т.д.



Рисунок 23.1

Фильтр электрических сигналов представляют собой четырехполюсник (см. рис. 23.1). На входные клеммы поступает фильтруемый сигнал, в котором фильтр ослабляет нежелательные составляющие и передает на выходные клеммы. Пожалуй, самым распространенным видом фильтров электрических сигналов являются частотные фильтры, которые отфильтровывают часть спектральных компонент сигнала по частотному признаку. Если на вход частотного фильтра подавать синусоидальный сигнал с частотой ω , то, в зависимости от значения частоты этот сигнал передастся на выходные клеммы фильтра с большим или меньшим ослаблением амплитуды и сдвигом фазы. Основной характеристикой частотного фильтра является его комплексная частотная характеристика - зависимость комплексного коэффициента передачи от частоты $k(\omega)$.

Напомним, что комплексный коэффициент передачи четырехполюсника – это отношение комплексных амплитуд выходного и входного сигналов:

$$\dot{k}(\omega) = \frac{\dot{U}_{mвых}(\omega)}{\dot{U}_{mвх}(\omega)} \quad (23.1)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи любого четырехполюсника характеризует передачу амплитуды синусоидального сигнала. Его частотная зависимость называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Аргумент комплексного коэффициента передачи равен разности фаз выходного и входного синусоидального сигнала. Частотная зависимость $\arg[\dot{k}(\omega)]$ называется фазочастотной характеристикой (ФЧХ). Требуемые для специальных фильтров АЧХ и ФЧХ могут иметь причудливые формы, однако чаще всего используются т.н. **полосовые фильтры**, у которых АЧХ имеет нужный уровень в заданной полосе частот.

Строго говоря, существует только два вида полосовых фильтров: полосно-пропускающий и полосно-запирающий. Полосно-пропускающий фильтр имеет отличный от нуля коэффициент передачи только в интервале частот от ω_1 до ω_2 (см. рис 23.2а). Этот интервал частот называется полосой пропускания фильтра. Однако, если нижняя граница полосы пропускания ω_1 равна нулю, то ППФ называют фильтром нижних частот (ФНЧ). Полосно-запирающий фильтр (ПЗФ) наоборот обладает нулевым коэффициентом передачи в конечном интервале частот, называемым полосой запирания. Если нижняя частота полосы запирания равна нулю, то такой ПЗФ называют фильтром верхних частот (ФВЧ).

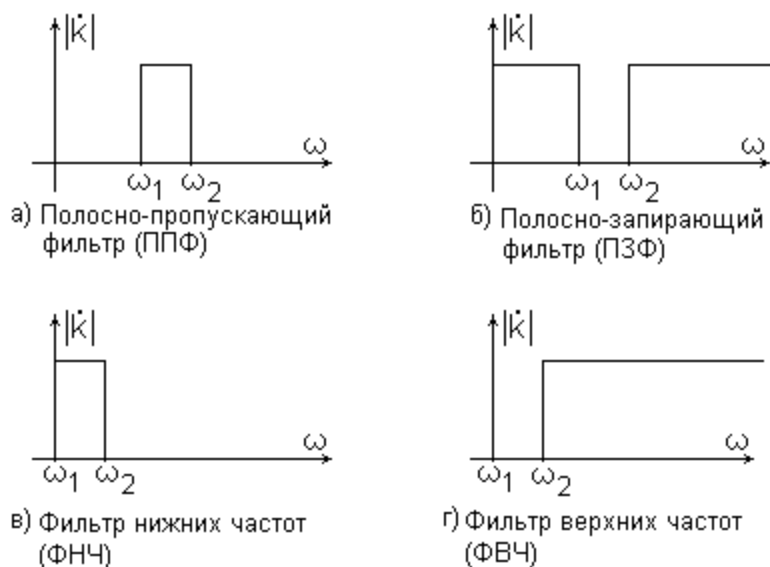


Рисунок 23.2

и полоса запираения – это интервал частот, в пределах которого модуль коэффициента передачи не превосходит заданной доли своего максимального значения, например $0.1k_{\max}$. Рисунок 23.3 иллюстрирует такие определения полосы пропускания и запираения. В интервале от ω_1 до ω_2 – полоса пропускания. В интервалах $\omega > \omega_4$ и $\omega < \omega_3$ – полосы запираения. Заметим, что при этом существуют пограничные интервалы частот, не входящие ни в полосу пропускания, ни в полосу запираения, это интервалы от ω_3 до ω_1 и от ω_2 до ω_4 .

