

1-го рода соответственно. Распределение допустимой мощности нелинейных помех между помехами 2-го и 3-го порядков, влияющее на значения λ_2 и λ_3 , определяется опытом разработки усилителей СП.

Следует иметь в виду, что нелинейность групповых усилителей в линейном тракте СП может стать причиной появления помимо помех шумового типа внятных переходных разговоров при наличии в линейном спектре монотонных колебаний, например токов контрольных частот или вызывных токов. Если в линейном спектре передается ток контрольной частоты $f_{кч}$, по одному из каналов с виртуальной частотой f_{vi} передается сигнал боковой частоты $(f_{vi} + F)$, а для виртуальной несущей частоты f_{vj} другого канала справедливо равенство $(f_{vj} - f_{vi}) = f_{кч}$, то суммарный продукт нелинейности 2-го порядка с частотой $[f_{кч} + (f_{vi} + F)]$ создает внятный переход из i -го в j -й канал.

Аналогично этому при передаче по двум каналам с виртуальными частотами f_{vi} и f_{vj} вызывных токов с частотами $F_{выз}$, мощность которых, как правило, значительно больше мощности токов контрольных частот, а по третьему каналу с виртуальной несущей частотой f_{vk} сигнала боковой частоты $(f_{vk} + F)$ в канале с виртуальной несущей частотой $f_{vl} = (f_{vi} - f_{vj} + f_{vk})$ появится внятный переход из k -го канала за счет образования продукта нелинейности 3-го порядка с частотой $[(f_{vl} + F_{выз}) + (f_{vk} + F) - (f_{vj} + F_{выз})]$. Зная допустимое значение защищенности от внятных переходов и определяя мощность продуктов нелинейности 2-го и 3-го порядков (см. табл. 3.3), можно найти требуемые значения затуханий нелинейности $A_{2,0}$ и $A_{3,0}$ с учетом законов накопления нелинейных помех 2-го и 3-го порядков. Сравнивая полученные значения с данными, рассчитанными по формулам (3.85) и (3.86), выбирают большие, которые и будут определяющими.

ГЛАВА 4. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В КАНАЛАХ И ТРАКТАХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ. МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ИСКАЖЕНИЙ

4.1. УСЛОВИЯ НЕИСКАЖЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ

Каналы передачи или тракты можно рассматривать как четырехполюсники, которые характеризуются коэффициентом передачи

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{-jB(\omega)}, \quad (4.1)$$

модуль коэффициента передачи $K(j\omega)$ — изменение амплитуд частотных составляющих сигнала, передаваемого по каналу или тракту, а фазовый коэффициент $B(\omega)$ — изменение фаз этих составляющих. Если на вход канала (тракта) подается сигнал, рассматриваемый как функция времени $x(t)$, со спектральной плотностью $S_x(j\omega)$, то в соответствии с обратным преобразованием

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (4.2)$$

Сигнал на выходе канала $y(t)$ имеет спектральную плотность

$$S_y(j\omega) = S_x(j\omega) K(j\omega). \quad (4.3)$$

Используя то же преобразование Фурье с учетом (4.1), выходной сигнал

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) |K(j\omega)| e^{j[\omega t - B(\omega)]} d\omega.$$

При условиях

$$|K(j\omega)| = K_0 = \text{const}; \quad B(\omega) = \omega \tau \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.4)$$

выходной сигнал запишется в виде

$$y(t) = \frac{K_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(j\omega) e^{j\omega(t-\tau)} d\omega = K_0 x(t-\tau). \quad (4.5)$$

Таким образом, при выполнении условий (4.4) принятый сигнал отличается от переданного только амплитудой, измененной в K_0 раз, и сдвигом во времени на величину τ . Форма сигнала при этом сохраняется.

Условия (4.4) называют условиями неискаженной передачи. Они могут быть записаны в виде

$$A(\omega) = -20 \lg |K(j\omega)| = A_0; \quad t_{gp} = dB(\omega)/d\omega = \tau. \quad (4.6)$$

Здесь $A(\omega)$ — затухание канала передачи (тракта); t_{gp} — групповое время прохождения. Соответствующие характеристики приведены на рис. 4.1. Таким образом, условиями неискаженной передачи являются частотно-независимое затухание канала передачи и

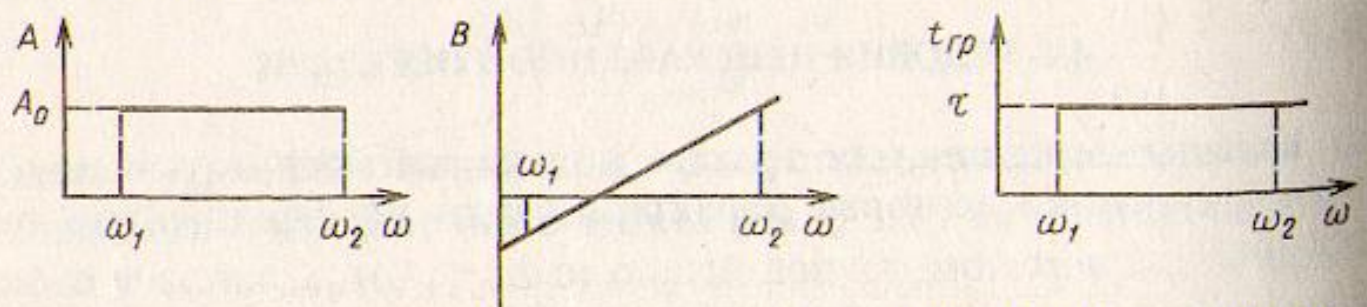


Рис. 4.1. Частотно-независимое затухание, частотная и фазочастотная характеристики

линейность его (или) частотной характеристики (или) времени прохождения).

Нарушение первого из этих условий вызывает появление амплитудно-частотных искажений (АЧИ), а второго – фазочастотных искажений (ФЧИ). Оба вида искажений относятся к линейным искажениям, так как они возникают в линейных цепях, т. е. в таких, параметры которых не зависят от амплитуды сигнала.

Практически спектральная плотность передаваемого сигнала отличается от нуля в ограниченном диапазоне частот. Поэтому условия (4.6) должны выполняться в данном диапазоне частот. Однако при ограничении полосы частот сигнала линейные искажения возникают даже при выполнении условий неискаженной передачи в полосе частот канала (тракта).

Количественно АЧИ оцениваются величиной отклонения АЧХ канала передачи (тракта) $A(\omega)$ от идеальной:

$$\Delta A(\omega) = A(\omega) - A_0. \quad (4.7)$$

Соответственно для количественной оценки ФЧИ используют величину

$$\Delta t_{гp}(\omega) = t_{гp}(\omega) - \tau. \quad (4.8)$$

Величины A_0 и τ определяются обычно на некоторой частоте ω_0 , задаваемой для трактов данного типа (рис. 4.2). Например, для канала ТЧ величина A_0 определяется на частоте 0,8 кГц, а τ – на частоте 1,9 кГц. Максимальные значения ΔA и $\Delta t_{гp}$ нормируются и позволяют судить о качестве принимаемого сигнала.

О качестве связи по каналу (тракту) можно также судить по критерию среднеквадратического отклонения принимаемого сигнала от переданного:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - x(t)]^2 dt,$$

который непосредственно оценивает отличие этих сигналов. Однако применение этого критерия в условиях эксплуатации затруднительно и он чаще всего используется в теоретических исследованиях.

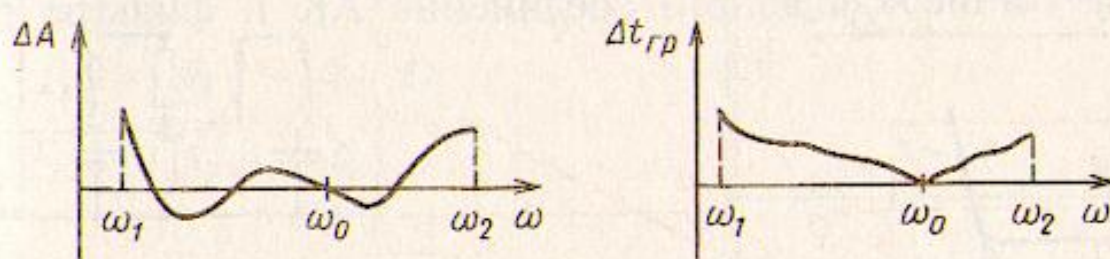


Рис. 4.2. Реальные амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики

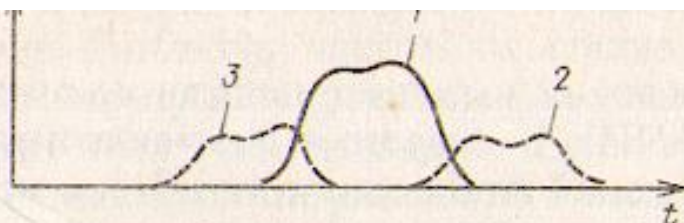


Рис. 4.3. Искажения формы передаваемого сигнала:

1 — основной сигнал; 2 — отстающий эхосигнал; 3 — опережающий эхосигнал

Амплитудно- и фазочастотные искажения приводят к изменению формы передаваемого сигнала. Можно показать, что наличие АЧИ и ФЧИ является причиной появления на выходе канала (тракта) наряду с основным сигналом опережающих (кривая 3) и отстающих (кривая 2) эхосигналов, которые, накладываясь на основной сигнал (кривая 1), искажают его форму (рис. 4.3). Подробно этот вопрос рассмотрен в [7].

4.2. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ И ИХ КОРРЕКЦИЯ

Причины возникновения амплитудно-частотных искажений

Амплитудно-частотные искажения в каналах (трактах) СП можно разделить на искажения, возникающие в оборудовании оконечных станций, и искажения, возникающие в линейном тракте.

Источником АЧИ в оконечном оборудовании являются в основном фильтры, а также усилители, трансформаторы и другие узлы, содержащие реактивные элементы. Особенностью этих искажений является то, что они сказываются главным образом на краях диапазона частот канала (тракта) и постоянны во времени. На рис. 4.4 показана частотная характеристика затухания ПФ (кривая 1).

В средней части полосы пропускания фильтра затухание практически постоянно, а на крайних частотах возрастает, вызывая на этих частотах появление АЧИ. Аналогичную характеристику затухания имеют трансформаторы и усилители. Для устранения или, по крайней мере, уменьшения АЧИ, вносимых фильтром, необходимо использовать амплитудный корректор (АК), который включается каскадно с фильтром и имеет характеристику затухания, показанную также на рис. 4.4 (кривая 2). Общее затухание каскадного соединения АК и фильтра равно

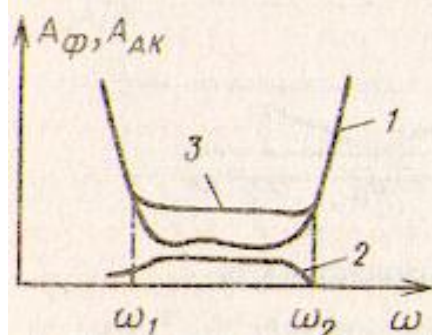


Рис. 4.4. Частотная характеристика затухания:

1 — полосового фильтра; 2 — амплитудного корректора; 3 — суммарная

сумме...
 краях полосы пропускания при этом существенно уменьшается. С помощью АК, включаемого каскадно в канал (тракт), можно в ряде случаев корректировать искажения, вносимые несколькими узлами оборудования оконечных станций. Например, АЧИ, вносимые каналными фильтрами оконечных станций передачи и приема в полосе частот канала ТЧ, можно откорректировать одним АК, включаемым на приемной станции.

Одним из способов коррекции краевых искажений в канале ТЧ является включение корректирующих контуров в цепь ООС усилителя низкой частоты, устанавливаемого на выходе четырехпроводной части тракта приема этого канала (рис. 4.5). Резисторы R_1 , R_2 и R_3 , включенные последовательно, создают цепь ООС по току, которая снижает усиление усилителя. При этом частотная характеристика усиления не зависит от частоты (рис. 4.6, кривая 1). При подключении параллельно одному или нескольким резисторам последовательного колебательного контура $L_1 C_1$, настроенного на нижнюю частоту f_1 полосы частот канала, сопротивление цепи ООС, а значит, и глубина ООС на данной частоте уменьшаются и усиление возрастает (рис. 4.6, кривая 2). Изменяя число резисторов, к которым подключается контур, можно изменять величину подъема усиления на частоте резонанса этого контура (кривая 3), а изменяя величины L_1 и C_1 — изменять частоту, на которой возникает подъем усиления (кривая 4). Контур $L_2 C_2$, настроенный на верхнюю частоту f_2 спектра канала ТЧ, выполняет ту же функцию на данной частоте. Увеличение усиления на краях полосы частот канала ТЧ позволяет, в частности, уменьшить АЧИ, вносимые каналными фильтрами передачи и приема в данном канале. Настройка и регулировка частотной характеристики усиления осуществляются вручную перепайками элементов в схеме корректора в процессе изготовления аппаратуры, при вводе системы передачи в эксплуатацию и при сезонных профилактических работах в случае необходимости.

Основной причиной искажений в линейном тракте является частотная зависимость затухания линии, которое возрастает с

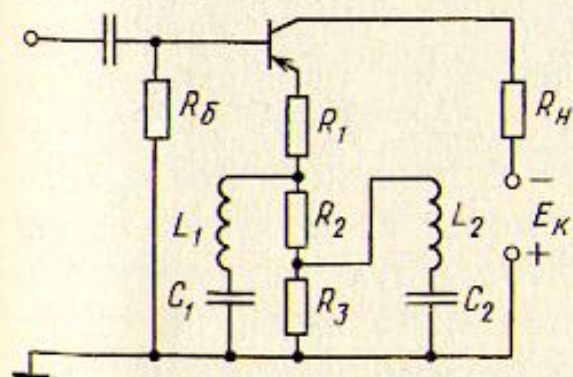


Рис. 4.5. Корректирующие контуры в цепи ООС усилителя НЧ

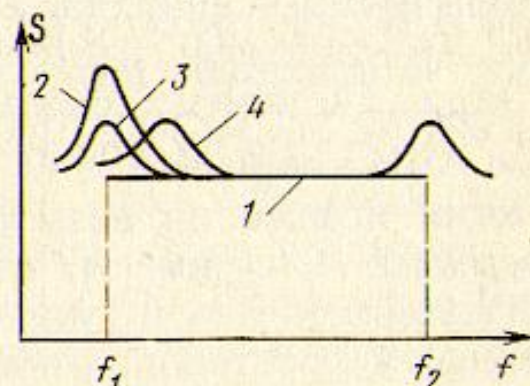


Рис. 4.6. Частотная характеристика усиления усилителя НЧ

типа линии и длины усилительного участка. Поскольку ширина спектра канала значительно меньше ширины линейного спектра СП, искажения, вносимые линией связи, на изменение формы канального сигнала почти не сказываются. Однако эти искажения приводят к изменению измерительных уровней в заданных точках линейного и групповых трактов и, как следствие, к уменьшению помехозащищенности. Для уменьшения или устранения АЧИ, вносимых линией связи, усиление усилителей, размещаемых вдоль линии, делается частотно-зависимым. При этом стремятся обеспечить полную частотную зависимость усиления, при которой на любой частоте линейного спектра СП усиление усилителя равно затуханию предшествующего участка линии, т. е.

$$S_l(\omega) = A_{ли}(\omega). \quad (4.9)$$

Таким образом, линейный усилитель не только компенсирует затухание предшествующего участка, но и устраняет АЧИ, вносимые этим участком. Необходимая частотная зависимость усиления обеспечивается АК, входящими в состав оборудования линейного усиления.

Очень важной особенностью АЧИ, вносимых линией связи, является то, что они не постоянны во времени, так как затухание линии зависит от температуры окружающей среды, а воздушных линий – и от изменения метеорологических условий. Следовательно, для коррекции АЧИ необходимо использовать переменные корректоры, частотные характеристики затухания которых можно изменять в процессе эксплуатации. При использовании переменных амплитудных корректоров (ПАК) равенство (4.9) можно записать в виде

$$S_l(\omega, t) = A_{ли}(\omega, t). \quad (4.10)$$

Амплитудно-частотные искажения, создаваемые оборудованием конечных станций и линией связи, называют *основными*. Коррекция основных искажений, вносимых линией связи, осуществляется с конечной точностью. Точное корректирование этих АЧИ невозможно в принципе, поскольку линия связи является четырехполюсником с распределенными параметрами, а корректор – с сосредоточенными параметрами. Поэтому основные АЧИ корректируются не полностью. Оставшиеся после коррекции искажения называются *искажениями из-за погрешности коррекции*. Они имеют, как правило, небольшую величину, но, накапливаясь вдоль линии передачи, при использовании однотипных корректоров они могут стать достаточно заметными. Эти искажения называют также *регулярными* или *систематическими*. Для коррекции таких искажений по мере их накопления приме-

ными (МК). Последние могут выполняться постоянными и переменными, параметры которых изменяются вручную, перепайками элементов в процессе настройки линейного тракта СП.

Помимо регулярных искажений, вызванных погрешностью коррекции, в групповых и линейных трактах могут возникать искажения случайного характера, вызываемые неизбежными в процессе изготовления корректоров отклонениями значений их элементов от номинальных в пределах некоторых допусков, неоднородностью линии связи, различной степенью согласования аппаратуры с линией на разных частотах, старением элементов и т. п. Такие случайные искажения также накапливаются вдоль тракта и корректируются специальными корректорами, которые имеют регулируемые характеристики затухания и называются *подчисточными*.

Таким образом, система коррекции АЧИ содержит ряд корректоров, размещаемых на различных станциях линейного тракта СП. Корректоры основных АЧИ, создаваемых узлами аппаратуры (фильтрами, трансформаторами и т. д.), устанавливаются на конечных станциях СП. Коррекция АЧИ, вносимых участком линии, осуществляется в усилителе, компенсирующем затухание этого участка, т. е. соответствующие корректоры размещаются на каждой промежуточной усилительной станции. Магистральные корректоры располагаются по мере накопления регулярных АЧИ на некоторых промежуточных, а также на конечных и переприемных станциях. Случайные АЧИ накапливаются медленнее регулярных, поэтому подчисточные корректоры устанавливаются через большие расстояния, чем МК. Как правило, они включаются на конечных и переприемных станциях, а также на обслуживаемых усилительных пунктах. Поскольку случайные АЧИ медленно изменяются во времени, настройка подчисточных корректоров осуществляется периодически по мере необходимости.

Формирование частотных характеристик усиления

Для создания частотно-зависимого усиления в схему линейного усилителя должны включаться один или несколько АК, частотные характеристики затухания которых зависят от места их включения (вход усилителя, его выход и цепь ООС).

Включение АК на выходе усилителя (рис. 4.7, а) заставляет увеличивать мощность выходного каскада этого усилителя, так как часть выходной мощности теряется в АК. Повышение мощности связано с применением более мощных транзисторов, которые потребляют больший ток, что является весьма нежелательным, особенно при дистанционном питании усилителя.

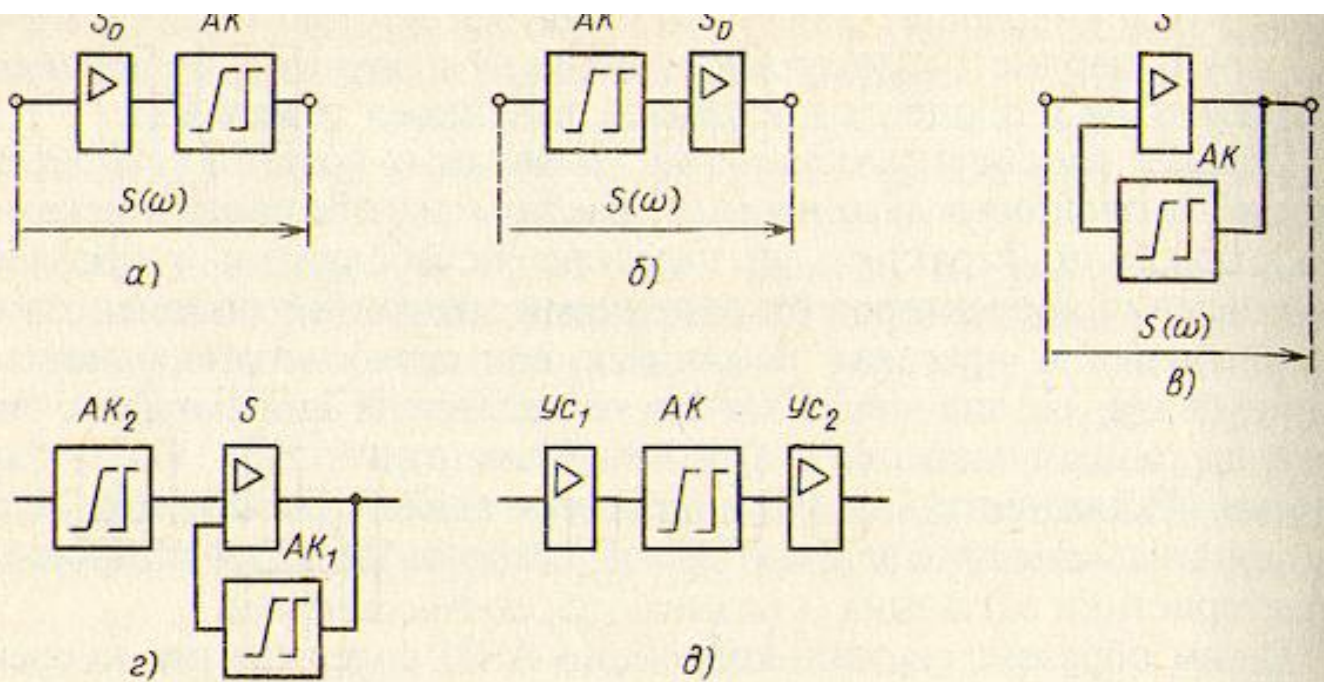


Рис. 4.7. Способы включения амплитудных корректоров:

a – на выходе усилителя; *б* – на входе усилителя; *в* – в цепи ООС усилителя; *г* – на входе и в цепи ООС усилителя; *д* – между двумя усилителями

Включение АК на входе усилителя (рис. 4.7, б) позволяет корректировать достаточно большие АЧИ, вносимые предшествующим участком линии. Частотная характеристика затухания АК в этом случае обратна соответствующей характеристике участка линии (рис. 4.8, а), а величина S_0 – частотно-независима. Усиление усилителя при включении АК на его входе

$$S(\omega) = S_0 - A_k(\omega). \quad (4.11)$$

Включение АК на входе усилителя, однако, снижает защищенность от собственных помех (см. § 3.3).

