

В. Н. ПАВЛОВ

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Рекомендовано

Учебно-методическим объединением по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника»



Москва
Издательский центр «Академия»
2008

УДК 621.37(075.8)

ББК 32.844я73

П121

Рецензенты:

зав. кафедрой Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, проф. *А. Г. Алексеев*;
доцент Московского технического университета связи и информатики
О. В. Матвеева

Павлов В. Н.

П121 Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В. Н. Павлов. — М. : Издательский центр «Академия», 2008. — 288 с.

ISBN 978-5-7695-2702-9

Изложены базовые сведения по принципам работы, построения и проектирования аналоговых электронных устройств. Приведены данные, позволяющие технически грамотно осуществить синтез и расчет электрических схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры, обоснованный выбор компонентов и структуры этих схем.

Для студентов высших учебных заведений.

УДК 621.37(075.8)

ББК 32.844я73

*Оригинал-макет данного издания является собственностью
Издательского центра «Академия», и его воспроизведение любым способом
без согласия правообладателя запрещается*

© Павлов В. Н., 2008

© Образовательно-издательский центр «Академия», 2008

ISBN 978-5-7695-2702-9

© Оформление. Издательский центр «Академия», 2008

ПРЕДИСЛОВИЕ

В учебном пособии рассмотрены принципы построения и работы основных (типовых) базовых схемных конфигураций, используемых при организации аналоговых электронных трактов усиления и преобразования аналоговых сигналов, в том числе усилителей постоянного тока, широкополосных усилителей и усилителей, предельной чувствительности, усилителей мощности и сигналов большой интенсивности, аналоговых функциональных устройств преобразования линейного, нелинейного и параметрического типов.

Материалы учебного пособия составлены с учетом современных методов и тенденций проектирования аналоговых схем, предусматривающих широкое использование при их проектировании средств вычислительной техники, ориентацию на применение схемных построений, обеспечивающих слабую зависимость параметров и характеристик аналоговых трактов от свойств конкретного усилительного прибора и условий его работы, возможность проведения анализа аналоговых трактов при наличии лишь ограниченного набора основных исходных данных о свойствах их компонентов. В связи с этим основное изложение материала в учебном пособии осуществлено с позиций и принципов, базирующихся на применении физических эквивалентных схем, в том числе на первоочередном использовании при описании свойств усилительных приборов и электронных цепей их Y -параметров, адаптированных для инженерных применений основных положений теории цепей и обратных связей.

Составной частью учебного пособия являются методические указания к лабораторным работам, предусматривающие проведение этих работ по принципу виртуальной электронной лаборатории с привлечением методов электронного моделирования на ЭВМ цепей, сигналов и процессов. При этом основной акцент и конкретизация рекомендаций на проведение исследований сделаны применительно к выполнению лабораторно-практических занятий на основе программы Electronics Workbench (EWB).

При изложении материала особое внимание обращено на воспитание навыков практического применения теоретических положений. С этой целью изложение теории сопровождается решением конкретных задач.

В учебном пособии отражен многолетний опыт преподавания в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете (ЛЭТИ) (СПбГЭТУ) курсов, связанных с вопросами применения и схемотехнического проектирования аналоговых электронных устройств.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

1.1. Классификация электронных устройств

Электронные устройства принято подразделять на два класса аналоговые и цифровые. *Аналоговые электронные устройства (АЭУ)* предназначены для обработки электронных сигналов, выступающих в виде непрерывных электрических колебаний напряжения или тока. Обычно характер этих колебаний в той или иной степени является отражением (аналогом) протекания реальных физических процессов, например, — характера изменения атмосферного давления при формировании звука.

Цифровые электронные устройства (ЦЭУ) являются частным случаем дискретных, или импульсных, электронных устройств (ИЭУ). В устройствах последнего вида сигнальные напряжения или токи выступают в форме импульсов или перепадов, при этом основную информационную роль играет наличие или отсутствие сигнального импульса определенного уровня в рассматриваемый момент времени или на определенном интервале. В ИЭУ импульсный сигнал может быть сформирован с помощью специального генератора или являться отражением текущего (мгновенного) значения какого-либо аналогового процесса. В последнем случае процедура формирования дискретного сигнала из аналогового называется *дискретизацией*, а само значение сформированного сигнала — его дискретным значением. Процесс дискретизации аналогового сигнала можно рассматривать как процесс замены непрерывного сигнала его значениями, взятыми в отдельные моменты времени.

Цифровые сигналы формируют из дискретных с помощью процедуры квантования. *Квантованием* называется процесс, при котором значение дискретного сигнала округляют до заранее заданного значения, называемого уровнем квантования. Каждому уровню квантования соответствует определенное число, вследствие чего квантованный дискретный сигнал и носит названия цифрового. Уровень цифрового сигнала в каждый момент времени отражен в виде числа, а процесс протекания физического явления — в виде последовательности этих чисел. Текущие значения чисел отображаются при этом в виде кодов. В результате процедура передачи

сигналов может быть реализована как передача кодовых комбинаций, представляемых в форме совокупности одиночных импульсных сигналов.

Для передачи и обработки большого импульсного потока требуются как широкополосные системы и линии передачи данных, так и определенный резерв времени, выделяемого на обработку и передачу данных, что снижает возможности передачи и обработки данных с высокой скоростью. Несмотря на указанные трудности цифровые устройства обработки находят широкое применение. Они обеспечивают высокую степень определенности этой обработки, возможность оперативного управления ее характером. С помощью таких устройств возможно осуществить сложные и высоко эффективные алгоритмы обработки.

Следует различать аналоговые цепи и аналоговые электронные устройства. Одним из основных отличий аналоговых электронных устройств от аналоговых цепей является то, что в состав АЭУ входят электронные компоненты: транзисторы, диоды и т. д. Вольт-амперные характеристики таких элементов имеют нелинейный характер, вследствие чего и передаточные свойства АЭУ имеют нелинейный характер, особенно в условиях, когда с помощью АЭУ стремятся сформировать большие значения сигнального тока, напряжения или мощности.

К достоинствам аналоговых устройств следует отнести то, что они могут осуществлять непосредственную обработку сигналов, отражающих те или иные физические процессы. Устройства этого типа отличаются относительной простотой построения, высоким быстродействием, способностью эффективно обрабатывать сигналы как низкого, так и высокого уровня. Для передачи информации с помощью аналоговых сигналов не требуется привлечения дорогостоящих широкополосных каналов. Практически в большинстве информационно-измерительных систем в качестве входных звеньев применяются аналоговые устройства. При этом предельная чувствительность этих систем измерения и преобразования сигналов определяется в первую очередь свойствами их аналоговых звеньев, выступающих в качестве датчиков.

1.2. Основные технические показатели и характеристики аналоговых электронных устройств

1.2.1. Коэффициент усиления

В процессе прохождения синусоидального сигнала через АЭУ происходит изменение как амплитуды, так и фазы этого сигнала. Обычно в первую очередь интересуются изменением амплитуды

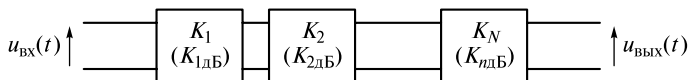


Рис. 1.1. Многозвенный линейный тракт

сигнала. Эти изменения характеризуют числом, называемым коэффициентом усиления, или коэффициентом передачи. *Коэффициент усиления* K является основным показателем, с помощью которого определяют, как изменится амплитуда сигнального напряжения или тока на данной частоте после его прохождения через АЭУ. В англоязычной литературе коэффициент усиления обычно обозначают буквой «А» (от *англ.* amplification — усиление).

Значения коэффициента усиления определяют в относительных единицах (в разгах) или в децибелах, при этом

$$K_u = U_{m\text{вых}}/U_{m\text{вх}}; K_i = I_{m\text{вых}}/I_{m\text{вх}};$$

$$K_{u\text{дБ}} = 20\lg(U_{m\text{вых}}/U_{m\text{вх}}) = 20\lg K_u;$$

$$K_{i\text{дБ}} = 20\lg(I_{m\text{вых}}/I_{m\text{вх}}) = 20\lg K_i;$$

$$K = 10^{K_{\text{дБ}}/20},$$

где K_u, K_i — значения коэффициентов усиления на данной частоте по напряжению и току, выраженные в относительных единицах (разгах); $U_{m\text{вых}}, U_{m\text{вх}}, I_{m\text{вых}}, I_{m\text{вх}}$ — амплитудные значения сигнальных токов и напряжений на выходе и входе; $K_{u\text{дБ}}; K_{i\text{дБ}}$ — значения коэффициентов усиления на данной частоте по напряжению и току, дБ. Для характеристики усилительных свойств электронных трактов чаще применяется коэффициент усиления по напряжению, поэтому в дальнейшем индекс u в обозначениях K_u будем опускать.

