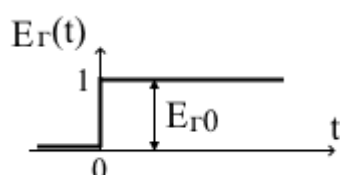


ДИСЦИПЛИНА	<b>Схемотехника электронных устройств</b>
	полное название дисциплины без аббревиатуры
ИНСТИТУТ	<b>Радиотехнических и телекоммуникационных систем</b>
КАФЕДРА	<b>Радиоволновых процессов и технологий</b>
	полное название кафедры
ГРУППА/Ы	<b>РРБО-01,02-18, РИБО-01,02,03-18, РССО-01,02,03-18</b>
	номер групп/ы, для которых предназначены материалы
ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА	<b>Лекция</b>
	лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам
ПРЕПОДАВАТЕЛЬ	<b>Тепляков Алексей Павлович</b>
	фамилия, имя, отчество
СЕМЕСТР	<b>5 семестр</b>
	указать номер семестра обучения

## 2.5. Переходная характеристика усилителя. Оценка линейных искажений во временной области

Переходная характеристика (ПХ) применяется для описания свойств усилителей импульсных сигналов и оценке линейных искажений сигнала во временной области. **Переходная характеристика** представляет собой зависимость от времени выходного напряжения усилителя  $U_{\text{вых}}(t)$  при подаче на вход схемы ЭДС источника сигнала в виде единичной функции (мгновенного скачка):  $E_r(t) = E_{r0} \cdot 1(t)$ , где  $E_{r0}$  – постоянный уровень напряжения, а  $1(t)$  – единичная функция, описываемая следующими условиями (2.42):



$$1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq 0, \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases} \quad (2.42)$$

**Рисунок 2.12** – Функция единичного скачка напряжения (тока), используемая при построении переходных характеристик усилителя

Переходные процессы в схеме усилителя обусловлены цепями, содержащими реактивные элементы, причем постоянные времени этих цепей могут различаться на несколько порядков. Так цепи с малыми постоянными времени вызывают быстро протекающие переходные процессы, а медленно протекающие переходные процессы определяются цепями с большими постоянными времени. При отсутствии в схеме реактивных элементов напряжение на выходе усилителя также изменялось бы по закону единичной функции с умножением на постоянный коэффициент усиления  $K_0$ .

Поскольку быстро и медленно протекающие переходные процессы занимают по длительности разные отрезки времени, отличающиеся на порядки, что делает невозможным показать их на одном рисунке без искажений масштаба, то указанные переходные процессы и их показатели будем рассматривать по-отдельности.

### 2.5.1. Оценка переходных искажений в области малых времен

Для оценки быстро протекающих переходных процессов пользуются **переходной характеристикой в области малых времен**. Временная ось для данной характеристики сильно растянута, что позволяет показать начальный участок или фронт переходной характеристики. После завершения переходного процесса напряжение на выходе усилителя  $U_{\text{вых}}(t)$  достигает установившегося значения  $U_{\text{уст}}$ , как показано ниже на рисунке 2.13.



**Рисунок 2.13** – Переходная характеристика усилителя в области малых времен как реакция на единичный скачок напряжения на входе

В зависимости от соотношения реактивных и пассивных элементов в схеме переходный процесс может быть либо колебательным, либо апериодическим. Обычно пользуются не характеристикой переходного процесса с абсолютными значениями напряжений, а нормированной переходной характеристикой  $h(t)$ :

$$h(t) = U_{\text{вых}}(t) / U_{\text{уст}}. \quad (2.43)$$

Нормированная переходная характеристика имеет следующий вид:



**Рисунок 2.14** – Определение показателей переходных искажений по нормированной переходной характеристике усилителя

С помощью переходной характеристики в области малых времен производится оценка линейных искажений сигналов в импульсных усилителях. Эти искажения проявляются в изменении фронта импульса на выходе усилителя и оцениваются рядом показателей. Запоздывание выходного импульсного сигнала по отношению к входному характеризуется **временем запаздывания  $t_3$** , за которое переходный процесс  $h(t)$  достигает

уровня 0,5 от установившегося значения. **Временем установления** фронта импульса называется интервал времени  $t_y = t_2 - t_1$ , за которое переходная характеристика  $h(t)$  возрастает от 0,1 до 0,9 от установившегося значения. Если процесс установления носит колебательный характер, то возникающий **выброс**  $\delta$  определяется как разность между максимальным значением переходной характеристики  $h_{max}$  и установившимся значением, равным единице. Величина выброса указывается в относительных единицах или процентах.

$$\delta = h_{max} - 1 \text{ или } \delta\% = (h_{max} - 1) \cdot 100\% . \quad (2.44)$$

Время установления  $t_y$  связано с верхней граничной частотой на АЧХ усилителя соотношением:

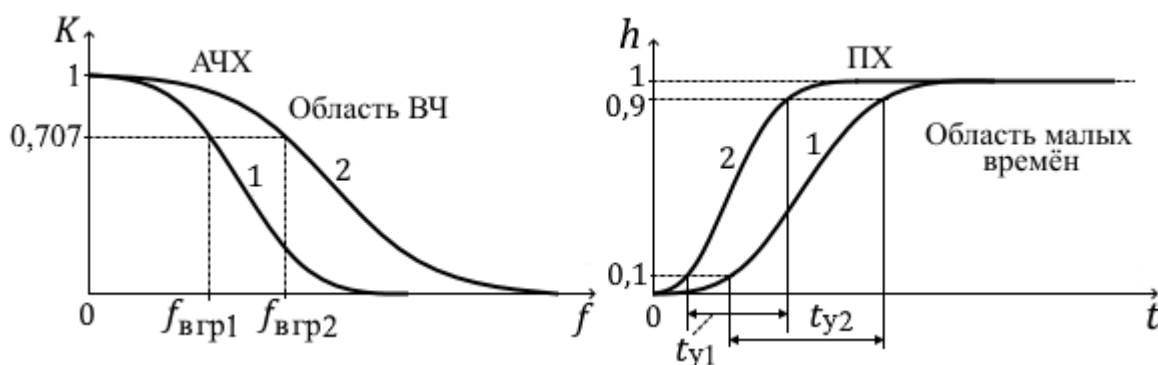
$$t_y = 0,35 / f_{в\text{ гр}} \text{ или } t_y = 2,2 \cdot \tau_{в} , \quad (2.45)$$

где  $\tau_{в}$  – постоянная времени цепи в области малых времен.

