

Во многих типах усилителей, в частности в усилителях звуковой частоты, основная задача выходного каскада — отдать в нагрузку заданную мощность, достигающую в некоторых случаях сотен ватт и даже киловатт. Поэтому такие каскады называют усилителями мощности и основное требование к ним — получение заданной мощности. В некоторых случаях требуется усиление только до заданной величины, например, для подачи на вход следующего каскада усиления мощности, работающего с большими входными токами. В этом случае основная задача предвыходного каскада — усиление тока до заданного значения.

КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ПО ВИДУ ПРИМЕНЕННЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В усилительных устройствах в основном используют транзисторы и реже электронные лампы. В настоящее время редко встречаются усилители, в которых используют какой-то один вид усилительных электронных приборов. Выходные каскады могут быть собраны на транзисторах при мощности примерно до единиц киловатт, при большей мощности применяют только электронные лампы. Предварительные каскады собирают в основном на транзисторах — биполярных и полевых. В настоящее время очень широкое применение в предварительных каскадах и выходных каскадах небольшой мощности нашли интегральные микросхемы, которые будут рассмотрены в последней главе учебника.

**Выводы.** 1. Схемы усилителей состоят из выходного каскада и предварительных каскадов усиления. 2. Назначение выходного (оконечного) каскада — получение заданной мощности или напряжения для передачи в нагрузку. 3. Назначение предварительных каскадов — усиление сигнала, полученного от источника (генератора) сигналов, до уровня, который требуется подать на вход выходного каскада, чтобы обеспечить его нормальную работу. 4. Усилители классифицируются в зависимости от характера усилляемого сигнала, полосы пропускания частот, по назначению усиления, а также по виду применяемых усилительных элементов.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое каскад усиления?
2. Чем определяется число предварительных каскадов усиления?
3. В каких случаях в современных усилителях применяют электронные лампы?
4. К какому типу усилителей можно отнести каскад, в котором связь с последующим каскадом осуществляется через последовательно включенный конденсатор — УПТ или усилителей переменного тока?

## Г л а в а 12. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 12.1. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Любое усилительное устройство включено между источником сигнала и нагрузкой и предназначено для усиления мощности, потребляемая мощность и коэффициент полезного действия, коэффициенты усиления (коэффициенты передачи), линейные и нелинейные искажения, собственные помехи усилителя, амплитудная характеристика и динамический диапазон.

Технические показатели большинства усилителей, как правило, регламентируются соответствующими отраслевыми и государственными стандартами в зависимости от их назначения.

В связи с широким применением усилителей источниками сигналов могут быть разнообразные устройства: микрофон при передаче телефонных разговоров, речевых и музыкальных сигналов, фотоэлектронный преобразователь или передающая трубка в факсимильной связи и телевидении; устройства, преобразующие различные механические величины в электрические сигналы (датчики), и т. д. В любом случае источник усиливаемого сигнала обладает ЭДС и внутрепним сопротивлением  $Z_r$ . Очень часто внутреннее сопротивление источника принимается активным ( $R_r$ ).

В зависимости от соотношения внутреннего сопротивления источника входного сигнала  $R_r$  и входного сопротивления усилителя  $R_{вх}$  источник сигнала может работать в режиме холостого хода ( $R_{вх} > R_r$ ), короткого замыкания ( $R_{вх} < R_r$ ), согласования ( $R_{вх} = R_r$ ). Исходя из этого, усилитель можно назвать соответствующим усилителем напряжения, усилителем тока или усилителем мощности. Следует заметить, что данное деление усилителей достаточно условно, и в общем случае усилитель можно рассматривать как усилитель мощности, так как мощность на его выходе больше, чем на входе (рис. 12.1).

Нагрузкой усилителя могут служить линия, узлы аппаратуры (преобразователи частоты, фильтры), окончные устройства —

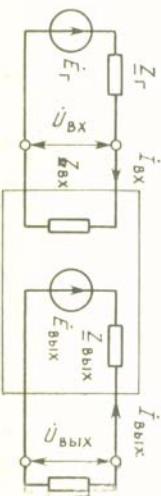


Рис. 12.1. Эквивалентная схема усилителя

электромагниты, громкоговорители и т. д. В общем случае нагрузка представляет собой комплексное сопротивление  $Z_n$ . По отношению между выходным  $R_{\text{вых}}$  и нагрузочным  $R_n$  сопротивлениями усилители можно разделить на усилители с потенциальными выходом ( $R_n \gg R_{\text{вых}}$ ), с токовым выходом ( $R_n \ll R_{\text{вых}}$ ) и с мощностным выходом ( $R_n = R_{\text{вых}}$ ).

Входными параметрами являются: его входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ , входной ток  $I_{\text{вх}}$ , входная мощность  $P_{\text{вх}}$ , при которой усиление усилителя в общем случае является комплексной величиной, но входную мощность, ток и напряжение обычно определяют в условиях, при которых входное сопротивление можно считать активным и равным  $R_{\text{вх}}$ . Тогда  $U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}}R_{\text{вх}}$ ;  $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$ ;  $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}I_{\text{вх}}$ . В зависимости от назначения усилителя его входное сопротивление может быть различно. Так, например, при работе с высокоомным источником сигнала или при работе от источников сигнала с различными сопротивлениями входное сопротивление должно быть большим. Большое входное сопротивление усилителя также необходимо при использовании их в измерительных приборах (осциллографах, вольтметрах переменного тока и т. д.) для того, чтобы подключение прибора не изменяло электрический режим измеряемой цепи. К входным данным также можно отнести чувствительность усилителя, определяемую входным напряжением, при котором в нагрузке обеспечивается заданная мощность.

Выходную часть усилителя можно рассматривать как источник с эквивалентной ЭДС и внутренним (выходным) сопротивлением (см. рис. 12.1). Поэтому к выходным данным относятся: заданная мощность  $P_{\text{вых,зад}}$ , отдаваемая усилителем в нагрузку, выходное напряжение или выходной ток при работе усилителя на рабочее сопротивление нагрузки, а также выходное сопротивление усилителя. Сопротивление нагрузки усилителя в общем случае комплексно, по выходную мощность, ток и напряжение определяют, считая нагрузку  $R_n$  активной, тогда  $U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}}R_n$ ;  $P_{\text{вых}} = I_{\text{вых}}U_{\text{вых}}$ . Выходное сопротивление усилителя зависит от его назначения.

При работе усилителя на изменяющуюся нагрузку его выходное сопротивление должно быть небольшим, чтобы изменение нагрузки не вызывало резкого изменения напряжения на выходе усилителя, что имеет место в усилителях радиотрансляционной сети. Малое выходное сопротивление применяется в высокочастотных усилителях звуковой частоты, работающих на акустическую систему, чтобы подавлять (демпфировать) собственные механические резонансы подвижной системы громкоговорителей. Для этого выходное сопротивление усилителя должно быть в 10...100 раз меньше сопротивления нагрузки. В генераторах тока, где необходимо поддерживать постоянство тока при изменении сопротивления нагрузки, выходное сопротивление усилителя должно быть большим.

В многоканальных системах передачи необходимо, чтобы усилитель отдавал в нагрузку максимальную мощность, что имеет место при равенстве источника сигнала и выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки. Степень несогласованности сопротивления усилителя  $Z_{\text{вх}}$  и внутреннего сопротивления источника сигнала  $Z_r$ , а также выходного сопротивления усилителя  $Z_{\text{вых}}$  и сопротивления его нагрузки  $Z_n$  определяется (в процентах) коэффициентом отражения

$$\delta_{\text{вых}} = \left| \frac{Z_{\text{вх}} - Z_r}{Z_{\text{вх}} + Z_r} \right| \cdot 100, \text{ и } \delta_{\text{вых}} = \left| \frac{Z_{\text{вых}} - Z_n}{Z_{\text{вых}} + Z_n} \right| \cdot 100. \quad (12.1)$$

В технике связи вместо понятия коэффициента отражения используют понятие затухание несогласованности:

$$\delta_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{вх}} + Z_r}{Z_{\text{вх}} - Z_r} \right|, \text{ и } \delta_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{вых}} + Z_n}{Z_{\text{вых}} - Z_n} \right|. \quad (12.2)$$

**Коэффициент полезного действия** (КПД) является важным показателем усилителя. Работа усилителя основана на преобразовании мощности источника питания в полезный выходной сигнал. Следовательно, любой усилитель потребляет определенную мощность от источника питания. Как известно, КПД любой системы определяется отношением полезной мощности к затраченной на ее создание. Различают полный и электрический КПД. Полный или промышленный КПД определяется как

$$\eta_{\text{ис}} = P_{\text{вых}}/P_{\text{общ}}, \quad (12.3)$$

где  $P_{\text{вых}}$  — полная полезная мощность на выходе усилителя;  $P_{\text{общ}}$  — мощность, потребляемая всеми цепями усилителя. Электрический КПД определяется затратами энергии в выходной цепи усилительных элементов (коллекторной, стоковой или анодной)

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_0, \quad (12.4)$$

где  $P_0$  — мощность, потребляемая выходной цепью от источника питания.

Коэффициент полезного действия выражают в относительных единицах (например,  $\eta = 0,5$ ) или в процентах ( $\eta \% = \eta \cdot 100$ ). В зависимости от типов усилителей электрический КПД может составлять от 20 до 75%.