Значения K , меньшие единицы, т.е. когда $K_{\text{дБ}}$ отрицательное, принято называть *коэффициентом передачи*.

В линейном тракте коэффициент усиления не зависит от уровня сигнала. В результате характер сигнальных изменений на выходе $u_{\text{вых}}(t)$ повторяет характер сигнальных изменений на входе $u_{\text{вх}}(t)$, при этом $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t)K$, где K выступает в качестве масштабного коэффициента преобразования входных сигнальных изменений в выходные. Следует иметь в виду, что только для линейной цепи понятие «коэффициент усиления» имеет однозначное толкование, о чем будет дано разъяснение в подразд. 1.1.4.

Обычно аналоговые тракты состоят из ряда последовательно включенных звеньев (рис. 1.1). Коэффициент усиления такого тракта на данной частоте может быть вычислен в соответствии с формулами:

$$K_{\Sigma} = K_1 K_2 \dots K_N; K_{\Sigma\text{дБ}} = K_{1\text{дБ}} + K_{2\text{дБ}} + \dots + K_{N\text{дБ}},$$

где N — число звеньев в последовательном соединении.

Например, в трехзвенном тракте ($N = 3$) с $K_1 = 2$ ($K_{1дБ} = 6$ дБ), $K_2 = 10$ ($K_{2дБ} = 20$ дБ) и $K_3 = 0,7$ ($K_{3дБ} \approx -3$ дБ):

$$K_{\Sigma} = 2 \cdot 10 \cdot 0,7 = 14; K_{\SigmaдБ} = 6 + 20 - 3 = 23 \text{ дБ.}$$

1.2.2. Амплитудно-частотная характеристика

Коэффициент усиления K аналогового тракта обычно зависит от частоты f . Эта зависимость $K(f)$ называется *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ). Вследствие указанной зависимости амплитудный спектр выходного сигнала становится отличным от амплитудного спектра входного. Эти отличия рассматривают в режиме малого сигнала, т. е. в условиях, когда нелинейные свойства аналоговых электронных трактов не проявляются. Указанное непостоянство коэффициента усиления в частотной области изменяет в соответствии с АЧХ соотношения между спектральными составляющими. При этом уровень этих частотных изменений (искажений) в отличие от нелинейных не зависит от интенсивности сигнала и не приводит к появлению новых составляющих в спектре выходного сигнала. Поэтому частотные искажения относят к так называемым линейным искажениям.

Звенья аналоговых трактов в зависимости от вида АЧХ и назначения можно подразделить на две группы: широкополосные и фильтрующего типа.

Широкополосные тракты. Эти тракты должны обеспечивать равномерный ход АЧХ (постоянство коэффициента усиления) во всей рабочей частотной области.

Амплитудно-частотные характеристики широкополосных трактов обычно представляют в виде графика функции $K(f)$ с использованием двойного логарифмического масштаба. При таком масштабе равноотстоящим точкам координатных осей соответствуют одинаковые относительные (обычно — десятикратные) изменения рассматриваемых значений K и f . Пример таким образом представленного описания АЧХ приведен на рис. 1.2. Характеристика соответствует случаю, когда коэффициент усиления $K(f) = 100$ для основной частотной области ($K(f)_{дБ} = 40$ дБ). Этот коэффициент усиления, отвечающий основной среднечастотной (СЧ) области, называется номинальным и обозначается K_0 .

Амплитудно-частотная характеристика, представленная в логарифмическом масштабе (см. рис. 1.2), называется *логарифмической амплитудно-частотной характеристикой* (ЛАЧХ).

Влияние аналогового тракта на искажение амплитудных соотношений в спектрах сигналов удобно характеризовать с помощью его *нормированной амплитудно-частотной характеристики* (НАЧХ)

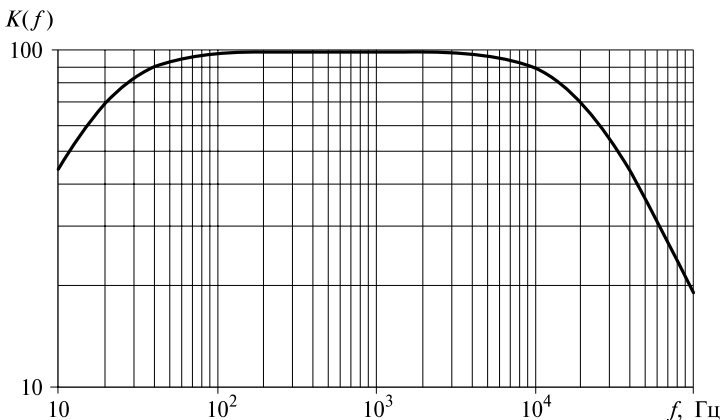


Рис. 1.2. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика аналогового тракта

(рис. 1.3). Эта характеристика определяет частотную зависимость относительных отклонений на различных частотах коэффициента усиления $K(f)$ от его номинального значения K_0 , т. е.

$$M(f) = K(f)/K_0.$$

Параметр $M(f)$ называется *относительным усилением*.

Часто в качестве параметра, характеризующего неравномерность хода АЧХ, используют значения ϵ , определяющие на различных частотах отклонения НАЧХ от единицы, если НАЧХ пред-

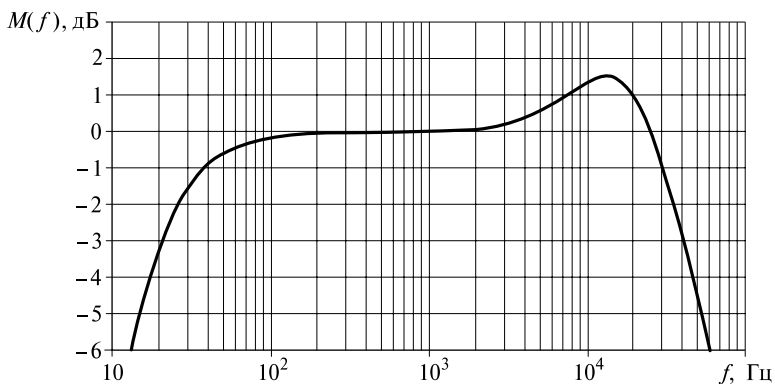


Рис. 1.3. Нормированная амплитудно-частотная характеристика аналогового тракта

ставлена в относительных единицах $M(f)$, или от нуля, если НАЧХ представлена в децибелах. При этом рассматривают функции

$$\varepsilon(f) = M(f) - 1; \varepsilon(f)_{\text{дБ}} = M(f)_{\text{дБ}},$$

где $M(f)_{\text{дБ}} = 20\lg M(f)$.

Для области СЧ, где $M(f) \approx 1$, значения $M(f)_{\text{дБ}} \approx 0$ дБ. В области частот, где $M(f) < 1$ (т.е. когда $M_{\text{дБ}}(f) < 0$), значения $\varepsilon(f)$ и $\varepsilon(f)_{\text{дБ}}$ называют спадами НАЧХ, а где $M(f) > 1$ (т.е. когда $M_{\text{дБ}}(f) > 0$) — подъемами.

Тракты с характеристиками, показанными на рис. 1.2 и 1.3, обладают снижением (спадом) усилительных свойств как в области нижних, так и в области верхних частот. Поэтому условно АЧХ широкополосных устройств такого вида рассматривают в трех частотных областях: в области средних частот, области нижних частот и области верхних частот. С точки зрения типов АЧХ особую разновидность составляют так называемые *усилители постоянного тока* (УПТ), в которых искажения в области нижних частот отсутствуют.