Включение АК в цепь ООС (рис. 4.7, в) не снижает защищенности сигнала от собственных помех и практически не изменяет максимальную неискаженную выходную мощность. При достаточно большой в используемом диапазоне частот глубине ООС в схеме на рис. 4.7, в усиление усилителя

$$S(\omega) = A_k(\omega), \quad (4.12)$$

а частотная характеристика затухания корректора практически совпадает с соответствующей характеристикой предшествующего участка линии (рис. 4.8, б). Вместе с тем на параметры корректоров, включаемых в цепь ООС усилителя, накладывается ряд ограничений, связанных с обеспечением устойчивости усилителя и требуемых значений его параметров. При максимальной глубине ООС, которая создается на частотах, где затухание АК минимально, необходимо обеспечить заданный запас устойчивости усилителя по затуханию. Крутизна частотной характеристики за-

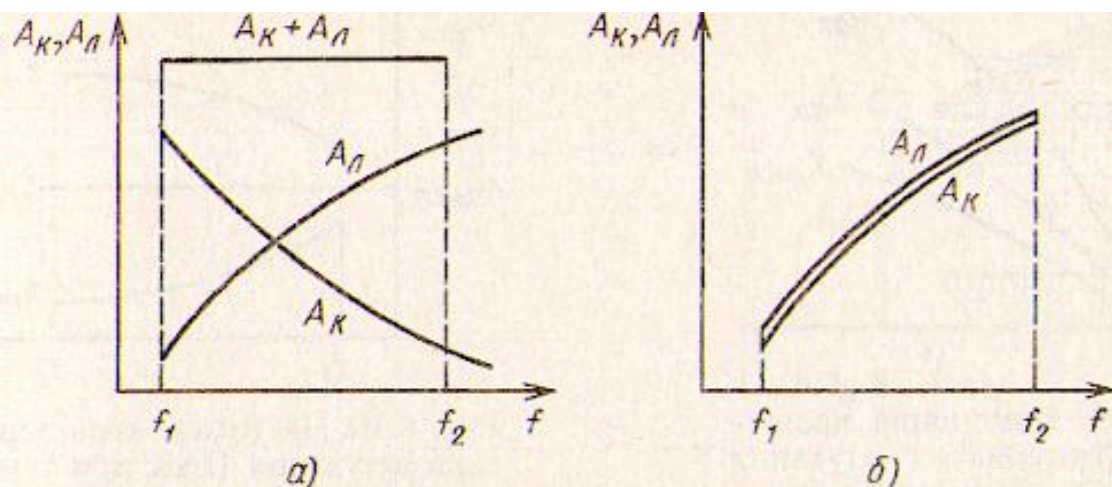


Рис. 4.8. Амплитудно-частотные характеристики корректоров, включенных:

a – на входе усилителя; *b* – в цепь ООС усилителя

тухания АК не должна быть слишком большой. Последнее требование связано с тем, что фазовые сдвиги в минимально-фазовых цепях, к которым относятся и корректоры в цепи ООС усилителя, пропорциональны крутизне частотной характеристики затухания цепи. Увеличение крутизны АЧХ таких цепей снижает запас устойчивости усилителя по фазе и может привести к самовозбуждению усилителя. При минимальной глубине ООС, соответствующей максимальному затуханию АК, необходимо обеспечить заданные стабильность усиления, затухания нелинейности по гармоникам и др.

Указанные обстоятельства ограничивают разность между усилением усилителя на верхней и нижней частотах линейного спектра СП. Практически эта разность не превышает 10...15 дБ, что существенно меньше АЧИ реальных участков линии связи. Поэтому наиболее часто используют комбинированную схему включения АК (см. рис. 4.7, *з*), при которой часть АЧИ корректируется корректором АК₁ в цепи ООС, а часть – корректором АК₂, включаемым на входе усилителя.

Для обеспечения необходимой помехозащищенности иногда корректоры включаются между двумя усилителями (рис. 4.7, *д*), первый из которых ($U_{с1}$) повышает уровень принимаемого сигнала до величины, при которой снижение помехозащищенности АК, включенного на входе второго усилителя ($U_{с2}$), практически не столь заметно повышает уровень собственных помех. Такие схемы чаще всего применяются на конечных и обслуживаемых станциях.

При изменении температуры окружающей среды затухание кабельных линий связи изменяется по-разному на различных частотах, т. е. изменяется форма частотной характеристики данной линии (рис. 4.9). В связи с этим можно говорить о самых тяжелых ($t = t_{max}$ °C), самых легких ($t = t_{min}$ °C) и средних ($t = t_{cp}$ °C) условиях.

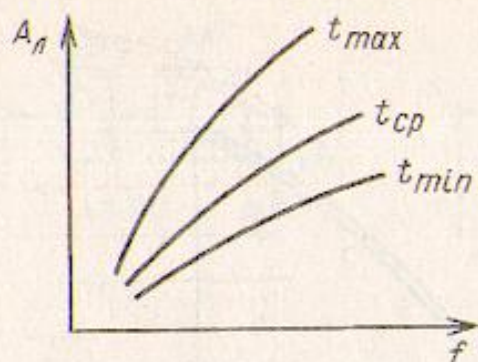


Рис. 4.9. Изменение частотных характеристик затухания кабельных линий при изменении температуры

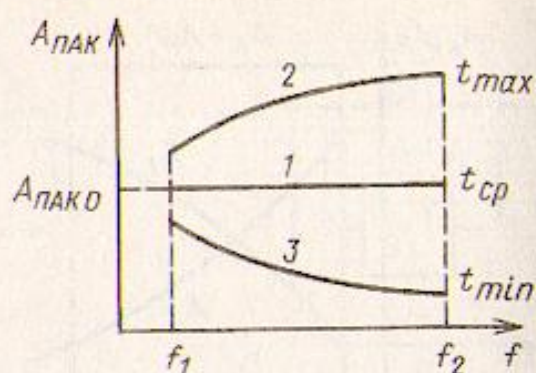


Рис. 4.10. Частотная характеристика затухания ПАК при температуре: 1 — средней; 2 — максимальной; 3 — минимальной

Переменные амплитудные корректоры обеспечивают формирование частотных характеристик усиления, соответствующих характеристикам затухания предшествующего участка линии при разных метеоусловиях и температурах окружающей среды. Как правило, ПАК работают совместно с постоянными АК, которые устраняют основные АЧИ при некоторых выбранных для данной СП условиях (чаще всего средних). При этих условиях затухание ПАК

$$A_{\text{ПАК}}(\omega) = A_{\text{ПАК0}} = \text{const} \quad (4.13)$$

частотно-независимо (рис. 4.10, кривая 1). При изменении температуры окружающей среды (или других метеоусловий) относительно средних затухание ПАК изменяется и определяется в виде

$$A_{\text{ПАК}}(\omega) = A_{\text{ПАК0}} \pm [A_{\text{л0}}(\omega) - A_{\text{лт}}(\omega)], \quad (4.14)$$

где $A_{\text{л0}}(\omega)$ — затухание предшествующего усилителю участка линии при средней температуре, а $A_{\text{лт}}(\omega)$ — то же, при данной температуре. Выбор знака перед вторым слагаемым в выражении (4.14) определяется местом включения ПАК и знаком изменения температуры. Например, при включении ПАК в цепи ООС усилителя и увеличении температуры относительно средней

$$A_{\text{ПАК}}(\omega) = A_{\text{ПАК0}} - [A_{\text{л0}}(\omega) - A_{\text{лт}}(\omega)].$$

Частотная характеристика затухания ПАК при максимальной температуре окружающей среды (самых тяжелых условиях) показана на рис. 4.10 (кривая 2). Соответствующая характеристика при минимальной температуре приведена там же (кривая 3). Из рис. 4.10 очевидно, что каждая кривая семейства характеристик $A_{\text{ПАК0}}(\omega, t)$ представляет собой сумму переменной плоской составляющей $A_{\text{ПАК}}$ и частотной характеристики затухания, определяемой АЧИ на разных частотах.

Для упрощения схемных реализаций ПАК в СП, работающих

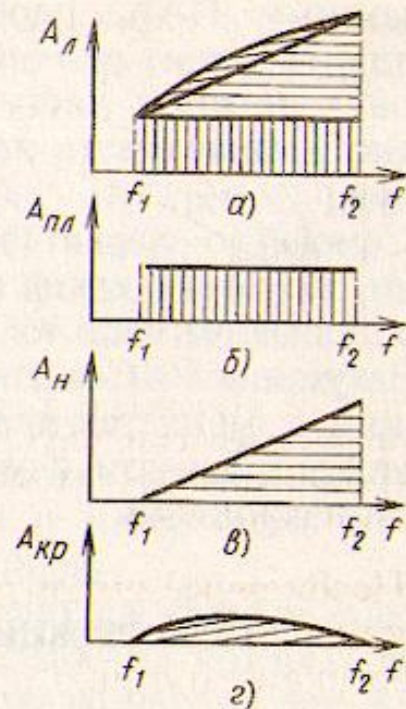


Рис. 4.11. Частотная характеристика затухания линии, состоящая из трех составляющих: $A_{пл}$ – плоской; $A_н$ – наклонной; $A_{кр}$ – криволинейной

по воздушным и симметричным кабельным линиям, вместо одного ПАК, корректирующего переменные АЧИ, часто используют несколько ПАК, каждый из которых реализует семейство частотных характеристик затухания сравнительно простого вида. Этот способ основан на представлении частотной характеристики затухания линии (рис. 4.11, а), имеющей сравнительно сложный характер, в виде суммы трех составляющих: плоской $A_{пл}(\omega)$ (рис. 4.11, б), наклонной $A_н(\omega)$ (рис. 4.11, в) и криволинейной $A_{кр}(\omega)$ (рис. 4.11, г). При изменении частотной характеристики затухания изменяются все три ее составляющие. Эти изменения компенсируются соответственно плоским, наклонным и криволинейным ПАК.

На рис. 4.12 показаны семейства частотных характеристик затухания каждого из этих ПАК, совместная работа которых компенсирует изменения затухания участка линии при любых изменениях температуры или метеоусловий. Все три ПАК должны работать независимо и изменять только те составляющие усиления, на которые они рассчитаны. В частности, при работе наклонного ПАК не должна изменяться плоская составляющая усиления усилителя. Поэтому все характеристики семейства, реализуемые

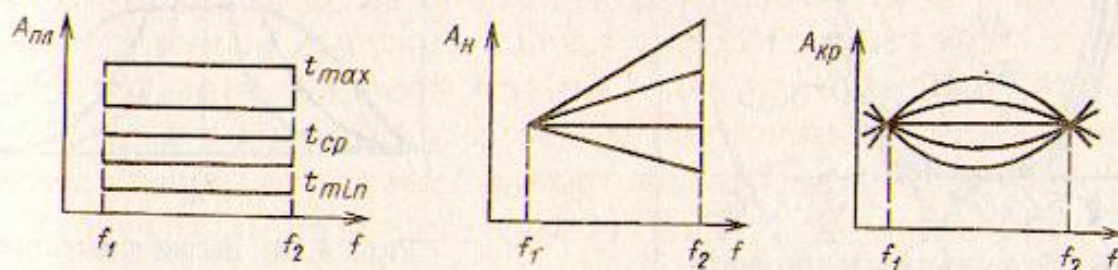


Рис. 4.12. Амплитудно-частотные характеристики ПАК: плоского ($A_{пл}$), наклонного ($A_н$) и криволинейного ($A_{кр}$) ПАК

наклонным ПАК, пересекаются в некоторой точке, которую иногда называют *точкой вращения*. На рис. 4.12 данная точка выбрана в нижней части рабочего диапазона частот, однако ее можно устанавливать на верхней части или в середине этого диапазона.

Семейство характеристик затухания криволинейного ПАК имеет две точки вращения, которые выбираются на краях рабочего диапазона частот.

Затухание ВЛС в диапазоне частот СП, работающих по этим линиям, изменяется практически линейно с изменением частоты. Поэтому в данном случае обычно применяют два ПАК — плоский и наклонный.

4.3. КОРРЕКЦИЯ ФАЗОЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Фазочастотные искажения в каналах СП проявляются в увеличении группового времени прохождения (ГВП) на краях передаваемой полосы частот (рис. 4.13), что связано с ростом крутизны ФЧХ на этих участках. В каналах ТЧ фазочастотные искажения обусловлены большой крутизной частотной характеристики затухания канальных фильтров вблизи граничных частот полосы пропускания. При увеличении числа переприемных участков число канальных фильтров, включенных в канал ТЧ, увеличивается и ФЧИ возрастают.

При передаче по каналам ТЧ речевых сигналов, которые относительно малочувствительны к ФЧИ, коррекция последних, как правило, не производится. Однако при передаче по этим каналам дискретных сигналов (передача данных) или факсимильных без специальной фазовой коррекции невозможно обеспечить максимальную скорость передачи, определяемую шириной полосы канала. По этой причине фазовые корректоры (ФК) либо

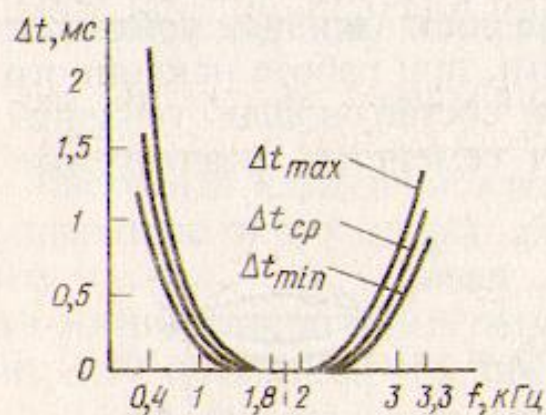


Рис. 4.13. Изменение группового времени прохождения от частоты и температуры

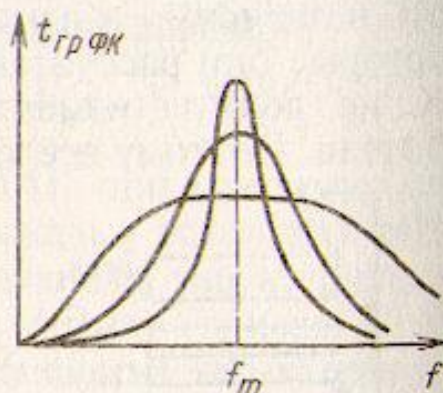


Рис. 4.14. Возможные частотные характеристики группового времени прохождения в каналах ТЧ

входят в состав аппаратуры передачи данных, либо подключаются к каналам ТЧ при их использовании для передачи нетелефонной информации.

Крутизна частотных характеристик ГВП на граничных частотах тонального спектра частот очень велика, что требует применения сложных ФК. Характеристики ГВП разных каналов ТЧ значительно отличаются друг от друга, что иллюстрируется тремя кривыми на рис. 4.14, которые соответствуют максимальной, минимальной и средней величинам неравномерности характеристики ГВП $\Delta t_{гр} = t_{грf} - t_{грmin}$, где f — ГВП на частоте f ; $t_{грmin}$ — минимальное значение ГВП в полосе частот канала. По этой причине ФК приходится выполнять переменными и настраивать их на частотную характеристику ГВП данного канала.

Фазовые корректоры реализуются обычно каскадным соединением фазовых звеньев 2-го порядка, каждое из которых воспроизводит одну из характеристик ГВП, показанных на рис. 4.14. Чем больше значение максимума ГВП ($t_{грmax}$) фазового звена 2-го порядка, тем больше крутизна частотной характеристики, так как площадь, образуемая этой характеристикой и осью абсцисс, для фазового звена с постоянной частотой f_m остается постоянной. Данное обстоятельство, а также большая относительная ширина полосы частот канала ТЧ не позволяют реализовать ФК из одного-двух фазовых звеньев 2-го порядка, а требуют применения многозвенных схем (пять-семь звеньев).

На рис. 4.15 показан механизм коррекции ФЧИ канала ТЧ с помощью пяти фазовых звеньев, рассчитанных на разные частоты и имеющих разные максимальные значения ГВП. Чем меньше допустимая погрешность коррекции ФЧИ, тем большее число фазовых звеньев должно входить в состав ФК. Для упрощения схемы ФК, необходимых при факсимильной передаче и передаче данных, используемый диапазон частот канала ТЧ уменьшают за счет нижних и верхних частот, где ФЧИ особенно велики. Возможная скорость передачи нетелефонной информации при этом, очевидно, снижается.

Переменные ФК регулируются изменением характеристик звеньев 2-го порядка или их числа путем переключений или перепаяек.

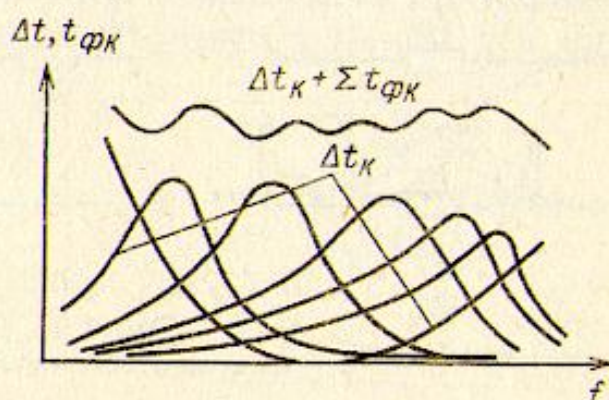


Рис. 4.15. Механизм коррекции ФЧИ

При организации в линейном спектре СП, работающих по коаксиальному кабелю, канала телевизионного вещания (ТВ) также применяются корректоры ФЧИ, создаваемых не только коаксиальным кабелем в области низких частот, но и линейным усилителем. Коррекция ФЧИ в этом случае осуществляется только в спектре частот канала ТВ, так как неравномерность ФЧХ в линейном тракте при передаче группового многоканального сигнала уменьшает мощность помех нелинейности 3-го порядка 1-го рода (см. § 3.8). При передаче сигналов ТВ фазовые корректоры устанавливаются на оконечной станции приема, обслуживаемых усилительных пунктах, а также в пунктах отвлечения телевизионных программ.

4.4. СХЕМЫ АМПЛИТУДНЫХ И ФАЗОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

Постоянные амплитудные и фазовые корректоры

Наиболее общей схемой четырехполюсника, которая может воспроизвести любую физически реализуемую АЧХ, является скрещенная схема (рис. 4.16, а). Если для этой схемы выполняется условие $Z_a Z_b = R_0^2$, т. е. если Z_a и Z_b — взаимно-обратные двухполюсники, то характеристическое сопротивление такого четырехполюсника не зависит от частоты ($Z_c = R_0$) и его легко согласовать с резистивными нагрузками, а также обеспечить согласованное каскадное соединение нескольких четырехполюсников. Схема на рис. 4.16, а, однако, содержит большое число элементов и, кроме того, является уравновешенной относительно "земли". Последнее обстоятельство не позволяет включать скрещенную схему на вход усилителя без симметрирующего трансформатора.

При определенных условиях скрещенная схема может быть заменена эквивалентной перекрытой Т-образной схемой (рис. 4.16, б), для которой

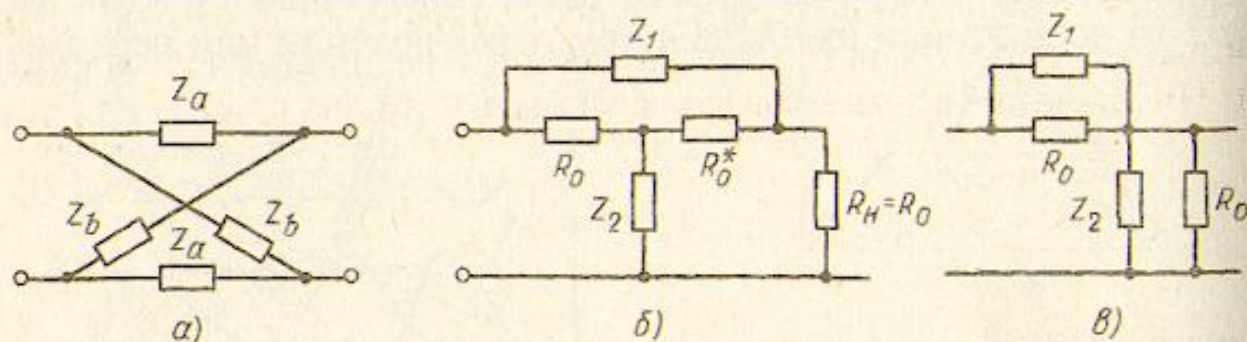


Рис. 4.16. Схемы ПАК:

а — скрещенная; б — перекрытая Т-образная; в — Т-образная

$$Z_1 Z_2 = R_0^2; Z_c = R_0. \quad (4.15)$$

При нагрузке на характеристическое сопротивление $R_{н} = R_0$ и передаче сигналов направо резистор R_0^* оказывается включенным в диагональ мостовой схемы. Если выполняется условие (4.15), мостовая схема оказывается уравновешенной и резистор R_0^* можно замкнуть накоротко. Тогда перекрытый Т-образный четырехполюсник преобразуется в Г-образный (рис. 4.16, в), который может использоваться в качестве АК. Практически при построении постоянных АК чаще применяется схема, приведенная на рис. 4.16, б. Она оказывается менее чувствительной к изменению сопротивления нагрузки и производственным разбросам величин элементов.

Собственное затухание схем, приведенных на рис. 4.16, определяется выражением

$$A_c = 20 \lg |1 + Z_1/R_0|. \quad (4.16)$$

Схема, представленная на рис. 4.16, а, и ее перекрытый Т-образный эквивалент могут использоваться в качестве ФК. Пример такого фазового звена 2-го порядка приведен на рис. 4.17.

Схемы на рис. 4.16 могут быть применены для реализации АК с передаточной функцией любого порядка. Однако с целью упрощения настройки звеньев АК в процессе производства и перестройки их характеристик во время эксплуатации корректоры обычно реализуются в виде каскадного соединения звеньев сравнительно невысокого порядка. Например, линейный корректор системы передачи К-60П, работающей по симметричному кабелю, описывается передаточной функцией 6-го порядка, которая представляет собой каскадное соединение трех звеньев — 1-го, 2-го и 3-го порядков.

Переменные амплитудные корректоры

Переменный АК содержит перестраиваемые элементы, с помощью которых плавно и согласованно изменяются его параметры. Число таких элементов должно быть минимальным, а в сис-

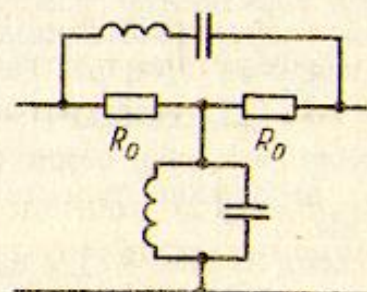


Рис. 4.17. Схема фазового корректора

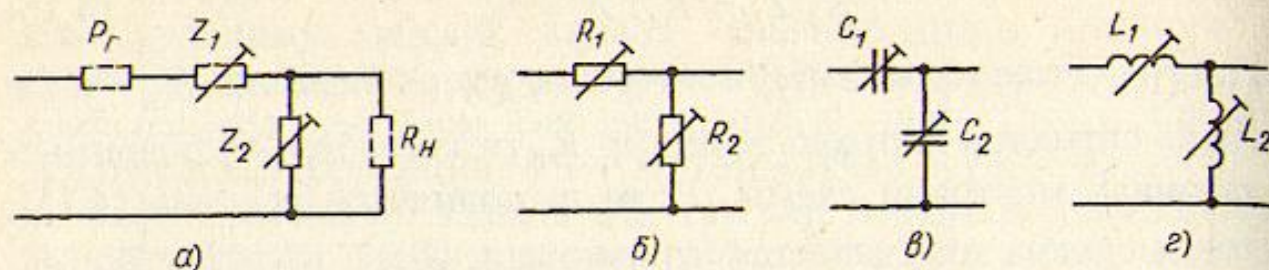


Рис. 4.18. Схемы переменных амплитудных корректоров:

а — Г-образный делитель напряжения; б — делитель на активных сопротивлениях; в — делитель на емкостных сопротивлениях; г — делитель на индуктивных сопротивлениях

теме перестройки должны по возможности отсутствовать трущиеся части, что повышает ее надежность и исключает помехи механического происхождения (шорохи и трески из-за кратковременных потерь контакта).