**Коэффициент усиления** — важнейший качественный показатель усилителя. В усилительной технике используют различные коэффициенты усиления (по напряжению, току и мощности). Обычно коэффициенты усиления определяют в установившемся режиме при подаче на вход синусоидального напряжения сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению называют отношенiem установленвшегося значения напряжения сигнала  $U_{\text{вых}}$  на выходе усилителя к напряжению сигнала на его входе  $U_{\text{вх}}$

$$K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}. \quad (12.5)$$

В дальнейшем коэффициент усиления по напряжению будем обозначать без индекса «и» буквой  $K$ . Коэффициентом усиления по току называют отношение установившегося значения тока сигнала в нагрузке  $I_{\text{вых}}$  к току сигнала на входе  $i_{\text{вх}}$

$$K_t = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$$

Коэффициент усиления по мощности равен отношению мощности на выходе усилителя (в нагрузке) к мощности на входе

$$K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} \quad (12.7)$$

Обычно коэффициент усиления рассматривают на определенной частоте, тогда он может оцениваться как отношение действующего значения выходного напряжения (тока) к действующему значению входного напряжения (тока), т. е.  $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ ;  $K_t = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$ . Биполярные транзисторы имеют небольшое входное сопротивление, поэтому при значительном сопротивлении источника сигнала большая часть напряжения падает на внутреннем сопротивлении источника. Это приводит к уменьшению напряжения  $U_{\text{вх}}$ , а следовательно, и к уменьшению напряжения на выходе усилителя. Поэтому напряжение на выходе усилителя будет определяться не только коэффициентом усиления усилителя, но и соотношением входного сопротивления усилителя и сопротивления источника сигнала. В этом случае пользуются так называемым сквозным коэффициентом усиления — отношением выходного напряжения (напряжения на нагрузке) к ЭДС источника сигнала, т. е.

$$\underline{K^*} = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{E}_{\Gamma}$$

Так как  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{E}_{\Gamma} Z_{\text{вх}} / (Z_{\Gamma} + Z_{\text{вх}}) = \dot{E}_{\Gamma} k_{\text{вх}}$ , где  $k_{\text{вх}}$  — коэффициент передачи, или коэффициент ослабления входной цепи, то

$$\underline{K^*} = \underline{k_{\text{вх}}} K \quad (12.9)$$

В связи с тем, что распространение электромагнитной энергии в линиях связи, а также восприятие органов чувств человека подчиняются логарифмическому закону, то часто коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах или неперерах

$$\overline{K}_{[\text{дБ}]} = 20 \lg U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 20 \lg K;$$

$$K_t [\text{дБ}] = 20 \lg I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}} = 20 \lg K_t$$

$$K_p [\text{дБ}] = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = 10 \lg K_p.$$

В табл. 12.1 приведено несколько значений коэффициентов усиления в относительных единицах и делибелях.

Коэффициенты усиления в неперах:

$$K_{[\text{Нп}]} = \ln K; K_t [\text{Нп}] = \ln K_t; K_p [\text{Нп}] = 1/2 \ln K_p,$$

где  $1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}$  и  $1 \text{ дБ} = 0,115 \text{ Нп}$ .

Таблица 12.1

$K$	$\lg K$	$K_{[\text{дБ}]} \parallel$	$K$	$\lg K$	$K_{[\text{дБ}]} \parallel$
2	0,3	6,0	50	1,69	33,8
5	0,69	13,8	$10^n$	$n$	$20n$
10	1	20,0			

Использование логарифмических единиц упрощает соответствующие расчеты, так как от операции умножения и деления перекодим к сложению и вычитанию.

В технике многоканальной связи используется величина рабочего усиления, которая характеризует отношение мощности на выходе усилителя к мощности, которую отдает источник сигнала на согласованную нагрузку

$$K_p^* [\text{дБ}] = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_E, \quad (12.10)$$

где  $P_{\text{вых}}$  — полная мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки усилителя,  $P_E = (E/2)^2/R_E = E^2/4R_E$  — полная мощность, которую выделяет источник сигнала на согласованную нагрузку при  $R_{\text{вх}} = R_E$ .

Мощность на выходе  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2/R_{\text{вх}} = K^2 U_{\text{вх}}^2/R_{\text{вх}}$ .

Входное напряжение  $U_{\text{вх}} = E_{\Gamma} R_{\text{вх}} / (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})$ . Подставляя значения  $P_E$  и  $P_{\text{вых}}$  (12.10), получаем

$$K_p [\text{дБ}] = 10 \lg \frac{K^2 (E_{\Gamma} R_{\text{вх}})^2 4R_{\Gamma}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})^2 E_{\Gamma}^2 R_{\text{вх}}} = \\ = 20 \lg K + 20 \lg \frac{2R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} + 10 \lg R_{\Gamma}/R_{\text{вх}}. \quad (12.11)$$

При полном согласовании по входу и выходу, когда  $R_{\Gamma} = R_{\text{вх}} = R_E$ ;  $K_p [\text{дБ}] = 20 \lg K$ .

В общем случае усилитель можно рассматривать как четырехполюсник, содержащий как активные, так и реактивные элементы, поэтому коэффициенты усиления усилителя зависят от частоты. Тогда коэффициент усиления по напряжению представляется собой коэффициент передачи четырехполюсника и определяется комплексным выражением

$$\underline{K}(\omega) = \dot{U}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{U}_{\text{вх}}(\omega) = K(\omega) \exp^{j\varphi(\omega)}, \quad (12.12)$$

где  $\varphi$  — фаза коэффициента усиления. В ряде случаев для подчеркивания специфики усилителя усилитель с токовым выходом характеризуется крутизной усиления

$$\underline{S}_{\text{ус}}(\omega) = \dot{I}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{U}_{\text{вх}}(\omega) \text{ или } \underline{S}_{\text{ус}} = \dot{I}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}} \quad (12.13)$$

и усилитель с потенциальным выходом — сопротивлением передачи

$$\underline{Z}_{\text{ус}}(\omega) = \dot{U}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{I}_{\text{вх}}(\omega) \text{ или } \underline{Z}_{\text{ус}} = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{I}_{\text{вх}}. \quad (12.14)$$

Для многокаскадных усилителей, как будет показано в гл. 17, общий коэффициент усиления определяется произведением коэффициентов усиления каждого каскада  $K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n$ .

*Полоса пропускания усилителя* определяется нижней  $f_a$  и верхней  $f_b$  частотами, внутри которых коэффициент усиления изменяется с заданной степенью точности по определенному закону.

Полоса пропускания зависит от назначения усилителя. Так, например, для усилителей звуковых частот полоса пропускания может составлять 300 ... 3400 Гц, для коммерческой телефонной передачи 30 ... 15000 Гц, для трактов звукового вещания высшего класса, в высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуре от нескольких герц до 50 ... 60 кГц.

В высококачественных осциллографах нижняя граничная частота составляет от 0 до 10 ... 20 Гц, верхняя — до нескольких десятков мегагерц. В телевизионных усилителях полоса пропускания составляет 50 Гц ... 6 МГц, в усилителях многоканальных систем передачи полоса пропускания линейных усилителей определяется числом каналов и может составлять 4 ... 60 МГц для аппаратуры К-10800. Такие усилители называют широкополосными.

## 12.2. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Линейные искажения обусловлены зависимостью коэффициента усиления усилителя от частоты, определяемой наличием реактивных элементов (индуктивностей и емкостей) в схеме, а также частотными свойствами усилительных элементов. Уровень линейных искажений не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, а зависит лишь от частоты. Следовательно, линейные искажения проявляются в том случае, когда на вход усилителя подается многочастотный сигнал, т. е. сигнал сложной формы. В этом случае форма выходного сигнала может отличаться от входного из-за неравномерности коэффициента усиления на различных частотах и неодинаковости времени запаздывания каждой частотной составляющей на выходе усилителя. Неодинаковое время запаздывания каждой составляющей на выходе усилителя приводит к различным фазовым сдвигам отдельных составляющих относительно друг друга, а следовательно, и к искажению формы сигнала на выходе усилителя. Искажения формы выходного сигнала, вызываемые неодинаковым усилением различных частот, называют *амплитудно-частотными, или частотными искажениями*. Искажения формы выходного сигнала, вызываемые неравномерностью фазовых сдвигов, вносимыми усилителем, называют *фазочастотными, или фазовыми искажениями*.

Рассматривая усилитель как четырехполюсник, имеющий комплексный коэффициент усиления  $K(\omega) = K(\omega) e^{j\phi(\omega)}$ , где  $K(\omega)$  — модуль коэффициента усиления;  $\phi(\omega) = \Phi_{\text{вых}}(\omega) - \Phi_{\text{вх}}(\omega)$  — фаза коэффициента усиления, которая характеризует фазовый сдвиг выходного напряжения по отношению к входному, можно построить

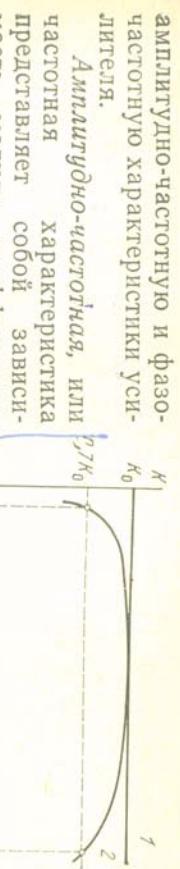


Рис. 12.2. Частотная характеристика усилителя (прямая 1), где модуль коэффициента усиления не зависит от частоты, и частотная характеристика реального усилителя (кривая 2) переменного тока