В многокаскадном усилителе, состоящем из  $N$  каскадов, при небольшом выбросе  $\delta \leq 10\%$  результирующее время установления с большой точностью рассчитывается по формуле:

$$t_{y\Sigma} = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + \dots + t_{yN}^2} . \quad (2.46)$$

Приведем графическую иллюстрацию влияния значения верхней граничной частоты  $f_{в\text{ гр}}$  усилителя на величину времени установления  $t_y$  фронта импульса в переходной характеристике.



**Рисунок 2.15** – Связь искажений АЧХ усилителя в области высоких частот с переходными искажениями импульса в области малых времен

### 2.5.2. Оценка переходных искажений в области больших времен

Медленно протекающие процессы в усилителях оценивают по показанной на рисунке 2.16 **переходной характеристике в области больших времен** при сильно сжатом масштабе по временной оси. Масштаб сжат

настолько, что при этом ПХ в области малых времен (ОМВ) сжимается в вертикальный отрезок в начале координатной оси, соответствующий  $t = 0$ .



**Рисунок 2.16** – Определение показателей переходных искажений по нормированной переходной характеристике усилителя в области больших времен

Представленные на рисунке 2.16 переходные характеристики для трёх возможных случаев показывают реакцию схемы при подаче на вход усилителя единичного скачка напряжения (тока) большой длительности или импульса, длительность которого  $T_{и}$ , намного превышает область малых времен:  $T_{и} \gg \text{ОМВ}$ . Возникающая при этом неравномерность в виде спада  $\Delta_1$  обусловлена наличием в схеме разделительных, а в виде подъёма  $\Delta_2$  – наличием ещё и корректирующих конденсаторов.

Принято, что неравномерность  $\Delta$  переходной характеристики в области больших времен определяют в конце действия импульса длительностью  $T_{и}$  на входе усилителя как разность максимального и минимального значений переходной характеристики на этом интервале. В случае показанной на рисунке 2.16 переходной характеристике **1** неравномерность  $\Delta_1$  называется спадом, определяемым по формуле:

$$\Delta_1 = [1 - h(T_{и})] \cdot 100\% = \left| \frac{U_{T_{и}} - U_{уст}}{U_{уст}} \right| \cdot 100\%. \quad (2.47)$$

Установившейся величине напряжения  $U_{уст0}$  в формуле (2.47) соответствует уровень напряжения в начале координатной оси в момент окончания ОМВ ( $t \approx 0$ ). На нормированной переходной характеристике на рисунке 2.16 этому уровню соответствует значение  $h(t) = 1$ .

Для графика переходной характеристики **2** неравномерность  $\Delta_2$  называется подъёмом, определяемым по формуле:

$$\Delta_2 = [h(T_{и}) - 1] \cdot 100\% = \frac{U_{T_{и}} - U_{уст}}{U_{уст}} \cdot 100\%. \quad (2.48)$$

Для переходной характеристики **3**, претерпевающей за время длительности импульса  $T_{и}$  сначала подъём, а потом спад, неравномерность  $\Delta_3$  находится по формуле:

$$\Delta_3 = [h_{max} - h(T_{и})] \cdot 100\% = \left| \frac{U_{T_{и}} - U_{max}}{U_{уст}} \right| \cdot 100\% . \quad (2.49)$$

Если величина спада не превышает 10%, то её количественно можно рассчитать по формуле:

$$\Delta_{\%} = \frac{T_{и}}{\tau_{н}} \cdot 100\% , \quad (2.50)$$

где  $\tau_{н}$  — постоянная времени переходной цепи, из-за которой происходит спад вершины импульса, или постоянная времени в области больших времен, которая связана с нижней граничной частотой усилителя  $f_{н гр}$  соотношением:

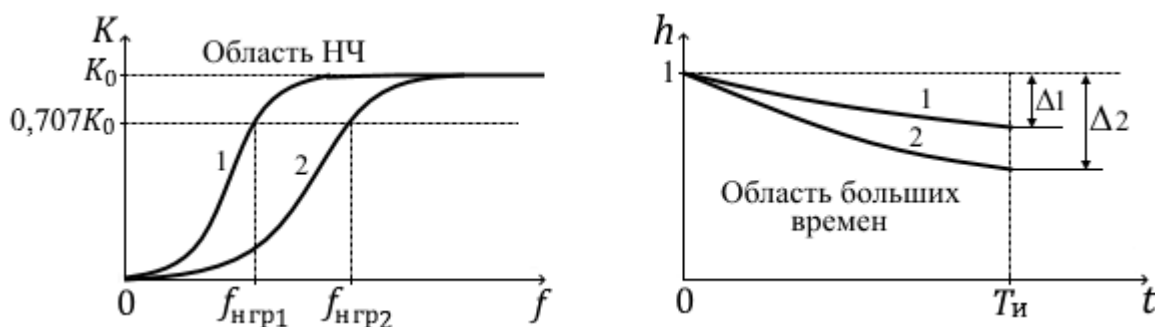
$$\tau_{н} = 1/\omega_{н гр} = 1/2\pi f_{н гр} \quad (2.51)$$

На основании формул (2.50) и (2.51) определим связь между величиной спада вершины импульса  $\Delta$  и нижней граничной частотой усилителя  $f_{н гр}$ .

$$\Delta = 2\pi f_{н гр} T_{и} , \quad (2.52)$$

где спад  $\Delta$  выражен в относительных единицах.

Приведем графическую иллюстрацию влияния значения нижней граничной частоты  $f_{н гр}$  усилителя на величину спада  $\Delta$  вершины импульса в переходной характеристике при фиксированной длительности импульса  $T_{и}$ .



**Рисунок 2.17** – Связь искажений АЧХ усилителя в области низких частот с переходными искажениями импульса в области больших времен

Результирующее искажение плоской вершины  $\Delta_{\Sigma Н}$  в многокаскадном усилителе, состоящем из  $N$  каскадов, определяется суммой спадов всех каскадов:

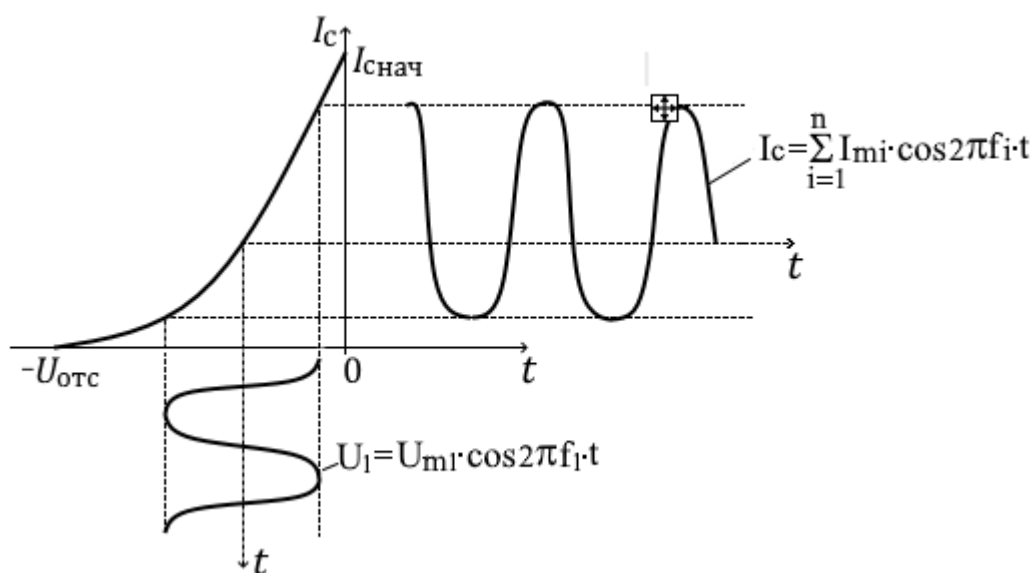
$$\Delta_{\Sigma N} = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_N. \quad (2.53)$$

## 2.6. Нелинейные искажения в усилителях

**Нелинейные искажения** – это изменение формы усиливаемого сигнала, обусловленное нелинейностью вольт-амперных характеристик (ВАХ) элементов усилителей: биполярных и полевых транзисторов, диодов, аналоговых микросхем, трансформаторов и дросселей. Нелинейность ВАХ проявляется при усилении сигналов большой величины, т.е. в выходных каскадах усилителя. Нелинейность ВАХ не одинаково сказывается для разного вида входных сигналов. Поэтому существуют особенности оценки нелинейных искажений в усилителях гармонических и импульсных сигналов.

### 2.6.1. Оценка нелинейных искажений при гармоническом сигнале

**Нелинейные искажения гармонических сигналов** рассмотрим на примере, когда на вход электронного прибора (полевого транзистора) с нелинейной ВАХ  $I_c = F(U_3)$  подается гармонический сигнал одной частоты, описываемый формулой:  $U_1 = U_{m1} \cos 2\pi f_1 t$ . На рисунке 2.18 показаны формы сигналов в входной и в выходной цепях полевого транзистора при типовой форме его вольт-амперной сток-затворной характеристики.

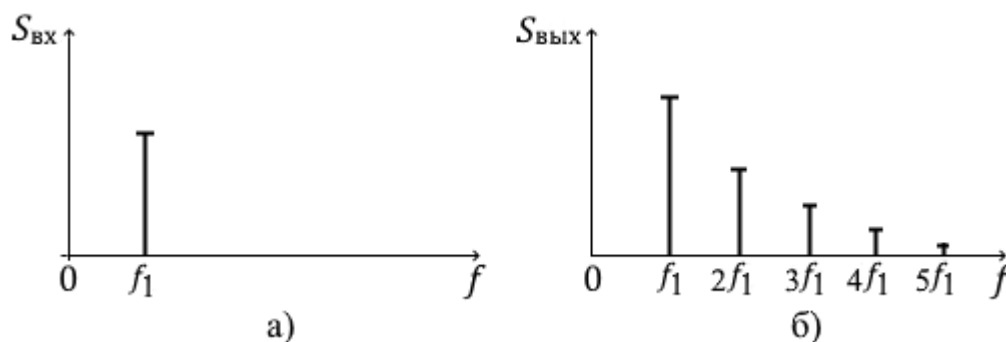


**Рисунок 2.18** – Возникновение искажений в гармоническом сигнале из-за нелинейности ВАХ усилительного прибора

Из-за нелинейности ВАХ полевого транзистора форма напряжения  $U_n = I_c R_n$  на нагрузке  $R_n$  в выходной цепи становится не синусоидальной, поскольку в токе стока  $I_c$  появляются гармоники основной частоты сигнала:  $2f_1, 3f_1, 4f_1$  и т.д., которых в спектре входного сигнала не было:

$$I_c = \sum_{i=1}^n I_{mi} \cos 2\pi f_i t \quad (2.54)$$

Эти появившиеся на выходе усилителя гармоники, суммируясь с сигналом основной частоты  $f_1$ , приводят к искажению формы выходного сигнала. В обогащении спектра выходного сигнала новыми гармониками состоит принципиальное отличие нелинейных искажений от линейных, при которых состав спектра выходного сигнала не изменяется. Амплитудные спектры сигналов на входе и выходе усилителя при возникновении нелинейных искажений приведены на рисунке 2.19.



**Рисунок 2.19** – Обогащение спектра выходного сигнала новыми гармоническими составляющими из-за нелинейных искажений в усилителе: а) амплитудный спектр входного сигнала, б) спектр выходного сигнала

Чем сильнее искажается форма сигнала, тем больше амплитуды высших гармоник относительно амплитуды первой гармоники.

Количественно нелинейные искажения усилителей гармонических сигналов оценивают коэффициентом гармоник  $k_\Gamma$ , который вычисляется при синусоидальном входном сигнале как корень квадратный из отношения суммы мощностей всех новых гармоник, появившихся из-за нелинейных элементов, к мощности первой гармоники:

$$k_\Gamma = \sqrt{\sum_{j=2}^N P_j / P_1} . \quad (2.55)$$

Если нагрузка усилителя является активной, то  $P_j$  можно выразить как

$$P_j = I_{mj}^2 R_n = U_{mj}^2 / R_n , \quad (2.56)$$

где  $I_{mj}, U_{mj}$  – амплитудные значения гармоник токов и напряжений.

Тогда отношение мощностей в формуле (2.55) можно заменить отношением квадратов амплитудных или действующих значений напряжений (токов). При этом получаем



$$k_r = \sqrt{\sum_{j=2}^N U_j^2} / U_1 = \sqrt{\sum_{j=2}^N I_j^2} / I_1, \quad (2.57)$$

где  $U_j, I_j$  – действующие значения напряжений, токов высших гармоник частоты сигнала;  $U_1, I_1$  – действующие значения напряжения, тока первой гармоники сигнала на выходе усилителя.