Рассмотрим две группы ПАК: *потенциометрические и с одним управляющим резистором* (корректоры Боде). В каждой группе, кроме того, различают *плоские и частотно-зависимые* ПАК. В современных СП потенциометрические ПАК используются в основном для компенсации изменений плоской составляющей частотной характеристики затухания участка линии.

Плоские потенциометрические ПАК строятся на основе Г-образного делителя напряжения (рис. 4.18, а), затухание которого при $R_r=0$ и $R_n \rightarrow \infty$ равно

$$A = 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} \right| = 20 \lg \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right|. \quad (4.17)$$

Для получения семейства частотно-независимых характеристик затухания необходимо, чтобы сопротивления Z_1 и Z_2 были активными (рис. 4.18, б) либо реактивными одного знака (рис. 4.18, в, г). Для уменьшения изменения входного сопротивления ПАК в процессе регулировки желательно одновременное изменение двух сопротивлений. В качестве переменных резисторов в схеме на рис. 4.18, б используются терморезисторы с косвенным подогревом. Токи подогрева терморезисторов в процессе регулировки изменяются в противоположных направлениях, т. е. при увеличении тока подогрева одного терморезистора ток подогрева второго уменьшается (рис. 4.19).

В схеме на рис. 4.18, в применяется емкостный потенциометр — конденсатор переменной емкости с одной группой роторных и двумя группами статорных пластин. При вращении ротора конденсатора емкость между роторными и статорными пластинами изменяется пропорционально степени перекрытия этих пластин, как условно показано на рис. 4.20, а. Если обозначить относительный угол поворота ротора через x ($0 \leq x \leq 1$), то в схеме на рис. 4.18, в $C_1 = xC$; $C_2 = (1-x)C$, а затухание $A = -20 \lg x$.

Теоретически затухание емкостного делителя может изменяться от 0 до ∞ , но за счет начальной емкости конденсатора пределы регулирования составляют 20...25 дБ.

В схеме на рис. 4.18, г изменение индуктивностей L_1 и L_2 осуществляется изменением тока подмагничивания $I_{\text{п}}$, протекающего через обмотки $L_{\text{п1}}$ и $L_{\text{п2}}$

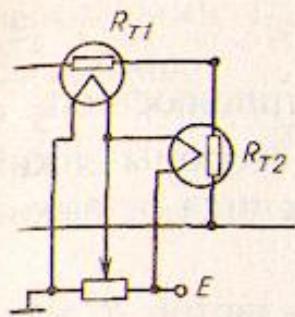
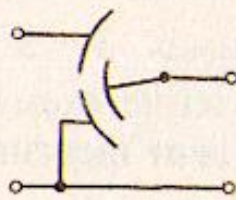
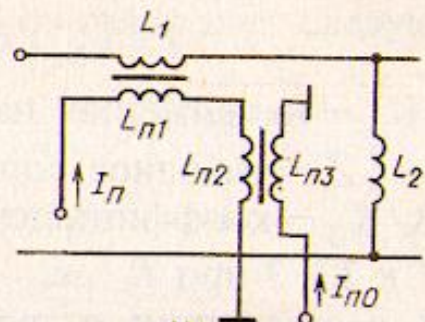


Рис. 4.19. Упрощенная схема ПАК с использованием терморезисторов



а)



б)

Рис. 4.20. Упрощенные схемы ПАК с использованием:

а - емкостного делителя; б - индуктивного потенциометра

(рис. 4.20, б). Магнитный поток в сердечнике катушки L_1 пропорционален этому току, а в сердечнике катушки L_2 - разности тока $I_{п}$ и постоянного тока подмагничивания $I_{п0}$, протекающего через обмотку $L_{п3}$, которая включена встречно относительно $L_{п2}$. При увеличении тока подмагничивания магнитная проницаемость сердечника катушки L_1 уменьшается, а катушки L_2 увеличивается, так как уменьшается разность $I_{п0} - I_{п}$. Соответственно индуктивность L_2 увеличивается, а L_1 уменьшается. При уменьшении тока $I_{п}$ все происходит наоборот.

Плоские потенциометрические ПАК обладают сравнительно большими пределами регулирования. Недостатком потенциометрических ПАК является их относительная сложность.

В современных АСП наибольшее применение находят ПАК с одним управляющим резистором (корректоры Боде). В общем виде схема корректора Боде представлена на рис. 4.21, а. Схема содержит шестиполюсник, к одной паре полюсов которого подключен управляющий резистор R_{\sim} . Внутреннее сопротивление источника с ЭДС E_1 и сопротивление нагрузки R_H можно считать входящими в схему шестиполюсника. Коэффициент передачи такой схемы

$$K = \dot{U}_2 / \dot{E}_1 \quad (4.18)$$

зависит в общем случае от сопротивления резистора R_{\sim} . Через резистор R_{\sim} протекает ток I , который можно определить, пользуясь теоремой об эквивалентном генераторе:

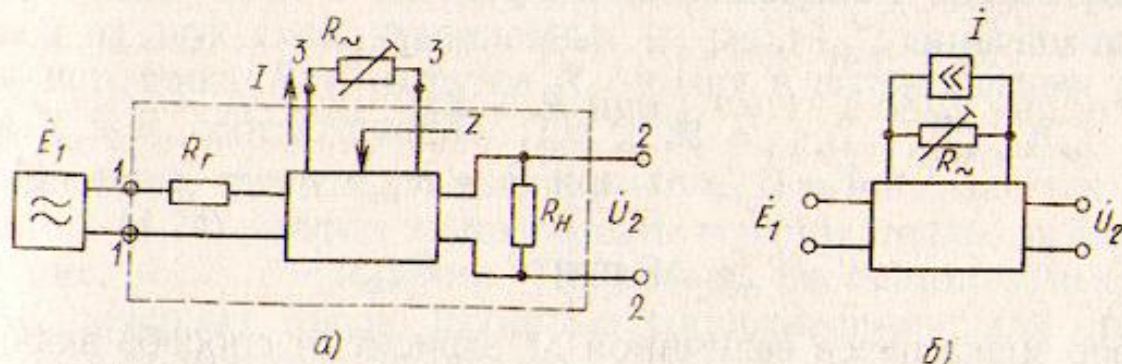


Рис. 4.21. ПАК с одним управляющим резистором:

а - общий вид корректора; б - его эквивалентная схема

$$\dot{I} = \dot{U}_{3\infty} / Z + R_- = \dot{K}_{13} \dot{E}_1 / (Z + R_-), \quad (4.19)$$

где $U_{3\infty}$ — напряжение на зажимах 3 — 3 шестиполюсника при $R_- = \infty$; Z — выходное сопротивление схемы со стороны зажимов 3 — 3; K_{13} — коэффициент передачи шестиполюсника от зажимов 1 — 1 к 3 — 3 при $R_- = \infty$.

В соответствии с теоремой компенсации резистор R_- можно заменить источником тока \dot{I} (рис. 4.21, б), который определяется по формуле (4.19). Поскольку корректор является линейной схемой, то, применяя метод наложения, находим

$$\dot{U}_2 = \dot{K}_\infty \dot{E}_1 + Z_{31} \dot{I}. \quad (4.20)$$

Здесь \dot{K}_∞ — коэффициент передачи корректора при $R_- = \infty$; Z_{31} — передаточное сопротивление от зажимов 3 — 3 к 1 — 1 при $\dot{E}_1 = 0$.

Решая совместно уравнения (4.19) и (4.20), окончательно определяем коэффициент передачи корректора:

$$\dot{K} = (\dot{K}_\infty R_- + \dot{K}_0 Z) / (Z + R_-), \quad (4.21)$$

где \dot{K}_0 — коэффициент передачи корректора при $R_- = 0$. Переходя от коэффициентов передачи к постоянным передачи $\Gamma = A + jB = -\ln \dot{K}$; $\Gamma_\infty = -\ln \dot{K}_\infty$; $\Gamma_0 = -\ln \dot{K}_0$, выражение (4.21) можно переписать в виде

$$\Gamma = \ln \left[(Z + R_-) / (e^{-\Gamma_0} Z + e^{-\Gamma_\infty} R_-) \right]. \quad (4.22)$$

Сопротивление резистора R_- может изменяться в некоторых пределах от R_{min} до R_{max} . Среднее значение этого сопротивления

$$R_0 = \sqrt{R_{min} R_{max}}. \quad (4.23)$$

Отсюда $R_{max} / R_0 = R_0 / R_{min} = m > 1$.

Схема ПАК с одним управляющим резистором рассчитывается так, чтобы при изменении R_- в пределах от R_{min} до R_{max} постоянная передачи изменялась в пределах $\pm \Delta\Gamma$ от некоторого среднего значения Γ_{cp} , т. е.

$$\begin{aligned} \Gamma &= \Gamma_{cp} \text{ при } R_- = R_0; \\ \Gamma &= \Gamma_{cp} \pm \Delta\Gamma \text{ при } R_- = R_{min}; \\ \Gamma &= \Gamma_{cp} \pm \Delta\Gamma \text{ при } R_- = R_{max}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Выбор знака перед величиной $\Delta\Gamma$ зависит от способа включения R_- в схему ПАК. Подставив значения постоянной передачи Γ из (4.24), в (4.22) получим систему из трех уравнений с тремя

неизвестными: Γ_0 , Γ_∞ и Z . Решение этой системы дает следующие их значения:

$$\left\{ \begin{array}{l} e^{-\Gamma_0} = e^{-\Gamma_{\text{ср}} p}; \\ e^{-\Gamma_\infty} = e^{-\Gamma_{\text{ср}} \cdot \frac{1}{p}}; \\ Z = \frac{1}{p} R_0. \end{array} \right. \quad (4.25)$$

Здесь

$$p = (m e^{\Delta\Gamma} - 1) / (m - e^{\Delta\Gamma}). \quad (4.26)$$

Соотношения (4.25) получены в предположении, что в системе уравнений (4.24) выбраны верхние знаки, т. е. предполагалось, что с увеличением R — постоянная передачи возрастает. В обратном случае в уравнениях (4.25) следует заменить p на $1/p$.

Подставляя значения полученных параметров в (4.22), после ряда преобразований получаем

$$\Gamma = \Gamma_{\text{ср}} + \ln \frac{1 + xp}{x + p} = \Gamma_{\text{ср}} + \Gamma_-, \quad (4.27)$$

где $1/m \leq (x = R_- / R_0) \leq m$.

Выражение (4.27) показывает, что переменная составляющая постоянной передачи Γ_- является функцией комплексной переменной $\Delta\Gamma$, которую можно разложить в ряд Тейлора в окрестности точки $\Delta\Gamma = 0$. При малых значениях $\Delta\Gamma$ этот ряд очень быстро сходится. Если ограничиться его первым членом, то

$$\Gamma_- \approx X \Delta\Gamma, \quad (4.28)$$

где $X = \frac{m+1}{m-1} \frac{x-1}{x+1}$ ($-1 \leq X \leq 1$).

Формула (4.28) может являться основой для расчета параметров ПАК с одним управляющим резистором.

Плоские ПАК с одним управляющим резистором строятся по одной из двух схем, приведенных на рис. 4.22, а, б. Сопротивления источника R_r и нагрузки R_n входят в сопротивления резисторов R_1 и R_3 соответственно. При этом $R_1 > R_r$; $R_3 < R_n$.

Заметим, что для схемы на рис. 4.22, а при расчетах в выражениях (4.24) следует использовать верхние знаки, а для схемы на рис. 4.22, б — нижние. Поскольку рассматриваемые схемы ПАК содержат только активные сопротивления, для этих схем фазовая постоянная равна нулю, т. е.

$$A_- = X \Delta A. \quad (4.29)$$

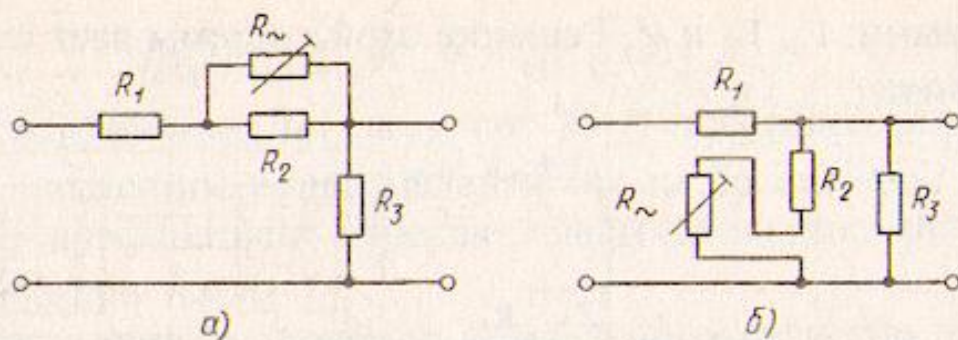


Рис. 4.22. Упрощенные схемы частотно-независимых ПАК:
 а — управляющий резистор включен в продольное плечо; б — то же, в поперечное плечо

Из рассмотрения схем ПАК (см. рис. 4.22) можно непосредственно найти величины Z , e^{-A_0} и e^{-A_∞} . Например, для схемы с последовательным включением управляющего резистора (см. рис. 4.22, а) с учетом (4.25) получаем

$$Z = \frac{1}{p} R_0 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}; \quad e^{-A_0} = e^{-A_{cp}} p = \frac{R_3}{R_1 + R_3},$$

$$e^{-A_\infty} = e^{-A_{cp}} \frac{1}{p} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Решая совместно эти уравнения относительно R_1 , R_2 и R_3 , находим

$$R_1 = p \frac{1 - p e^{-A_{cp}}}{p^2 - 1} R_0; \quad R_2 = p R_0; \quad R_3 = \frac{p^2 e^{-A_{cp}}}{p^2 - 1}. \quad (4.30)$$

Здесь величина p определяется в соответствии с выражением (4.26) при замене $\Delta\Gamma$ на ΔA . Для получения физически реализуемых резисторов необходимо, как это следует из (4.30) и (4.26), выбрать параметр m управляющего резистора и величину A_{cp} из условий

$$m > e^{\Delta A}; \quad A_{cp} > \Delta A. \quad (4.31)$$

Аналогично определяются элементы схемы ПАК с параллельным включением управляющего резистора (рис. 4.22, б). Семейство характеристик затухания плоского ПАК с последовательно включенным R — приведено на рис. 4.23. Условия (4.31) показывают, что пределы регулировки $\pm\Delta A$ рассматриваемых ПАК ограничены возможностями применяемых типов управляющих резисторов, в качестве которых часто используют терморезисторы с конечными значениями R_{min} и R_{max} . В случае применения для этой цели обычных потенциометров, у которых можно обеспечить $m \rightarrow \infty$, пределы регулировки ограничиваются точностью выполнения соотношения (4.28), т. е. скоростью сходимости ряда Тейлора.

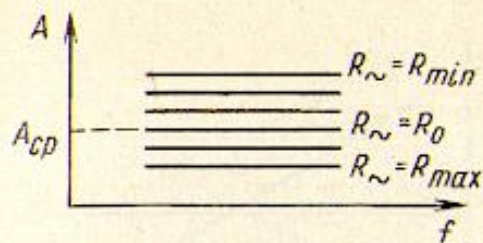


Рис. 4.23. Семейство характеристик плоского ПАК

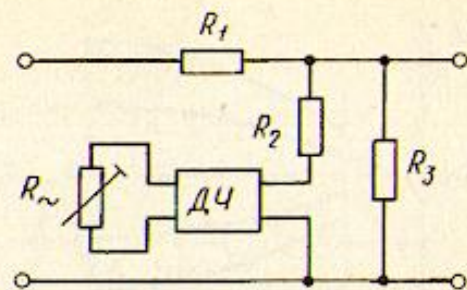


Рис. 4.24. Упрощенная схема частотно-зависимого ПАК с одним управляющим резистором

Плоские ПАК, схемы которых приведены на рис. 4.22, являются базовыми контурами для построения частотно-зависимых корректоров Боде, в которых применяются частотно-зависимые переменные сопротивления. В качестве последних обычно используются некоторые дополнительные четырехполюсники (ДЧ), которые включаются между управляющим резистором R и остальной частью схемы (рис. 4.24). Управляющий резистор, таким образом, является нагрузкой ДЧ, а его входное сопротивление оказывается переменным и в общем случае частотно-зависимым.

Для схем на рис. 4.24 остается справедливой формула (4.29), если вместо X использовать

$$X' = \frac{m+1}{m-1} \frac{x'-1}{x'+1}, \quad (4.32)$$

где $x' = Z_{\text{вх}} / Z_{\text{вх0}}$, $Z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление ДЧ, нагруженного на R ; $Z_{\text{вх0}}$ — то же, при $R = R_0$.

В качестве ДЧ выбирают четырехполюсник с характеристическим сопротивлением $Z_c = R_0$. При этом

$$x' = Z_{\text{вх}} / R_0. \quad (4.33)$$

Из теории четырехполюсников известно соотношение, позволяющее определить входное сопротивление четырехполюсника

$$\frac{Z_{\text{вх}} - Z_c}{Z_{\text{вх}} + Z_c} = \frac{Z_{\text{н}} - Z_c}{Z_{\text{н}} + Z_c} e^{-2\Gamma_c}, \quad (4.34)$$

где $Z_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки четырехполюсника; $\Gamma_c = A_c + jB_c$ — собственная постоянная передачи; A_c — собственное затухание (в неперах); B_c — собственная фазовая постоянная. В рассматриваемом случае $Z_c = R_0$; $Z_{\text{н}} = R$. Разделив числители и знаменатели обеих частей равенства (4.34) на R_0 , получим

$$\frac{x'-1}{x'+1} = \frac{x-1}{x+1} e^{-2\Gamma_c}. \quad (4.35)$$

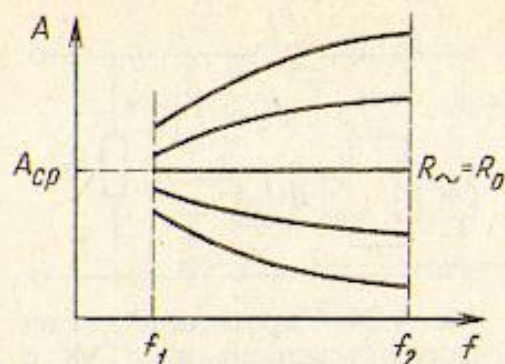


Рис. 4.25. Семейство характеристик частотно-зависимого ПАК с одним управляющим резистором

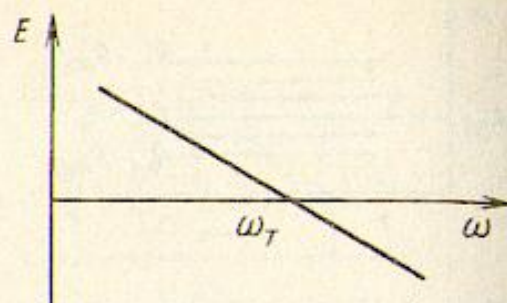


Рис. 4.26. Частотная характеристика наклонного ПАК

Выражение (4.32) с учетом (4.35) можно переписать в виде

$$X' = X e^{-2A_c} e^{j2B_c},$$

а выражение (4.29) — в виде

$$A_-(\omega) = X e^{-2A_c(\omega)} \cos 2B_c(\omega) \Delta A. \quad (4.36)$$

Здесь предполагается, что собственное затухание и фазовая постоянная дополнительного четырехполюсника частотно-зависимы.

Дополнительный четырехполюсник синтезируется таким образом, чтобы функция $F(\omega) = e^{-2A_c(\omega)} \cos 2B_c(\omega)$ имела заданную частотную зависимость, т. е. синтез ДЧ осуществляется одновременно по его АЧХ и ФЧХ.

Среднее значение затухания корректора A_{cp} частотно-независимо, так как при $R_- = R_0$ ДЧ оказывается нагруженным на характеристическое сопротивление и его входное сопротивление, равное характеристическому, будет чисто активным. На рис. 4.25 показано семейство характеристик частотно-зависимого ПАК с одним управляющим резистором.

При использовании ПАК в качестве наклонного корректора функция $E(\omega)$ должна быть линейной (рис. 4.26). Точка вращения семейства характеристик наклонного ПАК создается на частоте ω_T , на которой фазовая постоянная ДЧ $B_c = \pi/4$. При этом, как следует из (4.36), $A_-(\omega) = 0$ и затухание корректора $A = A_{cp} = \text{const}$ при любых значениях управляющего резистора R_- (рис. 4.27).

Фазовая постоянная ДЧ, применяемого в схеме криволинейного ПАК, равна $\pi/4$ на частоте ω_{T1} и $3\pi/4$ на частоте ω_{T2} , обеспечивая две точки вращения семейства характеристик затухания этого ПАК.

В качестве дополнительных четырехполюсников применяют, как уже указывалось, схемы постоянного характеристического

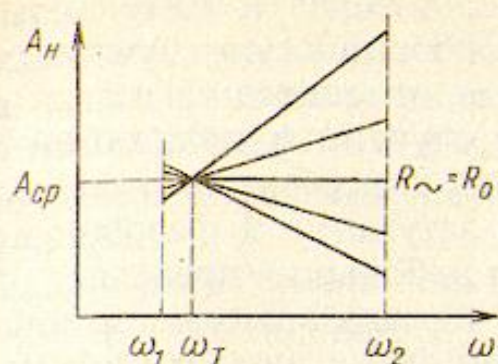


Рис. 4.27. Семейство характеристик наклонного ПАК

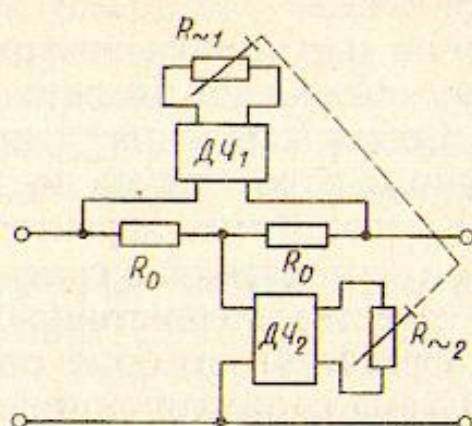


Рис. 4.28. Схема частотно-зависимого ПАК, включаемого на входе усилителя и обеспечивающего неизменность входного и выходного сопротивлений в процессе регулировки

сопротивления, например перекрытие Т-схемы с взаимнообратными двухполюсниками (см. рис. 4.15, б). В частотном случае для этой цели может использоваться фазовый контур, для которого $A_c(\omega) = 0$. Функция $F(\omega)$, определяющая частотную зависимость затухания ПАК, при этом принимает вид

$$F(\omega) = \cos 2B_c(\omega). \quad (4.37)$$

Если $B_c(\omega)$ линейно зависит от частоты, то переменная составляющая затухания ПАК изменяется по косинусоиде, амплитуда которой зависит от сопротивления управляющего резистора R . Такие переменные корректоры называют *косинусными*.