коэффициента усиления не зависит от частоты, и частотная характеристика реального усилителя (прямая 2) переменного тока, где модуль коэффициента усиления  $K$  является функцией частоты. При построении частотной характеристики по оси ординат откладывают коэффициент усиления  $K$  в линейном или логарифмическом масштабе, а по оси абсцисс — частоту  $f$  или угловую частоту  $\omega = 2\pi f$ . Так как область низких частот занимает сравнительно узкую полосу (сотни герц), а область высоких частот может составлять десятки или сотни килогерц, то при построении частотной характеристики усилителя по горизонтальной оси, как правило, откладывают частоту в логарифмическом масштабе. По частотной характеристике усилителя можно определить граничные частоты и полосу пропускания (полосу усиливаемых частот). Граничными частотами  $f_{\text{гр}}$  называются те частоты, на которых коэффициент усиления отличается от коэффициента усиления на средней частоте на заданную величину. Диапазон рабочих частот, а следовательно, и граничные частоты  $f_a$  и  $f_b$ , определяются назначением усилителя и зависят от спектрального состава усиливаемых сигналов. Неравномерность коэффициента усиления усилителя на различных частотах приводит к появлению искажений сигналов сложной формы, за счет различного усиления отдельных гармонических составляющих сигнала. Данный вид искажений называется частотными искажениями и оценивается коэффициентом частотных искажений

$$M = K/K(\omega), \quad (12.15)$$

где  $K$  — коэффициент усиления усилителя на средней частоте;  $K(\omega)$  — коэффициент усиления усилителя на заданной частоте. Обычно коэффициент частотных искажений определяется на граничных частотах диапазона  $M_a = K/K_a$  и  $M_b = K/K_b$ , где  $K_a, K_b$  — коэффициенты усиления на нижней и верхней соответственно частотах. Как правило, коэффициент частотных искажений выражается в логарифмических единицах, т. е.

$$M_{\text{дб}} = 20 \lg M_a / M_b = 20 \lg M. \quad (12.16)$$

Допустимое значение частотных искажений может существенно различаться в зависимости от назначения усилителя. Для усилителей звуковых частот допустимые искажения составляют около

3 дБ, что соответствует  $M = \sqrt{2}$ . При этом мощность на выходе усилителя уменьшается в 2 раза, т. е. на 6 дБ. В связи со сканнингом полосу частот усилителя обычно определяют граничными частотами  $f_n$  и  $f_s$ , где коэффициент усиления снижается до уровня  $0,707K$ , т. е. в  $\sqrt{2}$  раз. Например, радиовещательный тракт высшего класса имеет полосу усиливаемых частот 30...15000 Гц, при неравномерности частотной характеристики на краях диапазона 6 дБ и в средней части не более 2 дБ. Для усилителей, используемых в измерительной технике, допустимые частотные искажения определяются соответствующей погрешностью прибора и могут составлять десять или сотые делибела.

Следует отметить, что определение полосы пропускания усилителя по частотным искажениям достаточно условное, так как частотная зависимость усиления усилителя определяется его назначением. Например, если усилитель используется в промежуточной или оконечной аппаратуре тракта приема систем многоканальной связи, то для выполнения своей основной функции — компенсации затухания, вносимой цепью связи, частотная характеристика усилителя в полосе рабочих частот должна соответствовать частотной характеристике затухания. Затухание цепи характеризует уменьшение мощности на выходе по отношению к мощности на входе, т. е.

$$a_u = 10 \lg P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$$

Частотная характеристика затухания цепи и усиления усилителя для этого случая приведена на рис. 12.3. Для сравнения частотных искажений, вносимых отдельными каскадами или усилителями, удобнее пользоваться так называемыми нормированными амплитудно-частотными характеристиками. Нормированная АЧХ представляет собой зависимость от частоты отношения модуля коэффициента усиления на различных частотах  $K(\omega)$  к коэффициенту усиления на средней частоте  $K$ , т. е. является частотной характеристикой относительного коэффициента усиления

$$Y(\omega) = K(\omega) / K. \quad (12.17)$$

Следовательно,  $Y(\omega) = 1/M(\omega)$ . Чем больше  $Y$  и  $M$  отличают-

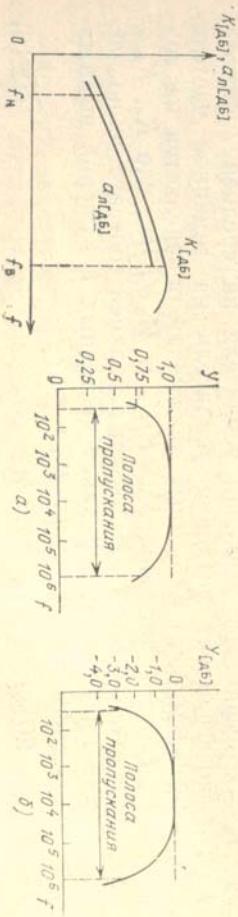


Рис. 12.3. Частотная характеристика усилителя переменного тока в относительных единицах (а) и в логарифмических (б) единицах

ся от единицы, тем больше частотные искажения вносит усилитель. На средних частотах  $Y = M = 1$ . Относительное усиление очень часто оценивают в делибелях

$$U_{\text{дБ}} = 20 \lg Y. \quad (12.18)$$

Нормированные АЧХ в относительных единицах и делибелях приведены на рис. 12.4

Фазочастотные или фазовые искажения так же, как и частотные, возникают в усилителях из-за наличия реактивных элементов (индуктивностей и емкостей) в схеме усилителей, а также в результате зависимости параметров усилителей от частоты. Фазовые искажения оцениваются по фазовой характеристике — зависимости фазового сдвига, вносимого усилителем от частоты.

Фазовые искажения вызывают изменение формы несинусoidalного сигнала в результате различных фазовых сдвигов, возникавших у отдельных составляющих сигнала после прохождения через усилитель.

Фазой синусоидального колебания называется аргумент синусоидальной функции  $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ . Фазы синусоидального напряжения и тока соответственно:

$$\theta_u(t) = \omega t + \varphi_u; \quad \theta_i(t) = \omega t + \varphi_i.$$

Фаза в нулевой момент времени называется начальной фазой. Начальная фаза напряжения или тока связывает время процесса с временем наблюдения или иначе с началом отсчета. Следует подчеркнуть, что при анализе усилительных схем нас будет интересовать не свдвиг по фазе между напряжением и током, а свдвиг по фазе гармонических составляющих между выходным напряжением и входным  $\Phi = \Phi_{\text{вых}} - \Phi_{\text{вх}}$ .

Влияние фазовых искажений на форму сигнала, состоящего из двух гармоник, можно пояснить с помощью рис. 12.5, когда свдвиг

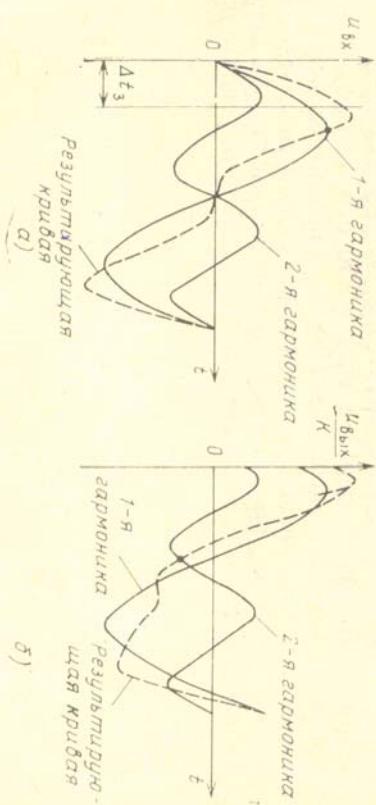


Рис. 12.5. К пояснению влияния фазовых искажений на форму выходного напряжения:  
а — форма входного напряжения, б — форма выходного напряжения

фазы выходного напряжения для каждой гармоники одинаков и равен  $60^\circ$ . Для удобства сравнения амплитуды гармоник выходного напряжения берутся равными амплитудами входного напряжения.

Из рисунка видно, что форма выходного сигнала  $U_{\text{вых}}(t)$  отличается от формы входного  $U_{\text{вх}}(t)$  при одинаковых соотношениях амплитуды первой и второй гармоник на входе и выходе. Следовательно, фазовые искажения не менее существенно влияют на качество работы усилителя, чем частотные искажения. В усиливаемых звуковостроительной аппаратурой фазовые искажения обычно не нормируются, так как человеческое ухо не воспринимает их. В усилителях, предназначенных для передачи подвижных и неподвижных изображений, некоторых видах измерительной аппаратуры, системах автоматики и телемеханики, передачи цифровых сигналов необходимо ограничивать фазовые искажения. Фазовые искажения будут отсутствовать в том случае, когда время запаздывания  $\Delta t_s$ , вносимое усилителем, для каждой составляющей будет одинаково, что равносильно изменению начала отсчета (рис. 12.5, а) на время  $\Delta t_s$ . Тогда для каждой гармонической составляющей можно записать, что напряжение на выходе (рис. 12.5, б)

$$U_{\text{вых}\pi} = KU_{\text{вх}\pi} \sin[\omega_n(t - \Delta t_s)] = KU_{\text{вх}\pi} \sin(\omega_n t - \omega_n \Delta t_s) = \\ = KU_{\text{вх}\pi} \sin(\omega_n t + \Phi_n), \quad (12.19)$$

где  $\Phi_n = -\omega_n \Delta t_s$  — фазовый сдвиг, вносимый усилителем.

Следовательно, фазовые искажения будут отсутствовать в том случае, когда фазовый сдвиг, вносимый усилителем, линейно зависит от частоты. Идеальной фазовой характеристики усилителя является прямая, начинающаяся в начале координат (рис. 12.6) — прямая линия 1. Кривая 2 представляет собой fazовую характеристику реального однокаскадного усилителя переменного тока.

