Глава 13

УСИЛИТЕЛИ

13.1. Назначение и классификация усилителей

Усилители, применяемые в АСП, предназначены для компенсации потерь энергии сигналов в линии и в пассивных четырехполюсниках трактов передачи.

По назначению усилители АСП можно разделить на следующие основные группы: индивидуальные; групповые и вспомогательные усилители.

Индивидуальные усилители предназначены для усиления сигналов отдельных каналов передачи. Такие усилители применяются в каналах ТЧ и в каналах служебной телефонной связи. Следует заметить, что название “индивидуальные” является чисто условным, так как при передаче по каналу ТЧ сигналов тонального телеграфирования эти усилители являются групповыми.

Групповые усилители предназначены для усиления нескольких независимых сигналов или одного широкополосного сигнала. Это в основном линейные усилители промежуточных усилительных пунктов, компенсирующие затухание усилительных участков, а также усилители групповых и линейных трактов аппаратуры оконечных и транзитных пунктов.

Вспомогательные усилители предназначены для усиления токов несущих, контрольных, вызывных частот и т.п. Они, как правило, рассчитаны на усиление одночастотных сигналов и являются узкополосными.

Усилители в аналоговых системах передачи являются самыми многочисленными элементами. Их количество определяется числом каналов и протяженностью линии передачи. Наиболее массовыми, ответственными и сложными в реа лизации являются линейные усилители (ЛУС), и именно от них зависят технико-экономические показатели системы передачи в целом. Так на ПКЛ-296/300 при максимальной дальности 2500 км и длине усилительного участка 10 км количество ЛУС не может быть меньше 250 в каждом направлении передачи, а на линии системы передачи К-3600 (дальность12500 км, $L_{уу}$ = 3км) общее количество ЛУС исчисляется тысячами. Поэтому к ЛУС предъявляются очень высокие требования к надежности действия и стабильности электрических параметров.

Перечисленные особенности ЛУС существенно влияют на принципы построения их схем, выбор режимов работы и конструктивные решения. Поэтому ниже делается упор на рассмотрение основ построения линейных усилителей.

13.2. Электрические параметры усилителей и требования к ним

Для всесторонней оценки электрических свойств усилителя используются следующие его параметры: рабочий диапазон частот усиливаемых сигналов; величина усиления; амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики; амплитудная характеристика; затухание нелинейности (линейность усилителя);

входное и выходное сопротивления; уровень собственных шумов; стабильность характеристик в процессе эксплуатации.

Требования к перечисленным электрическим параметрам усилителя дополняются требованиями в отношении источников питания, механических и климатических свойств и его конструктивного оформления.

Ниже рассмотрены перечисленные параметры усилителя и требования к ним.

Рабочий диапазон частот. Рабочим диапазоном (полосой) частот усилителя называется спектр частот, в котором усиление усилителя имеет заданные значения. Границы рабочего диапазона обозначим f_1 (нижняя) и f_2 (верхняя) граничные частоты. Ширина полосы ($f_2 - f_1$) зависит от назначения усилителя. В зависимости от величины отношения граничных частот f_2 / f_1 принято усилители подразделять на широкополосные ($f_2 / f_1 >> 1$) и узкополосные ($f_2 / f_1 \geq 1$). Иногда относительную ширину полосы выражают в октавах: одной октаве соответствует $f_2 / f_1 = 2$, N октавам – $f_2 / f_1 = 2^N$, то есть

$$N = log_2 (f_2 / f_1) \qquad (13.1)$$

Широкополосные усилители называют также апериодическими в отличие от узкополосных резонансных усилителей.

Усиление усилителя. Усилители аппаратуры СП с ЧРК являются в основном усилителями мощности, поэтому для оценки усиления используется понятие рабочего усиления

$$S = 10\lg(P_0 / P_н), \qquad (13.2)$$

где P_0 – мощность, которую источник ЭДС сигнала E с внутренним сопротивлением $Z_г$ (рис.13.1,а) может отдать согласованной с ним нагрузке, $P_н$ – мощность в нагрузке $Z_н$ усилителя (рис.13.1,б).

Эти мощности и ЭДС определяются по формулам:

$$P_0 = \frac{E^2}{4Z_г}; \quad P_н = \frac{U_2^2}{Z_н}; \quad E = U_1\left(1 + \frac{Z_г}{Z_{вх}}\right). \qquad (13.3)$$

Подставив значения P_0, $P_н$ и E в (13.2), получим

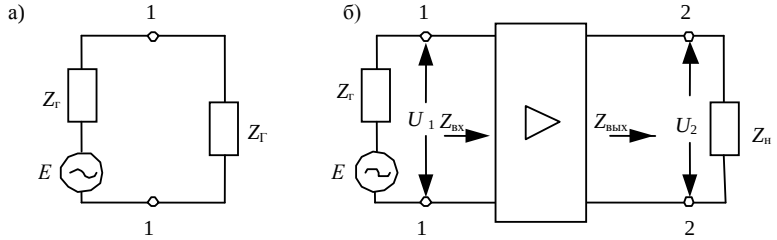

Рис. 13.1

$$S = 10\lg\frac{U_2^2}{U_1^2}\frac{4Z_г}{Z_н\left(1+\frac{Z_г}{Z_{вх}}\right)^2} = 20\lg\frac{U_2}{U_1} + 20\lg\frac{2}{1+\frac{Z_г}{Z_{вх}}} + 10\lg\frac{Z_г}{Z_н} \qquad (13.4)$$

Первое слагаемое в (13.4) определяет величину усиления усилителя по напряжению, поэтому

$$S = S_u + 20\lg\frac{2}{1+Z_г/Z_{вх}} + 10\lg(Z_г/Z_н) \qquad (13.5)$$

При согласованном включении усилителя на входе $Z_{вх} = Z_г$ второе слагаемое в (13.5) обращается в нуль, а если к тому же $Z_н = Z_г$, то $S = S_u$.

Рабочее усиление групповых усилителей обычно нормируется на средней частоте или на двух крайних частотах рабочего диапазона. Величина S зависит от назначения усилителя и для ЛУС может быть в пределах 50…70 дБ, а усилителей тональной частоты 25…35 дБ.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя. Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) усилителя называют зависимость усиления от частоты $S = \varphi(f)$.

На рис.13.2 приведены четыре наиболее типичные формы АЧХ усилителей АСП. График 1 соответствует “плоской” АЧХ широкополосных групповых и линейных усилителей. Величина усиления практически не изменяется в рабочей полосе частот $f_1 \ldots f_2$. График 2 соответствует “наклонной” АЧХ, используемой в линейных усилителях для предыскажения уровней передачи и компенсации наклонной составляющей частотнозависимого затухания усилительных участков. Чем больше рабочий диапазон частот, тем труднее обеспечить равномерность частотной характеристики, особенно по краям диапазона. Поэтому на крайних частотах диапазона нормируется величина отклонений (график1)

$$\Delta S_1 = S_{10} - S_{11}; \qquad \Delta S_2 = S_{10} - S_{12}, \qquad (13.6)$$

где S_{10} – рабочее усиление на средней частоте f_0; S_{11} и S_{12} – рабочее усиление на нижней и верхней частотах рабочего. Спад АЧХ усилителя на краях диапазона может устраняться корректирующими цепями, обспечивающими локальный подъем усиления на крайних частотах (график 3). График 4 соответствует АЧХ узкополосного (резонансного) усилителя, у которого отношение крайних частот рабочего диапазона $f_2 / f_1 \approx 1$.

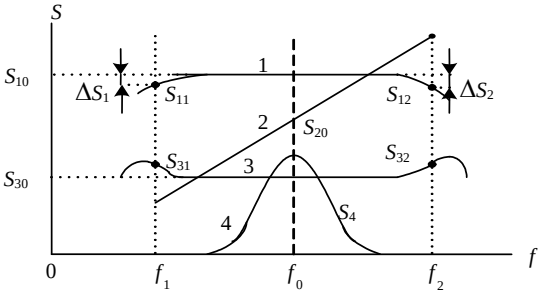

Рис. 13.2

Фазо-частотная характеристика усилителя. Фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) усилителя называется зависимость сдвига фаз напряжений на выходе и входе усилителя от частоты $b=\varphi(f)$.