Реализация частотных фильтров. Для построения частотных фильтров используются реактивные элементы: конденсаторы, катушки индуктивности, колебательные контуры (резонаторы), составленные из них. Как известно, в идеальных реактивных элементах не выделяется активной мощности, а их сопротивление является частотно-зависимым. Это позволяет создать электрическую цепь фильтра, коэффициент передачи которой будет частотно-зависимым, а потери мощности сигнала в полосе пропускания – нулевыми.

Очень полезно наиболее общим реактивным элементом фильтров считать колебательный контур (см. лекц. 20). При этом катушку индуктивности можно считать последовательным колебательным контуром с бесконечно большой емкостью конденсатора, т.е. с нулевой резонансной частотой. Аналогично, конденсатор может быть представлен как параллельный колебательный контур с бесконечно большой индуктивностью катушки, т.е. с нулевой резонансной частотой. При таком подходе элементами частотного фильтра являются колебательные контуры, последовательные и параллельные. Изменяя резонансные частоты этих контуров, можно сдвигать АЧХ фильтра по частотной оси.

Число колебательных контуров (резонаторов), входящих в состав фильтра, называется его порядком. Катушка индуктивности и конденсатор считаются резонатором с нулевой резонансной частотой. Чем выше порядок фильтра, тем ближе может быть сделана его АЧХ к идеальной – прямоугольной.

Нетрудно представить себе схемы рассмотренных выше полосовых фильтров, которые показаны на рис. 23.4 для случая третьего порядка. В полосно-пропускающем фильтре последовательные контуры ($L_{к1}-C_{к1}$, $L_{к3}-C_{к3}$), сопротивление которых на резонансной частоте равно нулю, включены последовательно в цепь передачи сигнала. На частоте резонанса этих контуров сигнал от источника сигнала через нулевое сопротивление передается в R_n . Параллельный контур ($L_{к2}-C_{к2}$), у которого проводимость на частоте резонанса равна нулю, включен параллельно в цепь передачи сигнала и не шунтирует ее на

Графики АЧХ идеальных фильтров имеют вертикальные склоны, так что границы между полосами пропускания и запираения абсолютно четкие. Реализовать такие АЧХ на практике невозможно.

Это вынуждает определять полосу пропускания как интервал частот, в пределах которого модуль коэффициента передачи отличается от своего максимального значения не более чем в $\sqrt{2}$ раз. Аналогично определяется

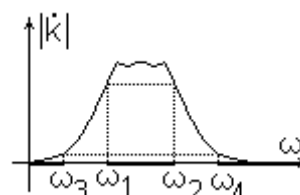


Рисунок 23.3

частоте резонанса. Таким образом, на частоте резонанса контуров, которая у них одинакова, и на близких к ней частотах сигнал передается от источника в R_H без потерь. На частотах, далеких от резонанса сказываются возросшие сопротивления последовательных контуров и шунтирующее действие параллельного контура. Вследствие этого коэффициент передачи фильтра сильно уменьшается.

Полосно-запирающий фильтр (ПЗФ) имеет параллельные колебательные контуры, включенные последовательно в цепь передачи сигнала, и последовательные контуры, включенные параллельно к этой цепи. На частоте резонанса проводимость параллельных