При построении фазовой характеристики по оси ординат откладывают значения фазового сдвига  $\Phi$ , по оси абсцисс — частоту  $f$  или  $\omega$  в линейном масштабе. При логарифмическом масштабе на оси частот идеальной фазовой характеристике соответствует уже не прямая линия, а логарифмическая кривая, что затрудняет сравнение фазовой характеристики реального усилителя с

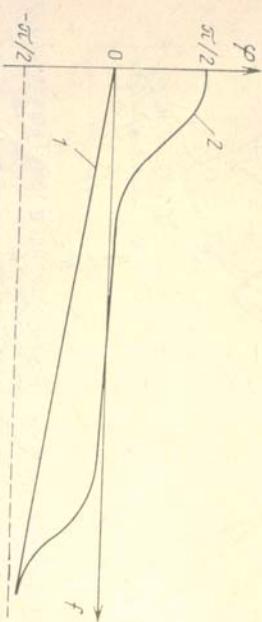


Рис. 12.6. Фазовая характеристика усилителя

идеальной. Поэтому при линейном масштабе фазовую характеристику усилителя строят отдельно на нижних и верхних частотах. Оценку фазовых искажений производят по отклонению реальной фазовой характеристики от идеальной, т. е. касательной, проведенной через начало координат. Для области низких частот такая касательная совпадает с горизонтальной осью координат (рис. 12.7, а), поэтому фазовые искажения в области низких частот  $\Delta\varphi_{\text{нч}} = \Phi_{\text{нч}}$ . В области верхних частот фазовые искажения  $\Delta\varphi_{\text{вч}} = \Phi_{\text{вч}}$  оказываются меньше абсолютного значения, вносимого усилителем фазового сдвига  $\Phi_{\text{вч}}$  (рис. 12.7, б).

Усилительные элементы, включенные по схеме с общим эмиттирующим электродом, создают фазовый свинг на  $180^\circ$  в диапазоне частот, где фазовым свингом, вносимым самим усилительным элементом, можно пренебречь. Таким образом, их наличие в усилителе создает постоянный фазовый свинг  $\pi$ . Очевидно, что это не может привести к искажению формы сигнала, так как

$$\sin[\omega t - \Phi(\omega) + n\pi] = \pm \sin[\omega t - \Phi(\omega)].$$

Следовательно, форма сигнала не будет претерпевать каких-либо изменений, если не считаться с изменением его полярности на обратную при нечетном числе каскадов. Наличие в усилительном устройстве постоянного фазового свинга, независящего от частоты, но не кратному целому числу  $\pi$ , приведет уже к нарушению формы сигнала.

Необходимо отметить, что и частотные, и фазовые искажения обусловлены одними и теми же причинами и проявляются одновременно: большим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения, и наоборот.

Рассмотрим возникновение фазочастотных искажений в характеристических цепях усилителей.

1. RC-цепь с выходом на емкостную нагрузку (рис. 12.8, а). Данная схема представляет собой Г-образное звено фильтра низких частот. На низких частотах, где сопротивление емкости  $X_c = 1/(\omega C)$  гораздо больше, чем сопротивление  $R$ , выходное напряжение  $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$  и коэффициент передачи звена  $k = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} \approx 1$ . На высоких частотах сопротивление емкости становится большим и уменьшается с увеличением частоты, что приводит к уменьшению выходного напряжения, а следовательно, и коэффициента передачи  $k$ .

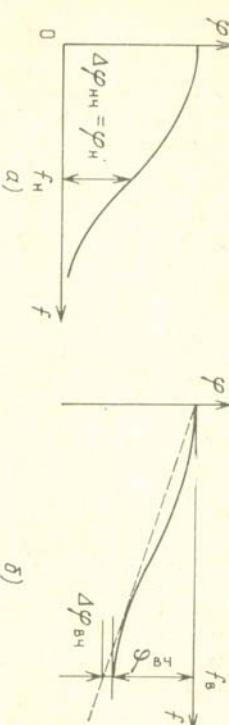
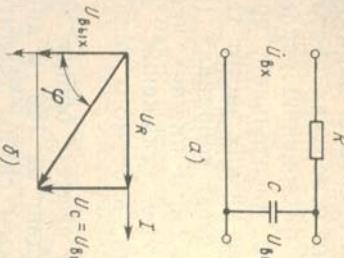


Рис. 12.7. Фазовые характеристики для оценки фазовых искажений в областях нижних (а) и верхних (б) частот

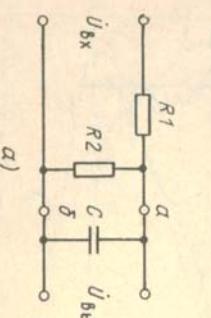


*δ)*

Рис. 12.8. Апериодическая  $RC$ -цепь с выходом на емкость:  
а — схема, δ — векторная диаграмма

Зависимость фазового сдвига от частоты можно проследить по векторной диаграмме рис. 12.8, δ. Так как выходное напряжение снимается с емкости, то выходное напряжение отстает от входного и угол  $\varphi$  имеет отрицательное значение. С увеличением частоты напряжение на емкости уменьшается, что приводит к увеличению угла  $\varphi$ , который в пределе стремится к минус  $\pi/2$ . Отсюда частотно-фазовая характеристика имеет вид рис. 12.9. Чем больше сопротивление  $R$  и емкость  $C$ , тем сильнее изменение выходного напряжения и фазового сдвига от изменения частоты. Поэтому частотные и фазовые искажения определяются произведением емкости  $C$  на сопротивление  $R$ . Постоянная времени верхних частот  $\tau_{\text{в}} = RC$ .

2.  $RC$ -цепь с выходом на комплексную нагрузку. Данной целью может быть представлена входная часть усилителя (рис. 12.10, а), где  $R/I$  — внутреннее сопротивление источника,  $R_2$ ,  $C$  — входное сопротивление каскада. Анализ данной цепи не отличается от анализа предыдущей, так как на основании теоремы об эквивалентном генераторе ее можно преобразовать в Г-образное звено (рис. 12.10, δ) с эквивалентным входным напряжением  $U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}R_2/(R_1+R_2)$ , равным напряжению холостого хода левее точек  $a$ , б. т. е.  $U_{\text{вх}} = U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}R_2/(R_1+R_2)$ , и внутренним сопротивлением  $R_3$ , которое определяется как частное от деления напряжения холостого тока на ток короткого замыкания. Тогда  $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/R_1$  и  $R_3 = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} = R_1R_2/(R_1+R_2) < 1$ .



*δ)*

Рис. 12.10. Апериодическая  $RC$ -цепь с выходом на  $RC$ -цепь:

а — схема, δ — эквивалентная схема

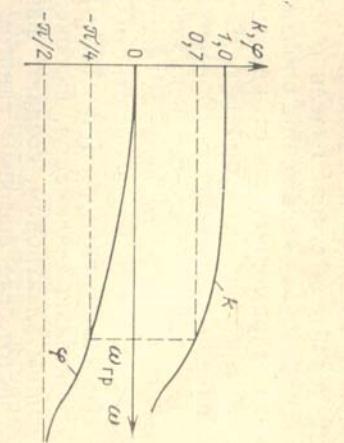
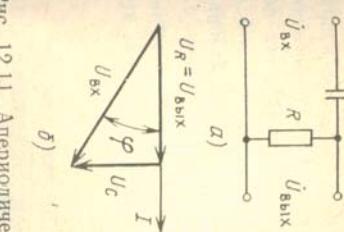


Рис. 12.9. Частотно-фазовая характеристика апериодической цепи с выходом на емкость

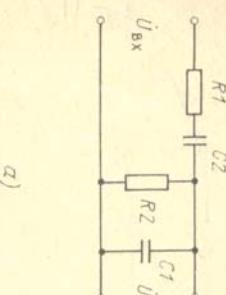


*δ)*

Рис. 12.11. Апериодическая  $RC$ -цепь с выходом на сопротивление:  
а — схема, δ — векторная диаграмма

3.  $RC$ -цепь с выходом на сопротивление. Данная цепь (рис. 12.11, а) представляет собой Г-образное звено фильтра высокой частоты. Для низких частот сопротивление емкости велико и коэффициент передачи  $k$  близок к нулю. С увеличением частоты сопротивление емкости уменьшается и выходное напряжение увеличивается, что приводит к увеличению коэффициента передачи  $k$ , который стремится к единице. Зависимость фазового сдвига  $\varphi$  от частоты можно проследить по векторной диаграмме рис. 12.11, δ. Как видно из рисунка, выходное напряжение опережает входное, поэтому угол  $\varphi$  имеет положительное значение. С увеличением частоты угол  $\varphi$  уменьшается и в пределе стремится к нулю. Тогда частотно-фазовая характеристика данного звена имеет вид, приведенный на рис. 12.12. Частотные и фазовые искажения определяются величиной  $\tau_{\text{в}} = RC$ , которая называется постоянной времени нижних частот.

4. Двойная  $RC$ -цепь с выходом на комплексную нагрузку. Определенный интерес представляет собой цепь (рис. 12.13, а), соответствующая эквивалентной схеме усилительного каскада переменного тока. В практических схемах, как правило,  $R_2C_2 \gg R_1C_1$ , т. е.  $\tau_{\text{в}} \gg \tau_{\text{в}1}$ . Поэтому данную цепь можно разбить на два Г-образных звена и определить коэффициент передачи как  $k = k_1k_2 = k_1k_2 \exp j(\varphi_1 + \varphi_2)$ . На основании предыдущих рассуждений можно построить частотно-фазовую характеристику данной цепи (рис. 12.13, δ).



*δ)*

Рис. 12.13. Сложная апериодическая  $RC$ -цепь:  
а — схема, δ — частотно-фазовая характеристика

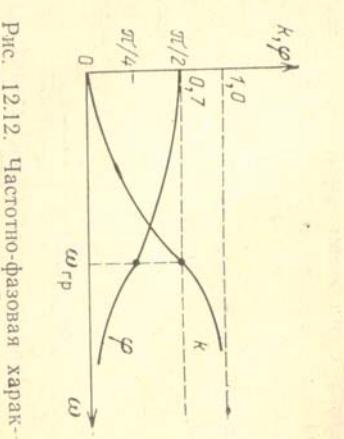


Рис. 12.12. Частотно-фазовая характеристика апериодической цепи с выходом на сопротивление

5. Цепь  $RL$ -типа с выходом на индуктивность (рис. 12.14, а). При низкой частоте сопротивление индуктивности  $X_L = \omega L$  мало, поэтому выходное напряжение и коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow 0$  стремятся к нулю. При увеличении частоты сопротивление индуктивности увеличивается, поэтому коэффициент передачи стремится к единице. На низких частотах угол  $\varphi$  близок к  $+\pi/2$  и уменьшается с увеличением частоты (рис. 12.14, б). Поэтому частотно-фазовая характеристика данной цепи имеет такой же вид, как рис. 12.12.