Если представить комплексный коэффициент усиления усилителя в показательной форме $\dot{K}(j\omega)=|K(j\omega)|e^{i\varphi(\omega)}$, то аргумент $\varphi(\omega)$ определяет ФЧХ, а модуль $|K(j\varpi)|$ – АЧХ усилителя. На рис.13.3 представлена типовая ФЧХ одного каскада усилителя, откуда видно, что его фаза в пределах рабочего диапазона частот изменяется от $+\pi/2$ до $-\pi/2$ радиан. Следовательно, в 2-каскадном усилителе пределы изменения фазы $\pm\pi$, в 3-каскадном $\pm 3/2\pi$ и т. д.

Усилитель как линейный четырехполюсник представляет собой цепь минимально-фазового типа, поэтому его АЧХ и ФЧХ взаимозависимы: чем больше изменяется АЧХ на некотором отрезке рабочего диапазона частот, тем больший фазовый сдвиг вносит усилитель на средней частоте этого частотного отрезка.

Амплитудная характеристика усилителя. Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называется зависимость его рабочего усиления от выходного уровня (мощности в нагрузке) $S=\varphi(p_{\text{вых}})$.

АХ позволяет судить о том, какую максимальную неискаженную мощность можно получить от усилителя, не опасаясь перегрузки. Перегрузка усилителя приводит к снижению усиления и к резкому росту нелинейных искажений.

На рис. 13.4 представлена АХ усилителя, где показан уровень перегрузки усилителя $p_{\text{п}}$ или максимальный выходной уровень неискаженной мощности p_{max}, при котором усиление усилителя уменьшается на величину $\Delta S \leq 0{,}3$ дБ. На графике показаны также уровень шума $p_{\text{ш}}$ и выходной минимально допустимый уровень сигнала p_{min}, определяемый минимально допустимой шумовой защищенностью, которая, как известно, зависит от соотношения уровней сигнала и шума на входе усилителя. Разность между максимально и минимально допустимыми выходными уровнями сигнала определяет динамический диапазон усилителя

$$D = p_{max} - p_{min} \tag{13.7}$$

Линейность усилителя. Амплитудная характеристика усилителя дает возможность оценить линейность усилителя на пороге перегрузки, то есть в момент перехода на нелинейный участок характеристики, где нелинейные искаже-

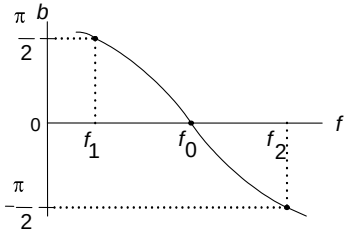

Рис.13.3

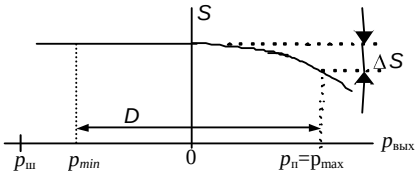

Рис.13.4

ния становятся недопустимо большими. Но и при работе на линейном участке АХ малые нелинейные искажения также имеют место (см. гл.8), и величина их оценивается коэффициентами или затуханиями нелинейности второй и третьей гармоник

$$K_{2г} = \frac{U_{2г}}{U_{1г}}; \quad a_{2г} = 20\lg\frac{1}{K_{2г}},$$

$$K_{3г} = \frac{U_{3г}}{U_{1г}}; \quad a_{3г} = 20\lg\frac{1}{K_{3г}}, \tag{13.8}$$

где $U_{1г}$, $U_{2г}$, $U_{3г}$ – амплитуды напряжения на выходе усилителя соответственно частоты сигнала (1-ой гармоники) и ее 2-ой и 3-ей гармоник.

Затухание нелинейности зависит от уровня выходной мощности и нормируется обычно при нулевом уровне мощности на выходе усилителя $a_{2г0}$ и $a_{3г0}$.

Особенно жесткие требования предъявляются к линейности групповых и линейных усилителей. Требуемые величины затухания нелинейности по 2-ой и 3-ей гармоникам для них оказываются в пределах: $a_{2г0}$=60…90 дБ и $a_{3г0}$= 70…110 дБ, что соответствует $k_{2г}$=0,08…0,005% и $k_{3г}$= 0,02…0,003%. Такие малые нелинейные искажения удается обеспечить только за счет введения в усилителе глубокой отрицательной обратной связи.

Входное и выходное сопротивления усилителя. **У**силитель, как и любой другой четырехполюсник в тракте передачи, должен быть включен между соседними четырехполюсниками согласованно во избежание потерь энергии сигнала за счет отражений. Нагрузками усилителя $Z_г$ и $Z_н$ можно считать соответственно выходное сопротивление предыдущего четырехполюсника $Z_{пред}$ и входное сопротивление последующего четырехполюсника $Z_{посл}$, то есть

$$Z_{пред} = Z_г; \quad Z_{посл} = Z_н. \tag{13.9}$$

Эти равенства должны быть обеспечены во всем рабочем диапазоне частот. Согласования нагрузок нормируется с помощью коэффициентов отражения δ или затухания несогласованности $a_н$по входу и по выходу усилителя

$$\delta_{вх} = \left|\frac{Z_{вх} - Z_г}{Z_{вх} + Z_г}\right|, \quad a_{нвх} = 20\lg\frac{1}{\delta_{вх}}; \tag{13.10}$$

$$\delta_{вых} = \left|\frac{Z_{вых} - R_н}{Z_{вых} + R_н}\right|, \quad a_{нвых} = 20\lg\frac{1}{\delta_{вых}}. \tag{13.11}$$

Требуемая величина δ должна составлять 10…15% ($a_н$=25…20 дБ).

Собственные шумы усилителя. Собственные шумы усилителя обусловлены тепловыми шумами резисторов, конденсаторов, индуктивностей, полупроводниковых элементов и микросхем. Мощность тепловых шумов усилителя

$$P_т = TF_ш\Delta f \tag{13.12}$$

где k = 1,38·10 $^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; Т– абсолютная температура источника шума по шкале Кельвина; $F_ш$ – коэффициент шума транзистора; Δf – полоса частот, в пределах которой определяется шум, Гц.

Уровень шума псофометрической мощности усилителя определяется

$$p_ш = 10 \lg k_п^2 P_ш , \qquad (13.13)$$

где $k_п$ = 0,75 – псофометрический коэффициент для канала ТЧ (Δf = 3100 Гц).

Уровень собственных шумов обычно приводится к входу усилителя в ТОНУ. В современных ЛУС удается достичь значений $p_ш$ = – (135…138) дБм0. Коэффициент шума $F_ш$ приводится в паспортных данных транзистора. Он практически одинаков для основных схем включения транзистора, но зависит от режима по постоянному току. С увеличением коллекторного напряжения и тока коэффициент $F_ш$ возрастает, поэтому первые каскады усилителей – каскады усиления напряжения – всегда работают в режиме малых токов и напряжений и являются малошумящими.

Все приведенные выше параметры усилителя должны быть стабильны во времени, то есть не зависеть от изменения напряжения источников питания и температуры, от старения и замены любых элементов схемы (особенно транзисторов и микросхем) и от других факторов. Это требование наиболее полно обеспечивается с помощью глубокой отрицательной обратной связи, рассмотренной ниже.

13.3. Отрицательная обратная связь в усилителе

Структурная схема усилителя с отрицательной обратной связью (ООС) представлена на рис.13.5. В таком усилителе часть напряжения с выхода поступает на его вход в противофазе с приходящим входным напряжением. Схема содержит: усилительный элемент с коэффициентом усиления K_0, 4-полюсник обратной связи с коэффициентом передачи β_0; входной и выходной 6-полюсники, при помощи которых усилительный элемент K_0 и цепь ООС соединяются между собой и с нагрузками.