Область средних частот является основной рабочей областью. В ней коэффициент усиления практически не зависит от частоты и его значение совпадает с *номинальным значением* K_0 . Протяженность и положение области средних частот характеризуется с помощью граничных частот $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ — частот, на которых коэффициент усиления снижается до определенного уровня, например уменьшается на 1 дБ (изменяется в $10^{-1/20} \approx 0,89$ раза). В этом случае частоты $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ называются *граничными частотами* полосы пропускания тракта, определенными по уровню -1 дБ. Часто в качестве уровня, по которому осуществляют отсчет границ полосы пропускания, принимают значение, равное $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ (по уровню -3 дБ), его обозначают $f_{\text{н}0,7}$ или $f_{\text{в}0,7}$. Для устройства с АЧХ, приведенной на рис. 1.3, нижняя граничная частота $f_{\text{н}} \approx 36$ Гц для уровня отсчета -1 дБ и 20 Гц для -3 дБ, верхняя граничная частота $f_{\text{в}} \approx 30$ кГц для уровня отсчета -1 дБ и 41 кГц для -3 дБ. Граничные частоты $f_{\text{н}0,7}$ и $f_{\text{в}0,7}$, соответствующие уровню отсчета -3 дБ, часто называют *частотой среза* $f_{\text{ср}}$.

К широкополосным трактам относятся такие тракты, в отношении которых выполняется условие

$$\frac{f_{\text{в}} + f_{\text{н}}}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}} \approx 1 \text{ или приближенно } \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} \gg 1.$$

В описании частотных свойств тракта обычно оговаривают уровень неравномерности хода АЧХ в целом, т.е. учитывают не только допустимый уровень снижения коэффициента усиления, но и наличие возможных локальных подъемов (увеличения) значений

$K(f)$ в полосе частот от f_n до f_b . Так, в отношении АЧХ, показанный на рис. 1.3, можно отметить, что неравномерность хода АЧХ в области частот от 20 Гц до 41 кГц не превышает $\pm 1,6$ дБ.

Аналоговые устройства фильтрующего типа. Задачей этих устройств является создание определенных желательных изменений в спектре аудиосигнала. В них специально создается неравномерный ход АЧХ, с подчеркиванием (подъемом) или ослаблением (режекцией) в спектре аналогового сигнала тех или иных спектральных областей. В аудиотехнике к устройствам и цепям этой группы относятся различного рода регуляторы тембра, аппаратные средства типа эквалайзер и кроссовер и др.

Условно типовые фильтрующие цепи подразделяются на *фильтр нижних частот (ФНЧ)*, *фильтр верхних частот (ФВЧ)*, *полосно-пропускающий фильтр (ППФ)* и *режекторный фильтр (РФ)*. На рис. 1.4 приведены идеальные АЧХ этих фильтров. В таких идеальных фильтрах граница между полосой пропускания (полосой прозрачности) и полосой ослабления (полосой задержания) имеет четко выраженный характер. Реализовать фильтры с идеальными АЧХ на практике невозможно.

Степень приближения реальных фильтрующих свойств фильтра к идеальным определяется так называемым порядком фильтра N . Чем выше этот порядок, тем ближе фильтр по своим фильтру-

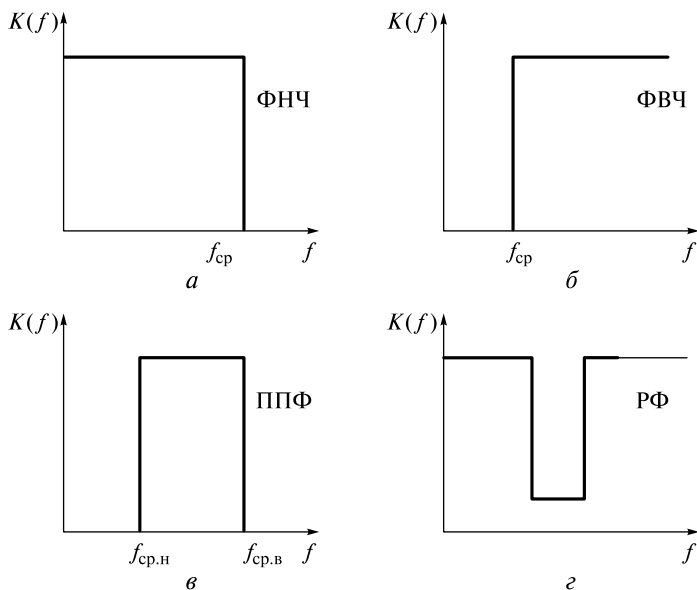


Рис. 1.4. Амплитудно-частотные характеристики идеальных фильтров:

a — ФНЧ; $б$ — ФВЧ; $в$ — ППФ; $г$ — РФ

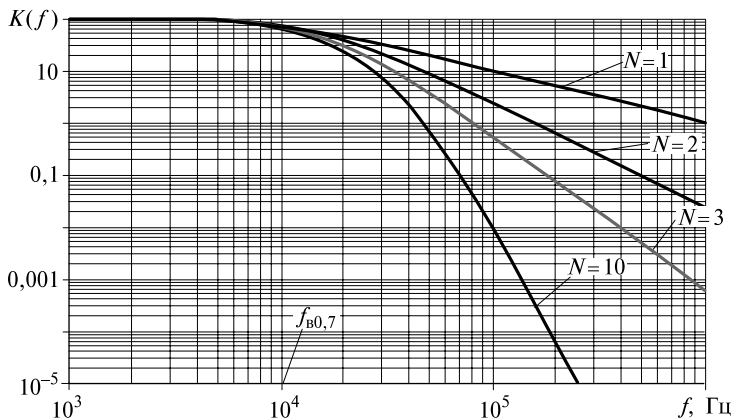


Рис. 1.5. Амплитудно-частотные характеристики ФНЧ порядка N

ющим свойствам к идеальному, но тем сложнее и дороже его реализация.

На рис. 1.5 приведены графики АЧХ реальных ФНЧ различного порядка N . Значение верхней граничной частоты, определенной по уровню $\epsilon_{\text{дБ}} = -3$ дБ, во всех фильтрах равно 10 кГц. Номинальные коэффициенты усиления фильтров $K_0 = 100$ ($K_{0\text{дБ}} = 40$ дБ).

Измерения АЧХ осуществляют с помощью синусоидального электрического сигнала, при этом определяют на различных частотах f относительные изменения $K(f) = U_{\text{мввых}}/U_{\text{мввх}}$ амплитуды этого сигнала, возникающие при его прохождении через рассматриваемый тракт.

В ФНЧ для области частот $f \gg f_{\text{в}}$ происходит снижение коэффициента усиления $K(f)$ по мере роста частоты, при этом изменение частоты от значения f_1 до f_2 вызывает относительное изменение коэффициента усиления в $(f_1/f_2)^N$ раз, т.е.

$$K(f_2) = K(f_1)(f_1/f_2)^N; K(f_2)_{\text{дБ}} = K(f_1)_{\text{дБ}} + N 20\lg(f_1/f_2).$$

Так, например, при $N = 1$ десятикратное увеличение частоты с $f_1 = 10$ кГц до $f_2 = 100$ кГц (на декаду) вызывает снижение значения $K(f)$ в десять раз (с $K(f_1) = 10$ до $K(f_2) = 1$), т.е. изменяет коэффициент усиления на -20 дБ. Таким образом, фильтр первого порядка ($N = 1$) в пределе обеспечивает скорость (крутизну) спада АЧХ в области частот задержания 20 дБ/декада. В общем случае, когда $N \geq 1$ и $f \gg f_{\text{в}}$, эта скорость достигает значения, равного $20N$ дБ/декада. Например, при $N = 3$ для того же десятикратного диапазона изменения частот в условиях $f \gg f_{\text{в}}$ снижение коэффициента усиления составит $10^3 = 1\,000$ раз, т.е. скорость изменения коэффициента усиления равна -60 дБ/декада.

1.2.3. Фазово-частотная характеристика

Спектральные составляющие сигнала при его прохождении через аналоговый тракт подвергаются неодинаковым временным задержкам, что нарушает фазовые соотношения между ними. Эти нарушения могут приводить к заметным искажениям формы сигнала. Искажения отсутствуют только в том случае, если запаздывание одинаково для всей группы составляющих, образующих спектр сигнала. Следует отметить, что несмотря на изменения формы сигнала из-за фазовых искажений возникновение этих искажений не сопровождается появлением новых составляющих в спектре.