Также используют коэффициенты гармоник отдельно по второй, третьей и т.д. гармоникам:  $k_{r2} = U_2/U_1 = I_2/I_1$ ;  $k_{r3} = U_3/U_1 = I_3/I_1$ . Тогда полный коэффициент гармоник  $k_r$  выражается через них следующим образом:

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2 + \dots + k_{rN}^2}. \quad (2.58)$$

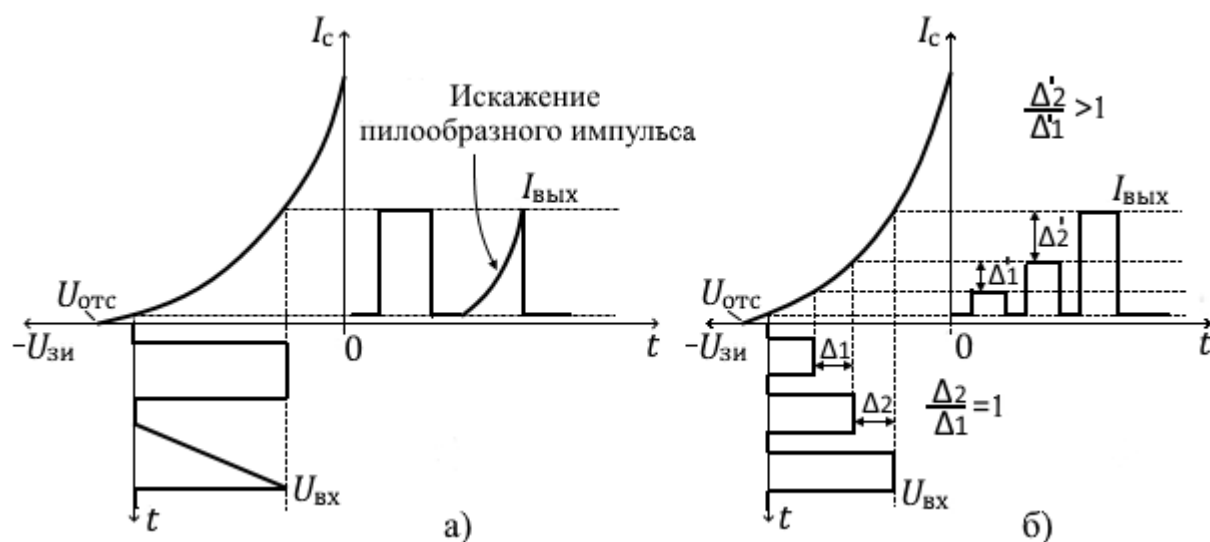
Требование к коэффициенту гармоник усилителя определяется его назначением. Для усилителя звуковых частот высокого качества  $k_r < 0,2\%$ .

Высшие гармоники при одном синусоидальном сигнале лишь характеризуют степень нелинейности. Наиболее заметны нелинейные искажения, которые образуются при подаче на вход усилителя двух и более синусоидальных сигналов. При этом на выходе появляются комбинационные разностные частоты, наибольший вклад из которых вносят следующие:  $|f_1 - f_2|$ ,  $|2f_1 - f_2|$ ,  $|f_1 - 2f_2|$ , .... Для оценки нелинейности из-за появления комбинационных частот используют коэффициент интермодуляционных искажений  $k_{rim}$ , допустимое значение которого не должно превышать 0,5%.

### 2.6.2. Оценка нелинейных искажений при импульсном сигнале

Для оценки нелинейных свойств импульсных усилителей приведенная оценка в виде  $k_r$  не применяется, поскольку влияние нелинейности ВАХ по-разному сказывается на сигналах прямоугольной и пилообразных форм, что иллюстрируется ниже на рисунке 2.20.

На рисунке 2.20.а показано, что нелинейность ВАХ совершенно не влияет на форму прямоугольного импульса, в то время как пилообразный импульс искажается существенно. На рисунке 2.20.б видно, что нелинейность нарушает пропорции между импульсами различной амплитуды, что плохо для сигналов с амплитудной модуляцией (АИМ), где информация заключена в амплитуде. Однако при этом нелинейность ВАХ не искажает сигналы, в которых информация заключена не в амплитуде, а в длительности импульсов (ШИМ модуляция).



**Рисунок 2.20** – Проявление нелинейных искажений при различных импульсных сигналах: а) искажается форма пилообразного импульса, б) изменяется соотношение между амплитудами импульсов на выходе

Поэтому искажения пилообразных импульсов оценивают с помощью осциллограммы сигнала на выходе усилителя, путем измерения относительного изменения крутизны пилы в начале и конце импульса, как показано ниже на рисунке 2.21.



**Рисунок 2.21** – Оценка нелинейных искажений выходного импульса методом касательных при пилообразном входном сигнале

Оценка искажения в процентах возрастающего по линейному закону (пилообразного) напряжения производится по следующей формуле:

$$U_{\text{н}} = \frac{\text{tg } \varphi_{\text{к}} - \text{tg } \varphi_{\text{н}}}{\text{tg } \varphi_{\text{к}}} \cdot 100\%, \quad (2.59)$$

где  $\varphi_{\text{к}}$  и  $\varphi_{\text{н}}$  – углы наклона касательных к кривой соответственно в конце и в начале выходного импульса;  $U_{\text{н}}$  – коэффициент нелинейности импульса.

## 2.7. Шумовые характеристики электронного усилителя

### 2.7.1. Общая характеристика шумов и помех в усилителе

Современные усилители могут обеспечить усиление сигналов, мощность которых на входе составляет порядка  $P_{c\ min} = 10^{-20}$  Вт, что эквивалентно мощности излучения горящей спички на расстоянии 1000 км, до величины, при которой начинается нормальное функционирование подключенных к выходу усилителя устройств: реле, индикаторов, АЦП и т.д.

Усилению менее мощных сигналов препятствуют собственные шумы усилителя и тепловой шум самого источника сигнала. Из-за этих шумов даже при отсутствии сигнала на входе усилителя на его выходе образуется некоторое переменное напряжение, маскирующее полезный сигнал.

К собственным шумам усилителя относятся: наводки, фон, микрофонный эффект, дрейф, тепловой шум. Шумами принято называть флуктуационные помехи. Дадим краткое описание собственных помех.

- **Наводки** – это возникающие в усилителе посторонние напряжения из-за паразитных электрических, магнитных, гальванических и других связей цепей усилителя с внешними источниками помех. Влияние наводок снижается путем применения магнитного и электростатического экранирования.

- **Фоном** называют напряжение на выходе усилителя, обусловленное недостаточной фильтрацией пульсирующего напряжения источника питания, работающего от сети переменного тока. Данную помеху снижают путем улучшения фильтрации пульсаций питающего напряжения.

- **Микрофонный эффект** представляет собой электрические колебания, возникающие при механических воздействиях на элементы усилителя. Для устранения микрофонного эффекта используются амортизирующие устройства, рациональная конструкция и надежное крепление элементов схемы.