При анализе усилителя с ООС удобно пользоваться коэффициентами передачи напряжения, хотя можно при необходимости применять и соответствующие коэффициенты передачи тока. Для отдельных участков схемы запишем следующие коэффициенты передачи:

$$x_{13} = \frac{u_1'}{u_1}; \quad x_{42} = \frac{u_4}{u_2}; \quad x_{45} = \frac{u_5}{u_4}. \; K_0 = u_4 / u_3; \; \beta_0 = \frac{u_6}{u_5}; \quad x_{63} = \left.\frac{u_3}{u_6}\right|_{u_1'=0}. \qquad (13.14)$$

Общий коэффициент передачи по цепи ООС выражается как

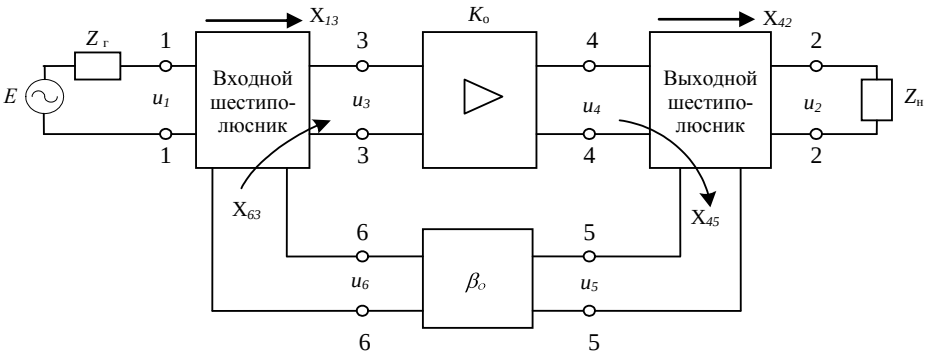

Рис. 13.5

$$\beta = x_{45}\beta_0 x_{63}, \tag{13.15}$$

или

$$\beta = u_\beta / u_4. \tag{13.16}$$

Здесь u_β – напряжение ООС на входе усилительного элемента (точки 3-3), которое подается в противофазе с напряжением входного сигнала u_1' на выходе входного 6-полюсника, то есть

$$u_3 = u_1' - u_\beta \tag{13.17}$$

Коэффициент усиления усилителя с ООС определяется коэффициентами передачи напряжения с входа на выход

$$K_{\text{ос}} = u_2 / u_1. \tag{13.18}$$

Подставив в (13.18) значения напряжений $u_2 = u_4 x_{42}$ из (13.14) и $u_1 = u_1' / x_{13}$ с учетом (13.17), получим

$$K_{\text{ос}} = \frac{x_{13} x_{42} K_0}{1 + u_\beta / u_3}. \tag{13.19}$$

При отсутствии ООС ($u_\beta = 0$) коэффициент усиления $K = x_{13}x_{42}K_0$.

При наличии ООС и с учетом (13.16)

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 + \beta K_0} = \frac{K}{F}, \tag{13.20}$$

где величина $F = 1 + \beta K_0$ называется глубиной ООС.

Прологарифмировав выражение (13.20), получим формулу для определения усиления усилителя с отрицательной обратной связью

$$S_{\text{ос}} = S - 20\lg(1 + K_0\beta) = S - 20\lg|F|, \tag{13.21}$$

где S – усиление без ООС, $20\lg|F|$ – глубина ООС в децибелах.

Из формулы (13.221) следует, что при наличии ООС усиление $S_{ос}$ уменьшается на величину глубины ООС, что можно рассматривать как недостаток ООС. Однако при наличии глубокой ООС усилитель приобретает ряд ценных качеств.

Глубокая ООС будет при условии $K_0\beta >> 1$, что достигается значительной величиной коэффициента усиления усилительного элемента K_0. Тогда $F = 1 + K_0\beta \approx K_0\beta$. Логарифмируя формулу (13.19) с учетом (13.15), получаем:

$$S_{ос} = 20\lg\frac{x_{13}}{x_{63}} + 20\lg\frac{x_{42}}{x_{45}} + 20\lg\frac{1}{\beta_0}. \qquad (13.22)$$

Здесь первое и второе слагаемые выражают затухания за счет соответственно входного и выходного 6-полюсников, а последнее слагаемое – затухание 4-полюсника обратной связи. Обычно затухания 6-полюсников пренебрежимо малы и стремятся к нулю. Поэтому усиление усилителя с глубокой ООС численно равно затуханию пассивного 4-полюсника обратной связи

$$S_{ос} = 20\lg\frac{1}{\beta_0} = A_0. \qquad (13.23)$$

Следовательно, обеспечив достаточную глубину ООС и выполнив 4-полюсник обратной связи с требуемой АЧХ из стабильных пассивных элементов, получаем столь же стабильным усиление и требуемую АЧХ усилителя в целом, а регулировку усиления усилителя (ручную и автоматическую) можно осуществлять в цепи ООС, изменяя затухание A_0 4-полюсника обратной связи.

13.4. Влияние отрицательной обратной связи на параметры усилителя

Стабильность усиления. Стабильность усиления зависит от воздействия различных дестабилизирующих факторов: изменения напряжений источников питания, температуры, старения и смены транзисторов и других элементов схемы. Параметры пассивных элементов усилителя практически не изменяются во времени и поэтому основным элементом, параметры которого зависят от времени, является усилительный элемент с усилением K_0. Для определения зависимости усиления усилителя от изменения K_0 подставим в выражение для коэффициента усиления усилителя с ООС (13.20) значение K

$$K_{ос} = \frac{x_{12}x_{42}K_0}{1+\beta K_0} = \frac{AK_0}{1+\beta K_0} \qquad (13.24)$$

и продифференцируем соотношение (13.24) по K_0

$$dK_{ос} = A\frac{(1+\beta K_0)dK_0 - K_0\beta dK_0}{(1+\beta K_0)^2} = A\frac{dK_0}{F^2}. \qquad (13.25)$$

Перейдя к абсолютным отклонениям (нестабильности), получим

$$\Delta K_{ос} = A\,(\Delta K_0 / F^2). \qquad (13.26)$$

Поделив это выражение на исходное (13.24), получим относительное изменение усиления (относительную нестабильность)

$$\frac{\Delta K_{\text{ос}}}{K_{\text{ос}}} = \frac{\Delta K_0}{K_0(1+\beta K_0)} = \frac{\Delta K_0 / K_0}{F}. \qquad (13.27)$$

Выражения (13.26) и (13.27) показывают, что абсолютная нестабильность коэффициента усиления с ООС уменьшается в $(1+\beta K_0)^2 = F^2$ раз, а относительная – в $(1+\beta K_0) = F$ раз по сравнению с нестабильностью коэффициента усиления без ООС.

Так, если относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя без ООС равна 20% (за счет изменения напряжения питания или температуры), то для уменьшения его до 1% необходимо обеспечить глубину ООС $F = 1 + \beta K_0 = 20$.

Частотная характеристика усиления и устойчивость усилителя. Усилитель без ООС имеет частотную характеристику усиления (АЧХ), которая характеризуется максимальным усилением S_{01} на средней частоте f_0 (рис.13.6, график 1) и крутыми спадами на нижних и верхних частотах. При введении ООС с небольшой глубиной F_{12} усиление усилителя уменьшается на величину $20\lg|1 + K_0\beta_{12}| = 20\lg|F_{12}|$, но при этом полоса частот ($f_{11}\ldots f_{21}$) с равным усилением увеличивается до ($f_{12}\ldots f_{22}$). Если глубину ООС увеличить до $20\lg|1 + K_0\beta_{13}| = 20\lg|F_{13}|$, то и полоса частот увеличится до ($f_{13}\ldots f_{23}$).

Таким образом с увеличением глубины ООС можно уменьшить спады усиления на граничных частотах или при тех же спадах расширить полосу усиливаемых частот (рабочий диапазон частот).

Комплексный коэффициент петли обратной связи βK_0 может быть представлен в показательной форме

$$\beta K_0 = |\beta K_0| \cdot e^{j\varphi_{\text{ос}}}, \qquad (13.28)$$

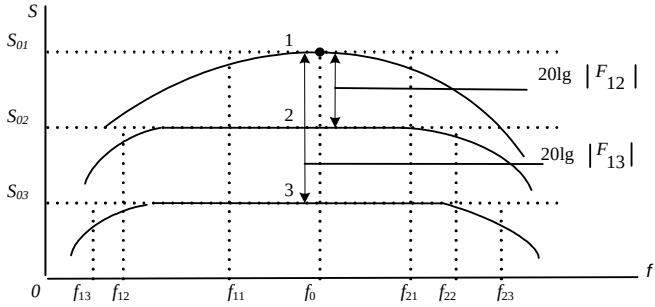

Рис. 13.6

где $|\beta K_0|$ – амплитудно-частотная и $\varphi_{\text{ос}}$ – фазо-частотная характеристики цепи ООС. За счет комплексного характера коэффициента обратной связи для отдельных частот обратная связь может оказаться не отрицательной, а положительной, что приведет к возникновению самовозбуждения усилителя. Это возможно при обязательном возникновении двух совместных условий:

$$\left|K_0\beta\right| \geq 1 \text{ и } \phi_{\text{ос}} = \pm 2n\pi, \qquad (13.29)$$

где $n = 0,1,2,\ldots$

Эти условия могут выполняться для отдельных частот как рабочего диапазона частот, так и вне рабочей полосы усилителя.