Временное запаздывание на Δt какой-либо спектральной составляющей частоты $f = 1/T$ можно трактовать как изменение ее начальной фазы в сторону уменьшения на $\Delta\varphi = 360^\circ\Delta t/T = 360^\circ\Delta t f$ (здесь значения $\Delta\varphi$ выражены в градусах). Параметр $\Delta\varphi$ называется *набегом фазы*, а его зависимость от частоты $\Delta\varphi(f)$ — *фазово-частотной характеристикой* (ФЧХ). Из сказанного следует, что постоянству Δt и соответственно отсутствию искажений формы сигнала отвечает ФЧХ вида

$$\Delta\varphi(f) = -360^\circ\Delta t f = -360^\circ\Delta t/T, \quad (1.1)$$

где Δt — постоянный множитель, называемый групповым временем запаздывания. Знак минус в последнем выражении указывает на запаздывающий характер выходного сигнала относительно входного.

На рис. 1.6 изображены графики $\Delta\varphi(f)$, соответствующие двум трактам с различным временем запаздывания для случая, когда время запаздывания в тракте на всех частотах одинаково (не имеет дисперсии). Аналоговая цепь с ФЧХ (1.1) называется *линией, или цепью, задержки*. График ФЧХ такой цепи (см. рис. 1.6) имеет постоянный наклон на всех частотах. Следует отметить, что по графику ФЧХ, представленному с использованием нелинейного (полулогарифмического или логарифмического) масштаба, нельзя непосредственно судить о наличии дисперсии времени запаздывания в той или иной частотной области на основании оценки

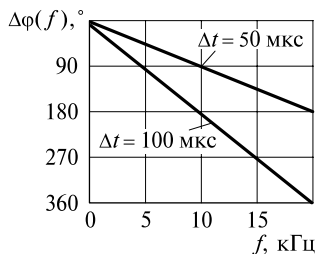


Рис. 1.6. Фазово-частотные характеристики линий задержки

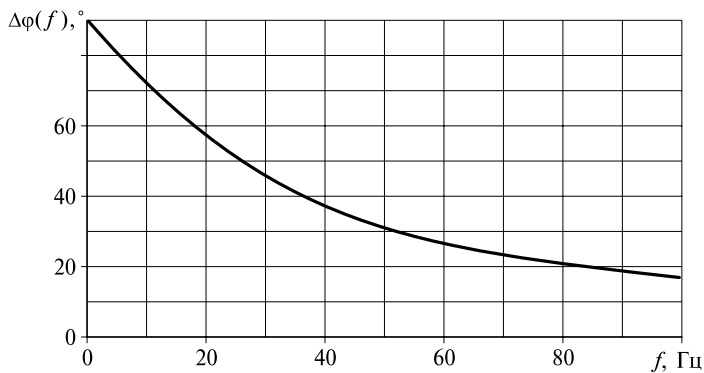


Рис. 1.7. Фазово-частотная характеристика (линейный масштаб)

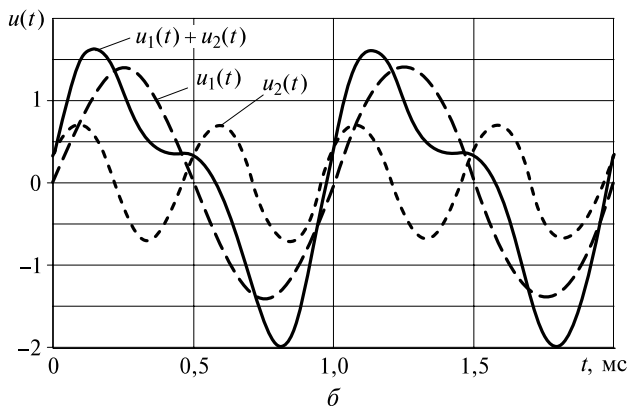
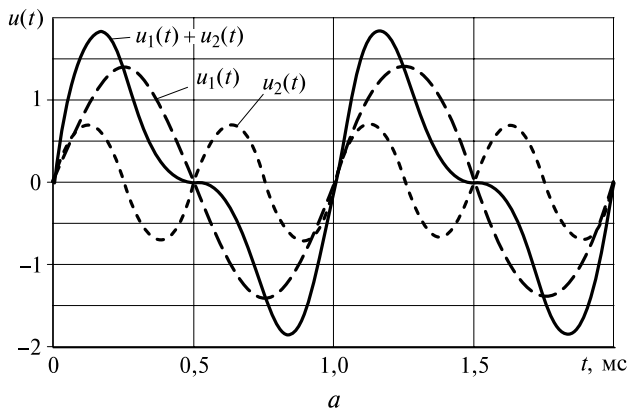


Рис. 1.8. Влияние дисперсии времен запаздывания на искажение формы сигнала:

a — составляющие $u_1(t)$ и $u_2(t)$ в нулевой момент времени имеют нулевые значения; *b* — составляющая $u_2(t)$ имеет дополнительный временной сдвиг -40 мкс ($\Delta\varphi \approx -30^\circ$)

непостоянства наклона графика ФЧХ. Оценку этой дисперсии следует осуществлять по графику ФЧХ только в том случае, если этот график представлен в линейном масштабе. На рис. 1.7 изображен такой график, отражающий ход ФЧХ в области нижних частот для тракта, АЧХ которого соответствует простейшему ФВЧ с частотой среза $f_{\text{ср}} = 30$ Гц.

Влияние дисперсии фазовых взаимосвязей в спектре сигнала на искажение его формы в условиях, когда соотношение между амплитудами спектральных составляющих остается прежним, иллюстрирует рис. 1.8. Графики соответствуют случаю, когда в качестве сигнала выступает сумма двух синусоидальных колебаний $u_1(t) + u_2(t)$, одно из которых $u_1(t)$ соответствует частоте 1 кГц, а второе $u_2(t)$ — 2 кГц. При этом несовпадение (искажение) форм суммарного колебания на рис. 1.8, а и б обусловлено дисперсией времен запаздывания составляющих $u_1(t)$ и $u_2(t)$ на 40 мкс (составляющая $u_2(t)$ испытывает на рис. 1.8, б по отношению составляющей $u_1(t)$ меньшее запаздывание).

1.2.4. Переходная характеристика и переходные искажения

Переходной характеристикой (ПХ) аналогового тракта называют зависимость напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ на его выходе от времени в условиях, когда на вход подан мгновенный скачок напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ с уровнем, не вызывающим перегрузку тракта. Обычно график $h(t)$ переходной характеристики (рис. 1.9) строят с использованием относительного масштаба, где $h(t) = u_{\text{вых}}(t)/u_{\text{вх}}(t)$. Вид переходной характеристики однозначно определяется ходом АЧХ. При этом из-за того, что в реальных аналоговых трактах коэффициент усиления в области верхних частот имеет пониженные значения (см. рис. 1.2 и 1.3, где $f_{\text{в}} \neq \infty$), реакция $h(t)$ на скачок напряжения имеет протяженный характер (см. рис. 1.9), что может рассматриваться как проявление инерционности. Степень указанной инерционности характеризуют с помощью параметра $t_{\text{н}}$, называемого *временем нарастания*, — времени, в течение которого фронт относительной (нормированной) переходной характеристики $h(t)$ нарастает от 0,1 до 0,9.

В отношении практически любого линейного тракта справедливо следующее приближенное соотношение:

$$t_{\text{н}} \approx 0,35/f_{\text{в}0,7}, \quad (1.2)$$

где $f_{\text{в}0,7}$ — верхняя граничная частота, определенная по уровню $\epsilon_{\text{дБ}} = -3$ дБ (0,7).