- **Дрейфом** является внутренняя помеха, в которую входят составляющие токов и напряжений очень низких частот. Причинами возникновения дрейфа являются колебания температуры и напряжений источников питания, старение усилительных элементов. Для уменьшения дрейфа, к которому наиболее чувствительны усилители постоянного тока (УПТ), применяются схемные решения в виде переноса усиливаемых сигналов на несущую частоту с последующей демодуляцией после усиления, а также применение дифференциальных каскадов в входных каскадах УПТ.

- **Тепловые шумы** обусловлены тепловым беспорядочным (случайным) движением носителей заряда в резисторах и элементах с активными потерями. С движением зарядов связан случайный ток в проводнике, который из-за наличия у проводника активного сопротивления  $R$  создаёт случайную (флуктуационную) разность потенциалов или ЭДС шума  $E_{ш}$  на его концах.

Если рассмотренные первые четыре вида помех тем или иным способом могут быть снижены до пренебрежимо малых величин, то **тепловые шумы**, возникающие в резисторах, усилительных элементах - транзисторах, а также шумы от источника усиливаемого сигнала, обладающего некоторым выходным сопротивлением  $R_c$ , являются принципиально неустранимыми.

Поскольку ЭДС шума  $E_{ш}$  представляет собой непериодическую функцию времени, то её спектр является сплошным и практически равномерным от нуля до тысяч гигагерц. Шум с подобным равномерным спектром называется **белым**. Наибольшее напряжение шумов на выходе усилителя создает сопротивление источника сигнала  $R_c$ , так как его шумы будут усиливаться в наибольшей степени. Среднеквадратическое значение ЭДС шумов от источника сигнала  $E_{ш\text{ вх}}$  вычисляется по формуле Найквиста:

$$E_{ш\text{ вх}} = \sqrt{4kT \int_{f_1}^{f_2} R_c(f) df}, \quad (2.60)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах по Кельвину;  $f_1, f_2$  – частоты, определяющие шумовую полосу усилителя, вычисляемую как  $\Pi_{ш} = f_2 - f_1 = 1,1\Pi_{0,7}$ , где  $\Pi_{0,7}$  – полоса пропускания усилителя по уровню 0,707.

Если в пределах шумовой полосы  $\Pi_{ш}$  сопротивление  $R_c$  источника сигнала не меняется, то для стандартной температуры  $T = T_o = 273 \text{ К}$  ( $20^\circ\text{C}$ ) из выражения (2.60) можно получить формулу для ЭДС шума, удобную для практических расчетов.

$$E_{ш\text{ вх}} = \sqrt{4kT_o R_c \Pi_{ш}} = 0,13 \sqrt{R_c \Pi_{ш}}, [\text{мкВ}], \quad (2.61)$$

если размерность  $R_c = [\text{кОм}]$ , а  $\Pi_{ш} = [\text{кГц}]$ .

В самом усилителе источниками флуктуационных шумов являются резисторы, колебательные контура и транзисторы. В транзисторах шумы складываются в основном из следующих составляющих: дробовые шумы, шумы токораспределения, тепловые шумы, мерцательные шумы.

**Дробовые шумы** обусловлены случайным характером инжекции носителей заряда через р-п переход и генерации носителей в области базы. У полевых транзисторов эти шумы практически отсутствуют. С ростом частоты спектральные составляющие этих шумов возрастают.

**Шумы токораспределения** связаны с неравномерным распределением тока между электродами усилительного элемента. Они почти отсутствуют у полевых транзисторов из-за малого тока затвора. Спектр этих шумов равномерный.

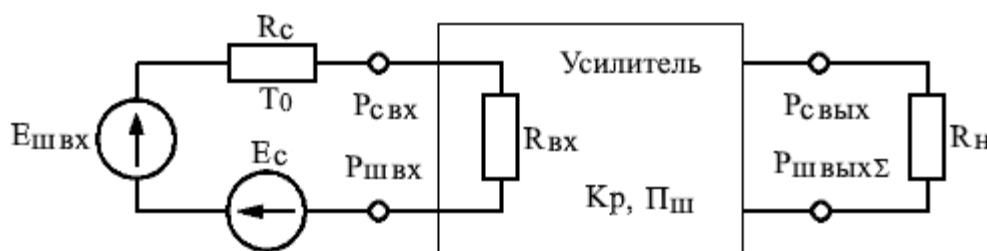
**Тепловые шумы** у биполярных транзисторов связаны с объемным сопротивлением базы  $r'_B$ . У полевых транзисторов они являются основными и обусловлены сопротивлением токопроводящего канала. Спектр этих шумов равномерный.

**Мерцательные шумы** в транзисторах связаны с вероятностными изменениями структуры полупроводника – локальной перестройки в нем проводящих каналов при прохождении через него тока. При этом происходит хаотическая модуляция сопротивления, приводящая к флуктуациям тока. Спектральная плотность этих шумов растет с уменьшением частоты по закону  $1/f$  в диапазоне частот от  $10^{-4}$  до  $10^4$  Гц.

Наименьшим уровнем шумов обладают полевые транзисторы.

### 2.7.2. Шумовые показатели усилительного устройства

Для определения шумовых показателей усилителя изобразим схематично усилитель с подключенным к нему источником сигнала  $E_c$  и нагрузкой  $R_H$  в виде, показанном на рисунке 2.22.



**Рисунок 2.22** – Структурная схема усилителя, учитывающая влияние его собственных шумов и шума источника сигнала

Мощность тепловых шумов  $P_{ш вх}$  создается на входе усилителя источником сигнала  $E_c$  из-за наличия у него выходного сопротивления  $R_c$ , имеющего стандартную температуру  $T_0 = 293$  К. ЭДС этих тепловых шумов, определяемую формулой (2.61), представим в виде отдельного источника шумов  $E_{ш вх}$ . ЭДС источника полезного сигнала  $E_c$ , создает на входе усилителя мощность  $P_{с вх}$ .

Результирующий выходной шум на выходе усилителя мощностью  $P_{ш вых \Sigma}$  представляет собой сумму усиленного входного шума  $P_{ш вх}$  от источника сигнала и внутреннего шума  $P_{ш ус}$  самого усилителя.