Поэтому при проектировании усилителя с глубокой ООС необходимо принимать специальные меры по обеспечению устойчивости против самовозбуждения. В основном такие меры сводятся к недопущению в рабочей полосе частот второго условия (первое всегда выполняется в усилителях с глубокой ООС), то есть, чтобы $\varphi_{\text{ос}} = \pm (2n+1)\pi$ и обеспечению оптимального спада АЧХ усилителя за пределами рабочей полосы усиления до нуля (обеспечению оптимального среза характеристики усиления).

Практически для оценки устойчивости удобно использовать диаграмму Найквиста, по которой критерием устойчивости является условие: при изменении частоты от 0 до ∞ годограф комплексной величины петлевого усиления $|\beta K_0|$ не должен охватывать точку с координатами (-1; 0). Если цепь ООС состоит из активных сопротивлений, то годограф $Re(\beta K_0)$ 1-каскадного усилителя (1к) будет лежать в правой части плоскости комплексного переменного, 2-каскадного (2к) – ветви диаграммы лишь приблизятся к точке (–1,0), но не охватывают ее, то есть эти усилители абсолютно устойчивы (рис.13.7,а). При тех же условиях 3-каскадный усилитель может быть как устойчивым при достаточно сложной диаграмме (сплошная линия 3к), так и неустойчивым (продолжение пунктиром линии 3к). Поэтому на практике применяют усилители с общей глу-

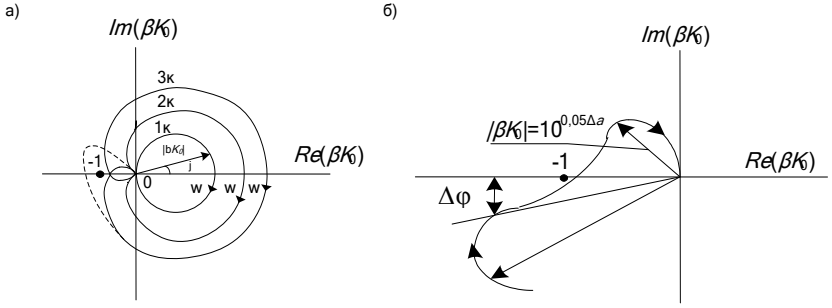

Рис.13.7

бокой ООС в рабочей полосе частот, охватывающей не более трех каскадов. При проектировании усилителей стремятся обеспечить некоторый запас устойчивости и за пределами рабочей полосы. Для этого требуется, чтобы фазовый сдвиг по петле ООС не превышал значения $180^{\circ} - \Delta\varphi$ пока $|\beta K_0|$ не уменьшится до величины $10^{-0,05\Delta a}$ (рис.13.7,б), где $\Delta\varphi$ – запас по фазовому углу и Δa – запас по затуханию петли ООС. При практической реализации запаса устойчивости используют свойство петли ООС как цепи минимально-фазового типа: за пределами рабочего диапазона строится продолжение АЧХ с уменьшением петлевого усиления $S_{ooc} = 20\lg[Re(\beta K_0)]$ до величины, обеспечивающей запас по затуханию $\Delta\alpha \approx (6\ldots9)$дБ, тогда запас устойчивости по фазовому углу автоматически получится не менее величины $\Delta\varphi = 30^{o}$.

Амплитудная характеристика. ООС в усилителях позволяет увеличить порог перегрузки, максимальную неискаженную мощность и динамический диапазон усилителя. Из графиков АХ (рис.13.8) видно, что в усилителе без ООС порог перегрузки с допустимым отклонением ΔS наступает при $p_{вых} = p_{max1}$, а при введении ООС – при $p_{max2} > p_{max1}$. Таким образом, введение ООС позволяет получить от усилителя большую выходную неискаженную мощность или при том же выходном уровне сигнала обеспечить лучшую линейность усилителя.

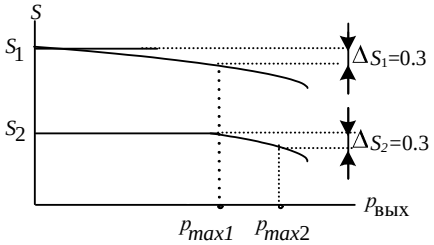

Рис.13.8

Линейность усилителя. Так как нелинейные искажения зависят от выходной мощности, то в многокаскадном усилителе они определяются в основном оконечным каскадом, обеспечивающим заданную мощность в нагрузке. Поэтому нелинейностью предварительных каскадов пренебрегаем, а коэффициент усиления усилителя без ООС K_0 представим в виде произведения коэффициентов усиления предварительных каскадов (K_{10}) и оконечного каскада (K_{20}), т.е.

$$K_0 = K_{10}K_{20} \qquad (13.30)$$

Для упрощения анализа будем считать оконечный каскад идеальным линейным усилителем, а гармоники и комбинационные колебания создаются на его входе специальным генератором гармоник с ЭДС $E_г$ (рис.13.9). Подадим на вход усилителя сигнал $u_{вх}$, тогда на входе оконечного каскада будут присутствовать напряжения сигнала $u_с$ и гармоники $u_г$.

На выходе усилителя без ООС

$$u_с = u_{вх}K_0 \qquad (13.31)$$

$$u_г = EK_{20}\,. \qquad (13.32)$$

Коэффициент гармоник $k_г$, как известно, определяется из выражения

$$k_г = u_г / u_с \qquad (13.33)$$

В схеме усилителя с ООС (рис.13.9, б) общий коэффициент усиления

$$K_{\text{ос}} = \frac{AK_0'}{1 + K_0'\beta}, \tag{13.34}$$

где $K_0' = K_{10}'K_{20}$ – усиление усилительного элемента в схеме с ООС при включении обратной связи.

Примем для упрощения $A = x_{13} \cdot x_{24} = 1$. Для того, чтобы в обеих схемах (рис.13.9, а и б) выходные напряжения были равны, приравняем в схеме с ООС $K_{\text{ос}} = K_0$, для чего увеличим коэффициент усиления предварительных каскадов в $(1 + K_0'\beta)$ раз, то есть $K_{10}' = K_{10}(1 + K_0'\beta)$. Тогда (13.34) преобразуется

$$K_{\text{ос}} = \frac{K_0'}{1 + K_0'\beta} = \frac{K_{10}(1 + K_0'\beta)K_{20}}{1 + K_0'\beta} = K_{10}K_{20} = K_0, \tag{13.35}$$

и на выходе схемы рис.13.9,б напряжение сигнала будет $u_{\text{с}}' = u_{\text{с}} = u_{\text{вх}}K_0$, то есть с таким же напряжением, как и в схеме без ООС, а напряжение гармоники изменится. Определим величину этого изменения. Гармоники, пройдя цепь обратной связи и предварительные каскады усилителя, поступают на вход оконечного каскада в противофазе и уменьшают ЭДС $E_{\text{г}}$ до величины $E'_{\text{г}}$, то есть

$$E_{\text{г}}' = E_{\text{г}} - u_{\text{г}}'\,\beta K_{10}'. \tag{13.36}$$

Для схемы на рис. 13.9, б можно записать

$$u_{\text{г}}' = E_{\text{г}}'K_{20}. \tag{13.37}$$

Подставив значение $E_{\text{г}}'$ из (13.36) в (13.37), получим

$$u_{\text{г}}' = E_{\text{г}}K_{20} - u_{\text{г}}'\beta K_{10}'K_{20}, \tag{13.38}$$