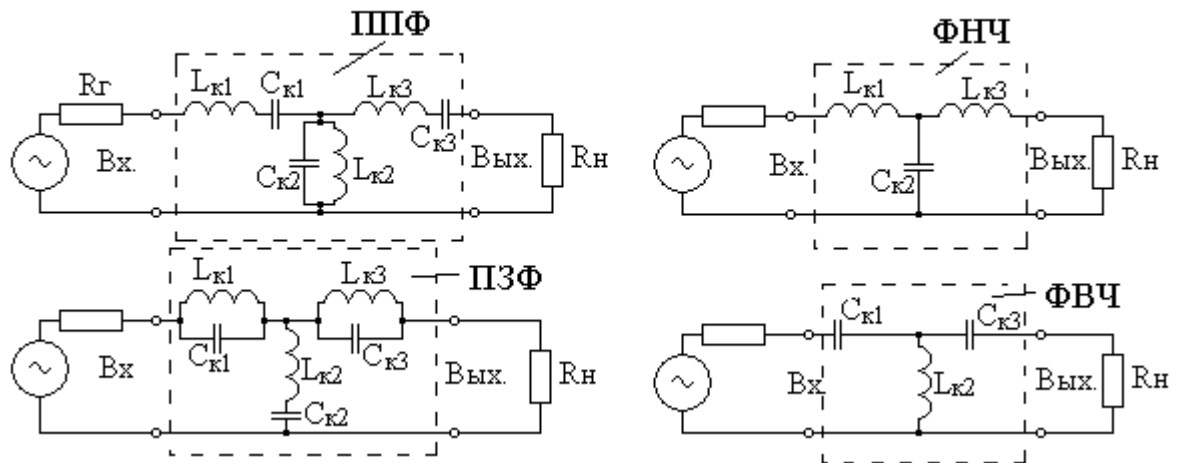


Рисунок 23.4

контуров равна нулю и они разрывают цепь передачи сигнала в R_H . Кроме того, последовательный контур, имеющий нулевое сопротивление на частоте резонанса «закорачивает» эту цепь на общий провод. Это означает, что на резонансной частоте контуров и на близких частотах коэффициент передачи ПЗФ равен или близок к нулю. Если частота гармоники далека от резонансной частоты контуров ПЗФ, проводимость для нее параллельных контуров оказывается значительной, и такой сигнал проходит через них в R_H почти беспрепятственно.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) и фильтр верхних частот (ФВЧ) являются частными случаями ППФ и ПЗФ, соответственно. Для их реализации достаточно перестроить колебательные контуры на нулевую резонансную частоту. Для этого в последовательных контурах устанавливается бесконечно большая емкость конденсатора, а в параллельных контурах бесконечно большая индуктивность катушки. Конденсатор бесконечно большой емкости – это переключка с нулевым сопротивлением, а катушка с бесконечно большой индуктивностью – это разрыв цепи. Таким образом, для получения ФНЧ из ППФ или ФВЧ из ПЗФ необходимо убрать катушки индуктивности параллельных контуров и замкнуть конденсаторы в последовательных контурах. В результате получим схемы ФНЧ и ФВЧ, показанные на рис. 23.4. Замечательным является тот факт, что частный фильтр, полученный из общего путем описанной перестройки резонаторов на нулевую частоту, имеет такое же значение полосы пропускания или запирающего, какое было у исходного фильтра. Более того, форма части АЧХ исходного фильтра, находящейся справа от резонансной частоты

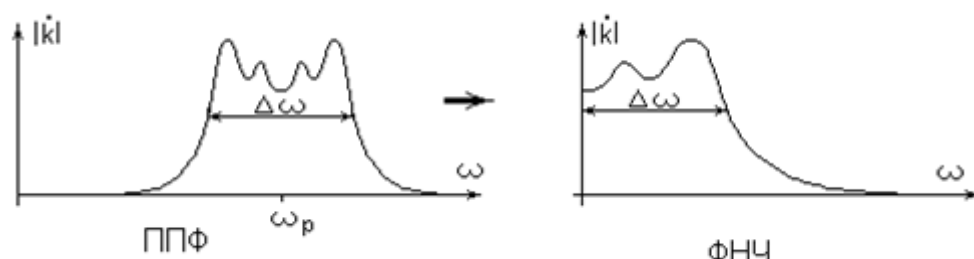


Рисунок 23.5

контуров, повторится в получившемся частном фильтре. Рис. 23.5 иллюстрирует этот факт для ППФ.

На прак-

тике возможность трансформации фильтров используется в обратном направлении. Для построения ППФ вначале разрабатывается ФНЧ с нужной полосой пропускания, называемый ФНЧ - прототипом. Затем путем добавления конденсаторов последовательно к катушкам и катушек параллельно конденсаторам ФНЧ перестраивается на заданную центральную частоту полосы пропускания.