Обычно качество усиления оценивают отношением мощности сигнала к мощности шума на выходе усилителя  $(P_c/P_{ш})_{вых}$ . Чем это отношение больше, тем качество усиления выше. Однако оно не в полной мере показывает, как собственные шумы усилителя влияют на полезный сигнал, поскольку зависит ещё от мощности входного сигнала и внешних шумов. Поэтому для более

полной оценки шумовых характеристик усилителя вводят понятие **коэффициент шума**  $K_{\text{ш}}$ , в качестве которого принимают отношение:

$$K_{\text{ш}} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}}}{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}}, \quad (2.62)$$

которое показывает, во сколько раз ухудшится отношение сигнал/шум на выходе усилителя после усиления, по сравнению с тем же отношением на входе усилителя, т.е. до усиления. Из-за добавления внутреннего шума усилителя к усиленному входному шуму от источника сигнала знаменатель в выражении (2.62) для  $K_{\text{ш}}$  всегда меньше числителя, т.е.  $K_{\text{ш}} > 1$ .

Поскольку мощность выходного сигнала связана с входной мощностью соотношением:

$$P_{c \text{ вых}} = P_{c \text{ вх}} \cdot K_p, \quad (2.63)$$

где  $K_p$  – коэффициент усиления усилителя по мощности, то представим выражение для  $K_{\text{ш}}$  более наглядным, исключив из него мощность сигнала.

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{c \text{ вх}}/P_{\text{ш вх}}}{P_{c \text{ вых}}/P_{\text{ш вых} \Sigma}} = \frac{P_{c \text{ вх}} \cdot P_{\text{ш вых} \Sigma}}{P_{c \text{ вх}} \cdot K_p \cdot P_{\text{ш вх}}} = \frac{P_{\text{ш вых} \Sigma}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p}. \quad (2.64)$$

Таким образом, **коэффициент шума** – это отношение полной мощности шума на выходе усилителя к мощности шума на выходе, которая обусловлена только внешним шумом (шумом источника сигнала). Знаменатель последнего выражения можно рассматривать как выходной шум идеального не шумящего усилителя. На основе этого перепишем (2.64) в следующем виде:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых} \Sigma}}{P_{\text{ш вых ид}}}. \quad (2.65)$$

Поскольку выходной шум усилителя  $P_{\text{ш вых} \Sigma}$  складывается из усиленного в нём шума источника сигнала и собственного шума усилителя:

$$P_{\text{ш вых} \Sigma} = P_{\text{ш вх}} \cdot K_p + P_{\text{ш ус}}, \quad (2.66)$$

то выражение для коэффициента шума (2.64) преобразуем к виду:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых} \Sigma}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p} = \frac{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p + P_{\text{ш ус}}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p} = 1 + \frac{P_{\text{ш ус}}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p}. \quad (2.67)$$

Из формулы (2.67) следует, что всегда  $K_{\text{ш}} > 1$ . И только для идеального усилителя, когда  $P_{\text{ш ус}} = 0$ , коэффициент шума  $K_{\text{ш}} = 1$ .

В последней формуле отношение  $P_{\text{ш ус}}/K_p$  можно условно рассматривать как собственный шум усилителя, приведенный к его входу, который обозначим как

$$P_{\text{ш вх соб}} = P_{\text{ш ус}}/K_p, \quad (2.68)$$

и выразим данный **приведенный шум**  $P_{\text{ш вх соб}}$  через коэффициент шума  $K_{\text{ш}}$ , используя формулу (2.67):

$$P_{\text{ш вх соб}} = (K_{\text{ш}} - 1) \cdot P_{\text{ш вх}}. \quad (2.69)$$

Найдем мощность шумов  $P_{\text{ш вх}}$ , создаваемую сопротивлением источника сигнала  $R_c$  на входе усилителя, используя структурную схему на приведенном выше рисунке 2.22. На входном сопротивлении усилителя  $R_{\text{вх}}$  от ЭДС шумов  $E_{\text{ш вх}}$  с учетом образовавшегося делителя на резисторах  $R_c$  и  $R_{\text{вх}}$  создается напряжение шумов:

$$U_{\text{ш вх}} = E_{\text{ш вх}} \cdot R_{\text{вх}} / (R_c + R_{\text{вх}}). \quad (2.70)$$

Поскольку мощность шумов на входном сопротивлении усилителя  $R_{\text{вх}}$  находится по известной формуле

$$P_{\text{ш вх}} = U_{\text{ш вх}}^2 / R_{\text{вх}}, \quad (2.71)$$

то с учетом полученного выше выражения для  $E_{\text{ш вх}} = \sqrt{4kT_0 R_c \Pi_{\text{ш}}}$ , получаем:

$$P_{\text{ш вх}} = 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{вх}}}{(R_c + R_{\text{вх}})^2}. \quad (2.72)$$

Наибольшая мощность шумов, создаваемых источником сигнала, будет на входе и выходе усилителя при выполнении условия согласования  $R_c = R_{\text{вх}}$ . При этом формула (2.72) преобразуется к виду:

$$P_{\text{ш вх}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}}. \quad (2.73)$$

Эта мощность шумов не зависит от сопротивления входной цепи усилителя и называется номинальной мощностью шумов. Тогда приведенный шум выразится следующим образом:

$$P_{\text{ш вх соб}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}} (K_{\text{ш}} - 1). \quad (2.74)$$

Введем понятие **шумовой температуры** усилителя, используя для этого коэффициент шума  $K_{\text{ш}}$ . Для этого в формуле (2.74) для приведенного шума обозначим:

$$T_{\text{ш}} = T_0 \cdot (K_{\text{ш}} - 1), \quad (2.75)$$

где  $T_{\text{ш}}$  называют шумовой температурой усилителя. При этом выражение (2.74) для приведенного шума принимает вид:

$$P_{\text{ш вх соб}} = kT_{\text{ш}}\Pi_{\text{ш}}. \quad (2.76)$$

Для определения физического смысла шумовой температуры, используя выражения (2.73) и (2.76), выразим мощность шума на выходе реального усилителя следующим образом:

$$P_{\text{ш вых } \Sigma} = P_{\text{ш вх}} \cdot K_p + P_{\text{ш вх соб}} \cdot K_p = k\Pi_{\text{ш}}K_p(T_0 + T_{\text{ш}}). \quad (2.77)$$

И сравним эту мощность шумов с мощностью шума на выходе идеального не шумящего усилителя:

$$P_{\text{ш вых ид}} = P_{\text{ш вх}} \cdot K_p = k\Pi_{\text{ш}}K_pT_0. \quad (2.78)$$

В результате сравнения получаем вывод, что **шумовая температура усилителя**  $T_{\text{ш}}$  – это температура, на которую надо увеличить температуру выходного сопротивления источника сигнала  $T_0$ , чтобы мощность шума на выходе идеального усилителя стала равной мощности на выходе реального усилителя. Разделив (2.77) на (2.78), получим выражение для коэффициента шума  $K_{\text{ш}}$  через шумовую температуру  $T_{\text{ш}}$ :