Переходная характеристика, показанная на рис. 1.9, соответствует тракту с АЧХ, приведенному на рис. 1.3, и отображает слу-

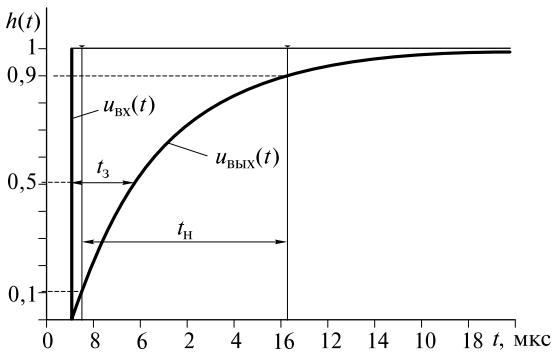


Рис. 1.9. Переходная характеристика тракта с АЧХ, показанной на рис. 1.3 ($f_{\text{в}0,7} = 41$ кГц), для области малых времен

чай, когда скачок напряжения во входном сигнале $u_{\text{вх}}(t)$ возникает в момент времени, равный 1 мкс. Время нарастания для рассматриваемого тракта $t_{\text{н}} \approx 0,35/41\ 000 \approx 8,7$ мкс.

В качестве параметра, с помощью которого определяют усредненное время распространения сигнала по тракту, используется *время запаздывания* t_3 , соответствующее моменту времени, когда переходная характеристика $h(t)$ нарастет до значения 0,5 (см. рис. 1.9).

Тракты, не являющиеся усилителями постоянного тока, не способны передать медленные (низкочастотные) сигнальные изменения. В результате переходная характеристика $h(t)$ таких трактов имеет убывающий (спадающий) во времени характер (рис. 1.10). Степень спада оценивают параметром Δ , называемым спадом вершины импульса данной длительности $t_{\text{и}}$. На рис. 1.10 изображен график переходной характеристики для тракта, АЧХ которого соответствует ФВЧ нижней граничной частотой (по уровню -3 дБ) $f_{\text{н}0,7} = 30$ Гц. Значение спада переходной характеристики по истечении времени $t_{\text{и}}$ можно оценить с помощью следующего приближенного соотношения:

$$\Delta \approx 2\pi f_{\text{н}0,7} t_{\text{и}}, \quad (1.3)$$

где $f_{\text{н}0,7}$ — нижняя граница полосы пропускания, определенная по уровню -3 дБ.

Очевидно, что соотношение (1.3) может быть применено при оценке спада вершины прямоугольного импульса длительностью $t_{\text{и}}$. Так, при длительности импульса $t_{\text{и}} = 1$ мс согласно формуле (1.3) $\Delta \approx 0,2$. Часто значение спада Δ выражают в процентах.

Частотные и переходные искажения взаимосвязаны, т. е. определенному значению граничных частот $f_{\text{н}0,7}$ и $f_{\text{в}0,7}$ соответствуют определенные значения переходных искажений $t_{\text{н}}$ и Δ , поэтому рассмотренные искажения можно назвать *частотно-переходными* (ЧПХ).

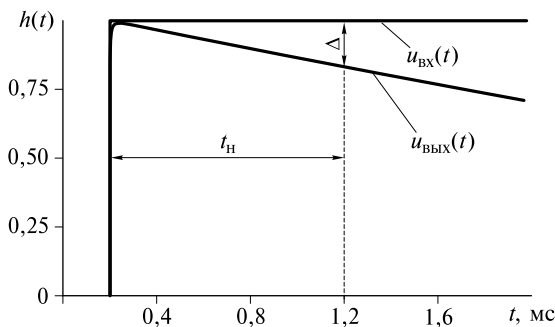


Рис. 1.10. Переходная характеристика тракта с АЧХ, показанной на рис. 1.3 ($f_{н0,7} = 20$ Гц), для области больших времен

Отличительной особенностью ЧПХ искажений является то, что их возникновение не сопровождается появлением новых составляющих в спектре сигнала. Эти искажения лишь изменяют соотношения между амплитудами и фазами составляющих в спектре сигнала. Искажения этого типа относят к классу линейных искажений, при этом их рассматривают в условиях, когда сигналы имеют невысокий уровень — уровень, при котором не проявляется влияние нелинейного характера *вольт-амперных характеристик* (ВАХ) элементов схемы. Таким образом, параметры, с помощью которых характеризуют уровень ЧПХ, являются малосигнальными параметрами.

В широкополосных трактах выполняется условие $f_{в} \gg f_{н}$. Поэтому в этих трактах спад вершины импульса Δ за время нарастания фронта $t_{н}$ имеет пренебрежимо малое значение. В связи с этим переходные искажения, оцениваемые значением параметров $t_{н}$ и Δ , рассматриваются как независимые. При этом искажения фронтов импульсного сигнала называют искажениями области малых времен, а искажения вершины импульса — искажениями области больших времен. Условно к области малых времен относится временной интервал t , удовлетворяющий условию $t \ll 1/(2\pi f_{н})$, а к области больших — $t \gg 0,35/f_{в}$.

1.2.5. Сквозная передаточная характеристика

Сигналы в аналоговых трактах могут достигать большого уровня, в результате при их формировании сказывается нелинейный характер ВАХ и передаточных свойств электронных компонентов, входящих в состав АЭУ. В связи с этим возникает задача описания нелинейных свойств тракта, в том числе оценки, при каких условиях и в пределах какого диапазона сигнальных изменений аналоговый тракт может рассматриваться как линейная аналоговая цепь.

В качестве основной характеристики нелинейных свойств аналогового тракта может выступить его *сквозная передаточная характеристика* (СПХ), под которой понимается зависимость выходного напряжения или тока от интенсивности напряжения или тока на входе.

Часто в качестве меры интенсивности сигнальных токов и напряжений используются их амплитудные значения, при этом рассматривается зависимость амплитуды выходного тока или напряжения от амплитуды сигнального тока или напряжения на входе. Такая характеристика называется *амплитудной характеристикой* (АХ). Обычно АХ измеряется с помощью синусоидального входного сигнала.

Следует отметить, что несмотря на распространенность привлечения АХ в качестве описания нелинейных свойств АЭУ эта характеристика весьма приблизительно определяет нелинейные свойства аналоговых электронных трактов. Например, АХ такого сугубо нелинейного звена, как идеальный выпрямитель (последовательной цепи из диода с СПХ в виде ломаной линии и резистивной нагрузки), идеально линейна, т. е. она не только не несет какой-либо информации о характере нелинейности, но даже не позволяет выявить наличие самого факта нелинейности на основании анализа хода графика АХ. Результат измерения АХ зависит от формы испытательного сигнала, продолжительности проведения измерений, теплоотводящих свойств конструкции и целого ряда других факторов.

Наиболее полное представление о нелинейных свойствах широкополосного аналогового электронного тракта дает его *сквозная передаточная характеристика*. Следует отметить, что СПХ имеет однозначное толкование только для усилителей постоянного тока. Для широкополосных усилителей переменных сигналов с АЧХ, показанной на рис. 1.2 (АЧХ с $f_n \neq 0$), достаточно полное и однозначное толкования хода СПХ может быть получено с помощью однополярных импульсных сигналов, следующих с большой скважностью Q . Сигнальные последовательности такого типа практически не содержат постоянной составляющей, позволяют оценить ход СПХ любого тракта, в области как положительных, так и отрицательных сигнальных изменений.

Непостоянство наклона графика СПХ указывает на нелинейные свойства аналогового тракта, зависимость усилительных свойств тракта от текущего значения сигнала, при этом коэффициент усиления имеет два толкования, одно из которых K' связано с передачей малых dU сигнальных изменений, а второе K_Σ — больших или интегральных ΔU :

$$K' = dU_{\text{ВЫХ}}/dU_{\text{ВХ}}; \tag{1.4}$$

$$K_\Sigma = \Delta U_{\text{ВЫХ}}/\Delta U_{\text{ВХ}}. \tag{1.5}$$

В случаях, когда сигнал имеет повышенное значение, коэффициент усиления K' не может рассматриваться неизменным для различных участков диапазона сигнальных изменений

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХmax}} - U_{\text{ВХmin}},$$

где $U_{\text{ВХmax}}$, $U_{\text{ВХmin}}$ — границы изменения сигнала.

В этом случае

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = K_{\Sigma} \Delta U_{\text{ВХ}},$$

где K_{Σ} — среднее или интегральное значение коэффициента передачи на интервале $\Delta U_{\text{ВХ}}$ или $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, при этом

$$K_{\Sigma}(\Delta U_{\text{ВХ}}) = \frac{1}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \int_{U_{\text{ВХmin}}}^{U_{\text{ВХmax}}} K'(U_{\text{ВХ}}) dU_{\text{ВХ}}.$$

Коэффициент K_{Σ} можно рассматривать как коэффициент усиления (передачи) полных изменений сигнала. Коэффициенты усиления полных приращений K_{Σ} и малых приращений K' равны друг другу только в пределах линейного участка СПХ.