Таким образом, апериодические цепи по частотно-фазовой характеристике можно разделить на три группы. Цепи первой группы характеризуются тем, что

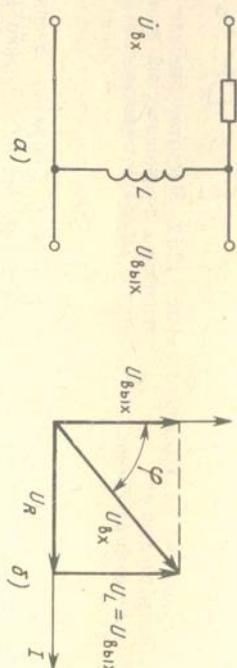


Рис. 12.14. Апериодическая  $RL$ -цепь с выходом на индуктивность:  
а — схема, б — векторная диаграмма

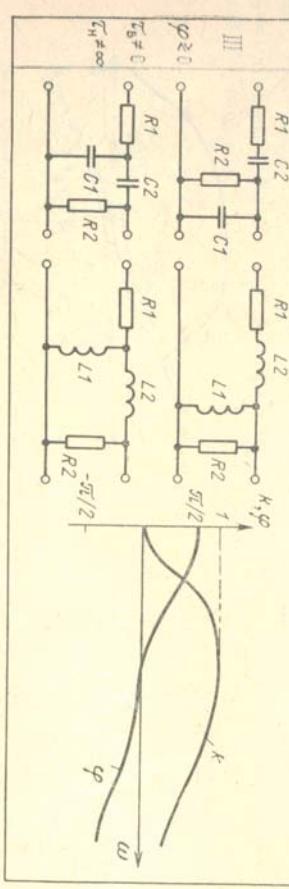


Рис. 12.15. Схемы и характеристики наиболее употребительных апериодических цепей, пропускающих токи низких (I), верхних (II) и средних (III) частот

$T_H = \infty$ ;  $T_B \neq 0$ , в результате чего обеспечивается равномерное пропускание только низких частот и отставание по фазе выходного напряжения (см. рис. 12.9). Особенностью второй группы является равномерное пропускание только верхних частот и положительное значение фазового угла (рис. 12.12). Цепи третьей группы по своим свойствам объединяют первые две группы и характеризуются равномерным пропусканием только средних частот, при этом фазовый сдвиг изменяется от положительного значения до отрицательного. Наиболее характерные цепи и их свойства приведены на рис. 12.15.

### 12.3. ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

В усилителях импульсных сигналов, где чаще всего входное напряжение имеет вид прямоугольных импульсов, линейные искажения обусловлены переходными процессами установления токов и напряжений в цепях, содержащих реактивные сопротивления. Наличие переходных процессов в схеме приводит к искажению формы сигнала, поэтому для оценки линейных искажений таких усилителей используют так называемую переходную характеристику. *Переходной характеристикой* усилителя называется зависимость от времени выходного сигнала  $u_{\text{вых}}(t)$  при воздействии на вход единичного скачка напряжения. Единичным скачком напряжения называется временная функция, которая при любом  $t < 0$  равна нулю и при любом  $t \geq 0$  равна единице:

$$\delta_n(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (12.20)$$

Линейные искажения импульсного сигнала проявляются в неточности передаче участков с очень большой и очень малой скоростями изменения сигнала. В результате действия постоянной времени верхних частот напряжение на выходе не может измениться скачком, а нарастает плавно, что приводит к запаздыванию импульса на выходе и уменьшению крутизны его фронтов. Наличие постоянной времени низких частот приводит к постепенному разряду конденсатора  $C_2$  (рис. 12.13) и уменьшению напряжения на выходе, т. е. спаду плоской вершины импульса. На рис. 12.16 приведены переходные характеристики усилителя:

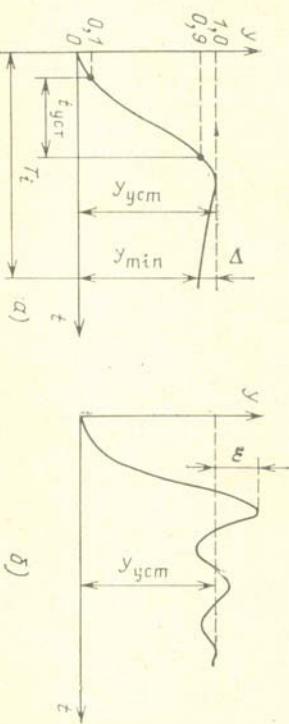


Рис. 12.16. Переходные характеристики усилителя:  
а — апериодического ( $RC$ -типа), б — при наличии колебательных звеньев

дены переходные характеристики усилителя, где по вертикальной оси откладывается нормированное напряжение, т. е. отношение мгновенного значения к установленному значению. Уровень переходных искажений принято выражать временем установления  $t_{\text{уст}}$ , в течение которого переходной коэффициент усиления (напряжение на выходе) изменяется от 0,1 до 0,9 своего установленного значения, а также относительным спадом  $\Delta$ , образующимся за определенный промежуток времени  $T_i$ . Величина спада  $\Delta$  обычно измеряется в процентах установленного значения выходного напряжения. В цепях, где имеются индуктивности и емкости, могут возникнуть колебательные процессы, которые приводят к выбросу переходной характеристики (рис. 12.16, б).

Выбросом  $e$  называют максимальное превышение мгновенного значения выходного напряжения над установленным значением. Эта величина также выражается в процентах установленного значения напряжения. При колебательном характере может образоваться несколько заметных выбросов. Оценке подлежит обычный наибольший из них.

Так как обычно время установления фронта  $t_{\text{уст}}$  и время образования определенного спада  $\Delta$  отличаются весьма значительно (у телевизионных усилителей это различие выражается сотнями тысяч и миллионами раз), то для показа фронта и плоской части переходной характеристики приходится использовать два отдельных графика с разными масштабами времени.

Частотная, фазовая и переходная характеристики большинства используемых в усилителях линейных цепей однозначно связанны между собой. Завал частотной характеристики на верхних частотах за счет постоянной времени  $\tau_B$  приводит к наличию конечного времени нарастания напряжения за счет заряда конденсатора (рис. 12.13). Завал частотной характеристики на нижних частотах за счет конденсатора  $C_2$  (см. рис. 12.13) приводит к спаду плоской вершины импульса.

#### 12.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения возникают из-за наличия в усилителе элементов с нелинейными вольт-амперными характеристиками. Этот тип искажений обусловлен наличием нелинейных участков входных и выходных характеристик транзисторов и электронных ламп, а также нелинейностью кривых намагничивания сердечников трансформаторов. Нелинейные искажения проявляются в том, что при усилении сигнала синусоидальной формы выходной сигнал не является чисто синусоидальным. В выходном сигнале помимо основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала  $f_c$ , появляется ряд высших гармоник  $2f_c, 3f_c, \dots$ . Усилия, представляющие собой колебание сложной формы, изменяется спектральный состав, где кроме высших гармоник появляются так называемые комбинационные частоты вида  $n f_i \pm m f_k$ . Образование комбинационных составляющих можно проследить, воздействуя на нелиней-

ное сопротивление двумя гармоническими напряжениями различных частот. В общем случае ток, протекающий через нелинейное сопротивление, зависит от приложенного напряжения следующим образом:  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$ , где коэффициенты  $a$  определяют конфигурацию вольт-амперной характеристики усилителя.

Так, например, коэффициент  $a_0 = I_0$  — ток в точке покоя;  $a_1 = \Delta I / \Delta U$  — крутизна характеристики в точке покоя;  $a_2 = \Delta S / \Delta U$  — изменение крутизны в точке покоя и т. д. При воздействии двух напряжений различной частоты приложенное напряжение  $u = U_m \sin \omega_1 t + U_m \sin \omega_2 t$ .

$$\begin{aligned} \text{Тогда ток в цепи } i &= a_0 + a_1 U_m \sin \omega_1 t + a_1 U_m \sin \omega_2 t + \\ &+ a_2 U_{m1}^2 \sin^2 \omega_1 t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + a_2 U_{m2} \sin^2 \omega_2 t + \dots = \\ &= a_0 + a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t - a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t + (a_2 / 2) U_{m1}^2 - (a_2 / 2) U_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + \\ &+ (a_2 / 2) U_{m2}^2 - (a_2 / 2) U_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t + a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \\ &- a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2) t + \dots \end{aligned}$$

Таким образом, ток в цепи с нелинейным сопротивлением будет содержать постоянную составляющую  $i_0 = a_0 + (a_2 / 2) U_{m1}^2 + (a_2 / 2) U_{m2}^2$ ; составляющие основных частот  $i_1 = a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t + a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t$ ; составляющие высших гармонических частот  $i_2 = (a_2 U_{m1}^2 / 2) \cos 2\omega_1 t + (a_2 U_{m2}^2 / 2) \cos 2\omega_2 t$ ; составляющие комбинационных частот  $i_3 = a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2) t - a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2) t$ . При использовании многочлена (полинома) более высокой степени количества продуктов, возникающих из-за нелинейности, увеличивается.

Искажение формы сигнала за счет нелинейной характеристики усилительного элемента можно проследить по рис. 12.17, где на вход биполярного транзистора подано синусоидальное напряжение. Из рисунка видно, что уже входной ток отличается от синусоидального. Аналогично можно показать возникновение нелинейных искажений при работе на нелинейном участке анодно-сточной характеристики электронной лампы (рис. 12.18, а).