а с учетом (13.32) и (13.34) получим

$$u_{\text{г}}'(1 + K_0\beta) = u_{\text{г}}. \tag{13.39}$$

Отсюда находим формулу для определения напряжения гармоники усилителя с ООС

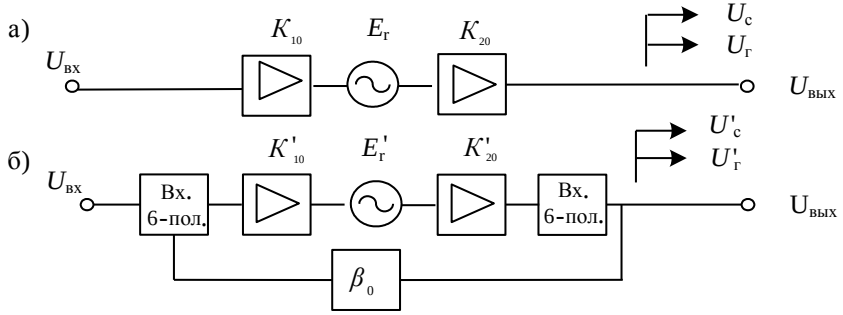

Рис. 13.9

$$u'_{\text{г}} = \frac{u_{\text{г}}}{1 + K'_0\beta}\,. \qquad (13.40)$$

Из формулы (13.40) видно, что напряжение гармоник усилителя с ООС уменьшилось по сравнению с напряжением гармоник без ООС в $(1 + K'_0\beta)$ раз.

Тогда коэффициент гармоники

$$k'_{\text{г}} = \frac{u'_{\text{г}}}{u_{\text{с}}} = \frac{u_{\text{г}} / u_{\text{с}}}{1 + K'_0\beta} = \frac{k_{\text{г}}}{1 + K'_0\beta}\,, \qquad (13.41)$$

то есть уменьшился в $(1 + K'_0\beta)$ раз.

Перейдя к затухания нелинейности гармоник, получим

$$a_{n\text{гос}} = a_{n\text{г}} + 20\lg(1 + K_0\beta)\,.\ \text{дБ} \qquad (13.42)$$

Следовательно, затухание нелинейности гармоник увеличивается в усилителе с ООС на величину глубины обратной связи. Этот результат является одним из наиболее важных достоинств усилителей с ООС.

Что касается собственных шумов усилителя, то необходимо отметить: отрицательная обратная связь не уменьшает их величину, так как ООС в равной степени снижает как напряжение полезного сигнала, так и напряжение шумов, а отношение между ними (показатель помехоустойчивости) не изменяется.

13.5. Входное и выходное сопротивления усилителя с отрицательной обратной связью

Важным свойством усилителя с ООС является возможность управления его входным и выходным сопротивлениями без изменения параметров цепи ООС и усилительного элемента. Это свойство для входного сопротивления реализуется способом введения ООС на вход усилителя, а для выходного сопротивления – способом снятия обратной связи с выхода усилителя. Введение и снятие обратной связи характеризуются обратной связью по току (последовательная схема), обратной связью по напряжению (параллельная схема) или обратной связью по току и напряжению (смешанная или комбинированная обратная связь). Наличие того или иного вида ООС определяется методом холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ): если при ХХ ($Z_{\text{г}} = \infty$ или $Z_{\text{н}} = \infty$) обратная связь пропадает, а при КЗ ($Z_{\text{г}} = 0$ или $Z_{\text{н}} = 0$) обратная связь сохраняется, то это ООС по току (последовательная схема введения или снятия) и наоборот, если при ХХ обратная связь сохраняется, а при КЗ пропадает – это ООС по напряжению (параллельная схема введения или снятия). При сохранении обратной связи в обоих случаях (при ХХ и КЗ) – ООС комбинированная.

Схема последовательного введения ООС представлена на рис.13.10,а в виде входного шестиполюсника (выделен пунктиром) в котором источник ЭДС сигнала $E_{\text{г}}$ и источник напряжения ООС $u_6 = u_\beta$ включены последовательно. Дей-

ствительно, при холостом ходе (ХХ), то есть при $Z_г = \infty$ (зажимы 1-1 разомкнуты) обратная связь исчезает (напряжение u_β не подается на вход усилителя). При КЗ (зажимы 1-1 замкнуты или $Z_г = 0$) напряжение обратной связи прикладывается к входу усилителя.

Входное сопротивление усилителя с ООС

$$Z_{вх\ ос} = u_1/I_1 \quad , \tag{13.43}$$

где, в соответствии с (13.18) и (13.24), (13.23) и (13.25) $u_1 = u_1' / x_{13}$, $u_1' = u_\beta + u_3$ и $u_\beta / u_3 = K_0\beta$.

Тогда

$$Z_{вх.ос} = \frac{u_3}{I_1 x_{13}}(1+\frac{u_\beta}{u_3}) . \tag{13.44}$$

При отсутствии ООС (зажимы 6-6 замкнуты) $u_\beta = 0$, и входное сопротивление усилителя без ООС

$$Z_{вх} = u_3 / I_1 x_{13} \tag{13.45}$$

Следовательно,

$$Z_{вх.ос} = Z_{вх}(1+K_0\beta)_{Z_г=0} , \tag{13.46}$$

то есть последовательная обратная связь (по току) увеличивает входное сопротивление усилителя в $(1+K_0\beta)$ раз.

Схема параллельного введения ООС представлена входным шестиполюсником (рис.13.10,б), в котором источники напряжений сигнала $E_г$ и ООС u_β включены параллельно. В этом случае входное сопротивление усилителя с ООС

$$Z_{вх.ос} = u_1/I_1, \tag{13.47}$$

где $I_1 = I_1' / x_{13}$; $I_1' = I_\beta + I_3$ и $I_\beta / I_3 = K_0\beta$.

Тогда

$$Z_{вх.ос} = \frac{u_1 x_{13}}{I_\beta + I_3} = \frac{u_1 x_{13}}{I_3} \cdot \frac{1}{1+\frac{I_\beta}{I_3}} \quad . \tag{13.48}$$

При отсутствии ООС $I_\beta = 0$ и входное сопротивление усилителя без ООС

$$Z_{вх} = u_1 x_{13} / I_3 . \tag{13.49}$$

Следовательно,

$$Z_{вх\,ос} = \frac{Z_{вх}}{(1+K_0\beta)_{(Zг=\infty)}} , \tag{13.50}$$

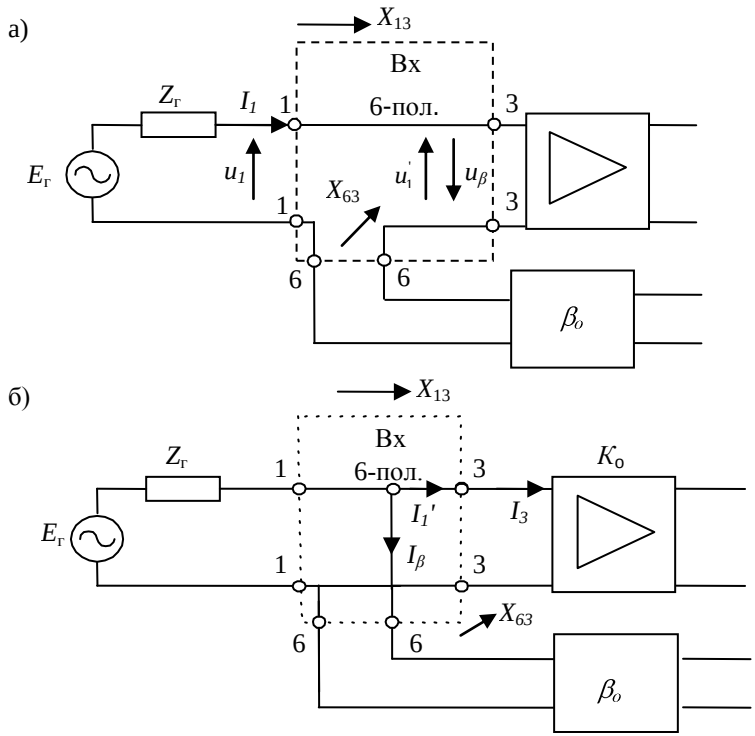

Рис. 13.10

то есть параллельная обратная связь (по напряжению) уменьшает входное сопротивление усилителя в $(1+K_0\beta)$ раз.