1.2.6. Количественная оценка уровня нелинейных искажений

Нелинейные искажения — это изменения формы колебания, обусловленные нелинейным ходом СПХ. Степень проявления этих искажений, в первую очередь, зависит от уровня сигнала, при этом они тем больше, чем больше этот уровень. Главным отличием нелинейных искажений от линейных (частотно-переходных) является то, что их возникновение сопровождается появлением в спектре выходного сигнала новых дополнительных составляющих. Новые составляющие в зависимости от значения частот, на которых они возникают, подразделяются на гармоники и суммарно-разностные, или интермодуляционные, составляющие. Первые из них (гармоники) располагаются на частотах, в целое число раз больших, чем частоты составляющих в спектре входного сигнала, а вторые — на суммарно-разностных частотах по отношению к последним. Уровень вновь возникших составляющих в первую очередь определяется уровнем выходной сигнальной мощности.

Количественно оценку уровня нелинейных искажений при данном уровне выходной сигнальной мощности осуществляют с помощью параметра, называемого *коэффициентом гармоник* k_{Γ} . Измерение k_{Γ} осуществляют при синусоидальном входном сигнале, контролируя уровень выходной мощности или значение выходного сигнального напряжения. Вследствие нелинейного хода СПХ

форма выходного сигнала становится отличной от синусоидальной, в результате чего в его составе появляются новые составляющие на частотах, кратных частоте входного синусоидального сигнала. Новые составляющие называются гармониками. Интенсивность каждой гармоники определяется ее действующим значением U_n , где n — номер гармоники. Коэффициент гармоник определяется как отношение суммарной мощности $P_{\Sigma n > 1}$ высших гармоник на выходе АЭУ к мощности основной $P_{n=1}$ сигнальной составляющей:

$$k_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_{\Sigma n > 1}}{P_{n=1}}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}}. \quad (1.6)$$

На рис. 1.11 приведена типовая зависимость k_{Γ} от выходной мощности, при этом учтено, что значение k_{Γ} принято выражать в процентах. Из графика видно, что уровень нелинейных искажений мал только в области малых значений сигнала. Нелинейные искажения увеличиваются при приближении амплитуды выходного напряжения к максимально возможному значению. Выходная мощность, при которой коэффициент гармоник равен заданному допустимому значению $k_{\Gamma, \text{НОМ}}$, называется номинальной выходной мощностью $P_{\text{ВЫХ.НОМ}}$. Значение этой мощности для данного аналогового тракта зависит не только от уровня сигнала, но и от допустимого уровня нелинейных искажений, задаваемых величиной $k_{\Gamma, \text{НОМ}}$. Усилитель мощности с характеристикой, показанной на рис. 1.11, при номинальном значении $k_{\Gamma, \text{НОМ}} = 2\%$ способен обеспечить предельное значение выходной мощности $P_{\text{ВЫХ.НОМ}} \approx 6,2$ Вт

С помощью k_{Γ} можно количественно оценить искажение простейшего по спектру сигнала. Здесь под простейшим понимается синусоидальный сигнал, т.е. сигнал, спектр которого содержит

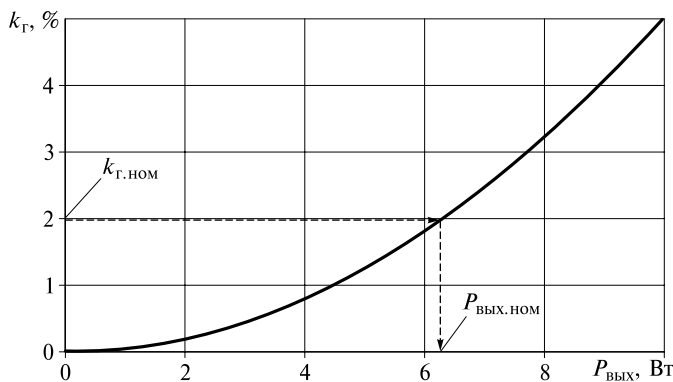


Рис. 1.11. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности

только одну спектральную составляющую. При прохождении через АЭУ сложных сигналов, т. е. сигналов, спектр которых содержит несколько спектральных составляющих, в выходном сигнале появляются не только гармоники исходных спектральных составляющих, но и комбинационные составляющие на частотах f_k . Так, например, в случае воздействия на вход АЭУ сигнала, состоящего всего из двух синусоидальных колебаний с частотами f_1 и f_2 , в спектре на выходе появляются новые составляющие на частотах, значения которых определяется соотношением

$$f_k = \pm n f_1 \pm m f_2,$$

где n и m — целые числа.

Новые составляющие, возникающие на частотах, соответствующих последнему соотношению, называются интермодуляционными, или комбинационными.

Появление новых суммарно-разностных составляющих на частотах, не кратных частотам f_1 и f_2 , особенно нежелательно в системах звукоусиления, поэтому оценку предельно допустимого уровня выходной сигнальной мощности в этих системах часто осуществляют с помощью коэффициента интермодуляционных искажений $k_{и}$. В ходе измерения этого коэффициента на вход испытуемого АЭУ подают два синусоидальных сигнала с различающимися частотами f_1 и $f_2 > f_1$, при этом считают, что

$$k_{и} = \sqrt{\frac{P_{n,m \neq 1}}{P_{n,m=1}}}, \quad (1.7)$$

где $P_{n,m \neq 1}$ — суммарная мощность, создаваемая на выходе вновь возникшими интерференционными составляющими; $P_{n,m=1}$ — выходная мощность полезного сигнала (суммарная мощность, создаваемая составляющими на частотах f_1 и f_2).

Часто в целях упрощения процедуры измерения оценку уровня интермодуляционных искажений проводят путем измерения уровня одной из характерных их составляющих, например уровня составляющей на частоте $f_{2,1} = f_2 - f_1$.

1.2.7. Собственные помехи и степень их влияния

На выходе аналоговых электронных трактов присутствуют переменные напряжения даже в условиях отсутствия каких-либо входных сигналов. Основными источниками дополнительных паразитных напряжений являются собственные электрические шумовые напряжения, паразитные напряжения из-за недостаточной фильтрация сетевого напряжения в ходе формирования из него

постоянных питающих напряжений, внешние помехи и т. д. Уровень этих искажений определяют действующим значением напряжения σ . Измерение уровня напряжения σ часто выполняют с учетом особенностей восприятия информационных сигналов, например с учетом неодинаковой чувствительности слухового восприятия к колебаниям различных частот. При этом на вход измерителя напряжения σ включают так называемый взвешивающий фильтр.

Заметность паразитных сигналов наиболее существенна в условиях, когда полезный сигнал имеет малый уровень. Таким образом, качество воспроизведения сигнала малого уровня может оказаться ниже допустимого. Наименьший уровень сигнального напряжения $U_{\text{вых min}}$, при котором качество его воспроизведения оказывается приемлемым, определяется заранее оговариваемым значением отношения *сигнал/шум* q . При этом $U_{\text{вых min}} = q\sigma$. Считается, что в условиях, когда уровень выходного сигнального напряжения $U_{\text{вых}} < U_{\text{вых min}}$, качество его воспроизведения оказывается неудовлетворительным.

Диапазон возможных сигнальных изменений, в пределах которых качество воспроизведения сигнала считается приемлемым, называется *динамическим диапазоном* аналогового электронного тракта:

$$D = U_{\text{вых max}} / U_{\text{вых min}},$$

где $U_{\text{вых max}}$ — верхняя граница сигнальных изменений, в пределах которой коэффициент гармоник $k_{\text{г}}$ не превосходит предельно допустимого значения $k_{\text{г.ном}}$. Обычно значение динамического диапазона выражают в децибелах и записывают следующим образом:

$$D_{\text{дБ}} = 20 \lg D.$$

1.3. Принципы построения и работы аналоговых электронных устройств

Обычно аналоговый электронный тракт состоит из ряда *аналоговых электронных звеньев* (АЭЗ), каждое из которых включает в себя следующие схемные элементы:

усилительный прибор (УП);

источник питания;

нагрузку, в которой формируется усиленный сигнал;

вспомогательные цепи и источники, обеспечивающие аналоговый режим работы усилительного звена, режим, при котором изменения тока на выходе УП непрерывно следят за изменениями входного тока или напряжения.