Метод ФНЧ - прототипа оказывается применим и при построении ФВЧ или ПЗФ. Для трансформации ФНЧ в ФВЧ, согласно рис. 23.4, необходимо заменить катушки индуктивности конденсаторами, а конденсаторы – катушками индуктивности. Формулы для такой замены очень простые:

$$\Delta\omega L_{km} = \frac{1}{\Delta\omega C_{km}}$$

Здесь $\Delta\omega$ – ширина полосы пропускания ФНЧ, которая переходит в полосу заграждения ФВЧ, индекс «к» означает контурный элемент, m – номер заменяемого элемента.

Лекция 24. Определение элементов полосовых фильтров.

Рассмотрим в качестве примера вычисления АЧХ фильтр нижних частот (ФНЧ) второго порядка, показанный на рис. 24.1. Обозначим амплитуду напряжения синусоидального входного сигнала - $U_{мвх}$, а выходного - $U_{мвых}$. Коэффициент передачи сигнального напряжения определится как отношение этих амплитуд (23.1). Комплексная амплитуда тока, создаваемого источником входного сигнала, выразится Ома

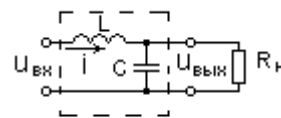


Рисунок 24.1

$$i_m = \frac{\dot{U}_{мвх}}{j\omega L + Z_{RC}}, \text{ где } Z_{RC} \text{ – сопротивление параллельно соединенных конденсатора}$$

фильтра и нагрузочного резистора: $Z_{RC} = \frac{R_n / j\omega C}{R_n + 1 / j\omega C} = \frac{R_n}{1 + j\omega C R_n}$. Комплексная амплитуда

напряжения выходного сигнала определяется тем же законом Ома: $\dot{U}_{мвых} = i_m Z_{RC}$.

Подставив сюда I_m и Z_{RC} , получим для комплексного коэффициента передачи следующую формулу:

$$k(\omega) = \frac{\dot{U}_{мвых}}{\dot{U}_{мвх}} = \frac{Z_{RC}}{(j\omega L + Z_{RC})} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega L / R_n} \quad (24.1)$$

Структура формулы (24.1) типична для всех лестничных LC фильтров, в которых чередуются последовательные и параллельные контуры, одни из которых включены последовательно в цепь передачи сигнала, а другие – параллельно. Формула, выражающая комплексный коэффициент передачи, всегда имеет числитель, равный единице, и знаменатель в виде комплексного полинома по степеням частоты ω . Коэффициенты этого полинома определяются величинами индуктивностей катушек и емкостей конденсаторов, образующих фильтр. Очевидно, что коэффициенты при четных степенях ω будут действительными, а при нечетных – мнимыми. Максимальная степень полинома равна порядку фильтра – количеству резонаторов, образующих его.

Взяв модуль комплексного коэффициента передачи (24.1), получим формулу для коэффициента передачи фильтра нижних частот второго порядка.

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 L^2 / R_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \left(\frac{L^2}{R_n^2} - \frac{2C}{L} \right) + \omega^4 L^2 C^2}} \quad (24.2)$$

На нулевой частоте ($\omega=0$) коэффициент передачи фильтра равен 1. На больших частотах, когда последнее слагаемое в знаменателе (24.2), пропорциональное ω^4 , становится значительно больше всех остальных, коэффициент передачи очень мал. Таким образом,

реализуется АЧХ фильтра нижних частот. Форма графика АЧХ существенно зависит от коэффициента при ω^2 , который также определяется величинами элементов фильтра L, C. Если этот коэффициент $a=(L^2/R_n^2-2C/L)$ отрицателен, коэффициент передачи при увеличении частоты от нуля идет вначале вверх (см. рис. 24.1). График АЧХ имеет подъем на средних частотах. Если $a>0$, график АЧХ устремляется вниз при отклонении частоты от нуля. Наконец, при $a=0$ график АЧХ имеет горизонтальный участок вблизи нулевой частоты. В этом случае АЧХ называется максимально плоской.