Недостатком ПАК с одним управляющим резистором является то, что с изменением R изменяются входное и выходное сопротивления корректора и нарушается условие согласования с нагрузками. При включении ПАК в цепь ООС усилителя этот недостаток практически устраняется и регулировка не нарушает согласование усилителя с линией. При включении корректора на входе усилителя можно использовать схему с двумя дополнительными четырехполюсниками, у которых $Z_{c1}Z_{c2} = R_0^2$, и двумя управляющими резисторами, которые изменяются так, чтобы $R_{-1}R_{-2} = R_0^2$ (рис. 4.28). При этих условиях входные сопротивления двух ДЧ взаимнообратны и в процессе регулировки согласование корректора с нагрузками не нарушается.

Корректоры случайных искажений

Изменения частотных характеристик затухания групповых и линейных трактов, вызванные случайными искажениями, оказы-

ваются весьма сложными по форме, которая к тому же может медленно изменяться во времени. Особенностью случайных линейных искажений является также их относительно малая величина. Соответствующие корректоры случайных искажений (подчисточные корректоры) должны быть способны воспроизводить сложные частотные характеристики затухания и фазовой постоянной и изменять их в сравнительно небольших пределах.

В качестве подчисточных могут использоваться гармонические корректоры, которые строятся по схеме, показанной на рис. 4.29. Схема содержит линию задержки ЛЗ с $(2n + 1)$ отводами и суммирующее устройство Σ . В каждом отводе включен плоский регулятор с изменяющимся коэффициентом передачи по напряжению $Q_k (P_k)$ и переключатель $K_k (\Pi_k)$, который может изменять фазу сигнала на выходе отвода на величину π . Время задержки сигнала между двумя соседними отводами равно τ . Относительно некоторого среднего отвода с коэффициентом передачи P_0 n сигналов, поступающих на суммирующее устройство через регуляторы Q_1, \dots, Q_n , являются опережающими, а другие n сигналов, прошедшие через регуляторы P_1, \dots, P_n , — отстающими.

Напряжение выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ представляет собой сумму напряжений основного, опережающих и отстающих сигналов, т. е.

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} \left(P_0 + \sum_{k=1}^n Q_k e^{jk\omega\tau} + \sum_{k=1}^n P_k e^{-jk\omega\tau} \right). \quad (4.38)$$

Учитывая, что $e^{jx} = \cos x + j \sin x$, можем записать коэффициент передачи корректора в виде

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = A(\omega) + jB(\omega) = \\ &= P_0 + \sum_{k=1}^n (Q_k + P_k) \cos k\omega\tau + \\ &\quad + j \sum_{k=1}^n (Q_k - P_k) \sin k\omega\tau. \end{aligned} \quad (4.39)$$

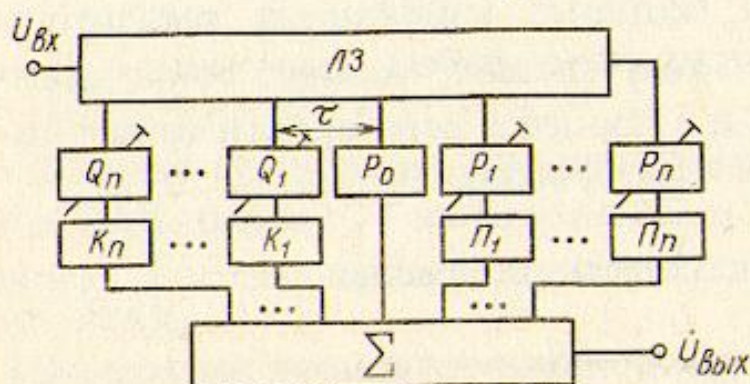


Рис. 4.29. Гармонический корректор

Полученное выражение соответствует гармоническому режиму работы корректора. В этом режиме изменением величин и знаков коэффициентов передачи по отводам ЛЗ можно регулировать АЧХ $|K(j\omega)|$ и ФЧХ $\varphi(\omega) = \arctg [B(\omega)/A(\omega)]$ корректора, осуществляя независимую компенсацию АЧИ и ФЧИ линейного тракта СП.

Если регулировка по отводам ЛЗ осуществляется так, чтобы выполнялось условие $Q_k = P_k$, то

$$K(j\omega) = A(\omega) = P_0 + 2 \sum_{k=1}^n Q_k \cos k\omega\tau, \text{ а } \varphi(\omega) = 0. \text{ Такой режим ра-}$$

боты называется *косинусным*. В этом режиме корректируются только АЧИ, а ФЧХ тракта остается неизменной. Коэффициенты передачи Q_k в косинусном режиме можно вычислить, производя разложение АЧХ корректора в ряд Фурье. Пусть, например, требуемая АЧХ корректора $A(\omega)$ в диапазоне частот от f_n до f_b имеет вид, показанный на рис. 4.30, а. Такую характеристику можно рассматривать как часть некоторой периодической гипотетической функции, имеющей период $T = 2f_b$ (рис. 4.30, б). Поскольку $A(\omega)$ — функция, обладающая четной симметрией, ее можно разложить в ряд Фурье, содержащий только члены с косинусами и постоянную составляющую. Число членов этого ряда n определяется допустимой среднеквадратической погрешностью аппроксимации. Функция $A(\omega)$ в этом случае запишется в виде

$$A(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_k \cos(k \cdot 2\pi f / T), \quad (4.40)$$

где A_k — коэффициенты Фурье, определяемые по известным соотношениям. Сравнивая (4.39) и (4.40), можно найти коэффициенты передачи регуляторов по отводам ЛЗ и время задержки: $P_0 = A_0$; $A_k = 2Q_k$; $\varphi = 1/2f_b$.

Заметим, что τ определяется максимальным интервалом дискретизации функции с ограниченным спектром в соответствии с

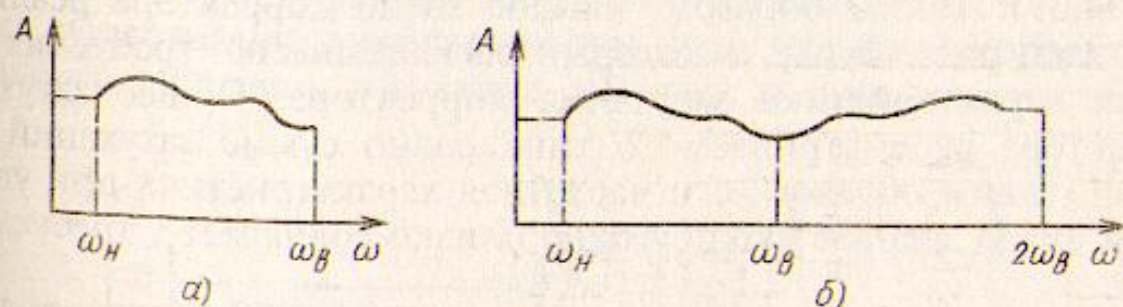


Рис. 4.30. К определению коэффициентов передачи по отводам корректора:

а — требуемая характеристика; б — периодическая гипотетическая функция

теоремой Котельникова. Выбирая достаточно большое число звеньев ЛЗ, можно обеспечить сколь угодно точное приближение АЧХ корректора к требуемой.

При выполнении условия $Q_k = -P_k$ осуществляется *синусный режим* работы, в котором также корректируется АЧИ тракта, а $\varphi(\omega) = \pi/2$.

Можно использовать гармонический корректор, содержащий только отводы с отстающими сигналами. В этом случае реализуется *косинусный режим* работы с коэффициентом передачи

$$K(\omega) = P_0 + \sum_{k=1}^n P_k \cos k \omega \tau - j \sum_{k=1}^n P_k \sin k \omega \tau.$$

При изменении коэффициентов передачи по отводам ЛЗ можно обеспечить компенсацию АЧИ корректируемого тракта, но при этом изменяется также ФЧХ корректора, причем эти изменения носят неконтролируемый характер. Следует, однако, заметить, что косинусный корректор с отстающими отводами является цепью минимально-фазового типа, в котором АЧХ и ФЧХ связаны друг с другом. Корректируемый тракт также можно считать четырехполюсником минимально-фазового типа, в котором АЧИ и ФЧИ взаимозависимы. Поэтому коррекция АЧИ одновременно уменьшает и ФЧИ тракта.

Косинусный корректор может быть также реализован каскадным соединением корректоров Боде с двумя дополнительными четырехполюсниками (см. рис. 4.28). В качестве последних служат фазовые контуры, поэтому затухание такого звена корректора в соответствии с (4.37) изменяется с частотой по косинусоидальному закону. Амплитуда и фаза этой косинусоиды определяются значениями управляющих резисторов в схеме на рис. 4.28.

При использовании в качестве ДЧ фазового контура 2-го порядка с линейной ФЧХ изменение затухания звена корректора соответствует полупериоду косинусоиды в диапазоне частот от 0 до f_v . При включении двух фазовых контуров изменение затухания звена соответствует целому периоду косинусоиды и т. д. (рис. 4.31). Таким образом, каждое звено корректора реализует один член ряда Фурье, в который раскладывается требуемая частотная характеристика затухания корректора. Общее затухание корректора рассматриваемого типа равно сумме затуханий звеньев и, таким образом, его частотная характеристика при увеличении числа звеньев сколь угодно близко совпадает с требуемой.

Настройка косинусного корректора, а также гармонического корректора в косинусном режиме может производиться различными путями. Один из способов, реализованных в приборе для настройки косинусного корректора (ПНКК), иллюстрируется схемой на рис. 4.32. Ко входу корректируемого участка тракта

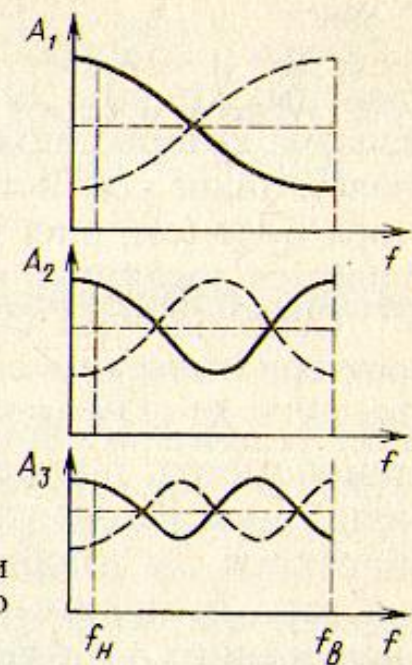


Рис. 4.31. Изменение затухания звена корректора при использовании: A_1 — одного фазового контура второго порядка; A_2 — двух контуров; A_3 — трех контуров

подключается генератор с частотой, периодически изменяющейся во времени по линейному закону, и постоянной амплитудой (генератор качающейся частоты — ГКЧ). На выходе тракта после косинусного корректора (КК) включаются амплитудный детектор (АД) и вольтметр (V) с квадратичной характеристикой, а также осциллограф (Осц). На экране осциллографа вырисовывается огибающая детектированного сигнала, соответствующая частотной характеристике тракта. По форме огибающей можно судить о величине и характере АЧИ тракта. Отклонение стрелки вольтметра пропорционально неравномерности частотной характеристики тракта.

Настраивая регуляторы по отводам гармонического корректора (или управляющие резисторы звеньев КК) последовательно от первого до последнего, добиваются уменьшения показаний вольтметра, а также колебаний огибающей на экране осциллографа. Как правило, этот процесс приходится повторять несколько раз, т. е. настройка корректоров является весьма трудоемкой и требует значительных затрат времени.

Другой способ настройки заключается в измерениях частотной характеристики затухания тракта. Полученная характеристика раскладывается в ряд Фурье, а по коэффициентам Фурье определяются положения регуляторов корректора. Все расчеты проводятся по специальным программам на ЭВМ, которые выдают данные для установки регуляторов.

Следует отметить, что при изменении положения одного из регуляторов КК его затухание изменяется на всех частотах линейного спектра СП одновременно, что создает взаимозависимость действия регуляторов и усложняет настройку корректоров.

Компенсация случайных искажений в эксплуатационных условиях существенно упрощается при использовании корректоров локального действия, затухание которых в процессе настройки

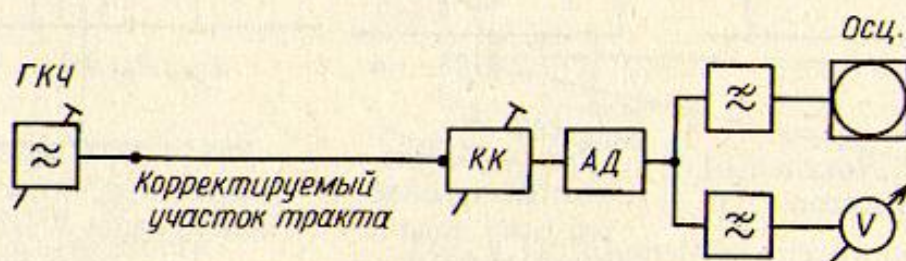


Рис. 4.32. Схема настройки косинусного корректора

изменяется в сравнительно узкой полосе частот. Семейство характеристик корректора локального действия имеет вид резонансных кривых, амплитуда, полярность, ширина и частота максимума которых может изменяться в процессе настройки. Реализовать такое семейство характеристик можно с помощью корректора Боды (см. рис. 4.24), однако более простым и экономичным является локальный корректор, построенный по схеме на рис. 4.33.

Основой этой схемы является Т-образный удлинитель с характеристическим сопротивлением R_0 , нагруженный согласованно ($R_n = R_0$). Резистор R_2 этого удлинителя выполнен в виде потенциометра, подвижный контакт которого соединен с последовательным резонансным контуром, элементы которого L и C выбираются из соображений получения требуемой резонансной частоты и ширины резонансной кривой. В среднем положении подвижного контакта потенциометра выполняется условие $R_2' R_n = R_2'' R_1/2$. При этом резонансный контур оказывается включенным в диагональ уравновешенного моста и затухание корректора равно затуханию частотно-независимого удлинителя (рис. 4.34, линия 1). При перемещении подвижного контакта в крайнее верхнее положение контур шунтирует резистор $R_1/2$ и на резонансной частоте этого контура затухание корректора минимально (рис. 4.34, кривая 2). В крайнем нижнем положении подвижного контакта потенциометра контур шунтирует R_n , и затухание корректора на резонансной частоте становится максимальным, ограничиваясь лишь величиной потерь в контуре LC (рис. 4.34, кривая 3).

Обычно сопротивление R_2'' разбивается на два, одно из которых является ограничительным. Число кривых, реализуемых схемой одного корректора, можно увеличить, разбивая резистор R_2 на ряд параллельно соединенных резисторов со своими резо-

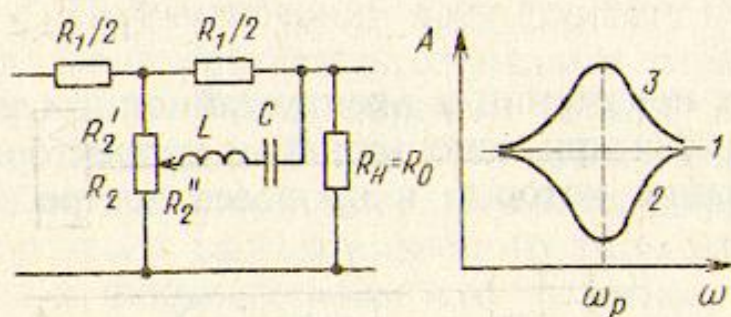


Рис. 4.33. Локальный корректор

Рис. 4.34. Частотные характеристики локального корректора

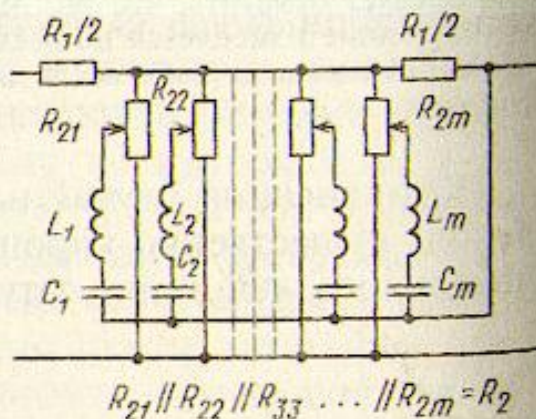


Рис. 4.35. Схема локального корректора, позволяющая компенсировать АЧИ практически любой формы

нансными контурами, настроенными на разные частоты в пределах диапазона частот корректируемого тракта (рис. 4.35). В результате в этом диапазоне частот можно компенсировать АЧИ практически любой формы при очень простом алгоритме настройки.

Влияние погрешности коррекции на помехозащищенность каналов. Предкоррекция

Наибольшее влияние на помехозащищенность каналов передачи оказывают регулярные погрешности коррекции на усилительных участках линейного тракта СП, вызванные неточным соответствием частотных характеристик усиления и затухания этих участков. При синтезе корректирующих устройств, компенсирующих АЧИ усилительных участков, стремятся обеспечить наилучшее (чебышевское) приближение АЧХ усилителя к АЧХ предшествующего участка линии. Возникающие в данном случае погрешности знакопеременны (рис. 4.36). Накапливаясь от участка к участку, они будут складываться арифметически. За счет знакопеременности регулярных погрешностей средняя мощность группового сигнала остается практически такой же, а изменение помехозащищенности будет обусловлено только отклонением уровня передачи в данном канале от номинального значения. В частности, при уменьшении усиления, т. е. понижении уровня передачи, возрастает мощность как собственных, так и нелинейных помех.

Если в спектре данного канала уровень передачи на каждом УУ понижается на величину ΔS (на рис. 4.36 на частоте f_k), то изменение уровня передачи на секции ОУП-ОУП будет иметь вид, показанный на рис. 4.37. Мощность собственных помех в ТНОУ с учетом выражения (3.7) и закона накопления этих помех в конце секции, содержащей n усилителей, будет

$$P'_{\text{сн0}} = A \cdot 10^{-0,1p_{\text{нр}}} [1 + 10^{0,1\Delta S} + 10^{0,1 \cdot 2\Delta S} + \dots + 10^{0,1(n-1)\Delta S}]. \quad (4.41)$$

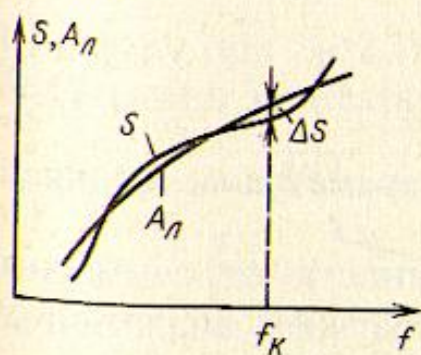


Рис. 4.36. Погрешности корректирования (ΔS)

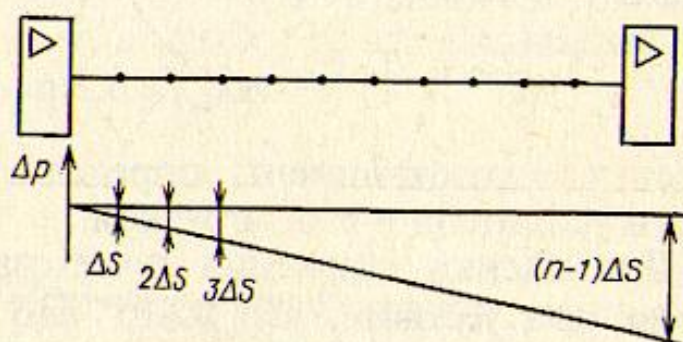


Рис. 4.37. Изменение уровня передачи на секции ОУП – ОУП без предкоррекции

Здесь A – коэффициент, определяемый параметрами усилителя. Выражение в квадратных скобках представляет собой геометрическую прогрессию. Определяя сумму этой прогрессии, получаем

$$P'_{\text{сп0}} = A \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}} \frac{10^{0,1n\Delta S} - 1}{10^{0,1\Delta S} - 1}.$$

Учитывая очевидное соотношение $10^{0,1\Delta S} = e^{0,23\Delta S}$, окончательно находим

$$P'_{\text{сп0}} = A \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}} \cdot 10^{0,05(n-1)\Delta S} \frac{\text{sh}(0,115n\Delta S)}{\text{sh} 0,0115\Delta S}. \quad (4.42)$$

Имея в виду, что при отсутствии регулярных погрешностей коррекции мощность собственных помех на выходе секции $P_{\text{сп0}} = nA \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}}$, можно определить снижение помехозащищенности от собственных помех:

$$\begin{aligned} \Delta A_{\text{зсп}} &= 10\lg(P'_{\text{сп0}}/P_{\text{сп0}}) = 0,5(n-1)\Delta S + \\ &+ 10\lg[\text{sh}(0,115n\Delta S)/n\text{sh}(0,115\Delta S)] \end{aligned} \quad (4.43)$$

При $0,115n\Delta S \ll 1$ $\Delta A_{\text{зсп}} \approx 0,5(n-1)\Delta S$. Аналогичный результат получается при расчете снижения помехозащищенности от нелинейных помех 2-го порядка:

$$\Delta A_{\text{зн2}} \approx 0,5(n-1)\Delta S. \quad (4.44)$$

Полагая, что нелинейные помехи 3-го порядка 1-го рода на секции ОУП-ОУП суммируются по напряжению, получаем

$$\begin{aligned} P'_{\text{н310}} &= C \cdot 10^{0,2p_{\text{пер}}} [1 + 10^{0,05\Delta S} + 10^{0,05 \cdot 2\Delta S} + \dots + 10^{0,05(n-1)\Delta S}]^2 = C \cdot 10^{0,2p_{\text{пер}}} \times \\ &\times 10^{0,05(n-1)\Delta S} \frac{\text{sh}^2(0,5 \cdot 0,115n\Delta S)}{n^2 \text{sh}^2(0,5 \cdot 0,115\Delta S)}. \end{aligned}$$

При $0,5 \cdot 0,115n\Delta S \ll 1$

$$\Delta A_{\text{зн2}} \approx 0,5(n-1)\Delta S. \quad (4.45)$$

Здесь C – коэффициент, определяемый параметрами нелинейности усилителя и его нагрузкой.

Для оценки снижения помехозащищенности от суммарных помех при условии, что $0,115 \cdot n\Delta S \ll 1$, получаем аналогичный результат:

$$\Delta A_3 = 10\lg[(P'_{\text{сп0}} + P'_{\text{н20}} + P'_{\text{н310}})/(P_{\text{сп0}} + P_{\text{н20}} + P_{\text{н310}})]. \quad (4.46)$$

Например, при $n = 40$ и $\Delta S = 0,15$ дБ $\Delta A_3 \approx 3$ дБ, что соответствует увеличению мощности помех вдвое.

Как уже указывалось, для уменьшения регулярных погрешностей коррекции используются магистральные корректоры (МК), устанавливаемые по мере накопления этих погрешностей. При большом числе НУП в секции ОУП-ОУП число МК в линейном тракте оказывается очень большим. Уменьшение их числа в широкополосных СП, работающих по коаксиальному кабелю, достигается с помощью предварительной коррекции (предкоррекции).

При применении предкоррекции на входе корректируемого участка линейного тракта, содержащего n усилителей, на частотах, на которых усиление за счет погрешности коррекции снижается, уровень передачи увеличивают на $\Delta p = 0,5(n-1)\Delta S$, т. е. на половину накапливаемой погрешности (рис. 4.38). В результате на одной половине корректируемого участка помехозащищенность оказывается выше номинальной, а на другой — ниже номинальной. При этом происходит взаимная компенсация влияния погрешности коррекции на помехозащищенность каналов.