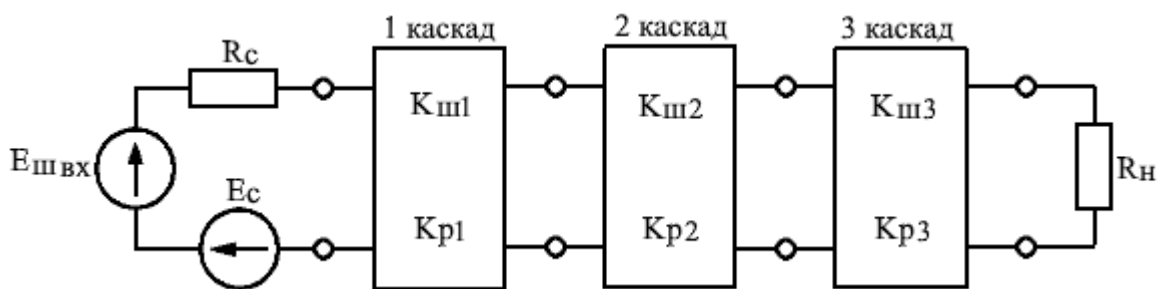
$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых } \Sigma}}{P_{\text{ш вых ид}}} = \frac{k(T_0 + T_{\text{ш}})\Pi_{\text{ш}}K_p}{kT_0\Pi_{\text{ш}}K_p} = 1 + \frac{T_{\text{ш}}}{T_0} = 1 + t_{\text{ш}}, \quad (2.79)$$

где отношение  $t_{\text{ш}} = T_{\text{ш}}/T_0$  – относительная шумовая температура усилителя.

Отметим, что источниками собственных шумов  $P_{\text{ш ус}}$  самого усилителя являются его отдельные элементы: резисторы, колебательные контура и транзисторы, в которых за счет флуктуаций носителей электрических зарядов возникают множественные ЭДС и токи, которые суммируясь и усиливаясь последующими каскадами, дают на выходе результирующий шум усилителя  $P_{\text{ш ус}}$ .

Получим выражение для общего коэффициента шума  $K_{\text{ш } \Sigma}$  усилителя, состоящего из нескольких последовательно соединенных каскадов, как показано на рисунке 2.23.





**Рисунок 2.23** – Структурная схема многокаскадного усилителя, учитывающая влияние шумовых характеристик каждого каскада на общий коэффициент шума

Представим усилитель в виде трех последовательно соединенных каскадов-четырёхполюсников с указанными значениями коэффициентов шума  $K_{шi}$  и коэффициентов усиления по мощности  $K_{pi}$  для каждого каскада. Используя определение коэффициента шума (2.65)

$$K_{ш} = \frac{P_{ш \text{ вых } \Sigma}}{P_{ш \text{ вых ид}}}, \quad (2.80)$$

запишем числитель этого выражения для трехкаскадного усилителя в следующем виде:

$$P_{ш \text{ вых } \Sigma} = P_{ш \text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + P_{ш \text{ вх соб1}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + \\ + P_{ш \text{ вх соб2}} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + P_{ш \text{ вх соб3}} \cdot K_{p3}. \quad (2.81)$$

А мощность в знаменателе этого выражения, которая представляет собой мощность на выходе идеального не шумящего усилителя, запишем в виде:

$$P_{ш \text{ вых ид}} = P_{ш \text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3}. \quad (2.82)$$

Подставляя полученные выражения в формулу (2.80) для коэффициента шума и производя сокращения, получаем:

$$K_{ш\Sigma} = 1 + \frac{P_{ш \text{ вх соб1}}}{P_{ш \text{ вх}}} + \frac{P_{ш \text{ вх соб2}}}{P_{ш \text{ вх}} \cdot K_{p1}} + \frac{P_{ш \text{ вх соб3}}}{P_{ш \text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2}}. \quad (2.83)$$

Затем, используя полученную ранее формулу (2.74) для приведенного шума  $P_{ш \text{ вх соб}i} = kT_0 \Pi_{ш}(K_{шi} - 1)$  и формулу (2.73) для номинальной мощности шума от источника сигнала на входе усилителя  $P_{ш \text{ вх}} = kT_0 \Pi_{ш}$ , получаем окончательное выражение для коэффициента шума многокаскадного усилителя с любым числом каскадов:

$$K_{ш\Sigma} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots \quad (2.84)$$

Анализируя полученную формулу, можно сделать следующие выводы:

1. Коэффициент шума усилителя определяется в основном шумом его первых каскадов;
2. Первым каскадом усилителя следует ставить каскад с малым собственным шумом и большим коэффициентом усиления, что достигается использованием специальных малошумящих транзисторов.
3. При большом коэффициенте усиления первого каскада последующие каскады будут меньше влиять на суммарный коэффициент шума усилителя  $K_{ш\Sigma}$ .

Коэффициент шума усилителей и транзисторов часто выражают в логарифмических единицах:

$$K_{ш\text{ дБ}} = 10 \lg K_{ш} . \quad (2.85)$$

Коэффициент шума  $K_{ш}$ , хотя и позволяет оценить качество усилителя, но не позволяет определить абсолютный уровень шумов на его выходе. Поэтому для оценки высококачественных усилителей используют такой показатель, как **отношение сигнал/шум (С/Ш)**. Под отношением (С/Ш) понимают отношение номинального выходного напряжения сигнала к суммарному напряжению шумов на выходе:

$$C/Ш = \frac{U_{\text{ВЫХ НОМ}}}{U_{ш\text{ ВЫХ}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{ВЫХ НОМ}} \cdot R_{\text{Н}}}}{K_e \sqrt{4kTR_c \Pi_{ш}(K_{ш\Sigma} - 1)}} , \quad (2.86)$$

где  $K_e$  – сквозной коэффициент усиления усилителя по напряжению;  $R_c$  – выходное сопротивление источника сигнала;  $\Pi_{ш}$  – шумовая полоса усилителя;  $K_{ш\Sigma}$  – результирующий коэффициент шума усилителя;  $P_{\text{ВЫХ НОМ}}$  – номинальная мощность сигнала (при заданных искажениях) на сопротивлении нагрузки  $R_{\text{Н}}$ .