В общем случае при комбинированной ООС входное сопротивление

$$Z_{\text{вх ос}} = Z_{\text{вх}} \frac{(1+K_0\beta)_{Z_г=0}}{(1+K_0\beta)_{Z_г=\infty}}, \tag{13.51}$$

При глубокой ООС $K_0\beta >> 1$, x_{45} и β_0 не зависят от $Z_Г$ и с учетом (13.16)

$$Z_{\text{вх ос}} = Z_{\text{вх}} \frac{(x_{63})_{Z_г=0}}{(x_{63})_{Z_г=\infty}} \tag{13.52}$$

Схема введения комбинированной ООС представлена на рис.13.11,а, где Z_0 – входное сопротивление усилительного элемента, а входной шестиполюсник на резисторах R, R_1 и R_2 является мостовой схемой, приведенной на рис.13.11,б.

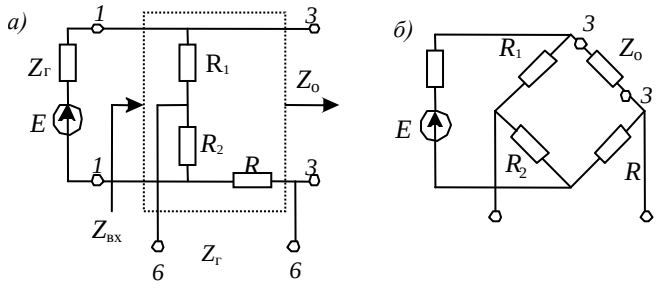

Рис.13.11

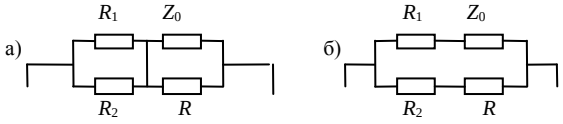

Рис.13.12

Для уменьшения потерь и выполнения условий балансировки моста элементы схемы входного шестиполюсника должны удовлетворять следующим условиям: $R<<Z_0$, $R_1>>Z_0$, $R>>R_2$.

Значение x_{63} в числителе и знаменателе (13.52) определим, представив схему входного шестиполюсника рис.13.11,б в виде схем, изображенных на рис.13.12,а и б. Так как $x_{63} = u_3 / u_6$, то для схемы рис.13.12,а при условии $R_1 \to \infty$ и $Z_0 \to \infty$ получаем

$$(x_{63})_{Zг=0} = \frac{R}{R+R_2} \approx \frac{R}{R_2}, \qquad (13.53)$$

а для схемы рис. 13.12,б

$$(x_{63})_{Zг=\infty} = \frac{Z_0}{Z_0+R_1} \approx \frac{Z_0}{R_1}. \qquad (13.54)$$

Подставляя (13.53) и (13.54) в (13.52), с учетом $Z_{вх} = Z_0$, получим входное сопротивление усилителя с комбинированной обратной связью, выраженное через элементы входного шестиполюсника

$$Z_{вх\,ос} = R\frac{R_1}{R_2}. \qquad (13.55)$$

Аналогичный анализ можно провести и для выходного сопротивления усилителя с ООС. Схемы, реализующие способы снятия ООС с помощью выходного шестиполюсника по току, по напряжению и одновременно по току и напряжению приведены соответственно на рис.13.13, а, б и в.

Выходные сопротивления усилителя с ООС выражаются следующими формулами: для схемы с ООС по току (рис.13.13,а)

$$Z_{\text{выхос}} = Z_{\text{вых}}(1+K_0\beta)_{Z_{\text{н}}=0}; \qquad (13.56)$$

для схемы с ООС по напряжению (рис.13.13,б)

$$Z_{\text{выхос}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{(1+u_0\beta)_{Z_{\text{н}}=\infty}}. \qquad (13.57)$$

При комбинированной ООС

$$Z_{\text{выхос}} = Z_{\text{вых}}\frac{(1+K_0\beta)_{Z_{\text{н}}=0}}{(1+K_0\beta)_{Z_{\text{н}}=\infty}}. \qquad (13.58)$$

При глубокой ООС выходное сопротивление, выраженное через элементы выходного 6-полюсника (рис.13.13,в),

$$Z_{\text{выхос}} = R\cdot\frac{R_1}{R_2}. \qquad (13.59)$$

Анализ формул (13.55) и (13.59) позволяет сделать важный вывод: входное и выходное сопротивления усилителя с глубокой ООС не зависят от входного и выходного сопротивлений усилительного элемента и от нагрузок усилителя, а определяется только значениями элементов шестиполюсников. Это дает возможность осуществлять регулировку $Z_{\text{вх ос}}$ и $Z_{\text{вых ос}}$ с помощью резисторов R_1 и R_2 и обеспечивать высокую стабильность входных и выходных сопротивлений в рабочем диапазоне частот.

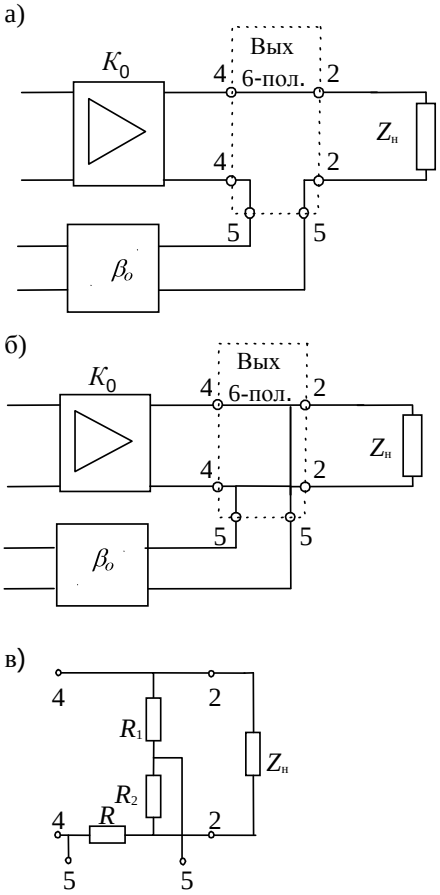

Рис. 13.13

В качестве входных и выходных шестиполюсников в усилителях с комбинированной ООС обычно применяются мостовые схемы на дифференциальных трансформаторах, показанные на рис. 13.14. Обратная связь по напряжению снимается с обмотки W_3 выходного трансформатора и вводится через обмотку W_2 входного трансформатора. Обратная связь по току на входе и выходе усилителя обеспечивается за счет подгоночных сопротивлений R_1 и R_2. Обозначив коэффициенты трансформации входного ($n_1 = W_2/W_1$, $m_1 = W_3/W_1$) и выходного ($n_2 = W_2/W_1$, $m_2 = W_3/W_1$) трансформаторов, получим выражения для входного

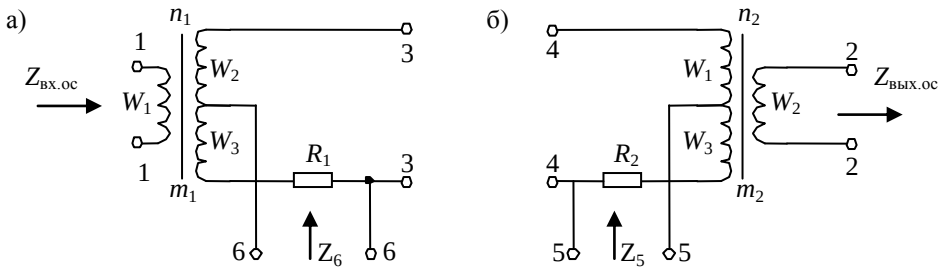

Рис.13.14

и выходного сопротивлений усилителя с ООС

$$Z_{\text{вх ос}} = \frac{R_1}{m_1(n_1 + m_1)}; \quad Z_{\text{вых ос}} = \frac{n_2^2 R_2}{m_2(1 + m_2)}. \qquad (13.60)$$

13.6. Местная и общая ООС в усилителе

В многокаскадных усилителях может применяться как местная ООС в каждом каскаде, так и общая ООС, охватывающая все каскады. Сравним эффективность их воздействия на обеспечение требований к электрическим параметрам усилителя. На рис.13.15,а приведен трехкаскадный усилитель с местной ООС в каждом каскаде. Пусть все каскады усилителя имеют одинаковое усиление без ООС $S = 20\lg K_0$ и одинаковую глубину ООС $F = 20\lg(1 + K_0\beta)$.Очевидно, что общее усиление усилителя $S_{ос}$ = 3(S – F) = 3S – 3F. Однако стабильность параметров усилителя будет определяться величиной F любого из трех каскадов, так