Мощность собственных помех в ТНОУ на выходе корректируемого участка при наличии предкоррекции определяется суммой геометрической прогрессии

$$P_{\text{спк0}} = A \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}} / [10^{-0,1\Delta p} + 10^{-0,1(\Delta p - \Delta S)} + 10^{-0,1(\Delta p - 2\Delta S)} + \dots + 1 + 10^{0,1\Delta S} + 10^{0,1 \cdot 2\Delta S} + \dots + 10^{0,1\Delta p}] = A \cdot 10^{-0,1p_{\text{пер}}} \frac{\text{sh}(0,115n\Delta S)}{\text{sh}(0,115\Delta S)} \quad (4.47)$$

При использовании предкоррекции снижение помехозащищенности из-за погрешности коррекции

$$\Delta A_{\text{зпк}} = 10 \lg [\text{sh}(0,115n\Delta S) / n \text{sh}(0,115\Delta S)] \quad (4.48)$$

Поскольку при $x < 1$ $\text{sh}x \approx x + x^3/6$, а при $x \ll 1$ $\text{sh}x \approx x$, выражение (4.48) можно записать в виде

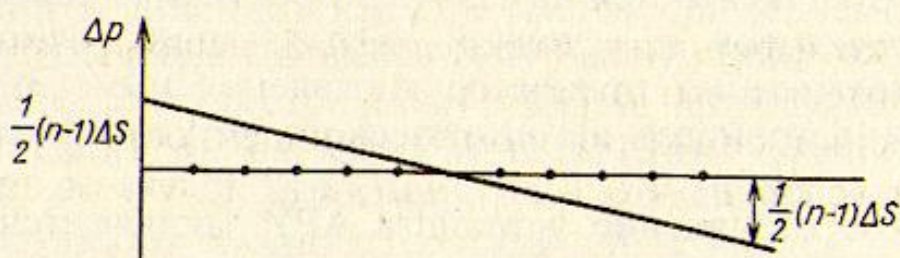


Рис. 4.38. Изменение уровня передачи на секции ОУП — ОУП при использовании предкоррекции

$$\Delta A_{\text{зпк}} \approx 10 \lg [1 + (0,115n\Delta S)^2 / 6]. \quad (4.49)$$

Аналогично можно вычислить потери помехозащищенности от нелинейных помех 2-го и 3-го порядков:

$$\Delta A_{\text{зп2к}} \approx 10 \lg [1 + (0,115n\Delta S)^2 / 6]; \quad (4.50)$$

$$\Delta A_{\text{зп3к}} \approx 10 \lg [1 + (0,115n\Delta S)^2 / 3]. \quad (4.51)$$

В табл. 4.1 приведены вычисленные значения потерь помехозащищенности от суммарных помех в верхних каналах широкополосных СП, работающих по коаксиальному кабелю, в которых помехами нелинейности 2-го порядка можно пренебречь. Вычисления производились при оптимальных уровнях передачи, определяемых в соответствии с выражением (3.83), при отсутствии и наличии предкоррекции.

Если, как и в предыдущем примере, принять, что $\Delta S = 0,15$ дБ и допустимое снижение помехозащищенности не должно превышать 0,5 дБ, то в соответствии с данными табл. 4.1 при отсутствии предкоррекции на каждом седьмом НУП ($1:0,15 = 7$) необходимо включать МК. При предкоррекции корректирующие устройства могут включаться через каждые 60 НУП ($9:0,15 = 60$).

Т а б л и ц а 4.1

$n\Delta S$, дБ	1	2	4	6	7	8	9
$\Delta A_{\text{з}}$, дБ	0,5	1	2	3	3,5	4	4,5
$\Delta A_{\text{зк}}$, дБ	0,006	0,024	0,096	0,21	0,3	0,38	0,49

4.5. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ УРОВНЕЙ

Общие принципы работы устройств АРУ

Устройства коррекции переменных АЧИ, вносимых групповыми трактами СП, устанавливаются на оконечных и промежуточных станциях, и их число в трактах большой протяженности может достигать нескольких сотен. При этом большинство корректоров устанавливается на НУП. Эффективное действие такого числа корректоров в условиях эксплуатации возможно лишь путем автоматизации процессов управления ими. Эту функцию выполняют устройства автоматического регулирования уровней (АРУ).

Основное назначение устройств АРУ заключается в поддержании на выходах усилительных станций номинальных значений относительных уровней передачи, которые могут колебаться из-

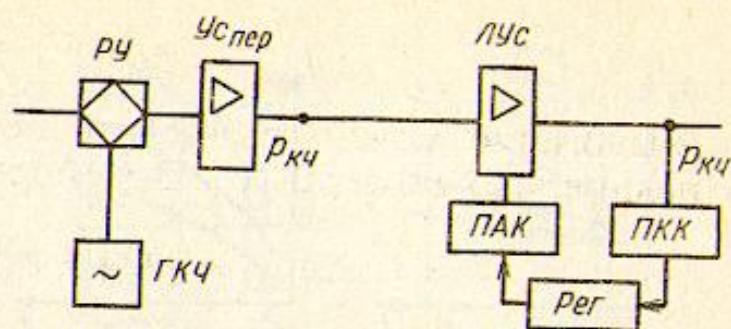


Рис. 4.39. Организация контрольного канала

за температурных изменений затухания предшествующего участка линии, изменений во времени усиления усилителей и т. п. Передача на усилительные пункты информации о состоянии линейного (группового) тракта осуществляется по контрольным каналам в соответствии со схемой, приведенной на рис. 4.39. На передающей оконечной станции в линейный спектр СП вводится сигнал контрольной частоты (КЧ) со строго стабильным уровнем $P_{кч}$, который вырабатывается генератором контрольной частоты (ГКЧ) и подается на вход усилителя передачи ($Ус_{пер}$) через развязывающее устройство (РУ). Последнее исключает шунтирование тракта передачи группового сигнала выходным сопротивлением ГКЧ. Ток КЧ вместе с групповым сигналом передается по линейному тракту и выделяется на выходах каждого линейного усилителя (ЛУс) приемником контрольного канала (ПКК). Уровень сигнала КЧ на выходе ПКК равен номинальному значению, если затухание предшествующего участка тракта не изменилось относительно номинального. При изменении этого затухания изменяется уровень сигнала КЧ, что вызывает срабатывание регулирующего устройства (Рег), воздействующего на ПАК, включенный в цепи ОС или на входе ЛУс. Усиление ЛУс изменяется до тех пор, пока уровень сигнала КЧ на его выходе, а значит, и на выходе ПКК не восстановится. При этом компенсируется изменение затухания участка тракта, вызвавшее изменение тока КЧ.

Наиболее точно эта компенсация осуществляется на частоте контрольного сигнала. На других частотах линейного спектра имеет место бóльшая или меньшая погрешность. Для повышения точности коррекции переменных АЧИ тракта число КЧ увеличивают, выбирая их на разных участках линейного спектра. На ВЛС обычно применяют два сигнала КЧ, поскольку затухание этих линий в линейном спектре частот применяемых СП изменяется практически по линейному закону (рис. 4.40, а). В СП, работающих по симметричному кабелю, применяют обычно три КЧ, располагая их на краях и в середине линейного спектра (рис. 4.40, б). В СП, работающих по коаксиальному кабелю, затухание которого можно с достаточной степенью точности вычислить по формуле $A_n = A_0 \sqrt{f [МГц]}$, частотная характеристика

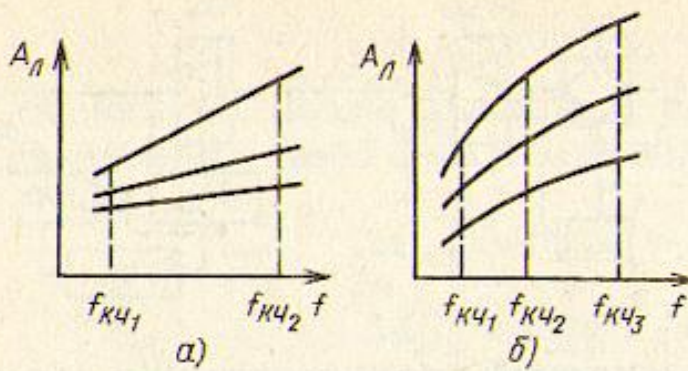


Рис. 4.40. Зависимость затухания линии от частоты:

а — воздушные линии; б — симметричный кабель

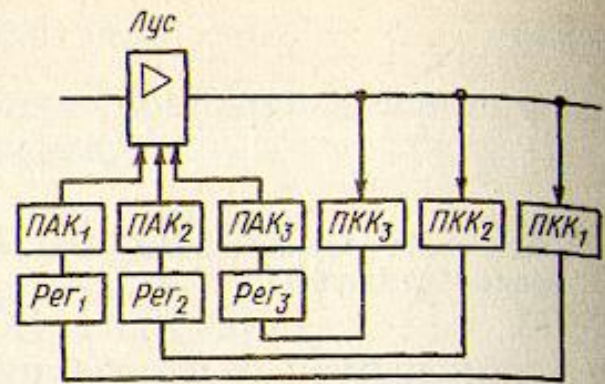


Рис. 4.41. Многочастотная система АРУ

затухания участка тракта однозначно определяется значением затухания на одной частоте. Поэтому в этих системах достаточно использовать одну КЧ. Практически для повышения точности регулирования используют дополнительную КЧ. Это вызвано тем, что помимо изменения затухания линии связи на затухание регулируемого участка тракта влияет также изменение коэффициентов усиления ЛУС, число которых в линейных трактах широкополосных СП, работающих по коаксиальному кабелю, весьма велико. Изменения усиления ЛУС вызваны колебаниями температуры и неточностью работы АРУ.

В многочастотных системах АРУ применяются несколько ПАК, каждый из которых управляется своим сигналом КЧ (рис. 4.41).

Местоположение КЧ в линейном спектре СП выбирается таким образом, чтобы свести к минимуму возможность влияния КЧ на групповой сигнал и облегчить выделение их приемником контрольного канала. Обычно КЧ располагаются на месте виртуальных несущих частот. На рис. 4.42 в качестве примера показано размещение КЧ в линейном спектре системы К-60П.

В результате взаимодействия токов группового сигнала и токов КЧ возникают нелинейные помехи, величина которых определяется мощностями этих сигналов. Для обеспечения необходимой защищенности каналов ТЧ от нелинейных помех уровень сигнала КЧ на выходе ЛУС устанавливается меньшим, чем относительный уровень канального сигнала в той же точке, по крайней мере на 10 дБ.

Построение одиночного устройства АРУ по току КЧ показано на рис. 4.43. Сигнал КЧ на выходе ЛУС с уровнем $p_{\text{КЧ вых}}$ выделяется узкополосным фильтром (ФКЧ), усиливается усилителем

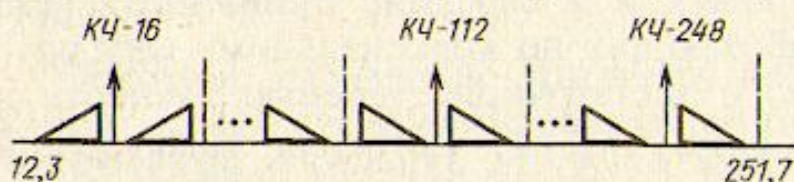


Рис. 4.42. Размещение контрольных частот в линейном спектре системы передачи К-60П

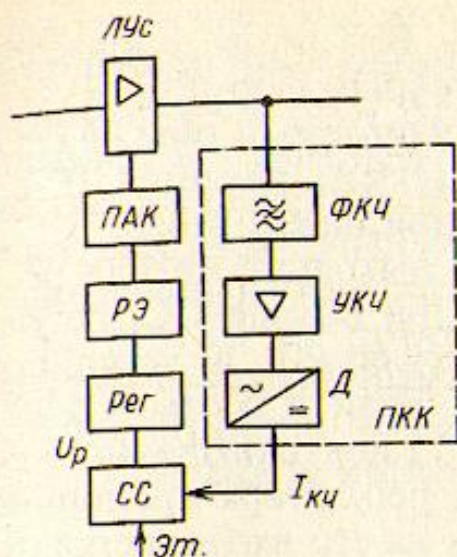


Рис. 4.43. Построение одноканального устройства АРУ по КЧ

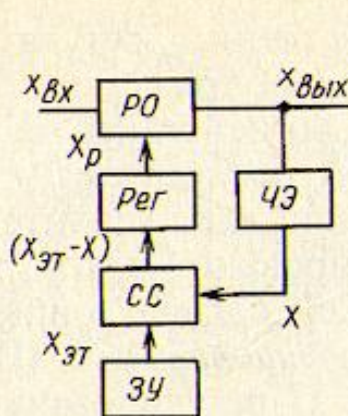


Рис. 4.44. Принцип работы АРУ по температуре грунта

контрольной частоты (УКЧ), выпрямляется в детекторе (Д) и подается на вход схемы сравнения (СС). Выпрямленный ток КЧ в СС сравнивается с эталоном, в качестве которого могут использоваться напряжение, ток, сила упругости пружины, сила тяжести и т. д. Очевидно, что в СС выпрямленный ток КЧ должен преобразовываться в величину, имеющую ту же физическую природу, что и эталонный сигнал.

Если уровень $p_{\text{КЧ вх}}$ равен номинальному значению, уровень $p_{\text{КЧ вых}}$ также будет номинальным и ток $I_{\text{КЧ}}$ будет соответствовать эталону. На выходе СС сигнал ошибки отсутствует, и регулирование усиления ЛУС не происходит. При уменьшении уровня $p_{\text{КЧ вх}}$ по какой-либо причине уменьшаются $p_{\text{КЧ вых}}$ и $I_{\text{КЧ}}$. Выпрямленный ток КЧ не будет соответствовать эталону, на выходе СС появляется сигнал ошибки U_p , который воздействует на регулируемый элемент (РЭ) ПАК, изменяя затухание последнего. Переменный АК увеличивает усиление ЛУС до тех пор, пока уровень $p_{\text{КЧ вых}}$ вновь не станет номинальным, сигнал ошибки на выходе СС исчезнет и регулирование прекратится. Аналогично работает схема АРУ при увеличении $p_{\text{КЧ вх}}$. Таким образом, устройство АРУ непрерывно контролирует и автоматически компенсирует все отклонения тока КЧ от номинального значения.

С точки зрения теории автоматического регулирования рассмотренная схема относится к устройствам автоматической стабилизации. Приемник контрольного канала выполняет роль чувствительного элемента (ЧЭ), который усиливает и преобразует регулируемую величину $x_{\text{вых}}$ (сигнал КЧ) в сигнал X , имеющий ту же физическую природу, что и эталонный сигнал $X_{\text{эт}}$, формируемый задающим устройством (ЗУ). На выходе СС образуется разностный сигнал $(X_{\text{эт}} - X)$, который поступает на регулирующее

устройство или собственно регулятор. Регулятор определяет закон регулирования, в соответствии с которым формируемый на его выходе сигнал X_p воздействует на регулируемый объект (РО). В схеме на рис. 4.43 регулируемым объектом является ЛУС с ПАК, включенном в цепи ОС усилителя или на его входе.

Если закон регулирования таков, что выходной сигнал регулятора пропорционален сигналу ошибки на выходе СС, регулятор называется *пропорциональным* (П-регулятор), а устройство АРУ – устройством с П-регулированием. Если в соответствии с законом регулирования между X_p и $(X_{ст} - X)$ нет однозначного соответствия, в частности выходной сигнал регулятора пропорционален интегралу от величины отклонения на его входе, регулятор называется *интегральным* (И-регулятор), а устройство АРУ – устройством с И-регулированием.

Следует отметить, что в реальных системах АРУ некоторые из перечисленных функциональных узлов могут отсутствовать, а иногда трудно провести их четкое разграничение, если, например, они объединены в одном устройстве. Так, в ряде систем АРУ объединены СС, ЗУ и собственно регулятор.

Помимо устройств автоматической стабилизации могут применяться схемы АРУ, представляющие собой следящие системы. Примером следящей системы может служить АРУ по температуре грунта, широко применяемая в системах передачи по кабелям. В таких системах основной причиной изменения затухания групповых и линейного трактов являются изменения температуры грунта на глубине прокладки кабеля. На этой глубине в грунт помещается термодатчик (ТД), который связан с усилителем соединительным кабелем и является управляющим элементом ПАК (рис. 4.44).

Между затуханием магистрального кабеля и температурой грунта имеется однозначное соответствие. Изменение температуры грунта приводит к изменению сопротивления термодатчика и соответствующему изменению затухания ПАК, а следовательно, к изменению усиления ЛУС. Таким образом, система АРУ рассмотренного типа следит за температурой грунта и компенсирует температурные изменения затухания кабеля, осуществляя косвенное регулирование. При большой длине соединительного кабеля его емкость шунтирует сопротивление термодатчика, нарушая работу ПАК и процесс регулирования уровня. Для устранения этого влияния в устройство АРУ по температуре грунта вводят схему автоматической стабилизации, в которой термодатчик не связан непосредственно с ПАК. Управляющим сопротивлением ПАК в этом случае служит терморезистор косвенного подогрева, который так же, как и термодатчик, является элементом самобалансирующейся мостовой схемы. При этом через термо-

датчик протекает ток низкой частоты, на которой шунтирующее действие емкости соединительного кабеля не сказывается.

Следящие системы АРУ не имеют замкнутой петли авторегулирования, и поэтому точность регулирования в таких системах существенно ниже, чем в системах АРУ по КЧ, поскольку на нее влияют неравномерный прогрев грунта на разных участках трассы прокладки кабеля, старение термодатчика и элементов корректора и т. п. На практике такие системы используют только совместно с устройствами АРУ по КЧ, которые помимо своих основных функций устраняют погрешности коррекции, возникающие при работе косвенных систем АРУ.

Параметры устройств АРУ

Для оценки и сравнения качественных показателей различных систем АРУ используется ряд параметров, которые можно разделить на *статические* и *динамические*. Первые характеризуют свойства системы в установившемся режиме, при котором отсутствуют переходные процессы, а вторые — процессы регулирования, протекающие в устройствах АРУ с момента возникновения возмущающего воздействия до момента, при котором процесс регулирования можно считать законченным. В соответствии со значениями статических и динамических параметров осуществляется классификация систем АРУ.

Основными статическими параметрами являются пределы регулирования и статическая погрешность регулирования. *Пределы регулирования* ($\pm \Delta S_{\text{рег}}$) определяют максимально возможное изменение коэффициента передачи регулируемого объекта (например, усилителя с корректором) на заданной частоте (обычно на КЧ) и зависят от параметров регулируемого объекта, в частности типа регулирующего элемента, через который осуществляется воздействие на объект. В качестве такого элемента во многих устройствах АРУ используют терморезисторы косвенного подогрева, диапазон изменения сопротивления которых влияет на пределы регулирования.

Статическая погрешность регулирования (δ_0) определяет отклонение регулируемого параметра (например, уровня сигнала КЧ на выходе усилителя) от номинального значения после завершения процесса регулирования. С точки зрения статической погрешности устройства АРУ можно разделить на *статические* и *астатиические*. В первых статическая погрешность зависит от величины отклонения регулируемого параметра на входе объекта регулирования от номинального или установившегося значения, во вторых обеспечивается постоянство регулируемого параметра

на выходе регулируемого объекта независимо от величины отклонения этого параметра на входе, т. е. в астатических системах АРУ статическая погрешность регулирования постоянна и может быть близка к нулю.

Динамические параметры устройства АРУ зависят от формы переходной характеристики процесса регулирования, которая определяется реакцией системы на единичный скачок возмущающего воздействия, например единичный скачок уровня сигнала КЧ (Δp_0). К динамическим параметрам относятся: время регулирования, скорость регулирования и величина перерегулирования.

Время регулирования (t_p) определяет длительность процесса регулирования от момента изменения регулируемого параметра (сигнала КЧ) на входе устройства АРУ до момента, после которого отклонение регулируемого параметра от установившегося значения не превосходит некоторой, наперед заданной величины. Эта величина обычно принимается равной $0,05 \Delta p_0$.

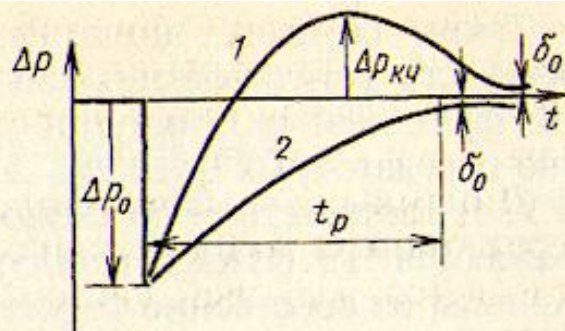
Различают среднюю, начальную и максимальную скорости регулирования. *Средняя скорость* $v_p = \Delta p_0 / t_p$ — это скорость изменения уровня сигнала КЧ, которая должна быть достаточной для того, чтобы изменение усиления ЛУС успевало за изменением затухания регулируемого участка тракта. *Начальная скорость* v_0 определяется крутизной переходной характеристики в начальной точке, а *максимальная* v_{max} — максимальной крутизной этой характеристики. Максимальная скорость регулирования не должна быть слишком высокой, в противном случае изменение затухания тракта в процессе регулирования будет восприниматься как мультипликативная помеха (обычно $v_{max} \leq 1$ дБ/с). При выборе параметров АРУ стремятся обеспечить постоянную скорость регулирования, т. е. $v_p = v_0 = v_{max}$, или скорость, уменьшающуюся с течением времени, т. е. $v_p < v_0 = v_{max}$.

Величина перерегулирования (σ) представляет собой максимальное отклонение регулируемого параметра ($\Delta p_{кч}$) от установившегося значения в процессе регулирования относительно первоначального скачка уровня:

$$\sigma = \Delta p_{кч} / \Delta p_0.$$

На рис. 4.45 приведены переходные характеристики процесса регулирования двух типов — колебательная (кривая 1) и апериодическая (кривая 2). На этих графиках показаны статическая погрешность регулирования δ_0 , время регулирования t_p и величина $\Delta p_{кч}$. Очевидно, что перерегулирование имеет место только при переходной характеристике колебательного характера. По нормам величина перерегулирования σ должна быть меньше едини-

Рис. 4.45. Переходные характеристики процесса регулирования



цы, т. е. амплитуда переходного процесса не должна превышать вызывающего его возмущения.

Одиночное устройство АРУ по КЧ

Одиночное устройство АРУ по КЧ представляет собой замкнутую систему, свойство которой определяется передаточной функцией по возмущающему воздействию. В качестве последнего можно рассматривать отклонение уровня сигнала КЧ от номинального или установившегося значения. В схеме на рис. 4.43 в установившемся режиме

$$U_{\text{кч вых}0} = U_{\text{кч вх}0} K_{\text{ро}}, \quad (4.52)$$

где $U_{\text{кч вых}0}$ и $U_{\text{кч вх}0}$ — номинальные значения выходного и входного напряжений сигналов КЧ; $K_{\text{ро}}$ — коэффициент передачи РО. При отклонении входного напряжения КЧ на $\Delta U_{\text{кч вх}}$ выходное напряжение также изменится. Тогда

$$U_{\text{кч вых}0} + \Delta U_{\text{кч вых}} = (U_{\text{кч вх}0} + \Delta U_{\text{кч вх}}) K_{\text{ро}} - T_{\text{ос}}(S) \Delta U_{\text{кч вых}}, \quad (4.53)$$

где $T_{\text{ос}}(S)$ — передаточная функция разомкнутой петли ОС, характеризующая переходный процесс в системе авторегулирования; S — комплексная частота. Знак минус в правой части выражения (4.53) указывает на то, что ОС должна быть отрицательной для обеспечения эффекта уменьшения возмущения на выходе системы.