В схеме типового по построению АЭЗ присутствуют два замкнутых контура, один из которых выступает в роли выходного конту-

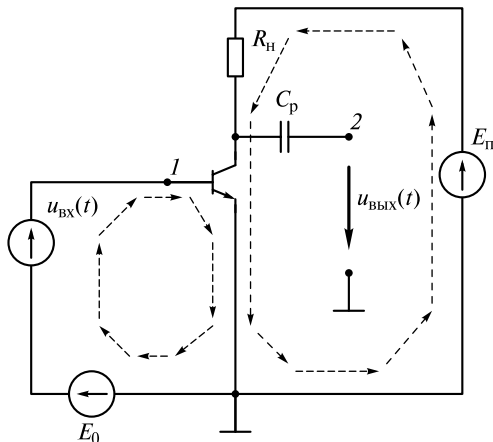


Рис. 1.12. Схема простейшего транзисторного усилительного каскада

ра, или контура нагрузки, а второй — входного контура, или контура управления. Эти контуры на рис. 1.12 выделены стрелками. В выходном контуре протекает выходной ток $I_{\text{вых}}$, а во входном — входной $I_{\text{вх}}$. Транзисторы являются трехполюсными усилительными приборами, поэтому при их включении в схему АЭЗ один из их выводов входит как в выходной, так и во входной контур. В схеме, показанной на рис. 1.12, в качестве такого общего узла выступает эмиттерный вывод транзистора, поэтому ее называют *схемой с общим эмиттером* (ОЭ). Обычно потенциал общего узла принимают за нуль, при этом все сигнальные изменения рассматривают относительно этого узла, т.е. текущие значения входного и выходного сигналов оценивают сигнальными потенциалами $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ соответствующих узлов.

Отметим, что «заземление» одного (любого) из узлов схемы не отражается на характере ее работы, при этом все сигнальные изменения $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ следует по-прежнему рассматривать относительно общего (эмиттерного) вывода транзистора. Так, например, присоединение не эмиттерного, а коллекторного вывода транзистора в этой схеме к точке нулевого потенциала не изменяет название этой схемы как схемы с ОЭ, хотя это название может быть дополнено указанием, что схема является не только схемой с ОЭ, но и схемой с заземленным коллектором.

Выходной контур образован как последовательное соединение источника питания $E_{\text{п}}$, нагрузки $R_{\text{н}}$ и выходных зажимов УП (на рис. 1.12 — зажимы коллектор и эмиттер). Значение тока $I_{\text{вых}}$ в выходном контуре зависит не столько от напряжения источника питания, сколько от режима работы УП. Характер этого режима, в первую очередь, зависит от входного тока $I_{\text{вх}}$, протекающего во входной цепи УП, или же от разности потенциалов $U_{\text{вх}}$, образо-

ванной на управляющем входе УП. Для биполярного транзистора характер этой зависимости определяет график его СПХ (рис. 1.13).

Работа АЭЗ основана на управлении с помощью УП значением тока, протекающего в выходной цепи, т.е. в контуре нагрузки. Одной из основных функций АЭЗ является усиление сигнала при малых искажениях его формы. Неискаженное воспроизведение сигнала достигается благодаря тому, что режим работы УП организуется таким образом, чтобы сигнальные изменения $\Delta I_{\text{вых}}$ приходились на линейный участок СПХ. Анализ графика СПХ биполярного транзистора показывает, что указанному условию отвечает участок СПХ, соответствующий $U_{\text{б-э}} \approx 0,7$ В, протяженностью порядка 100 мВ, где $U_{\text{б-э}}$ — разновидность потенциалов база—эмиттер. Обеспечение указанного условия линейности в схеме, показанной на рис. 1.12, достигается с помощью вспомогательного источника постоянного напряжения или тока, включенного во входную цепь УП. Эти источники называются источниками смещения. В рассматриваемой схеме в качестве источника смещения выступает источник напряжения E_0 .

Отметим, что согласно рис. 1.13 при $U_{\text{б-э}} < 0,6$ В ток в выходной цепи практически прекращается и транзистор теряет свойство управляющего воздействия на ток в выходной цепи. Такая же потеря управляющих свойств наблюдается и при повышенных значениях разности потенциалов база—эмиттер, когда $U_{\text{б-э}} > 0,7$ В. В этих условиях транзистор входит в режим насыщения, при котором разность потенциала между его выходными зажимами коллектор—эмиттер практически равна нулю. В результате ток в выходной цепи определяется только напряжением питания и сопротивлением $R_{\text{н}}$, а именно $I_{\text{к}} = E_{\text{п}}/R_{\text{н}}$. Режим работы транзистора, при котором в процессе работы транзистор переходит из состо-

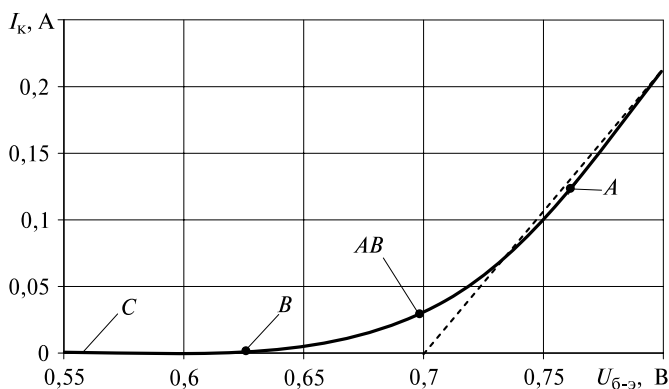


Рис. 1.13. Сквозная передаточная характеристика биполярного транзистора

нения отсутствия тока в выходной цепи к состоянию максимально достижимого значения и обратно, называется *ключевым режимом работы*. Этот режим работы является основным в цифровых электронных схемах.

В усилительном (аналоговом) режиме, когда $U_{6-3} = 0,6 \dots 0,7$ В, транзистор обладает заметным управляющим воздействием на ток в выходной цепи. В результате усиливаемые сигналы $u_{\text{вх}}(t)$ или $i_{\text{вх}}(t)$ воздействуют на входные цепи УП, вызывая изменения, соответствующие (по форме) изменениям тока $i_{\text{вых}}(t)$, при этом $i_{\text{вых}}(t) = h_{213} i_{\text{вх}}(t)$, где h_{213} — постоянный множитель, называемый *коэффициентом усиления транзистора по току при его включении по схеме с ОЭ*, т.е. при включении, когда общей ветвью для протекания входного (базового) и выходного (коллекторно-эмиттерного) тока является коллекторный вывод транзистора.

Сигнальные изменения тока $\Delta I_{\text{вых}}$, протекая через резистивную нагрузку $R_{\text{н}}$, создают в соответствии с законом Ома выходное сигнальное напряжение $u_{\text{вых}}(t) = \Delta I_{\text{вых}} R_{\text{н}}$, при этом $u_{\text{вых}}(t) = K u_{\text{вх}}(t)$, где K — коэффициент усиления АЭЗ по напряжению.

В состав схемы, приведенной на рис. 1.12, включен так называемый разделительный конденсатор $C_{\text{р}}$, обеспечивающий разделение ветвей схемы на постоянном и переменном токе. Конденсатор $C_{\text{р}}$ имеет относительно большую емкость, поэтому знакопеременные сигнальные напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ не создают какого-либо падения напряжения на этом конденсаторе, в результате чего сигнальный потенциал $u_{\text{вых}}(t)$ коллекторного вывода передается без потерь на выход АЭЗ (к зажиму 2).