Как следует из (2.86) при меньшем значении коэффициента шума  $K_{ш\Sigma}$  на выходе усилителя получается большее отношение С/Ш. Отношение С/Ш обычно выражают в логарифмических единицах:

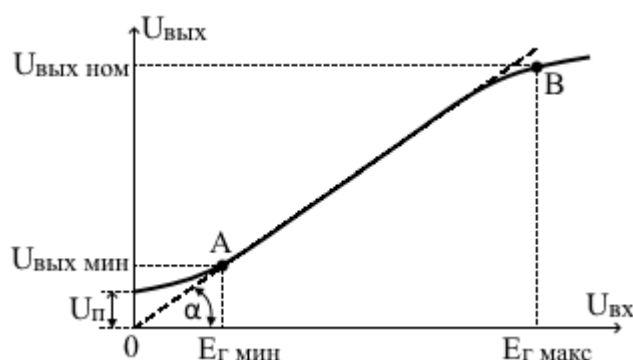
$$(C/Ш)_{\text{дБ}} = 20 \lg (C/Ш) . \quad (2.87)$$

Шумовые свойства усилителей, выполненных по интегральной технологии, оценивают по напряжению собственных шумов, отнесенных ко входу усилителя

$$U_{ш\text{ ВХ СОБ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_c + R_{\text{ВХ}}} \cdot \sqrt{4kTR_c \Pi_{ш}(K_{ш\Sigma} - 1)} . \quad (2.88)$$

## 2.8. Амплитудная характеристика усилителя

**Амплитудной характеристикой (АХ)** усилителя называют зависимость амплитудного (действующего) значения выходного сигнала от амплитудного (действующего) значения входного сигнала при воздействии на вход усилителя гармонического колебания постоянной частоты. На практике частота входного сигнала  $f_0$  выбирается из области средних частот. Входным сигналом может считаться ЭДС источника сигнала  $E_r$ . Идеальная амплитудная характеристика является прямой линией, выходящей через начала координат 0 под углом  $\alpha$ , тангенс угла которого определяет сквозной коэффициент передачи  $K_e$  усилителя по напряжению. Идеальная амплитудная характеристика показана на рисунке 2.24 штриховой линией.



**Рисунок 2.24** – Амплитудная характеристика усилителя

Реальная амплитудная характеристика, показанная на рисунке 2.24 сплошной линией, является нелинейной зависимостью и совпадает с идеальной АХ лишь на участке А-В, который соответствует значениям входного сигнала  $E_{r \text{ мин}} \dots E_{r \text{ макс}}$ . На линейном участке реальной АХ сквозной коэффициент усиления  $K_e$  определяется как

$$K_e = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta E_r} = \operatorname{tg} \alpha. \quad (2.89)$$

При больших уровнях сигнала  $E_r$ , приближающихся к  $E_{r \text{ макс}}$ , отклонение реальной АХ от прямой обусловлено нелинейностью ВАХ элементов усилителя, а также конечным значением ЭДС источника питания.

Усилительные приборы не могут отдавать мощность, превышающую ту, которая определяется параметрами этих приборов, режимами их работы и мощностью источника питания. Поэтому амплитуда выходного сигнала будет ограничиваться, что приводит к появлению нелинейных искажений. Входному напряжению  $E_{r \text{ макс}}$  на рисунке соответствует выходное напряжение  $U_{\text{вых ном}}$  (точке В), при котором коэффициент гармоник не превосходит заданного уровня. Так как допустимый  $k_r \neq 0\%$ , точка В не лежит на идеальной амплитудной характеристике.

Изгиб вверх АХ при малых входных напряжениях  $E_{\Gamma}$  связан с наличием в усилителе собственных помех  $U_{\Pi}$ , которые действуют на выходе и при отсутствии сигнала. Помехи могут сильно маскировать или полностью забивать слабый полезный сигнал. Помехозащищенность усилителя может оцениваться различными показателями: отношением сигнал/шум (С/Ш), коэффициентом шума  $K_{\text{ш}}$ , шумовой температурой  $T_{\text{ш}}$  и другими. Для нормальной работы усилителя наименьшее выходное напряжение сигнала  $U_{\text{вых мин}}$  должно в несколько раз превышать напряжение помех  $U_{\Pi}$ . Необходимое превышение может задаваться таким показателем, как отношение С\Ш. Этому выходному напряжению соответствует минимально возможное входное напряжение  $E_{\Gamma \text{ мин}}$ , которой на АХ соответствует точка А. Лишь в небольших пределах  $E_{\Gamma \text{ мин}} \leq U_{\text{вх}} \leq E_{\Gamma \text{ макс}}$  усилитель можно считать линейным устройством.

Важным показателем усилителя для оценки пределов неискаженного усиления сигнала является **динамический диапазон**. Динамическим диапазоном усилителя называют отношение

$$D_y = \frac{E_{\Gamma \text{ макс}}}{E_{\Gamma \text{ мин}}} . \quad (2.90)$$

Так как количественно  $E_{\Gamma \text{ макс}}$  и  $E_{\Gamma \text{ мин}}$  могут отличаться весьма значительно, принято динамический диапазон выражать в децибелах:

$$D_{y \text{ дБ}} = 20 \lg D_y . \quad (2.91)$$

Если основными помехами в усилителе являются шумы, то

$$D_y = E_{\Gamma \text{ макс}}/E_{\Gamma \text{ мин}} = E_{\Gamma \text{ макс}}/\gamma_{\Pi} U_{\text{ш вх}\Sigma} , \quad (2.92)$$

где  $\gamma_{\Pi} = 2 \div 5$  — коэффициент помехозащищенности;  $U_{\text{ш вх}\Sigma}$  — приведенное ко входу суммарное напряжение шумов усилителя.

В настоящее время для лучших усилителей  $D_{y \text{ дБ}} \geq 100$  дБ.

В процессе работы усилителя ЭДС источника сигнала изменяется в диапазоне от минимального до максимального  $E_{\text{с макс}}$  значений. Динамическим диапазоном источника сигнала  $D_c$  называют величину, равную отношению этих значений, которое может быть выражено как в относительных единицах, так и в децибелах:

$$D_{c \text{ дБ}} = 20 \cdot \lg(E_{\text{с макс}}/E_{\text{с мин}}) . \quad (2.93)$$

Динамический диапазон звучания симфонического оркестра может превышать 80 дБ, а художественного чтения 35 дБ. Для усиления сигнала с

допустимыми нелинейными искажениями и помехозащищённостью необходимо, чтобы выполнялось условие превышения динамического диапазона усилителя над динамическим диапазоном сигнала  $D_y \geq D_c$ . Если это условие не выполняется, то можно либо увеличить динамический диапазон усилителя  $D_y$  путем уменьшения уровня его собственных шумов и применяя усилительные приборы с более линейной ВАХ (более мощные транзисторы), увеличивая напряжение источника питания, либо сжать динамический диапазон сигнала путем применения ручной или автоматической регулировки усиления (АРУ).