Вычитая почленно (4.52) из (4.53) и рассматривая относительные приращения сигналов КЧ на входе и выходе системы АРУ, получаем

$$\frac{\Delta U_{\text{кч вых}}}{U_{\text{кч вых}0}} / \frac{\Delta U_{\text{кч вх}}}{U_{\text{кч вх}0}} = \frac{1}{1 + T_{\text{ос}}(S)}$$

При малых относительных изменениях напряжений сигналов КЧ их можно заменить приращениями уровней этих сигналов. Тогда передаточная функция устройства АРУ может быть записана в виде

$$T(S) = \Delta p_{\text{кч вых}} / \Delta p_{\text{кч вх}} = 1 / [1 + T_{\text{ос}}(S)]. \quad (4.54)$$

Таким образом, динамические параметры и статическая погрешность регулирования системы АРУ определяются передаточной функцией разомкнутой петли ОС, которая равна произведению передаточных функций звеньев, входящих в состав устройства АРУ. В соответствии со схемой на рис. 4.43 такими звеньями отображаются ЧЭ (ПКК), регулятор, который можно представить состоящим из собственно регулятора и схемы сравнения, и РО (в направлении от точек подключения РЭ к выходу РО).

В теории автоматического регулирования различают пропорциональные (безынерционные), инерционные, интегрирующие и дифференцирующие элементарные звенья. Приемник контрольного канала (ЧЭ) должен, строго говоря, отображаться инерционным звеном достаточно высокого порядка за счет входящего в его состав узкополосного, обычно кварцевого, фильтра КЧ. Однако постоянные времени ПКК значительно меньше времени отработки системой АРУ возмущений на ее входе. Поэтому ПКК можно рассматривать как пропорциональное элементарное звено, передаточная функция которого

$$T_{п}(S) = K_{пкк}. \quad (4.55)$$

Передаточная функция РО определяется типом отнесенного к нему РЭ. В качестве последнего наиболее часто используется терморезистор косвенного подогрева. Работу терморезистора можно отобразить двумя инерционными звеньями 1-го порядка, включенными каскадно. Передаточная функция РО с терморезистором имеет вид

$$T_{ро}(S) = K_{ро} / [(S\tau_1 + 1)(S\tau_2 + 1)], \quad (4.56)$$

где τ_1 и τ_2 — постоянные времени, отражающие тепловую инерцию тела терморезистора и инерционность передачи тепла от подогревателя к рабочему телу. Современные терморезисторы выполняются так, что $\tau_1 \gg \tau_2$. Поэтому передаточную функцию РО приближенно можно представить инерционным звеном 1-го порядка:

$$T_{ро}(S) = K_{ро} / (S\tau_1 + 1), \quad (4.57)$$

где $K_{ро}$ — коэффициент передачи от РЭ на выход РО. Эта часть РО рассматривается как пропорциональное звено. Передаточная функция регулятора определяется типом регулирования. В устройствах АРУ с П-регулированием регулятор отображается пропорциональным звеном с передаточной функцией

$$T_{рп}(S) = K_{рп}. \quad (4.58)$$

В устройствах АРУ с И-регулированием в состав регулятора включается интегрирующее звено. Передаточная функция такого регулятора

$$T_{pи}(S) = K_{pи} / \tau_{из} S, \quad (4.59)$$

где $\tau_{из}$ — постоянная времени интегрирующего звена.

Передаточная функция разомкнутой петли ОС устройства АРУ с учетом выражений (4.54) и (4.59) запишется в следующем виде:

для устройства АРУ с П-регулированием

$$T_{осп}(S) = K_{п} / (S \tau_1 + 1), \quad (4.60)$$

где $K_{п} = K_{пкк} K_{ро} K_{рп}$;

для устройства АРУ с И-регулированием

$$T_{оси}(S) = K_{и} / \tau_{из} S (S \tau_1 + 1), \quad (4.61)$$

где $K_{и} = K_{пкк} K_{ро} K_{ри}$.

Передаточные функции устройств АРУ, определяемые выражением (4.54) с учетом (4.60) и (4.61), имеют вид:

для устройства АРУ с П-регулированием

$$T(S) = (S \tau_1 + 1) / (S \tau_1 + 1 + K_{п}); \quad (4.62)$$

для устройства АРУ с И-регулированием

$$T(S) = \tau_{из} S (S \tau_1 + 1) / (S^2 \tau_{из} \tau_1 + S \tau_{из} + K_{и}). \quad (4.63)$$

По передаточной функции цепи $T(S)$ путем применения обратного преобразования Лапласа можно найти переходную характеристику

$$h(t) = L^{-1} \left[\frac{1}{S} T(S) \right]. \quad (4.64)$$

Форма переходной характеристики определяется полюсами передаточной функции, т. е. корнями знаменателя. Если полюсы вещественны и отрицательны, то переходный процесс в системе будет всегда аperiodическим и перерегулирование будет отсутствовать.

Как следует из (4.62), передаточная функция устройства АРУ с П-регулированием имеет один вещественный, отрицательный полюс, т. е. процесс регулирования в этом устройстве будет аperiodическим. Нужно, однако, отметить, что (4.62) получено на основе отображения терморезистора инерционным звеном 1-го порядка. Если учесть более полную формулу (4.56), то передаточная функция устройства АРУ с П-регулированием будет иметь два полюса, которые будут вещественными и отрицательными при выполнении условия

$$\tau_1 / \tau_2 > 4K_{п}. \quad (4.65)$$

В устройствах АРУ с И-регулированием постоянная времени интегрирующего звена может составлять несколько часов, инерционные свойства терморезистора практически сказываются очень мало и передаточная функция (4.63) является достаточно точной.

Применяя преобразование (4.64) и используя выражение (4.62), находим переходную характеристику устройства АРУ с П-регулированием:

$$h(t) = \frac{1}{1 + K_{\text{П}}} + \frac{K_{\text{П}}}{1 + K_{\text{П}}} e^{-(1 + K_{\text{П}})t/\tau_1}. \quad (4.66)$$

Как следует из полученного выражения, устройства АРУ с П-регулированием имеют принципиально неустранимую статическую погрешность регулирования

$$\delta_0 = \Delta p_{\text{вх}} = \Delta p_{\text{вх}} h(t)_{t \rightarrow \infty} = \Delta p_{\text{вх}} / (1 + K_{\text{П}}), \quad (4.67)$$

т. е. эти устройства относятся к статическим системам АРУ. Уменьшить данную погрешность можно увеличением коэффициента передачи по петле авторегулирования $K_{\text{П}}$. Однако при этом может быть нарушено условие (4.65). Учитывая, что у современных терморезисторов $\tau_1/\tau_2 \approx 100$, величина $K_{\text{П}} \leq 20 \dots 25$, т. е. статическая погрешность регулирования составляет примерно 5% от отклонения входного уровня сигнала КЧ. Соответственно если задаться допустимой статической погрешностью регулирования, то можно установить пределы регулирования устройства АРУ. Построив по выражению (4.66) переходную характеристику устройства АРУ, можно графически определить динамические параметры этого устройства.

Для устройства АРУ с И-регулированием с учетом (4.63) находим при условии, что $K_{\text{И}} \frac{\tau_1}{\tau_{\text{ИЗ}}} \ll 1$,

$$h(t) = \frac{1 - K_{\text{И}}\tau_1/\tau_{\text{ИЗ}}}{1 - 2K_{\text{И}}\tau_1/\tau_{\text{ИЗ}}} e^{-K_{\text{И}}\frac{t}{\tau_{\text{ИЗ}}}} - \frac{K_{\text{И}}\tau_1/\tau_{\text{ИЗ}}}{1 - 2K_{\text{И}}\tau_1/\tau_{\text{ИЗ}}}. \quad (4.68)$$

Из полученного выражения следует, что при $t \rightarrow \infty$ функция $h(t) \rightarrow 0$, т. е. рассматриваемая АРУ не имеет статической погрешности регулирования и относится к астатическим системам АРУ. Интегрирующее звено, входящее в состав АРУ с И-регулированием, является элементом памяти. Это позволяет легко осуществлять в астатических системах блокировку АРУ при пропадании или резком изменении уровня КЧ, не связанном с изменением затухания тракта. Наличие элемента памяти позволяет зафиксировать положение регулятора на момент пропадания сиг-

нала КЧ и сохранить это положение до восстановления уровня. При отсутствии блокировки пропадание или снижение уровня сигнала КЧ воспринимается устройством АРУ как увеличение затухания тракта, регуляторы до предела будут увеличивать усиление ЛУс, что может привести к самовозбуждению каналов СП и перегрузке усилителей. После этого восстановление диаграммы уровней будет возможно только при прекращении связи по этой СП и ручного регулирования всех ЛУс. В системах с П-регулированием такая блокировка АРУ затруднена и обычно используется упрощенный способ, при котором в случае пропадания сигналов КЧ усиление ЛУс принудительно снижается до минимума.

Следует иметь в виду, что реальные интегрирующие звенья обладают зоной нечувствительности, в которой они не реагируют на изменение уровня сигнала КЧ. Поэтому в реальных системах с И-регулированием статическая погрешность регулирования не равна нулю, но постоянна и равна величине порога нечувствительности и не зависит от возмущающего воздействия.

Тепловая инерция терморезисторов в устройствах АРУ с И-регулированием приводит к уменьшению начальной скорости регулирования и задержке всего процесса регулирования. Этот недостаток можно устранить применением устройств АРУ с пропорционально-интегральным регулированием (ПИ-регулированием). В таких устройствах АРУ параллельно интегрирующему звену (ИЗ) включают пропорциональное звено (ПЗ), создавая двухканальную ОС. Такая структура обеспечивает высокую начальную скорость регулирования за счет действия ПЗ и устранение статической погрешности в конце регулирования за счет действия ИЗ. Последнее, кроме того, позволяет обеспечить блокировку АРУ.

На рис. 4.46 для сравнения приведены переходные характеристики реального И-регулятора и ПИ-регулятора. Из графиков видно, что начальная скорость при И-регулировании существенно меньше средней, а при ПИ-регулировании резко увеличивается за счет снижения средней скорости. Таким образом, устройство с ПИ-регулированием быстро компенсирует большие измене-

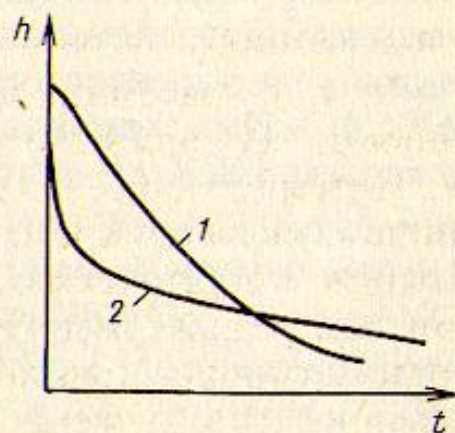


Рис. 4.46. Переходные характеристики И- (1) и ПИ-регулятора (2)

ния затухания тракта, что в целом ряде случаев сказывается благоприятно на качестве работы трактов и каналов.

Помимо разделения устройств АРУ на статические и астатические, их можно классифицировать по виду зависимости усиления от изменения уровня входного сигнала КЧ. С этой точки зрения различают *непрерывные* (аналоговые) АРУ, в которых усиление изменяется непрерывно при изменении тока КЧ, и *дискретные*, в которых усиление является ступенчатой функцией уровня тока КЧ.

В рассмотренных выше устройствах АРУ петля авторегулирования замкнута независимо от того, осуществляется процесс регулирования или нет. Системы АРУ, в которых петля регулирования замыкается только в течение процесса регулирования, а после завершения этого процесса размыкается, называются *релейными*. Очевидно, что в релейных АРУ обязательно осуществляется И-регулирование, так как на время размыкания петли регулирования необходимо фиксировать положение регулятора, что и обеспечивает элемент памяти — ИЗ. В АРУ релейного типа при срабатывании релейного элемента на регулирующее устройство поступает управляющий сигнал постоянной величины. Поэтому в отличие от обычных устройств АРУ И-типа скорость регулирования в релейных АРУ постоянна и не зависит от отклонения уровня тока КЧ от номинального значения.

Регуляторы устройства АРУ

Основные статические и динамические параметры устройства АРУ в значительной степени определяются типом применяемого регулятора и регулируемого элемента. Рассмотрим некоторые, наиболее распространенные типы регуляторов.

В устройствах АРУ с П-регулированием чаще используются регуляторы электротермического и реже электрического типов. Структурная схема устройства АРУ с электротермическим регулятором приведена на рис. 4.47. Схема содержит ПКК, дифференциальный усилитель (ДУ), выполняющий роль схемы сравнения, и усилитель постоянного тока (УПТ), нагруженный на подогреватель терморезистора косвенного подогрева. Последний является РЭ ПАК, входящего в состав ЛУс. На один из входов ДУ с выхода ПКК подается напряжение $U_{кч}$, пропорциональное амплитуде огибающей сигнала КЧ, а на другой вход — эталонное постоянное напряжение $U_{эт}$. Разностное напряжение усиливается УПТ и создает ток подогрева терморезистора. Через подогреватель терморезистора, кроме того, протекает постоянная составляющая выходного тока УПТ, необходимая для определения знака разности напряжения тока КЧ и эталонного напряжения.

Очевидно, что ток подогрева терморезистора пропорционален разностному напряжению на входе УПТ, т. е. рассматриваемый регулятор обеспечивает П-регулирование.

Для осуществления возможности блокировки АРУ в регулятор рассмотренного типа необходимо ввести элемент памяти. Одна из предложенных схем памяти содержит на входе УПТ конденсатор с малым током утечки и реле, которое срабатывает при пропадании или резком снижении напряжения КЧ на выходе ПКК и отключает УПТ от ДУ. Во входном каскаде УПТ при этом применяют полевой транзистор с изолированным затвором, обладающий очень высоким входным сопротивлением ($R_{вх} > 10^{11}$ кОм). При отключении УПТ напряжение на конденсаторе сохраняется неизменным в течение десятков часов, так как постоянная времени разряда очень велика (порядка 10^7 с).

Действие регулятора электрического типа основано на изменении положения рабочей точки на нелинейном участке проходной характеристики транзистора, входящего в схему регулируемого усилителя. При изменении напряжения КЧ напряжение смещения на базе транзистора изменяется таким образом, что усиление регулируемого усилителя увеличивается при уменьшении напряжения КЧ и наоборот.

Регуляторы электрического типа не находят широкого применения в СП, поскольку наличие в регулируемом усилителе транзистора с нелинейной проходной характеристикой не позволяет обеспечить необходимые величины затуханий нелинейности.

Устройства АРУ с П-регулированием относительно просты, надежны и не содержат механических деталей, трущихся контактов и т. п. Однако в этих устройствах затруднено получение нужных переходных характеристик и достаточно сложно обеспечить надежную блокировку АРУ. Существенно лучшими характеристиками обладают регуляторы с И-регулированием, хотя они обычно более сложные по конструкции и менее надежные. Наиболее важным элементом таких регуляторов являются устройства, реализующие ИЗ. Название такого элемента обычно определяет и название регулятора.

Интегрирующим элементом электромеханического регулятора является асинхронный двигатель с замедляющим регулятором, через который вращение ротора двигателя передается на РЭ. В качестве последнего может использоваться резистивный потенциометр или конденсатор переменной емкости (рис. 4.48). Асинхронный двигатель содержит три статорных обмотки: одну обмотку возбуждения (II) и две — управления (I). Через обмотку возбуждения от генератора с частотой 400 Гц (Г-400) непрерывно протекает ток, сдвинутый по фазе относительно токов, протекающих через обмотки управления, на 90° . Токи в обмотках управ-

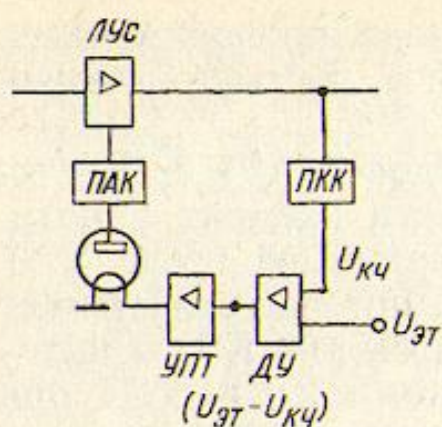


Рис. 4.47. Структурная схема устройства АРУ с электротермическим регулятором

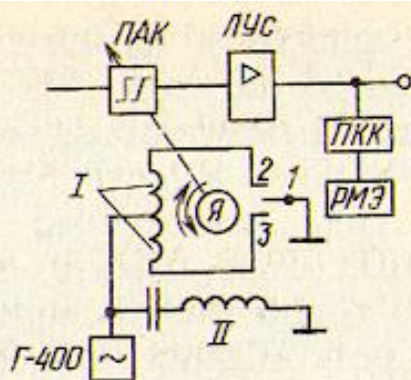


Рис. 4.48. Структурная схема устройства АРУ с электромеханическим регулятором

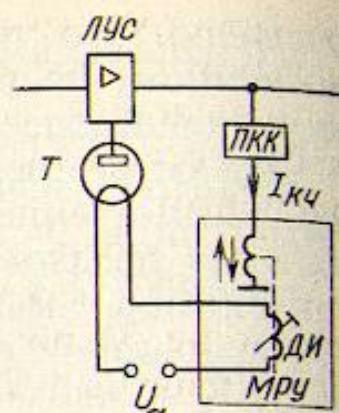


Рис. 4.49. Регулятор с магнитоэлектрическим устройством

ления включаются контактами дифференциального или магнитоэлектрического реле (РМЭ). Принцип действия РМЭ основан на вращении рамки с током в поле постоянного магнита. Чем больше выпрямленный ток КЧ, протекающий через рамку, тем больше угол поворота рамки, на которой укреплен подвижной контакт 1 РМЭ. При номинальном уровне тока КЧ подвижный контакт находится между двумя неподвижными контактами 2 и 3. При увеличении тока КЧ относительно номинального значения контакты 1 и 3 замыкаются. При уменьшении тока КЧ рамка вращается в противоположную сторону под действием спиральной пружины, сила упругости которой является эталоном. При этом замыкаются контакты 1 и 2. Контакты реле замыкаются при изменении уровня тока КЧ относительно номинального значения на $\pm 0,5$ дБ. Эта величина определяет зону нечувствительности регулятора. При замыкании контактов 1 и 3 (или 1 и 2) на одну из обмоток управления подается ток от того же генератора Г-400. Совместное действие обмоток возбуждения и управления приводит к вращению ротора двигателя. Направление вращения зависит от того, какая из обмоток управления подключается к Г-400. Это, в свою очередь, зависит от знака отклонения уровня сигнала КЧ. Замедляющий редуктор обеспечивает увеличение постоянной времени $\tau_{из}$ ИЗ.

Блокировка АРУ осуществляется отключением генератора Г-400 от обмотки возбуждения двигателя. При вращении ротора двигателя переменный конденсатор или резистивный потенциометр изменяют затухание ПАК, а следовательно, и усиление ЛУС. После восстановления номинального значения уровня сигнала КЧ на выходе ЛУС подвижной контакт РМЭ перемещается в нейтральное положение, ток в обмотке управления исчезает и двигатель останавливается.

Пространственное положение ротора двигателя при номинальном уровне сигнала КЧ может быть самым разным и зависит от изменения уровня не только в данный момент, но и во все предшествующие моменты, что характерно для интегрирующих элементов.

Рассмотренное устройство АРУ является устройством релейного типа, переходные характеристики которого представляют собой не экспоненту, а отрезок прямой, что создает наиболее благоприятный характер переходного процесса. Электромеханические регуляторы обеспечивают сравнительно большие пределы регулирования усиления, однако они громоздки, имеют недостаточную надежность, потребляют большую мощность от источника питания и по этим причинам в современных СП используются редко.

Развитием электромеханических устройств АРУ является термоэлектромеханическая АРУ, в которой регулируемым элементом ПАК служит терморезистор косвенного подогрева. Изменение тока подогрева осуществляется реостатом, подвижной контакт которого жестко связан с осью ротора двигателя. Кратковременные потери контакта реостата, возможные из-за его изнашивания, не сказываются на сопротивлении терморезистора вследствие тепловой инерции последнего.

Существенно лучшие показатели имеет регулятор с магнитоэлектрическим устройством (МРУ) (рис. 4.49). В состав МРУ входит магнитоэлектрический двигатель, состоящий из магнитной системы и подвижной катушки, которая под действием тока, протекающего через обмотку катушки и взаимодействующего с полем постоянного магнита, может совершать вертикальное возвратно-поступательное движение. При номинальном уровне тока КЧ подвижная катушка находится в среднем положении. При этом масса подвижной части МРУ, которая выполняет роль эталона, уравнивается силой, создаваемой взаимодействием тока в подвижной катушке и полем магнитной системы. При отклонении тока КЧ от номинального значения равновесие нарушается, и катушка двигателя начинает перемещаться вверх или вниз в зависимости от знака отклонения тока КЧ.

Внутренний объем МРУ заполнен вязкой жидкостью, которая обеспечивает увеличение постоянной времени интегрирующего устройства, создавая жидкостное трение при перемещении подвижной катушки. С катушкой двигателя жестко связан шток, перемещающий магнитный элемент в зазоре магнитопровода датчика индуктивности (ДИ) и изменяющий индуктивное сопротивление последнего. Обмотка ДИ и нить подогрева терморезистора (Т) включены последовательно в цепь источника переменного тока U . Изменение индуктивного сопротивления ДИ при-

водит к изменению тока подогрева и сопротивления терморезистора, который является регулируемым элементом ПАК.

Для обеспечения блокировки АРУ МРУ содержит электромагнитный фиксатор, удерживающий подвижную катушку двигателя в том положении, которое она занимала в момент пропадания или резкого уменьшения сигнала КЧ. Положение подвижной катушки двигателя МРУ так же, как и ротора электромеханического двигателя, при номинальном уровне сигнала КЧ на выходе ЛУс неоднозначно и зависит от изменений тока КЧ, имевших место до рассматриваемого момента времени, т. е. МРУ является интегрирующим звеном.

Более высокой чувствительностью и надежностью обладает МРУ с емкостным датчиком. Отличие его заключается в том, что подвижная система этого устройства осуществляет вращательное движение при протекании тока через обмотку подвижной системы. Ток в обмотке определяется разностью выпрямленного тока КЧ и эталонного тока от стабилизированного источника. При номинальном уровне сигнала КЧ на выходе ЛУс она равна нулю и подвижная система МРУ находится в покое. При отклонении уровня сигнала КЧ от номинального значения ток, протекающий через обмотку двигателя МРУ, создает вращающий момент, и подвижная система начинает медленно перемещаться в вязкой жидкости, заполняющей объем МРУ. Направление вращения зависит от знака отклонения уровня сигнала КЧ.