Усилительные тракты и каскады, в которых передача сигналов от одного участка схемы к другому осуществляется с помощью разделительных конденсаторов, называются *усилителями переменных сигналов*. Усилители этого типа в отличие от так называемых усилителей постоянного тока не способны эффективно реагировать на медленно изменяющиеся сигналы. Но к их достоинствам относится то, что в этих усилителях отсутствует взаимное влияние на постоянном токе участков тракта, разделенных конденсатором $C_{\text{р}}$. С учетом сказанного схему, представленную на рис. 1.12, можно рассматривать как схему УПТ (если в качестве точки выделения выходных сигнальных изменений принять узел схемы, к которой подходит коллекторный вывод транзистора) и как каскад усиления переменного сигнала (если за выход принять зажим 2 схемы). Следует также отметить, что в схемах усилителей переменного сигнала обычно помимо разделительных $C_{\text{р}}$ присутствуют так называемые блокировочные конденсаторы $C_{\text{б}}$. Блокировочные конденсаторы шунтируют участки схемы, благодаря чему на этих участках не возникает сигнальных разностей потенциалов, несмотря на протекание через них сигнальных токов.

1.4. Режимы работы усилительного элемента

Классификацию режимов работы обычно выполняют применительно к случаю усиления сигналов синусоидальной формы, при этом в качестве критерия того или иного режима работы УП выступает доля периода этого сигнала, в течение которой протекает ток через выходную цепь УП. Режимы работы принято обозначать латинскими буквами. Тот или иной режим работы задается соответствующим выбором значения начального смещения, подаваемого во входную цепь УП.

Режим *A* является линейным режимом работы УП. Он характеризуется тем, что ток в выходной цепи УП протекает непрерывно, т. е. угол отсечки $\Theta = 180^\circ$. Режим *A* обеспечивает малые нелинейные искажения. Он применяется во всех каскадах предварительного усиления, а в ряде случаев и в оконечных каскадах. В последнем случае исходную рабочую точку смещают в середину линейного участка СПХ (см. рис. 1.13, точка *A*). Здесь и в дальнейшем под *исходной рабочей точкой* (ИРТ) понимается точка на плоскости выходных вольт-амперных характеристик УП, соответствующая отсутствию сигнала (режиму покоя).

Режим *B* соответствует случаю, когда исходную рабочую точку смещают в начальную область СПХ, соответствующую появлению тока на выходе УП (рис. 1.13, точка *B*). При режиме *B* выходной ток в условиях отсутствия сигнала практически отсутствует, что обеспечивает высокую экономичность работы схемы в режиме покоя. Усиление сигналов в режиме *B* происходит при значениях $\Theta = 90^\circ$, т. е. в режиме, при котором воспроизводится только одна из полуволн знакопеременного сигнала. Для воспроизведения обеих полуволн усиливаемых сигналов структура усилительного тракта организуется по так называемой двухтактной схеме усиления.

Двухтактная схема состоит из двух параллельно включенных усилительных звеньев, с комплиментарной (взаимно дополняющей) структурой. При этом нагрузка через сумматор подключена к выходам этих звеньев. Благодаря такому построению схема обеспечивает воспроизведение.

Недостатком режима *B* является то, что работа в этом режиме сопровождается большими искажениями сигналов малого уровня даже в условиях двухтактного построения схемы. Искажения обусловлены тем, что в области малых значений сигнала СПХ реальных транзисторов и соответственно СПХ двухтактных схем, работающих в режиме *B*, имеет существенную нелинейность, в результате возникают искажения, которые часто называют искажениями типа «ступенька». Сущность этих искажений для случая, когда входной сигнал синусоидален, показана на рис. 1.14. Уменьшить эти искажения удается благодаря применению режима *AB*.

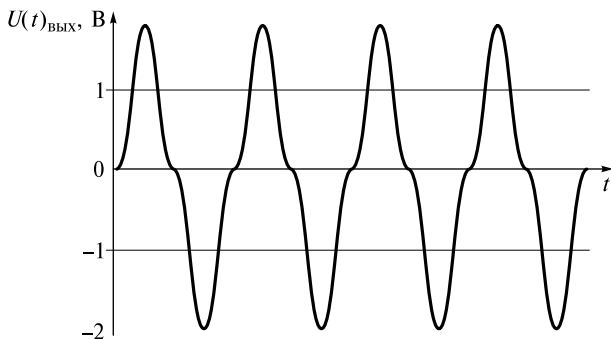


Рис. 1.14. Искажения типа «ступенька» в двухтактном каскаде

В режиме *AB* исходную рабочую точку смещают в начальную криволинейную область СПХ (см. рис. 1.13, точка *AB*). Обычно положение ИРТ для режима *AB* выбирают с помощью касательной к основной линейной области СПХ, как это показано на рис. 1.13. При выполнении этих условий СПХ двухтактного каскада

$$I_{\text{вых}\Sigma}(U_{\text{вх}}) = I_{\text{вых}1}(U_{\text{вх}1}) + I_{\text{вых}2}(U_{\text{вх}2})$$

имеет практически линейный характер. Здесь $I_{\text{вых}1}(U_{\text{вх}1})$, $I_{\text{вых}2}(U_{\text{вх}2})$ — СПХ первого и второго плеча двухтактной схемы. Режим *AB* является основным режимом работы двухтактных усилительных схем несмотря на худшую его экономичность по сравнению с режимом *B*, связанную с ненулевым значением тока покоя.

Режиму *C* соответствует смещение ИРТ в область запирания транзистора, т. е. в область, где угол отсечки меньше 90° . Режим *C* используется в усилителях мощности, работающих с нагрузкой резонансного типа, настроенной на основную или высшую гармонику частоты входного гармонического сигнала. Часто режим *C* используется в оконечных каскадах радиопередатчиков, работающих в узкой полосе частот.

Режим *D* — это ключевой режим работы УП. При нем на вход УП поступают прямоугольные импульсы, полностью открывающие или запирающие УП, в результате в выходной цепи усилительного каскада возникают постоянные по амплитуде импульсы тока, следующие с неизменной частотой. Длительность входных и соответственно выходных импульсов регулируется с помощью специальной схемы функционального преобразования амплитуда — длительность, т. е. схемы, в которой длительность выходного прямоугольного импульса пропорциональна текущему значению усиливаемого сигнального напряжения. Достоинством режима *D* является то, что в этом режиме потери энергии питающего источника практически отсутствуют, т. е.

$$W_t = \int_{t_1}^{t_2} u(t)i(t) dt \approx 0, \quad (1.8)$$

где W_t — энергия, выделенная в виде теплоты в УП в интервале времени протяженностью от t_1 до t_2 ; $u(t)$ — разность потенциалов между выходными зажимами УП; $i(t)$ — ток в выходной цепи УП.

При идеальном ключевом режиме работы произведение $u(t)i(t)$ практически все время равно нулю, поэтому и $W_t = 0$. Режим D позволяет осуществлять процесс формирования в нагрузке сигналов большой мощности при малых энергетических потерях в самой усилительной аппаратуре и соответственно при малом выделении тепла в ней. В результате усилители с номинальной выходной мощностью в десятки ватт и более могут быть выполнены в виде малогабаритных конструкций.

1.5. Устройства динамической обработки аналоговых сигналов и их свойства

Одной из разновидностей аналоговых устройств являются устройства, обладающие адаптивными свойствами, т. е. способностью к изменению своих передаточных или других свойств в соответствии с текущими свойствами самих сигналов.

В качестве примера рассмотрим построение и основные свойства и характеристики устройства типа *компрессор*. Устройства этого типа нашли широкое применение в аппаратуре звукотехнического назначения, поэтому при рассмотрении свойств компрессора будем, в первую очередь, использовать обозначения и термины, относящиеся к этой области техники.

Компрессор служит для автоматического снижения передаточных свойств аналогового тракта в моменты времени, когда уровень $L_{\text{вх}}$ сигнала на его входе превысит некоторое значение $L_{\text{th,вх}}$, называемое *пороговым* (L — от *англ.* level — уровень, th — *англ.* threshold — порог). Благодаря этому в тракте не возникают существенные нелинейные искажения даже при воспроизведении фрагментов аудиосигналов, имеющих повышенную громкость.

Под уровнем аудиосигнала L понимается относительное отличие его текущего среднего значения напряжения дБ, например среднеквадратического U_{RMS} , от номинального $U_0 = 0,775 \text{ В}$:

$$L = 20 \lg(U_{\text{RMS}}/U_0) = 20 \lg(U_{\text{RMS}}/0,775);$$

$$L_{\text{th}} = 20 \lg(U_{\text{th}}/U_0) = 20 \lg(U_{\text{th}}/0,775),$$

где RMS (от *англ.* root mean square) — среднеквадратическое значение.