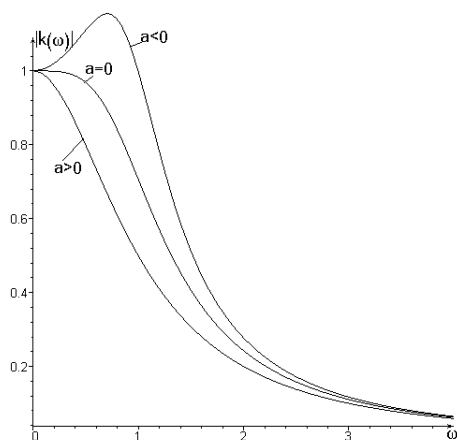


Рисунок 24.1

Рассмотренный ФНЧ второго порядка имеет все характерные черты, которые присущи ФНЧ более высоких порядков. Если ФНЧ имеет порядок N, т.е. содержит N реактивных элементов (катушек индуктивности и конденсаторов), его коэффициент передачи определяется выражением

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2N}\omega^{2N}}} \quad (23.4)$$

Коэффициенты a_k при ω^k определяются величинами индуктивностей и емкостей элементов, образующих фильтр. Подбором этих величин можно все коэффициенты, кроме старшего a_{2N} , сделать равными нулю. При этом фильтр будет иметь максимально плоскую АЧХ.

Имеются очень простые формулы, позволяющие вычислить величины реактивных элементов ФНЧ с максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой. Для этого должны быть заданы порядок фильтра –N и ширина полосы пропускания – $\Delta\omega$. Необходимо чтобы сопротивление источника сигнала – R_g и сопротивление нагрузки – R_n были одинаковыми: $R_g=R_n=R$. В этом случае индуктивности катушек и емкости конденсаторов, обеспечивающие максимально плоскую АЧХ выражаются следующими формулами:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega L_{km} &= 2R \sin\left(\frac{2m-1}{2N}\pi\right) \\ \Delta\omega C_{km} &= \frac{2}{R} \sin\left(\frac{2m-1}{2N}\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (23.5)$$

в которых m – номер реактивного элемента ФНЧ (нумерация начинается от входа). При этом АЧХ фильтра выразится также очень простой формулой:

$$|k(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right)^{2N}}}$$

Частотно зависимый член в знаменателе данной формулы находится в степени 2N. Чем больше порядок фильтра –N, тем сильнее частотная зависимость |k| и тем ближе форма АЧХ к идеальной – прямоугольной, тем меньше будут интервалы частот неопределенного статуса между полосами пропускания и заграждения.

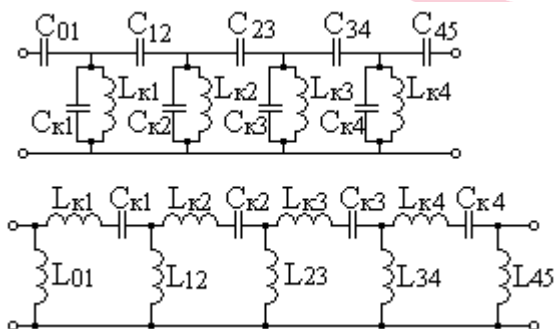


Рисунок 24.2

Однако увеличение порядка фильтра всегда связано с усложнением его реализации. Поэтому на практике делаются фильтры минимально возможного порядка.

Построение ППФ на одинаковых резонаторах.

Если относительная полоса пропускания ППФ мала ($\Delta\omega/\omega_p \ll 1$) его построение в классическом виде чередования параллельных и по-

следовательных контуров становится невозможным. Причиной этого являются чрезмерно большие индуктивности последовательных контуров и очень малые индуктивности параллельных. В этом случае возможен более удобный способ построения ППФ на основе одинаковых резонаторов в виде только последовательных или только параллельных контуров (рис. 24.2). Между контурами осуществляется связь посредством реактивных элементов. На верхней схеме рис.24.2 фильтр реализован на основе параллельных контуров с емкостной связью между ними а также с источником сигнала и нагрузкой. Нижняя схема рис.24.2 представляет фильтр на основе последовательных контуров с индуктивными связями.