С подвижной системой МРУ жестко связана ось, на которой укреплены роторные пластины переменного конденсатора — датчика емкости, включенного в цепь подогрева терморезистора. Перемещение роторных пластин изменяет ток подогрева и в конечном счете усиление ЛУс. Ток чувствительности рассмотренного МРУ составляет 60 мкА. Время перемещения подвижной части из одного крайнего положения в другое при токе 80 мкА составляет 35...120 мин.

Для блокировки АРУ в этом МРУ также используется электромагнитный фиксатор. В МРУ обоих типов двигатель одновременно выполняет роль схемы сравнения, что упрощает устройство АРУ в целом.

Очень перспективным интегрирующим элементом регулятора, не содержащим механически перемещающихся узлов, является мемистор, действие которого основано на процессе электролиза. Принцип действия мемистора поясняет схема, приведенная на рис. 4.50. В герметизированном корпусе 1, заполненном электролитом (медным купоросом или раствором хлористого серебра), помещены два электрода — управляющий 2 (соответственно из меди или серебра) и резистивный 3 (электрод считывания), который изготавливается из химически инертного металла (обычно из

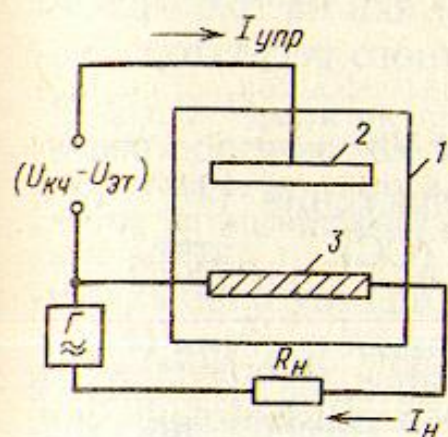


Рис. 4.50. Регулятор с мемистором

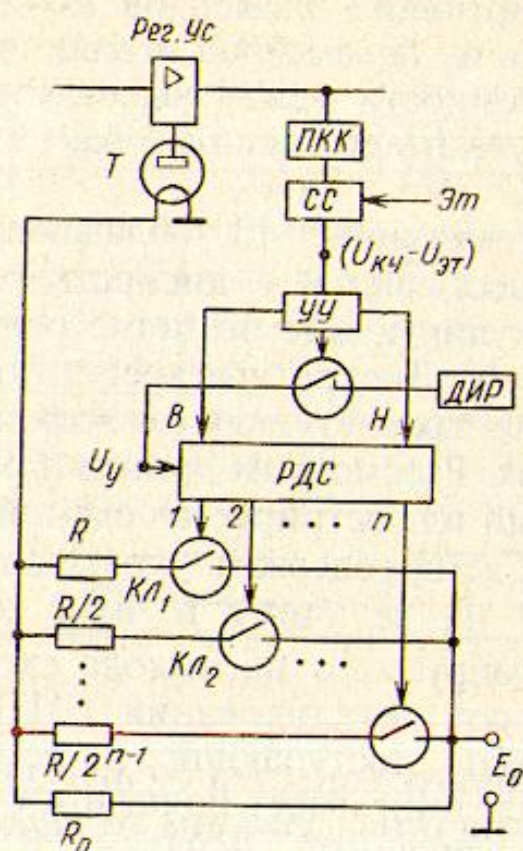


Рис. 4.51. Электронный регулятор

платины) и покрыт слоем того же металла, что и управляющий электрод. Разностное напряжение ($U_{кч} - U_{эт}$) с выхода схемы сравнения прикладывается между управляющим электродом и электродом считывания. Под действием этого напряжения возникает упорядоченное движение ионов — положительных к электроду с отрицательным потенциалом (катоде), а отрицательных — к электроду с положительным потенциалом (аноду). В результате металл, содержащийся в электролите (медь или серебро), осаждается на катоде, а металл, осажденный на аноде, растворяется. При изменении полярности разностного напряжения анод и катод меняются местами.

В результате электролиза изменяется сопротивление электрода считывания, а следовательно, и ток в цепи нагрузки, создаваемый вспомогательным генератором. Этот ток может использоваться для подогрева терморезистора в схеме ПАК.

Регулируемым элементом ПАК может служить непосредственно изменяющееся сопротивление электрода считывания. В этом случае мемистор выполняет одновременно функции регулятора и регулирующего элемента.

Мемисторы обладают высокой чувствительностью (ток, при котором начинает изменяться сопротивление резистивного электрода, $I_{упр} < 1$ мА), инерционностью, высокой надежностью, малыми размерами и экономичностью. К недостаткам этих ин-

тегрирующих элементов можно отнести температурную зависимость их параметров и наличие сравнительно большой собственной емкости между выводами электрода считывания, что может затруднить его использование в качестве регулируемого элемента ПАК.

Реализация ИЗ, обладающих памятью, сравнительно просто осуществляется в дискретных регуляторах, в которых сигналы, циркулирующие по петле регулирования, имеют дискретный характер. Дискретные регуляторы выполняются на реверсивных двоичных счетчиках (электронный регулятор) или на трансфлюксорах. Рассмотрим принцип работы электронного регулятора, который иллюстрируется схемой на рис. 4.51.

Схема содержит управляющее устройство УУ, которое реагирует на величину и знак разностного напряжения ($U_{кч} - U_{эт}$), формируемого на выходе схемы сравнения (СС), и датчик импульсов регулирования (ДИР) — генератор прямоугольных импульсов, поступающих на реверсивный двоичный счетчик (РДС). Последний имеет прямой и обратный ходы, которые выбираются управляющими сигналами В ("Вперед") и Н ("Назад"), поступающими на РДС из УУ. Выходы счетчика через ключи Кл₁, Кл₂,... подключают через элементы резистивной матрицы к подогревателю терморезистора (Т) источник тока подогрева E_0 . Когда счетчик "обнулен", т. е. на его выходах напряжение отсутствует, ключи Кл₁, Кл₂,... разомкнуты и через подогреватель протекает ток $I_0 = E_0/R_0$ (сопротивлением подогревателя по сравнению с сопротивлением элементов матрицы можно пренебречь). Это состояние счетчика соответствует минимальному усилению регулируемого усилителя (Рег. Ус.).

При $U_{кч} < U_{эт}$ управляющее устройство подключает ко входу РДС датчик импульсов и подает на счетчик сигнал В. После поступления на вход РДС первого импульса от ДИР на выходе 1-го разряда счетчика появится логическая 1, которая отключит Кл₁. При этом ток подогрева терморезистора увеличится на $\Delta I = E_0/R$, сопротивление рабочего тела уменьшится, усиление регулируемого усилителя возрастет и разностное напряжение ($U_{эт} - U_{кч}$) на выходе СС уменьшится. После поступления второго импульса ток подогрева увеличится на величину $2 \Delta I$, так как откроется Кл₂ с сопротивлением резистивной матрицы $R/2$. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока ($U_{эт} - U_{кч}$) не станет равным нулю. Тогда УУ отключит ДИР и регулировка прекратится.

В случае, когда $U_{кч} > U_{эт}$, УУ подает на РДС сигнал Н, который включает обратный ход счетчика, и ток подогрева терморезистора начнет уменьшаться степенями, равными ΔI .

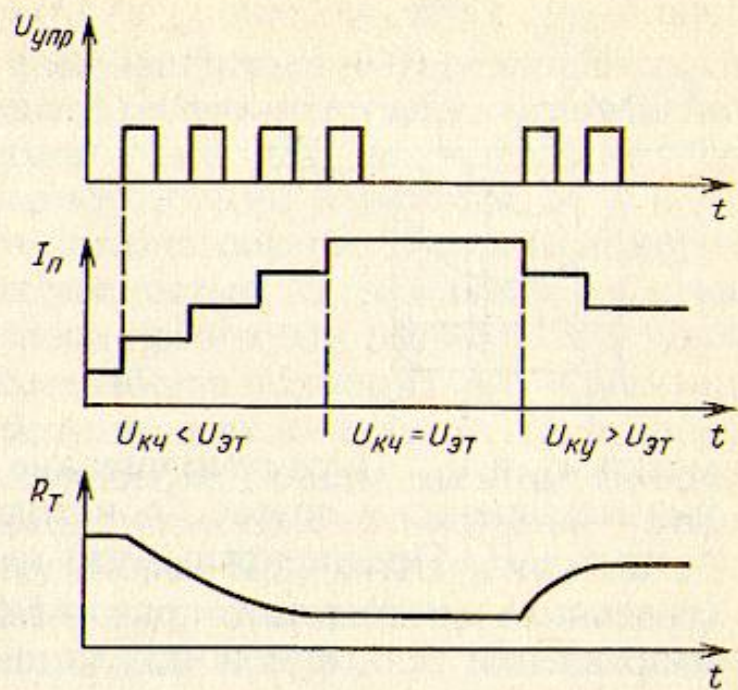


Рис. 4.52. Изменение тока подогрева $I_{п}$ и сопротивления рабочего тела термистора R_T во времени от управляющего напряжения $U_{упр}$

Изменение тока подогрева $I_{п}$ и сопротивления рабочего тела R_T терморезистора показано на рис. 4.52. Число ступеней изменения тока подогрева при изменении усиления от минимального до максимального значения равно 2^n , где n — число разрядов двоичного счетчика. При $n = 8$ и пределах регулирования ± 10 дБ изменение усиления на каждой ступени составит $20/2^8 = 0,08$ дБ. При этом обеспечивается практически плавное изменение усиления.

Период следования импульсов от ДИР определяет скорость регулирования. Этот период должен быть в несколько раз больше постоянной времени терморезистора. Двоичный счетчик является элементом памяти, который сохраняет состояние регулятора при отключении датчика импульсов от входа РДС (при $U_{кч} = U_{эт}$ или при пропадании сигнала КЧ).

Недостатком рассмотренной схемы является нарушение состояния двоичного счетчика при кратковременных пропаданиях напряжения питания и повторной его подаче. Это объясняется тем, что триггерные ячейки, входящие в состав счетчика, имеют неизбежную асимметрию и при отключении питания оказываются ориентированными произвольно. Для того чтобы при повторной подаче питания усиление регулируемого усилителя не оказалось максимальным, счетчик в этом случае принудительно "обнуляется", что, как указывалось, соответствует минимальному усилению.

В дискретных регуляторах могут, как отмечалось выше, использоваться магнитные элементы памяти — трансфлюксоры. Трансфлюксор — дискообразный ферритовый сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса, имеющий два отверстия с разными диаметрами (рис. 4.53). Наименьшие площади сечения, показанные на рис. 4.53, удовлетворяют условию $S_1 = 2S_2 = 2S_3$. Трансфлюксор имеет одну обмотку управления $w_{упр}$ и две рабочие об-

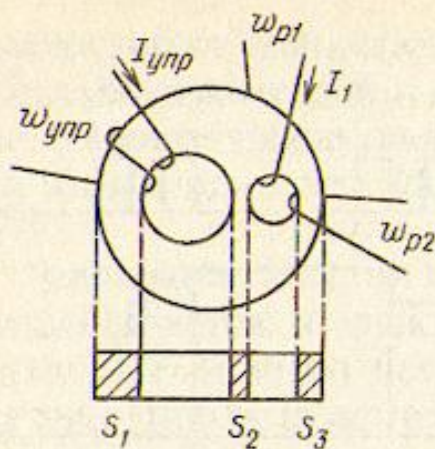


Рис. 4.53. Регулятор на трансфлюксоре

мотки w_{p1} и w_{p2} . Перемагничивание сердечника из одного состояния насыщения в другое происходит при напряженностях поля, равных $\pm H_c$. Предположим, что начальное магнитное состояние сердечника соответствует рис. 4.54, а, где стрелками показаны направления остаточной индукции. При подаче в обмотку w_{ynp} тока I_{ynp} , создающего магнитное поле противоположного направления, осуществляется перемагничивание сердечника слоями, ограниченными линиями l_1 (рис. 4.54, б), которые определяются из условия $I_{ynp} = H_c l_1 / w_{ynp}$. При токе управления $I_{ynp} = H_c l_2 / w_{ynp}$ будет перемагничен участок магнитопровода трансфлюксора, ограниченный линией l_2 на рис. 4.54, в. Полное перемагничивание всего сердечника происходит при токе управления $I_{ynp} = H_c l_3 / w_{ynp}$ (рис. 4.54, г).

Если в обмотку w_{p1} подать переменный ток I_1 с амплитудой $H_c l_4 / w_{p1} < I_{1m} < H_c l_5 / w_{p1}$, то этот ток в пределах участков магнитопровода, ограниченных кривой l_4 , создает магнитное поле, напряженность которого превысит H_c и которое может перемагнитить участки с сечениями S_2 и S_3 , если $H_c l_1 / w_{ynp} < I_{ynp} < H_c l_3 / w_{ynp}$.

Полагая, что в положительный полупериод переменный ток создает магнитный поток, направленный по часовой стрелке, можно заключить, что в этот полупериод направление магнитных потоков на участках с сечениями S_2 и S_3 изменится на противоположное. В обмотке w_{p2} в данном случае будет наводиться ЭДС, среднее значение которой зависит от степени насыщения указанных участков магнитопровода, т. е. от тока I_{ynp} . Максимум ЭДС

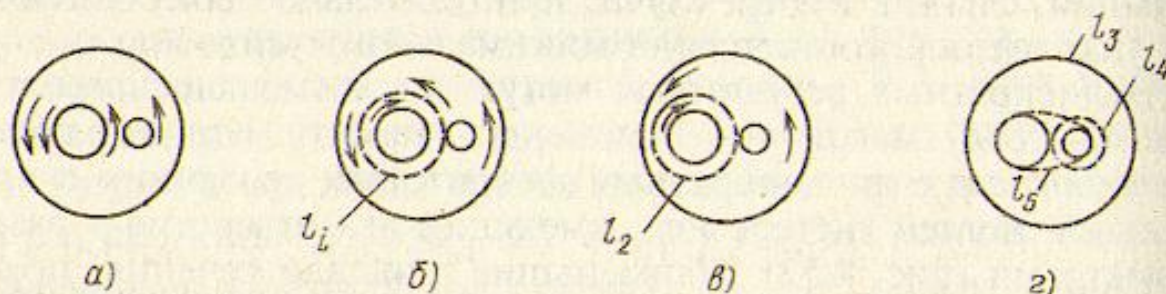


Рис. 4.54. К объяснению работы регулятора на трансфлюксоре

будет иметь место при $I_{\text{упр}} = H_c l_2 / w_{\text{упр}}$, так как наибольшая часть магнитного потока меняет свое направление под воздействием тока I_1 . Обмотка w_{p2} соединена с цепью подогрева терморезистора, и при изменении наводимой в ней ЭДС ток подогрева и сопротивление рабочего тела терморезистора изменятся.

В качестве управляющего сигнала обычно применяют короткие импульсы с большой скважностью. В результате действия каждого управляющего импульса магнитный поток в сердечнике изменяется на величину $\Delta\Phi$, а общая величина его изменения определяется суммарным действием всех импульсов. Таким образом, трансфлюксор является интегрирующим звеном. Процесс изменения сигнала на его выходе аналогичен изменению сигнала на выходе электронного регулятора. При отключении датчика импульсов управления трансфлюксор сохраняет то состояние, в котором он находился в момент отключения, т. е. обладает памятью.

В реальном устройстве АРУ с трансфлюксором число степеней регулирования составляет 150...200, что обеспечивает практически плавное регулирование усиления.

Динамика работы цепи последовательно включенных устройств АРУ

В линейных трактах СП устройства АРУ по КЧ включаются, как правило, на всех обслуживаемых усилительных станциях, а при большом числе НУП между ОУП АРУ устанавливаются и на некоторых НУП. В результате тракт может содержать десятки и даже сотни устройств АРУ, работающих по одному сигналу КЧ, который вырабатывается на оконечной станции передачи. Такие устройства образуют цепь АРУ, статические и динамические параметры которой могут существенно отличаться от соответствующих параметров одиночных устройств АРУ того же типа. Рассмотрим наиболее важные параметры процесса регулирования в цепи АРУ — статическую погрешность регулирования и величину перерегулирования.

Статическая погрешность регулирования, как указывалось, принципиально свойственна только системам с П-регулированием. Для одиночного устройства АРУ она в соответствии с (4.67) имеет вид

$$\Delta p_{\text{к вых}} = \Delta p_{\text{к вх}} / (1 + K_{\text{II}}).$$

В дальнейшем для краткости будем называть одиночные устройства АРУ по КЧ *регуляторами*, а участок тракта между двумя соседними регуляторами — *секцией АРУ*. Предположим, что измене-

ния уровня сигнала КЧ вызваны температурными изменениями затухания линии и происходят одновременно на всех секциях АРУ. Если в цепи АРУ, содержащей n однотипных регуляторов, уровень сигнала КЧ на входе первого регулятора изменился на $\Delta p_{\text{к вх}}$, то статическая погрешность регулирования на выходе 1-го регулятора $\Delta p_{\text{к вых1}} = \Delta p_{\text{к вх}} / (1 + K_{\text{п}})$. Изменение уровня КЧ на входе 2-го регулятора

$$\Delta p_{\text{к вых2}} = \Delta p_{\text{к вх}} + \Delta p_{\text{к вх}} / (1 + K_{\text{п}}),$$

а статическая погрешность регулирования на выходе этого регулятора $\Delta p_{\text{к вых2}} = \Delta p_{\text{к вх}} [1 / (1 + K_{\text{п}}) + 1 / (1 + K_{\text{п}})^2]$. Аналогично на выходе n -го регулятора

$$\Delta p_{\text{к вых n}} = \Delta p_{\text{к вх}} \sum_{i=1}^n \frac{1}{(1 + K_{\text{п}})^i} = \frac{\Delta p_{\text{к вх}}}{K_{\text{п}}} \left[1 - \frac{1}{(1 + K_{\text{п}})^n} \right].$$

При $n \gg 1$ и $K_{\text{п}} > 1$ статическая погрешность регулирования на выходе цепи АРУ практически не отличается от погрешности одиночного регулятора.

В устройствах АРУ с И- и ПИ-регулированием статическая погрешность регулирования определяется зоной нечувствительности, которая не зависит от величины $\Delta p_{\text{к вх}}$. При любом числе n она также не превышает погрешности одиночного регулятора.

При рассмотрении переходных процессов в цепи АРУ следует иметь в виду, что отклонение уровня сигнала КЧ на входе цепи воздействует на все регуляторы цепи практически одновременно, поскольку вследствие инерционности устройства АРУ не успевают за время распространения сигнала КЧ изменить свое состояние. В конце процесса регулирования уровни сигналов КЧ на выходе каждого регулятора оказываются номинальными, однако протекание процесса определяется не только характером изменения уровня в данном регуляторе, но и процессами, происходящими в других регуляторах цепи. Таким образом, имеет место взаимодействие регуляторов.

Рассмотрим этот процесс на примере цепи АРУ, содержащей регуляторы релейного типа с И-регулированием. Предположим, что скорость регулирования постоянна: $v_p = \Delta p_{\text{к вх}} / t_p$. Допустим также, что в момент времени $t = 0$ уровень сигнала КЧ на входе 1-го регулятора уменьшился на Δp (рис. 4.55). Полагая, что зона нечувствительности регулятора пренебрежимо мала по сравнению с Δp , находим время восстановления уровня на выходе 1-го регулятора (линия Γ):

$$t_{p1} = \Delta p / v_p.$$

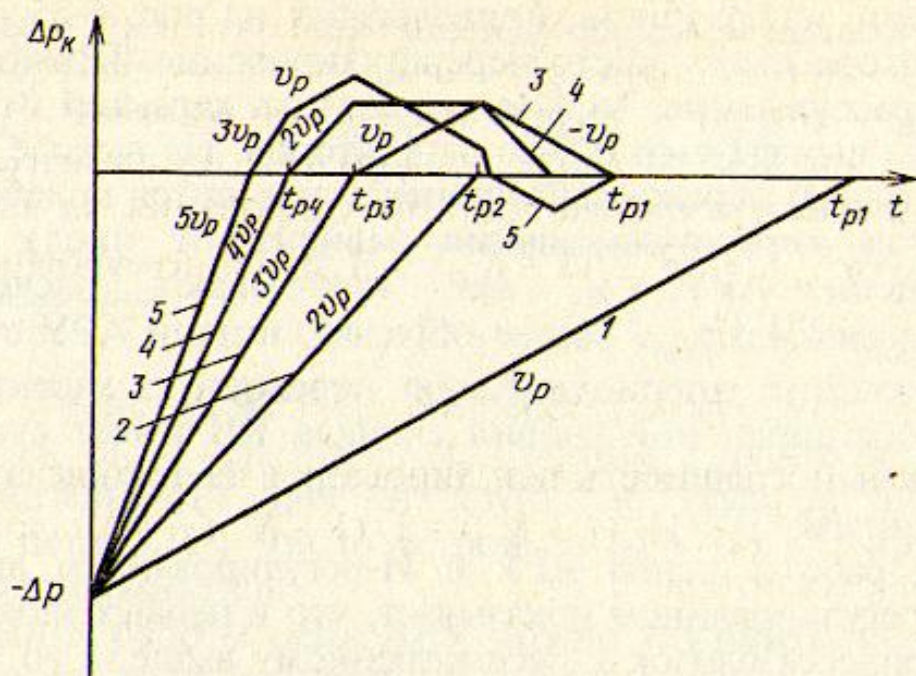


Рис. 4.55. Переходные процессы цепи АРУ, содержащей регуляторы релейного типа:
 1 — на выходе 1-го регулятора; 2 — на выходе 2-го регулятора; 3 — на выходе 3-го регулятора и т. д.

На выходе 2-го регулятора скорость восстановления уровня будет равна $2v_p$, так как она определяется работой двух регуляторов (линия 2). Соответственно время восстановления будет вдвое меньшим:

$$t_{p2} = \Delta p / 2v_p = t_{p1} / 2.$$

Поскольку 1-й регулятор продолжает увеличивать уровень на входе 2-го, последний начнет обратное регулирование и уровень на его выходе останется равным номинальному. На выходе 3-го регулятора время восстановления уровня контрольного сигнала

$$t_{p3} = \Delta p / 3v_p = t_{p1} / 3.$$

При достижении номинального значения на выходе 3-го регулятора уровень сигнала КЧ будет продолжать увеличиваться со скоростью v_p (линия 3), так как первые два регулятора увеличивают его с суммарной скоростью $2v_p$, а третий — снижает со скоростью v_p . В момент t_{p2} возрастание уровня сигнала КЧ на выходе 3-го регулятора прекращается, и он начнет снижаться, поскольку с этого момента два регулятора (2-й и 3-й) осуществляют обратное регулирование, а один (1-й) — прямое. Уровень снижается со скоростью v_p и достигает номинального значения через интервал времени $t_{p2} - t_{p3} = t_{p1} / 6$. К этому моменту приращение уровня сигнала КЧ на входе 3-го регулятора прекратится и регулятор остановится.

Как видно из графиков, приведенных на рис. 4.55, на выходе 3-го регулятора имеет место перерегулирование. Продолжая аналогичные рассуждения, можно определить характер переходного процесса на выходе 4-го и 5-го регуляторов. На выходе 5-го регулятора (линия 5) переходный процесс становится колебательным.