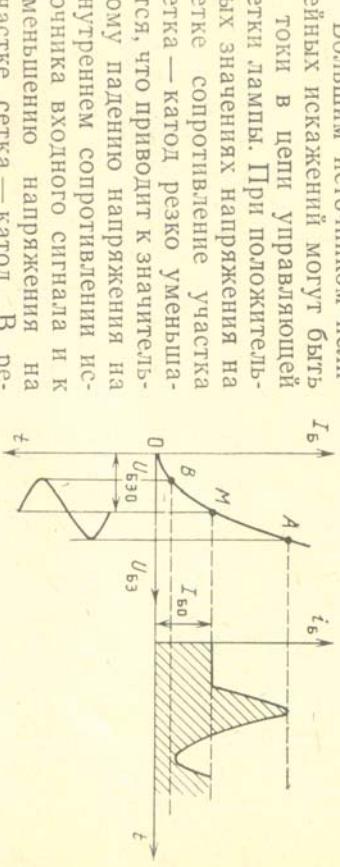


Рис. 12.17. Влияние нелинейности входной цепи на искажение входного тока

кажений (коэффициентом гармоник)

$$k_r, \% = (\sqrt{P_2^2 + P_3^2 + P_4^2}/P) \cdot 100. \quad (12.21)$$

При активной нагрузке, когда сопротивление для всех составляющих одинаково

$$k_r, \% = (\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2}/I_1) \cdot 100; \quad k_r, \% = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}/U_1 \cdot 100. \quad (12.22)$$

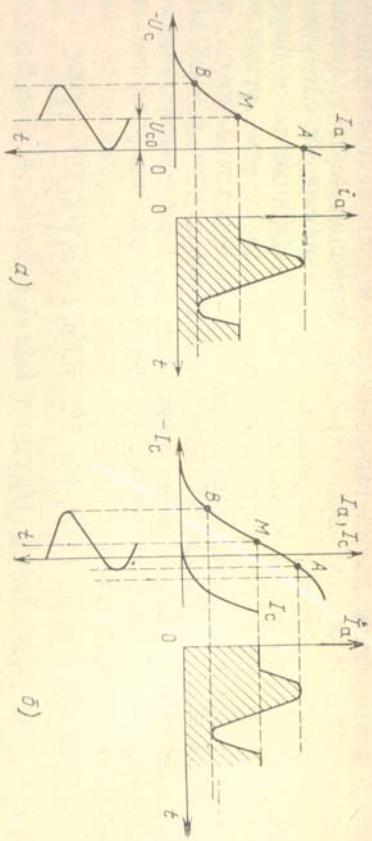


Рис. 12.18. Влияние нелинейности электронной лампы на искажение анодного тока: *a* — без сеточных токов, *b* — при наличии сеточных токов

Входное сопротивление биполярного транзистора невелико, поэтому искажения входного тока будут зависеть от конфигурации вольт-амперной характеристики и от внутреннего сопротивления источника сигнала. Так, при увеличении сопротивления источника сигнала форма входного тока улучшается, так как ток при этом определяется внутренним сопротивлением источника сигнала (рис. 12.19).

Если на вход усилителя подано синусоидальное напряжение, то напряжение или ток первой гармоники является полезным сигналом. Все высшие гармоники, начиная со второй, являются следствием нелинейных искажений. Уровень нелинейных искажений пропорционален мощности высших гармоник и при усилении синусоидального сигнала оценивается коэффициентом нелинейных ис-

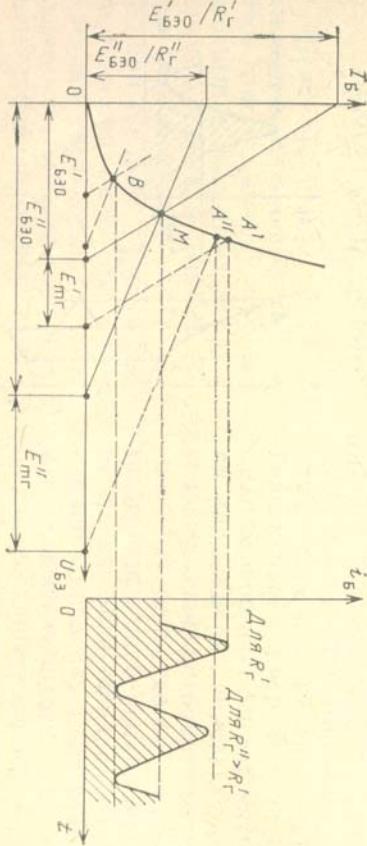


Рис. 12.19. Влияние сопротивления  $R_i$  на искажение входного тока транзисторного каскада

Практически при измерениях удобнее пользоваться следующим коэффициентом нелинейных искажений:

$$a_{r2} = 20 \lg (U_1/U_2); \quad a_{r3} = 20 \lg (U_1/U_3). \quad (12.23)$$

Допустимое значение коэффициента гармоник зависит от назначения усилителя и составляет около 0,5...5% для усилителей звуковых сигналов в зависимости от их класса. Очень малые нелинейные искажения допускаются в групповых усилителях систем передачи многоканальной связи. Затухание нелинейности по второй гармонике таких усилителей составляет около 74...87 дБ, по третьей 87...110 дБ. Это соответствует коэффициенту нелинейных искажений 0,01...0,05% по второй гармонике и 0,005...0,38...10<sup>-3</sup>% по третьей гармонике. Как отмечалось выше, при подаче на вход усилителя несинусоидального сигнала, кроме основных колебаний и их гармоник, появляются еще колебания комбинационных частот (суммарных и разностных). Влияние этих частот в зависимости от назначения усилителя может быть различно. Так, при усилении звуковых частот наибольшую роль играют не высшие гармонические колебания, а колебания комбинационных частот. Это объясняется тем, что вообще гармоники (оберттоны) являются составной частью сигналов, действующих в тракте передачи при воспроизведении музыки, пения или речи.

Колебания комбинационных частот ( $f_1 \pm f_2$ ;  $2f_1 \pm f_2$ ;  $f_1 \pm f_2$  и т. д.) представляют собой новые колебания, появившиеся в процессе усиления, поэтому они главным образом и создают эффект искажения звука.

В групповых усилителях систем передачи многоканальной связи важно учитывать как гармонические составляющие, так и комбинационные частоты, которые могут быть причиной межканальных переходов (влиянием каналов друг на друга). В связи с этим нелинейность усилителей иногда оценивают по амплитуде комбинационной частоты, появляющейся на выходе усилителей. На вход усилителя тогда подаются два гармонических напряже-

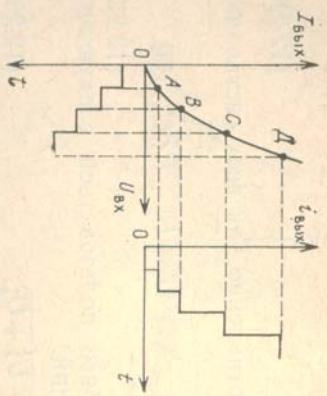


Рис. 12.20. Влияние нелинейности усиленного элемента на искажение импульсного сигнала

ния с некратными частотами. Несмотря на различное влияние гармонических и комбинационных частот, оценка нелинейности по коэффициенту гармоник используется очень широко благодаря своей простоте. Кроме того, коэффициент гармоник позволяет косвенно судить и об интенсивности комбинационных частот. При усилении импульсных сигналов нелинейность усилителя оказывается иначе, чем при усилении гармонических сигналов. Так, например, при усилении ступенчатого сигнала по амплитуде при одинаковых ступенках на входе получаются различные ступеньки на выходе (рис. 12.20). Наличие нелинейности при усилении телевизионных сигналов или сигналов передачи неподвижных изображений приводит к неправильному воспроизведению тонов на приеме. При уменьшении импульсов с наклонными краями нелинейность изменяет форму импульсов, искривляя наклон края импульсов. При усилении импульсов прямоугольной формы с одинаковой амплитудой нелинейность усилителя практически не влияет на форму выходного сигнала. Для импульсных усилителей, использующихся в измерительной аппаратуре и ряде других, нелинейные искажения определяются относительным изменением крутизны динамической характеристики усилителя, т. е. зависимостью  $U_{\text{вых}} \text{ от } U_{\text{вх}}$  (рис. 12.21).

Зная динамическую характеристику усилителя, можно определить фактор нелинейности:

$$d = (K_{\max} - K_{\min})/K_{\max}. \quad (12.24)$$

## 12.5. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОЛЕВАНИЙ ПО ДИНАМИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК

В усиливательной технике применяют наиболее простые методы гармонического анализа, основанные на использовании динамической характеристики, которая определяет зависимость выходно-

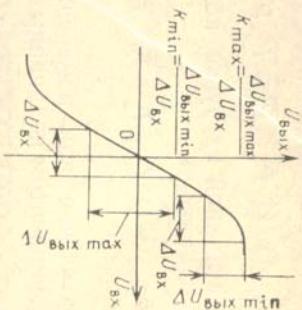


Рис. 12.21. К оценке нелинейности импульсных усилителей

то тока от напряжения на входе усилителя или от ЭДС генератора (источника входного сигнала). При наличии нелинейности, вносимой усилителем, выходной ток будет содержать высшие гармоники. Так, при подаче на вход гармонического колебания  $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$  выходной ток

$$i_{\text{вых}} = I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots$$

Следовательно, задача гармонического анализа заключается в определении отдельных составляющих анодного тока. В связи с тем, что амплитуды гармоник убывают с увеличением их номера, для практических расчетов достаточно определить составляющие выходного тока до четвертой гармоники. В усилительных каскадах на полевых транзисторах и электронных лампах, работающих без сеточных токов, нелинейные искажения в основном определяются нелинейностью выходной цепи. В усилительных каскадах на биполярных транзисторах нелинейные искажения определяются как входной, так и выходной характеристиками. Поэтому для определения нелинейных искажений усилителей на биполярных транзисторах пользуются сквозной характеристикой, на полевых транзисторах и электронных лампах — выходной.