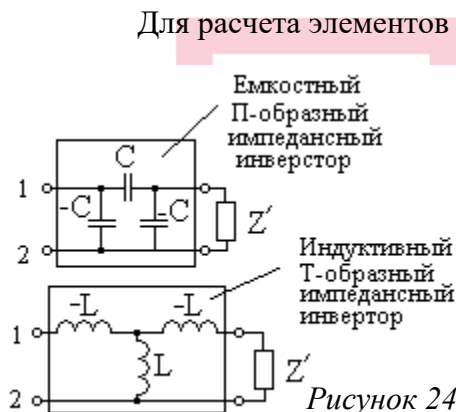


Рисунок 24.3

Для расчета элементов связи широко применяется метод импедансного инвертора, суть которого состоит в следующем. Импедансным инвертором называется воображаемый четырехполюсник, с П-образной или Т-образной внутренней схемой, показанной на рис. 24.3. Внутренняя схема состоит из трех реактивных элементов с одинаковым модулем сопротивления, однако величины крайних элементов полагаются отрицательными. На практике отрицательных емкостей или индуктивностей не существует, но это не имеет значения, поскольку импедансный инвертор – это не более чем расчетный прием.

Если к правой паре клемм импедансного инвертора подключить комплексное сопротивление Z' (как это показано на рис. 24.3), то сопротивление между клеммами 1-2 будет равно:

$$Z = \frac{1}{\omega^2 C^2} \frac{1}{Z'} \quad \text{или} \quad Z = \frac{\omega^2 L^2}{Z'}$$

Таким образом, сопротивление между входными клеммами импедансного инвертора пропорционально обратной величине сопротивления, подключенного к выходным клеммам. Это означает, что катушка индуктивности L , подключенная к выходу импедансного инвертора, и имеющая сопротивление $j\omega L$, создаст сопротивление между входными клеммами, пропорциональное $1/(j\omega L)$, присущее конденсатору. Аналогично конденсатор, подключенный к выходным клеммам импедансного инвертора, будет "виден" с входных клемм как катушка индуктивности. Легко показать, что сопротивление параллельного контура, подключенного к выходу импедансного инвертора, пересчитывается к входным

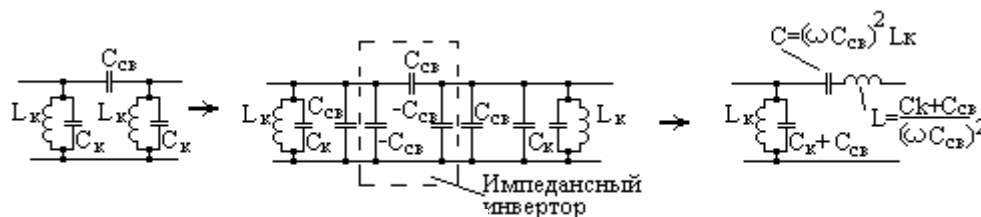


Рисунок 24.4

клеммам в виде сопротивления последовательного контура с той же резонансной частотой, а сопротивление последовательного контура, преобразуется импедансным инвертором в сопротивление параллельного контура.

Если два резонатора в виде параллельных колебательных контуров (рис. 24,2) связаны конденсатором связи, то их можно изобразить в виде резонаторов, связанных через импедансный инвертор, как это показано на рис. 24.4. Конденсатор $C_{св}$ остается на месте. Емкости контурных конденсаторов мысленно увеличиваются на величину $C_{кк}$ и параллельным мысленно включаются конденсаторы с отрицательными емкостями $-C_{св}$ входящие в состав импедансного инвертора. От такой мысленной переделки цепи ничего не изменяется. Однако выделение в ней импедансного инвертора позволяет иначе изобразить

эквивалентную схему цепи. Действительно второй- параллельный контур пересчитается через инвертор к клеммам первого в виде последовательного контура.

Применяя этот прием последовательно к цепочки связанных резонаторов (Рис. 24.2), можно привести схему этой цепочки к эквивалентной схеме, которая совпадает с классической схемой ППФ, показанной на рис. 23.4.

Таким образом, ППФ на связанных резонаторах (рис.24.2) и ППФ с чередующимися последовательными и параллельными контурами (Рис.23.4) будут, эквивалентны, если емкости связи $C_{св}$ между резонаторами подобрать необходимым образом. Для расчета требуемых емкостей связи должны быть заданы емкости контурных, конденсаторов, центральная частота полосы пропускания фильтра, ширина полосы пропускания, порядок фильтра. При этом порядок расчета выглядит следующим образом.

- а) определяются величины реактивных элементов фНЧ-прототипа;
- б) фНЧ-прототип преобразуется в ППФ-прототип
- в) вычисляются емкости связи ППФ на связанных резонаторах, при которых он будет эквивалентен ППФ-прототипу.