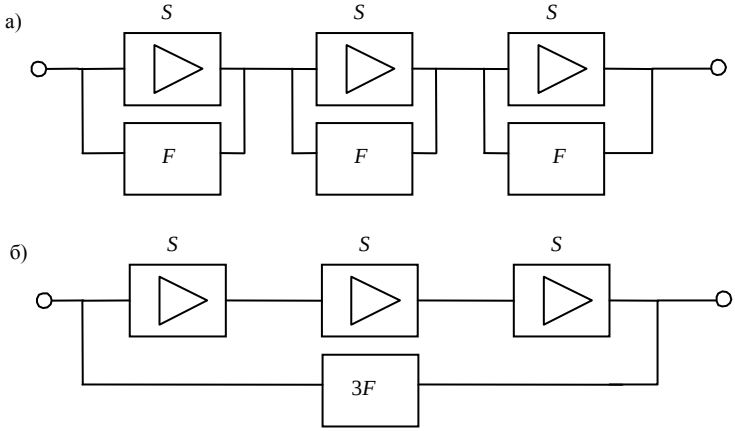

Рис. 13.15

как если хотя бы один каскад будет нестабильным, то другие каскады ее не исправят. Затухание нелинейности также будет определяться значением F только оконечного каскада.

Теперь рассмотрим усилитель с тем же количеством каскадов, с тем же общим усилением усилительного элемента $3S$, но с общей обратной связью той же глубины $3F$ (рис.13.15,б). Общее усиление усилителя с ООС остается прежним $S_{ос} = 3S - 3F$, но выигрыш по стабильности всех характеристик и линейность усилителя возрастает в 3 раза, что следует из предыдущего материала.

Таким образом, общая ООС является существенно более эффективной по сравнению с местной ООС. Однако глубина общей ООС ограничивается условиями устойчивости усилителя. Поэтому при проектировании сложных усилителей стараются получить максимально возможную глубину общей ООС при обеспечении необходимого запаса устойчивости, а местную ООС используют дополнительно для уточнения требуемых параметров усилителя.

13.7. Особенности реализации усилителей

В дополнение к изложенному в данной главе выше, при реализации усилителей необходимо учитывать ряд рекомендаций и ограничений.

Несмотря на высокий КПД, не рекомендуется применять двухтактные усилители с отсечкой (режим Б), так как они имеют худшую линейность, а их энергопотребление зависит от загрузки. Из-за необходимости согласования с нагрузками и симметрирования усилителей большинство из них проектируется с входным и выходным трансформаторами или входным и выходным 6-полюсниками на трансформаторе, соответствующими рис.13.14.

При реализации современных усилителей необходимо выполнение требований по минимизации массогабаритных показателей. Однако широкому внедрению в усилители, особенно в ЛУС, микросхемотехники пока препятствует отсутствие усилительных микросхем, обеспечивающих необходимый неискаженный уровень мощности (10…20 дБм), корректирование и регулирование в цепях глубокой ООС, а также приемлемый КПД при малой нелинейности. По этим причинам имеющиеся микросхемы-усилители, в том числе операционные усилители, используются в аппаратуре АСП в схемах индивидуальных и вспомогательных усилителей, в активных фильтрах и могут использоваться в предварительных каскадах групповых и линейных усилителей. В выходных каскадах ЛУС в основном применяют навесные транзисторы или транзисторные сборки.

Усилительные элементы ЛУС выполняются на основе небольшого перечня хорошо зарекомендовавших себя на практике схем. В этих схемах для стабилизации режима применяются обратные связи по постоянному току: местные – в каждом каскаде, общие – для нескольких каскадов и для всего усилительного элемента. Для устранения при этом обратной связи по переменному току используются шунтирующие конденсаторы. Для обеспечения устойчивости уси-

лителя в рабочем диапазоне частот с достаточным запасом общая ООС применяется в блоках ЛУС с числом каскадов не более трех. За пределами рабочего диапазона формируется оптимальный срез частотной характеристики усиления, то есть резкое уменьшение усиления с целью недопущения возбуждения, если на какой-либо случайной частоте вне рабочего диапазона возникнет положительная обратная связь. Оптимальный срез АЧХ выше рабочей полосы формируется путем включения корректирующих элементов в цепи усилительного элемента K_0, цепи общей и местной ООС. В области частот ниже рабочей полосы коррекция решается проще: требуемый спад АЧХ обеспечивается выбором емкости переходного конденсатора и контуров *RC* в межкаскадных цепях и цепях местной ООС. В качестве примера на рис.13.16 приведен вариант реализации принципиальной схемы ЛУС с основными параметрами: рабочий диапазон частот 12…252 кГц, рабочее усиление 40 дБ при неравномерности АЧХ не более 0,18 дБ, максимальный неискаженный уровень передачи p_{max} = 19,5 дБ, затухания нелинейности в ТОНУ $a_{2г0} \geq 90$ дБ, $a_{3г0} \geq 110$ дБ; уровень шума, приведенный к входу усилителя $p_ш$ = -130 дБ, входное и выходное сопротивления 135 Ом, глубина ООС (общая и местные) 40 дБ.

Проиллюстрируем вариант анализа приведенной схемы. Входной и выходной 6-полюсники выполнены по дифференциально-мостовой схеме (Тр1 и *R*1, Тр2 и *R*13 соответственно). Усилительный элемент собран на транзисторах П-605А (оконечный каскад) и П-416Б (предварительные каскады) с непосредственными связями между каскадами, что обеспечивает минимум потерь усиления в межкаскадных цепях, повышение КПД и требует меньшего числа схемных элементов. Для стабилизации режима отдельных каскадов и всего усилительного элемента применены обратные связи по постоянному току: местная в каждом каскаде за счет резисторов в цепи эмиттеров, а также общая между первым и третьим каскадами (*R*11+*R*12, *R*3+*R*5) и между первым и вторым каскадами (*R*1 и *R*9). Четырехполюсник общей ООС выполнен по Г-образной схеме на резисторах *R*13…*R*20 в продольной ветви и *R*9 – в поперечной ветви. Подгонка усиления осуществляется перепайкой резисторов *R*14…*R*20. Общая ООС – комбинированная по входу и выходу. Снятие ООС на выходе обеспечивается: с нужного отвода первичной обмотки ТР2 – по напряжению, с резистора *R*13 – по току. Введение ООС на входе осуществляется: с нужного отвода вторичной обмотки Тр1 – по напряжению, с резистора *R*1 – по току. Подгонка входного и выходного сопротивлений усилителя (при настроечных операциях) обеспечивается соответственно путем перепаек отводов Тр1, Тр2 и подбором номиналов резисторов *R*1 и *R*13. Местная ООС применена только в первом каскаде по току за счет резистора *R*3. Для обеспечения запаса устойчивости против самовозбуждения предусмотрены элементы коррекции петли обратной связи (С1…С10, *L*1), которые формируют оптимальную характеристику среза АЧХ вне рабочей полосы частот усилителя.

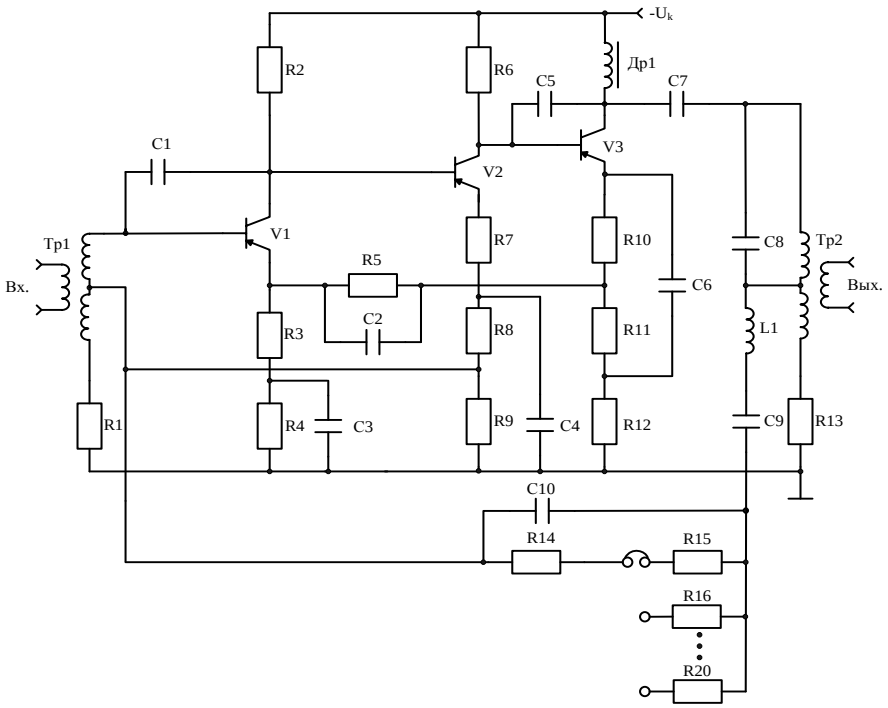

Рис. 13.16

13.8. Операционные усилители в аппаратуре аналоговых систем передачи

Операционный усилитель (ОУ) является базовым элементом микросхемотехники, на котором строятся многие устройства современных аналоговых и дискретных устройств АСП.