Рассмотрим расчет гармонических составляющих по сквозной характеристике биполярного транзистора (рис. 12.22). Для нахождения постоянной составляющей и четырех гармоник необходимо знать пять значений (ординат) выходного тока, т. е. иметь пять уравнений для выходного тока. Такой метод оценки получил название метода пяти ординат. Для простоты отсчета выбирают следующие углы фаз ЭДС источника сигнала:  $\omega t = 0^\circ$ ;  $\omega t = 60^\circ$ ;  $\omega t = 90^\circ$ ;  $\omega t = 120^\circ$  и  $\omega t = 180^\circ$ , при этом  $\cos 0^\circ = 1$ ;  $\cos 60^\circ = 0,5$ ;  $\cos 90^\circ = 0$ ;  $\cos 120^\circ = -0,5$ ;  $\cos 180^\circ = -1$ .

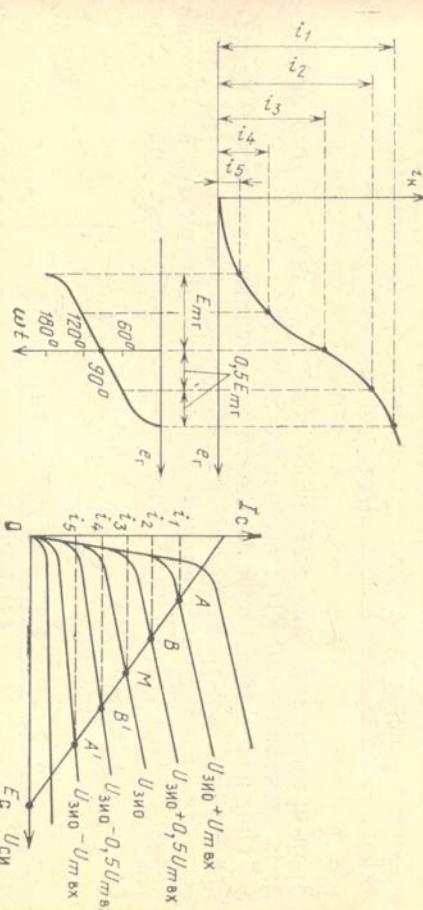


Рис. 12.22. Сквозная характеристика транзистора для определения гармонических составляющих методом пяти ординат

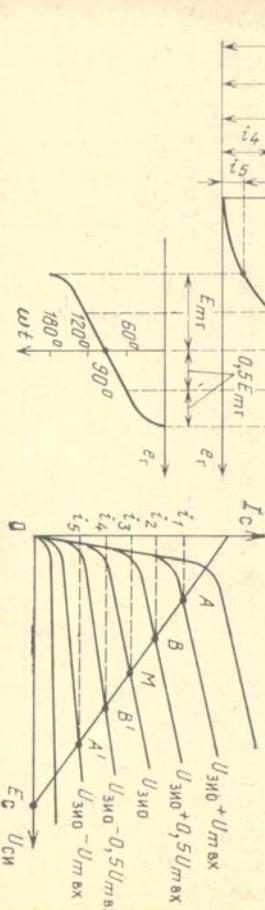


Рис. 12.23. Выходные характеристики для определения гармонических составляющих методом пяти ординат

Тогда

$$\left. \begin{aligned}
 i_1 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos 0^\circ + I_{m2} \cos 0^\circ + I_{m3} \cos 0^\circ + I_{m4} \cos 0^\circ, \\
 i_2 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos 60^\circ + I_{m2} \cos 120^\circ + I_{m3} \cos 180^\circ + \\
 &\quad + I_{m4} \cos 240^\circ, \\
 i_3 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos 90^\circ + I_{m2} \cos 180^\circ + I_{m3} \cos 270^\circ + \\
 &\quad + I_{m4} \cos 360^\circ, \\
 i_4 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos 120^\circ + I_{m2} \cos 240^\circ + I_{m3} \cos 360^\circ + \\
 &\quad + I_{m4} \cos 480^\circ, \\
 i_5 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cos 180^\circ + I_{m2} \cos 360^\circ + I_{m3} \cos 540^\circ + \\
 &\quad + I_{m4} \cos 720^\circ
 \end{aligned} \right\} \quad (12.25)$$

или

$$\left. \begin{aligned}
 i_1 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} + I_{m2} + I_{m3} + I_{m4}, \\
 i_2 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} \cdot 0,5 + I_{m2} (-0,5) + I_{m3} (-1) + I_{m4} (-0,5), \\
 i_3 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} (0) + I_{m2} (-1) + I_{m3} (0) + I_{m4} \cdot 1, \\
 i_4 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} (-0,5) + I_{m2} (-0,5) + I_{m3} \cdot 1 + I_{m4} (-0,5), \\
 i_5 &= I_{\text{ср}} + I_{m1} (-1) + I_{m2} \cdot 1 + I_{m3} (-1) + I_{m4} \cdot 1.
 \end{aligned} \right\}$$

Решая данную систему уравнений, получаем:

$$\left. \begin{aligned}
 I_{\text{ср}} &= |[(i_1 + i_5) + 2(i_2 + i_4)]/6|, \quad I_{m1} = |[(i_1 - i_5) + (i_2 - i_4)]/3|, \\
 I_{m2} &= |[(i_1 + i_5) - 2i_3]/4|, \quad I_{m3} = |[(i_1 - i_5) - (i_2 - i_4)]/6|, \\
 I_{m4} &= |[(i_1 + i_5) - 4(i_2 + i_4) + 6i_3]/12|.
 \end{aligned} \right\} \quad (12.26)$$

По расчетным амплитудам гармоник определяем коэффициент нелинейных искажений в процентах

$$k_r \% = \frac{\sqrt{i_{m2}^2 + i_{m3}^2 + i_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100.$$

Зная среднее значение выходного тока  $I_{\text{ср}}$ , также можно определить электрический КПД выходного каскада.

При нахождении коэффициента нелинейных искажений каскадов на полевых транзисторах и электронных лампах коэффициенты нелинейности по отдельным гармоникам могут быть выражены через отрезки нагрузочной прямой переменного тока (рис. 12.23):

$$\left. \begin{aligned}
 k_{r2} &= \frac{0,75 |AM - MA'|}{AA' + BB'}, \quad k_{r3} = \frac{0,5 |AA' - 2BB'|}{AA' + BB'}, \\
 k_{r4} &= \frac{0,25 |AB - A'B'| + (3 |MB' - BM|)}{AA' + BB'}
 \end{aligned} \right\} \quad (12.27)$$

Тогда

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2 + k_{r4}^2}.$$

## 12.6. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ И ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН УСИЛИТЕЛЯ

Собственные помехи или шумы в усилителях возникают по разным причинам, основными видами помех являются: фон, наводки, тепловой шум, внутренние шумы усилительных элементов, шумы микрофонного эффекта. Помехи проявляются в виде налипания выходного напряжения при отсутствии входного сигнала (закороченных входных зажимах усилителя). Помехи на выходе усилителя можно регистрировать чувствительным вольтметром или наблюдать с помощью осциллографа. Наличие напряжения собственных или внутренних шумов усилителя ограничивает его чувствительность, т. е. минимальный входной сигнал, и не позволяет усиливать сколь угодно его малую величину.

Рассмотрим причины появления отдельных составляющих собственных помех усилителя.

**Фон** представляет собой постороннее напряжение на выходе усилителя с частотными составляющими порядка 50...150 Гц, которые являются гармониками частоты сети 50 Гц и возникают при питании усилительных элементов выпрямителями, имеющими недостаточную фильтрацию выпрямленного напряжения.

В ламповых усилителях дополнительный фон может возникать при питании нитей накала переменным током.

Для устранения фона уменьшают пульсации на выходе выпрямителя путем увеличения коэффициента стяживания питающих фильтров, применяют дополнительные развязывающие фильтры, которые устанавливаются в самих усилителях. В ламповых каскадах иногда применяют питание нитей канала постоянным током.

**Наводками** называют напряжения в выходной цепи усилителя за счет наведения переменной ЭДС, особенно в цепях первых каскадов, посторонними магнитными и электрическими полями, в частности, от пелей переменного тока. Устранение наводок достигается экранированием входных цепей или всего усилителя и удалением усилителя от источников помех.

**Тепловые и термические шумы** обусловлены наличием хаотического теплового движения электронов внутри любого сопротивления (проводника) или элементов схемы. Мощность теплового шума  $P_{\text{шт}} = kT_{\text{шт}}$  определяется величиной температуры.

Внутренние шумы усилительных элементов обусловлены процессами в электронных лампах и транзисторах. Термовые шумы и собственные шумы усилительных элементов рассмотрены в гл. 10. Следует отметить, что спектр данных шумов лежит в области частот 0... $\infty$  и принципиально данные шумы неустранимы. Однако выбором соответствующих усилительных элементов и параметров схем они могут быть значительно снижены. Так, например, для первых каскадов усилителя обычно выбирают малошумящие транзисторы, работающие в определенном режиме, полевые транзисторы или электронные лампы с большой крутизной. В очень чув-

«ствительных усилителях для уменьшения собственного шума усилителей приходится снижать температуру среды, окружающей входные узлы, помешая их в криостат. При этом используются специальные типы транзисторов, способных работать при температуре жидкого азота. Микрофонные помехи (микрофонный эффект) представляют собой наведение в цепях главным образом входного каскада мешающего напряжения в результате воздействия на шасси усилителя механических колебаний в виде звуковых волн, вибраций и пр. В основном проявляются в каскадах, выполненных на электронных лампах.