Условное обозначение ОУ приведено на рис.13.17,а, где показано несколько сигнальных выводов: неинвертирующий вход 1, инвертирующий вход 2 и несимметричный выход 3. Четвертый сигнальный вывод – “земля” может быть реализован либо физически (рис.13.17,а,б,в,г,д), либо потенциально (общий провод биполярного источника), как это показано на рис.13.17,е.

Если вход 2 (рис.13.17,а) соединить с общим выводом 4, то можно получить ОУ с одним неинвертирующим входом 1 (рис.13.17, б), у которого выходное напряжение будет равно $U_{вых}=KU_{вх1}$. Для ОУ с инвертирующим входом (рис.13,17,в) $U_{вых} = -KU_{вх2}$. Для ОУ с дифференциальным входом (рис.13.17,г) $U_{вых} = K(U_{вх1} - U_{вх2})$. Для ОУ с синфазным входом (рис.13.17,д) $U_{вых} = 0$.

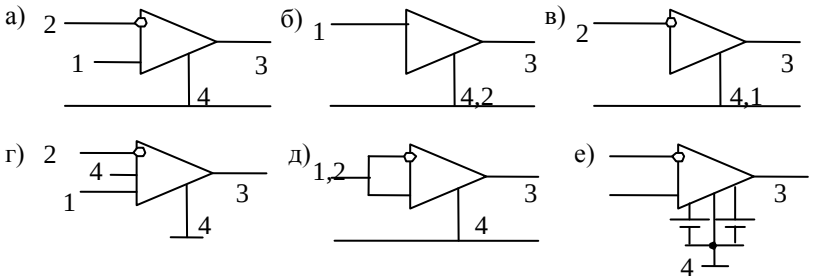

Рис.13.17

Наличие двух несимметричных входов позволяет создавать отрицательную ОС только на инвертирующем входе 2 и положительную ОС - на неинвертирующем входе 1.

Современный ОУ это сложная микросборка в виде микросхемы, изготавливаемой в интегральном исполнении по полупроводниковой технологии и содержит несколько десятков транзисторов, рассчитанных на питание от биполярного источника. К сожалению, любая интегральная схема содержит металлические проводники, отделенные друг от друга изолятором, что приводит к появлению распределенной паразитной емкости и к искажению (спаду) частотной характеристики усиления ОУ на высоких частотах. Частота f_1, на которой усиление ОУ падает на 3дБ по сравнению с усилением на нулевой частоте, называется граничной частотой “идеального“ (без ООС) ОУ. Эта частота, для различных типов ОУ, колеблется в пределах нескольких единиц килогерц. Частота, на которой усиление ОУ падает до 0 дБ, называется частотой среза $f_{ср}$ и достигает нескольких десятков мегагерц. Типовой вид амплитудно-частотной характеристики ОУ приведен на рис. 13.18 (график 1), где значения коэффициента усиление и частоты приведены в логарифмическом масштабе.

Коэффициент усиление ОУ с ООС $K_{ос} = K/(1+K\beta)$, где произведение $K\beta$ попрежнему определяет петлевой коэффициент усиления. При условии $K\beta >> 1$ $K_{ос} = 1/\beta$. Это означает, что коэффициент усиления ОУ с глубокой ООС не зависит от величины коэффициента усиления идеального ОУ и выражается только через параметры цепи ОС. На рис.13.18 приведены амплитудно-частотные характеристики ОУ при двух значениях глубины ООС. Графику 2 соответствует усиление $K_{ос} = 1/\beta_2$, а графику 3 – $K_{ос} = 1/\beta_3$, где $\beta_3 > \beta_2$.

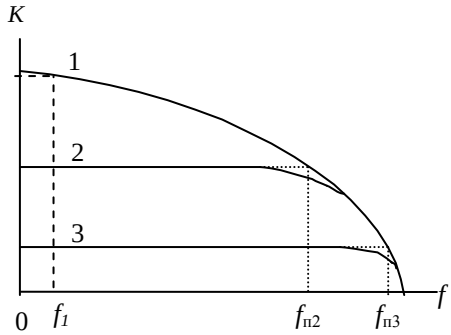

Рис.13.18

Схема инвертирующего усили-

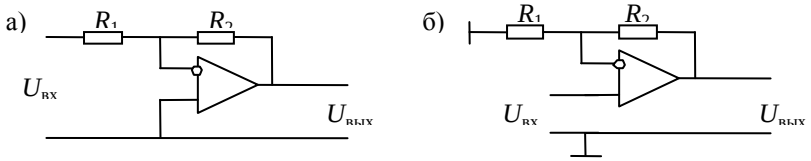

Рис.13.19

теля с ООС приведена на рис.13.19,а. На инвертирующий вход ОУ подается сигнал, напряжение которого определяется суммой входного и выходного напряжений и делителем сопротивлений $R1$ и $R2$. Так как неинвертирующий вход ОУ в этой схеме соединен с общим выводом, то напряжение на инвертирующем входе будет равно нулю. В результате можно записать уравнение $U_{вх}/R_1 = -U_{вых}/R_2$, откуда находим коэффициент усиления ОУ с глубокой ООС

$$K_{ос} = U_{вых}/U_{вх} = -R_2/R_1 = 1/\beta. \qquad (13.61)$$

Схема неинвертирующего усилителя с ООС приведена на рис.13.19,б. В этой схеме входной сигнал подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ, а к инвертирующему входу подводится напряжение обратной связи с выхода ОУ. Так как напряжение между входами равно нулю, то на неинвертирующем входе напряжение $U_{вх} = U_{вых}\, R_1/(R_1+R_2)$, а коэффициент усиления выражается формулой

$$K_{ос}=1/\beta=1+R_2/R_1. \qquad (13.62)$$

В частном случае при $R_2=0$ и любом значении R_1 (кроме нуля) получаем схему повторителя напряжения с коэффициентом усиления $K_{ос}=1$.

Отрицательная обратная связь уменьшает усиление идеального ОУ на величину глубины ООС, но при этом увеличивается полоса пропускания. Граничная частота полосы пропускания, входное и выходное сопротивления ОУ с ООС определяются соответственно по формулам:

$$f = f_1\,(1+K\beta),\ \ R_{вх} = R_1\,(1+K\beta),\ \ R_{вых} = R_1\,/(1+K\beta) \qquad (13.63)$$

Кроме усилителей напряжения с заданными значениями коэффициентов усиления, входного и выходного сопротивлений, с помощью ОУ (совместно с резисторами и конденсаторами) можно построить различные имитансы: конвертер отрицательного сопротивления, входное сопротивление которого пропорционально сопротивлению нагрузки с обращением знака; гиратор – четырехполюсник, обладающий свойствами имитации индуктивности. Поэтому операционные усилители нашли применение в схемах ARC-фильтров, в фильтрах на переключаемых конденсаторах (SC-фильтры) и в фильтрах непрерывного времени (CT-фильтры), где с их помощью осуществляются схемы имитации элементов индуктивности и сопротивлений (см.гл.12). ОУ применяются также в схемах корректирующих устройств, АРУ, устройств телеконтроля, телеуправления и других устройств аппаратуры современных аналоговых систем передачи.