**Динамический диапазон** сигнала представляет собой превышение в делибалах максимального уровня сигнала над минимальным, т. е. отношение максимального и минимального напряжений сигнала, подводимого к выходу усилителя:

$$D_c = 20 \lg (U_{\text{вых max}}/U_{\text{вых min}}). \quad (12.28)$$

Динамический диапазон усилителя представляет собой отношение (в делибалах) максимального напряжения на выходе усилителя  $U_{\text{вых max}}$  к минимальному  $U_{\text{вых min}}$

$$D = 20 \lg (U_{\text{вых max}}/U_{\text{вых min}}). \quad (12.29)$$

Оценка динамического диапазона усилителя возможна по амплитудной характеристике усилителя — зависимости установленвшегося напряжения на выходе усилителя от напряжения на входе (рис. 12.24). Амплитудная характеристика реального усилителя не проходит через начало координат и изгибаются при малых значениях из-за собственного шума на выходе усилителя. На участке  $AB$  амплитудная характеристика близка к прямой линии, что соответствует линейному участку характеристики усилительных элементов. При дальнейшем увеличении входного напряжения происходит уменьшение приращения выходного напряжения по сравнению с приращением входного сигнала из-за увеличения нелинейности усиленного элемента. Точка перегиба  $B$  определяет максимальный входной сигнал, превышение которого будет вызывать резкое увеличение нелинейных искажений.

Таким образом, максимальный входной сигнал ограничен величиной, при которой происходит значительное увеличение нелинейных искажений, минимальный — уровнем собственных шумов усилителя. Наибольшее значение динамического диапазона присуще симфоническому оркестру  $D_c = 70$  дБ, динамический диапазон человеческого голоса не превышает 50 дБ. Для динамический диапазон усилителей обычно составляет около 40...60 дБ. Для правильного воспроизведения сигнала

динамический диапазон усилителя должен быть несколько больше динамического диапазона сигнала. Однако это не всегда возможно, а в некоторых случаях и нелегально.

**Выходы.** 1. Основными показателями усилителя являются: входные и выходные величины; коэффициент полезного действия усилителя; коэффициент усиления усилителя, полоса пропускания частот; линейные и нелинейные искажения; динамический диапазон и собственные шумы усилителя. 2. Коэффициент усиления усилителя показывает, во сколько раз выходное напряжение, ток или мощность больше входного напряжения, тока или мощности. В соответствии с этим различают коэффициент усиления по напряжению, току или мощности. 3. Линейные искажения обусловлены наличием реактивных элементов схемы и разделяются на частотные и фазовые. Оценка частотных искажений осуществляется по коэффициенту частотных искажений, оценка фазовых искажений — по отклонению фазовой характеристики усилителя от прямой линии. 4. Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью формы сложного сигнала на выходе усилителя по сравнению со входным. 4. Нелинейные искажения усилителя гармонических колебаний производятся по коэффициенту нелинейных искажений (гармоник). Наличие нелинейных искажений приводит к появлению высших гармоник и комбинационных частот, а следовательно, к искажению формы выходного сигнала по сравнению с входным. 5. В импульсных усилителях нелинейность приводит к искажению ступенчатого напряжения прямоугольной формы и выходного импульса при подаче на вход сигнала непрямоугольной формы.

#### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные технические показатели усилителя.
2. Определите коэффициент усиления усилителя в делибалах, если входное напряжение равно 0,02 В, а выходное — 2 В.
3. Перечислите основные виды искажений гармонических сигналов, появляющихся в усилителях.
4. Как изменяются фазовые искажения на верхних частотах при увеличении  $M_{\text{вн}}^2$ .
5. Будет ли усилитель вносить фазовые искажения, если фазовый сдвиг для всех частот постоянен и не равен нулю?
6. Что будет с временным установлением переходной характеристики усилителя, если увеличить полосу пропускания усилителя на верхних частотах?
7. Определите верхнюю граничную частоту усилителя при усилении сигнала прямоугольной формы, если время установления  $t_y = 0,2$  мкс.
8. Как оценивают нелинейные искажения усилителя, какие составляющие сигнала появляются на выходе усилителя при наличии нелинейных искажений?
9. Как изменяются нелинейные искажения при увеличении амплитуды входного сигнала?
10. Изменяются ли собственные помехи на выходе усилителя при расширении полосы пропускания на нижних частотах?
11. Какими факторами ограничивается динамический диапазон усилителя?

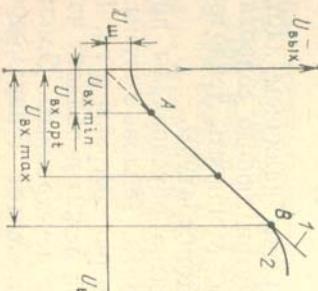


Рис. 12.24. Амплитудные характеристики усилителей:  
1 — идеальная, 2 — реальная

# Глава 13. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

## 13.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Обратной связью называют передачу части мощности сигнала с выхода устройства или какого-либо промежуточного звена на его вход. Упрощенная структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 13.1. Цель прямой передачи характеризуется коэффициентом усиления  $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ ; цель обратной связи — коэффициентом передачи цепи обратной связи  $\beta_{\text{o.c}} = U_{\text{o.c}}/U_{\text{вых}}$ , где  $U_{\text{o.c}} = U_{\text{вых ф.о.с.}}$  — напряжение на выходе четырехполюсника обратной связи. Доля мощности, передаваемая с выхода усилителя по цепи обратной связи на вход, обычно значительно меньше мощности, отдаваемой в нагрузку.

Обратная связь вводится специально для получения необходимых характеристик усилителя. Однако она может возникнуть за счет нежелательного влияния выходной цепи на входную, которое обусловлено внутренней обратной связью усилительных элементов и наличием емкостных и индуктивных связей между выходом и входом отдельных каскадов или усилителя в целом. Такие связи называются *паразитными*.

Внутренними паразитными связями нельзя управлять, и они нередко изменяют свойства усилителя в нежелательную сторону, например, приводят к самовозбуждению усилителя. Поэтому параллельные обратные связи стараются сделать как можно меньше — выбором рациональной конструкции усилителя или применением специальных схемных решений. Обратные связи могут охватывать индивидуальные каскады или усилитель в целом. В связи с этим различают системы с однополетевой обратной связью (рис. 13.1) и многополетевыми (рис. 13.2).

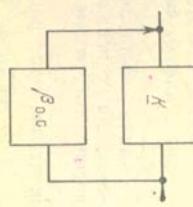


Рис. 13.1. Структурная схема усилителя с обратной связью

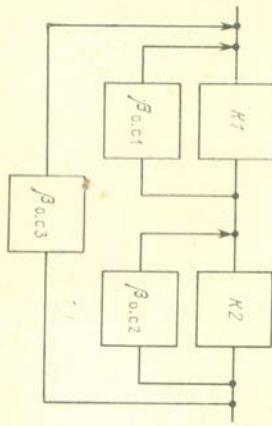


Рис. 13.2. Структурная схема многокаскадного усилителя с обратными связями

Различают *положительную обратную связь* (ПОС) и *отрицательную обратную связь* (ОС). При положительной обратной связи напряжение обратной связи поступает на вход в фазе со входным сигналом, в результате чего напряжение на входе усилителя складываются. При отрицательной обратной связи напряжение обратной связи поступает на вход в противофазе со входным сигналом, в результате чего напряжение на входе усилителя определяется разностью напряжений, поступающих от источника сигнала и обратной связи. Как будет показано ниже, в усилительных устройствах в основном используется ОС.

Цель обратной связи может быть подключена к входу и выходу усилителя различными способами. По способу подключения цепи обратной связи к выходу усилителя или по способу получения напряжения обратной связи различают следующие виды:

1. *Обратную связь по напряжению*, когда напряжение обратной связи пропорционально выходному напряжению. В этом случае вход цепи обратной связи присоединен параллельно нагрузке (рис. 13.3, а).

2. *Обратную связь по току*, когда напряжение обратной связи пропорционально выходному току. В этом случае вход цепи обратной связи подключен последовательно с нагрузкой (рис. 13.3, б).

3. *Комбинированную обратную связь*, когда напряжение обратной связи пропорционально как выходному напряжению, так и току (рис. 13.3, в).

Для определения вида обратной связи в первых двух случаях можно использовать следующее правило. В режиме короткого замыкания  $Z_h$  обратная связь по напряжению исчезает, по току — сохраняется. Наоборот, в режиме холостого хода на выходе сохраняется обратная связь по напряжению, по току — исчезает.

По способу подачи напряжения обратной связи на вход усилителя различают:

1. *Последовательную обратную связь*, когда напряжение источника сигнала включено последовательно с напряжением обратной связи (суммирование напряжений) (рис. 13.4, а).

2. *Параллельную обратную связь*, когда напряжение обратной связи и напряжение источника сигнала складываются на общем

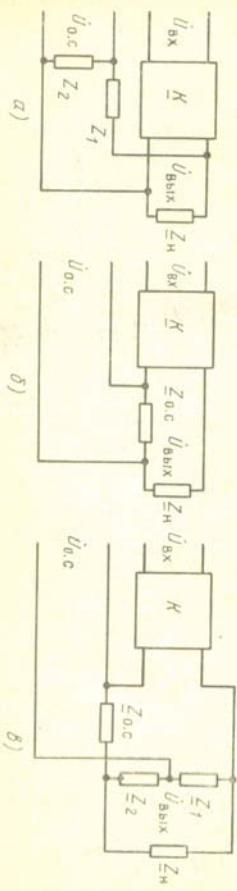


Рис. 13.3. Схемы снятия обратной связи:  
а — по напряжению, б — по току, в — комбинированная