Величина перерегулирования зависит от числа регуляторов в цепи АРУ, и, как показывают расчеты, при $n \rightarrow \infty \Delta p_{к\text{ вых}} \leq 0,4 \Delta p_{к\text{ вх}}$. Таким образом, в цепи АРУ с регуляторами, имеющими апериодическую переходную характеристику, процесс восстановления уровня сигнала КЧ имеет существенно более сложный колебательный характер и сопровождается перерегулированием.

Анализ работы цепей АРУ с И-регулированием аналогового типа и П-регулированием показывает, что в первых характер переходного процесса близок к рассмотренному выше, а во вторых величина перерегулирования значительно больше (по крайней мере в 1,5...2 раза), чем у цепи АРУ с И-регулированием, и сильно зависит от числа одиночных устройств в цепи АРУ. Неудовлетворительный характер переходного процесса в цепях АРУ с П-регуляторами является одной из основных причин сравнительно редкого их использования в аппаратуре современных АСП.

Для улучшения динамических свойств цепей АРУ помимо использования более совершенных с точки зрения переходных характеристик одиночных устройств АРУ применяется ряд способов, многие из которых сводятся к уменьшению числа регуляторов цепи АРУ, работающих по одному и тому же сигналу КЧ, что дает весьма ощутимый эффект.

Одним из способов уменьшения числа регуляторов в цепи АРУ является переприем по КЧ, суть которого показана на рис. 4.56. На одной из усилительных станций устанавливается режекторный фильтр (РФ), не пропускающий контрольный сигнал, а после него включают второй генератор КЧ (ГКЧ), вырабатывающий сигнал с такой же частотой. Цепь АРУ оказывается разделенной на две, и число устройств АРУ в цепи уменьшается вдвое, что улучшает динамические свойства системы АРУ в целом.

Данный способ приводит к усложнению аппаратуры и увеличению ее объема, поэтому переприем по КЧ обычно сочетают с переприемом по информационным сигналам, который оказывается необходимым с точки зрения организации связи. Для каждой системы передачи определяется максимальное расстояние между переприемными пунктами. Тем самым ограничивается число устройств в цепи АРУ.

Другим способом уменьшения регуляторов в цепи АРУ является, как уже указывалось, сочетание устройств АРУ по КЧ с косвенными устройствами АРУ, например АРУ по температуре

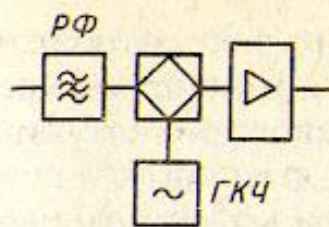


Рис. 4.56. Перепри-
ем по контрольной
частоте

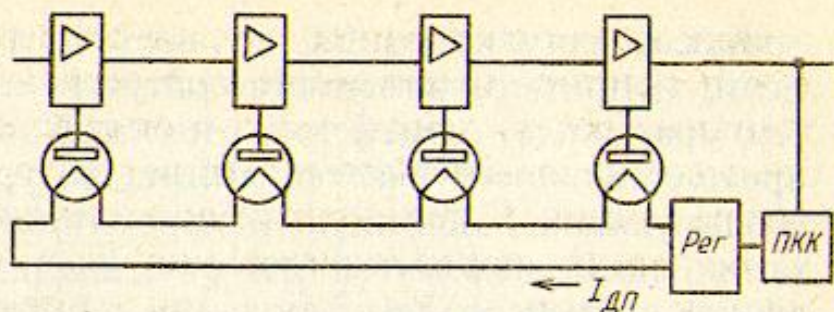


Рис. 4.57. АРУ по току дистанционного питания

грунта. Устройства АРУ по температуре грунта устанавливаются на большей части усилительных станций в тракте передачи и работают независимо друг от друга, не ухудшая динамические свойства цепи АРУ. Число устройств АРУ по КЧ при этом значительно уменьшается.

Динамику работы цепи АРУ можно улучшить, используя устройства с разными скоростями регулирования. Например, если через несколько медленно действующих устройств включить быстродействующее, то оно будет компенсировать изменения сигнала КЧ, происходящие не только на прилегающем к нему участке линии, но и возникающие из-за переходных процессов в предыдущих медленно действующих. При этом способе, однако, устраняется перерегулирование только на выходе цепи АРУ, а на выходах отдельных устройств оно остается. Поэтому данный способ широкого применения не нашел.

Весьма эффективным оказался способ, при котором цепи управления разных регулируемых объектов объединяются в одну и управляются одним регулятором и одним ПКК (рис. 4.57). В цепи АРУ на выходе одного из устройств АРУ включен ПКК, который через схему сравнения и электронный регулятор изменяет ток дистанционного питания (ДП), протекающий через подогреватели терморезисторов ПАК не только данной, но и нескольких предыдущих станций. Такой тип АРУ называют *АРУ по току ДП*. Поскольку все одиночные устройства АРУ имеют общую цепь управления, они работают как устройство АРУ с одной петлей регулирования и имеют динамические параметры одиночного устройства. Погрешность АРУ по ДП больше, чем АРУ по КЧ, но значительно меньше погрешности температурной АРУ.

В многочастотных устройствах АРУ возникает взаимодействие между контурами регулирования, управляющими работой различных ПАК данного устройства. Это связано с тем, что изменение частотной характеристики затухания одного из ПАК приводит к изменению усиления регулируемого усилителя во всем рабочем диапазоне частот. Уровни всех сигналов КЧ, которые применяются в многочастотном устройстве АРУ, будут при этом изменяться одновременно, что приведет к возникновению

процесса регулирования во всех других контурах устройства. Если, например, изменяется затухание ПАК, компенсирующего температурные изменения плоской составляющей затухания предшествующего участка линии, то уровни сигналов КЧ, контролирующих наклонную и криволинейную составляющие затухания, также изменятся (см. рис. 4.12), что приведет к возникновению процессов регулирования в соответствующих устройствах АРУ. Вследствие взаимодействия между регуляторами многократного устройства АРУ динамика его работы усложняется, время регулирования увеличивается, а переходные процессы в отдельных контурах регулирования могут приобретать колебательный характер. Это, в свою очередь, приводит к недопустимо большой величине перерегулирования в цепи АРУ.

В СП, работающих по ВЛС, обычно применяется двухчастотное устройство АРУ, содержащее два ПАК, которые компенсируют изменения плоской и наклонной составляющих затухания линии. Для устранения влияния регулятора, управляющего работой ПАК с наклонной частотной характеристикой затухания, на регулятор, изменяющий затухание ПАК с плоской частотной характеристикой (в дальнейшем для краткости будем называть эти регуляторы наклонным и плоским соответственно), частота контрольного сигнала плоского регулятора выбирается равной частоте "точки вращения" семейства частотных характеристик затухания наклонного ПАК (см. рис. 4.12). В этом случае при работе наклонного регулятора сигнал КЧ, управляющий плоским регулятором, не изменяется. Для устранения обратного влияния плоского регулятора на наклонный в качестве эталонного сигнала контура регулирования наклонной составляющей усиления выбирается выпрямленное напряжение сигнала КЧ контура регулирования плоской составляющей $U_{кч пл}$. Наклонный регулятор реагирует на разностное напряжение $(U_{кч нач} - U_{кч пл})$, которое при работе плоского регулятора не изменяется.

В СП, работающих по коаксиальному кабелю и содержащих большое число НУП, изменения затухания тракта вызываются температурными изменениями не только затухания линии, но и усиления усилителей, старением элементов и другими причинами. Эти изменения различны на разных частотах линейного спектра СП и могут быть изображены графически в виде соответствующих причинных характеристик.

При использовании многократного АРУ изменение уровня сигнала КЧ вызывается суммарным изменением всех причинных характеристик на этой частоте. Для устранения взаимодействия между регуляторами многократного устройства АРУ можно использовать регулирование по причинным характеристикам. В этом случае частотная характеристика отдельного ПАК соответствует одной из причинных характеристик, а управляющий этим ПАК регулятор реагирует на отклонение уровня некоторого сигнала управления, пропорционального доле этой причинной характеристики в отклонениях всех сигналов КЧ, используемых для работы многократного АРУ. Сигналы управления вырабатываются счетно-решающей схемой (СРС), на вход которой поступают возмущающие воздействия в виде отклонений всех сигналов КЧ.

На рис. 4.58 показан принцип регулирования по причинным характеристикам. Устройства АРУ по причинным характеристикам использовались в системе

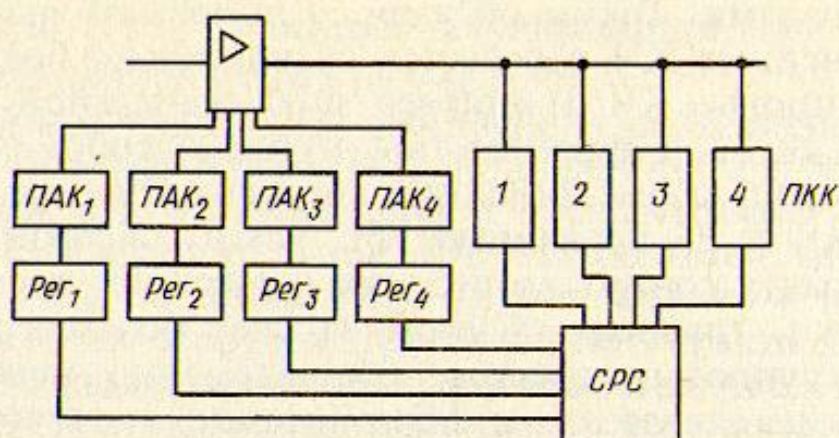


Рис. 4.58. Схема многочастотной АРУ

передачи К-1920 с усилителями на электронных лампах, изменения усиления которых были весьма значительными из-за температурных изменений элементов усилителя, а также старения ламп (потери эмиссии катода, изменения межэлектродных емкостей). В этой системе применялись четыре КЧ, соответствующие четырем причинным характеристикам — частотным зависимостям температурных изменений затухания кабеля и усиления усилителей, изменений усиления из-за старения ламп и изменений АЧХ тракта из-за неточности переменной коррекции.

В современных СП с транзисторными усилителями, работающих по коаксиальному кабелю, регулирование по причинным характеристикам практически не применяется из-за его сложности и высоких требований к точности реализации элементов СРС. Число КЧ в этих системах обычно выбирается равным двум. Один из сигналов КЧ, называемый основным, контролирует температурные изменения затухания кабеля, а второй — вспомогательный — нестабильность АЧХ тракта, вызванную изменениями усиления усилителей.

Для обеспечения более точной компенсации изменений АЧХ линейного тракта во всем используемом диапазоне частот при ограниченном числе линейных сигналов КЧ помимо устройств АРУ в линейном тракте предусматриваются устройства АРУ в групповых трактах (АРУ по группам). Последние работают по сигналам КЧ, которые вводятся в каждый стандартный групповой тракт (групповые КЧ). Частоты этих контрольных сигналов также стандартизированы и равны: в первичном групповом тракте (Т) — 84,14 или 84,08 кГц; во вторичном ГТ — 411,86 или 411,92 кГц; в третичном ГТ — 1552 кГц; в четверичном ГТ — 11096 кГц. Выбор указанных частот обусловлен стремлением свести к минимуму влияние токов КЧ на токи передаваемых канальных сигналов и обеспечить сравнительно простое их выделение из спектра группового сигнала. Кроме того, они располагаются в средней части полосы частот соответствующего группового тракта.

При формировании линейного спектра СП из стандартных групп каналов сигналы КЧ преобразуются вместе с информаци-

онными сигналами. Таким образом, в линейном тракте помимо сигналов линейных КЧ передается сравнительно большое число сигналов групповых КЧ. Например, в 300-канальной СП, линейный спектр которой формируется путем преобразования пяти вторичных групп, кроме линейных сигналов КЧ передаются пять вторичных КЧ и 25 первичных КЧ. Таким образом, состояние линейного тракта контролируется практически во всем линейном спектре частот, главным образом за счет большого числа КЧ первичных групповых трактов. Одновременно контролируется частично преобразовательное оборудование оконечных и переприемных станций, на которых обычно и устанавливаются устройства групповых АРУ.

Поскольку каждый сигнал групповой КЧ контролирует сравнительно небольшую часть линейного спектра СП, в которой частотной зависимостью изменений затухания линии можно пренебречь, групповые АРУ осуществляют частотно-независимое (плоское) регулирование уровня.

Влияние неточности регулирования на помехозащищенность канальных сигналов

Устройства АРУ по КЧ с определенным видом регулирования размещают в линейном тракте СП через определенные расстояния. На симметричных кабелях в соответствии с числом применяемых сигналов КЧ различают секции плоского, наклонного и криволинейного регулирования. На оконечных станциях, а также на некоторых ОУП устанавливаются АРУ, обеспечивающие плоское, наклонное и криволинейное регулирование, т. е. трехчастотные АРУ. На остальных ОУП применяются двухчастотные устройства АРУ с плосконаклонным регулированием. На НУП устанавливаются устройства АРУ по температуре грунта с плоским или плосконаклонным регулированием. Таким образом, на линиях передачи по симметричному кабелю секции плоского и наклонного регулирования определяются расстояниями между ОУП с двухчастотной АРУ, а секция криволинейного регулирования — между ОУП с трехчастотной АРУ и оконечной станцией (или таким же ОУП).

Протяженность секции регулирования по КЧ ограничивается погрешностями устройств АРУ по температуре грунта, расположенными в данной секции. Эти погрешности накапливаются от НУП к НУП, и в конце секции в наихудшем случае суммарная погрешность

$$\Delta p = \sum_{i=1}^n \Delta p_i$$

где n — число НУП на секции регулирования, Δp_i — погрешность АРУ по температуре грунта на i -м НУП.

В линейном тракте СП, работающих по коаксиальному кабелю, на ОУП и некоторых НУП устанавливаются устройства АРУ по основной КЧ, на оконечных и переприемных станциях — по основной и вспомогательной КЧ. На большей части НУП используется АРУ по температуре грунта. Однако в некоторых СП для удешевления оборудования линейного тракта на большинстве НУП вообще не применяются устройства АРУ. В этом случае усиление НУП устанавливается равным затуханию предшествующего участка линии при средней температуре грунта, а компенсация температурных изменений затухания осуществляется АРУ по КЧ в конце секции регулирования. Однако в пределах секции приходится учитывать изменение помехозащищенности, так как с повышением температуры уровни передачи от НУП к НУП без АРУ понижаются, что приводит к увеличению мощности собственных помех в ТНОУ на выходе секции регулирования (рис. 4.59). При этом снижается мощность помех нелинейности, поскольку уменьшается уровень средней мощности многоканального сигнала. Таким образом, имеет место частичная компенсация влияния температурных изменений затухания кабеля на помехозащищенность каналов передачи. Соответственно при понижении температуры грунта уменьшается мощность собственных помех и возрастает мощность помех нелинейности.

Определим изменение мощности собственных помех, которые являются доминирующими в верхних по спектру каналах СП, в пределах секции регулирования при учете неточности регулирования ΔA устройствами АРУ по температуре грунта. При использовании в секции регулирования усилителей НУП без АРУ под величиной ΔA понимается изменение затухания усилительных участков (УУ) из-за повышения температуры грунта относительно средней. Суммарная мощность собственных помех в ТНОУ на выходе секций регулирования, содержащих n усили-

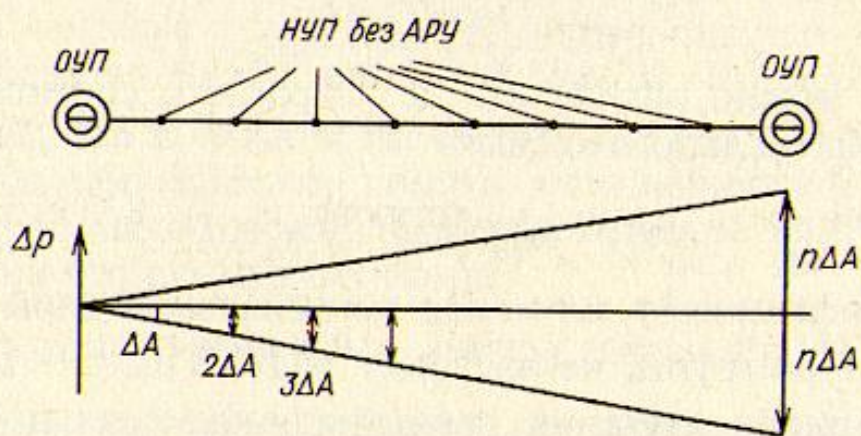


Рис. 4.59. Изменение уровней передачи от НУП к НУП без АРУ на секции регулирования

тельных участков и имеющих протяженность $L_{\text{секци}} = nl$, где l — длина УУ, определяется выражением

$$P'_{\text{сн0}} = 10^{0,1(\rho_{\text{сн при}} + S)} \sum_{k=1}^n 10^{-0,1(\rho_{\text{пер}} - k \Delta A)}. \quad (4.69)$$

Здесь учтена мощность собственных помех в ТНОУ на выходе УУ с номинальным относительным уровнем передачи $\rho_{\text{пер}}$ [см. (3.7)]. Вычисляя сумму геометрической прогрессии, выражение (4.69) можно привести к виду

$$P'_{\text{сн0}} = P_{\text{сн0}} \cdot 10^{0,05(n+1)\Delta A} \frac{\text{sh}(0,115n \Delta A)}{\text{sh}(0,115 \Delta A)}, \quad (4.70)$$

где $P_{\text{сн0}}$ — мощность собственных помех на выходе УУ в ТНОУ при номинальной диаграмме уровней, т. е. при средней температуре грунта. При использовании в секции регулирования НУП без АРУ $\Delta A = \Delta \alpha l$; $n \Delta A = \Delta \alpha l_{\text{секци}}$. Здесь $\Delta \alpha$ — изменение коэффициента затухания линии при изменении температуры грунта от среднего до максимального значения.

Выражение (4.70) подтверждает тот очевидный факт, что с увеличением длины секции регулирования мощность собственных помех возрастает. Максимальную длину секции регулирования можно определить из выражения (4.70), если принять за $P'_{\text{сн0}}$ допустимое значение мощности собственных помех в ТНОУ на линии передачи длиной $l_{\text{секци}}$.

При увеличении затухания коаксиального кабеля на величину $\Delta A(f)$ из-за повышения температуры грунта на $\Delta^\circ\text{C}$ уровень средней мощности многоканального сигнала на выходе НУП без АРУ снижается на величину

$$\Delta p_{\text{ср}} = -10 \lg \left[\frac{1}{f_2 - f_1} \int_{f_1}^{f_2} 10^{-0,1 \Delta A(f)} df \right]. \quad (4.71)$$

Здесь $\Delta A(f)$ можно определить из известного соотношения для затухания коаксиального кабеля:

$$\Delta A(f) = \alpha_{1\text{ср}} \sqrt{f [\text{МГц}]} \alpha_{\alpha} \Delta t l, \quad (4.72)$$

где $\alpha_{1\text{ср}}$ — коэффициент затухания коаксиальной пары при средней температуре грунта на частоте $f = 1$ МГц; α_{α} — температурный коэффициент затухания, равный для коаксиального кабеля с нормализованными размерами (2,6/9,4 мм) $2 \cdot 10^{-3}$ дБ/(км · град). С достаточной степенью точности можно вычислить величину $\Delta p_{\text{ср}}$

подстановкой выражения (4.72) в (4.71), разложением подынтегрального выражения в степенной ряд и заменой логарифма его приближенным выражением. При этом получим окончательно

$$\Delta p_{cp} \approx \frac{2}{3} [\Delta A(f_2)f_2 - \Delta A(f_1)f_1] \frac{1}{f_2 - f_1}. \quad (4.73)$$

При повышении температуры грунта снижение защищенности от собственных помех определяется из выражения (4.70). При $0,115 n \Delta A \ll 1$

$$\Delta A_{зсп} = 10 \lg (P'_{сп0} / P_{сп0}) \approx 0,5 (n + 1) \Delta A. \quad (4.74)$$

Мощность нелинейных помех 2-го порядка на выходе секции регулирования в ТНОУ при этих же условиях определяется в виде

$$P'_{н20} = P_{н20} \sum_{k=1}^n 10^{0,1(\Delta A - 2\Delta p_{cp})}, \quad (4.75)$$

где $P_{н20}$ — мощность помех нелинейности на выходе усилителя без АРУ в ТНОУ при номинальной диаграмме уровней ($t = t_{cp}$). Вычисляя сумму геометрической прогрессии, из (4.75) найдем изменение защищенности от помех нелинейности 2-го порядка:

$$\begin{aligned} \Delta A_{зн2} = 10 \lg (P'_{н20} / P_{н20}) = 0,5 (n + 1) (\Delta A - \\ - 2\Delta p_{cp}) + 10 \lg \frac{\text{sh}[0,115n(\Delta A - 2\Delta p_{cp})]}{n \text{sh}[0,115(\Delta A - 2\Delta p_{cp})]}. \end{aligned} \quad (4.76)$$

Аналогично определяется изменение защищенности от помех нелинейности 3-го порядка 1-го рода с учетом того, что в пределах секции регулирования они суммируются по напряжению:

$$\begin{aligned} \Delta A_{зн31} = 0,5(n + 1) (\Delta A - 3\Delta p_{cp}) + \\ + 20 \lg \frac{\text{sh}[0,115n(\Delta A - 3\Delta p_{cp})]}{n \text{sh}[0,115(\Delta A - 3\Delta p_{cp})]}. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Учитывая, что в верхних по частоте каналах СП, работающих по коаксиальному кабелю, помехи нелинейности 2-го порядка пренебрежимо малы, можно для этих каналов найти снижение защищенности от суммарных помех:

$$\Delta A_{зп} = 10 \lg [(P'_{сп0} + P'_{н30}) / (P_{сп0} + P_{н30})]. \quad (4.78)$$

При оптимальном уровне передачи, определяемом из (3.83),

$$\Delta A_{зп} = 10 \lg \frac{1}{3} (2 \cdot 10^{0,1\Delta A_{зп}} + 10^{0,1\Delta A_{зн31}}). \quad (4.79)$$

Расчеты по формулам (4.73) – (4.79), например, для системы К-3600 с линейным спектром 0,8...17,6 МГц при $\Delta t = 12,5^\circ\text{C}$, $t_{\text{ср}} = 8^\circ\text{C}$, $n = 9$ дали следующие результаты: $\Delta p_{\text{ср}} = 0,53$ дБ; $\Delta A(f_2) = 0,695$ дБ; $\Delta A_{\text{зсп}} = 3,11$ дБ; $\Delta A_{\text{злзл}} = -2,37$ дБ; $\Delta A_{\text{зп}} = 1,92$ дБ.

Приведенные данные показывают, что уже при девяти УУ в секции регулирования мощность суммарных помех за счет температурных изменений затухания кабеля увеличивается в 1,56 раза при использовании усилителей без АРУ. Влияние этих изменений можно существенно уменьшить с помощью предрегулировки уровней.

При применении предрегулировки в начале секции регулирования устанавливается регулятор, который в случае изменения температуры грунта относительно средней повышает или понижает (в зависимости от знака изменения) уровень передачи относительно номинального значения на величину $\Delta p_{\text{пер}} = n\Delta A/2$, где ΔA – изменение затухания УУ (рис. 4.60).

Регулятор, устанавливаемый в конце секции регулирования, компенсирует половину температурных изменений затухания секции. Таким образом, требуемая величина глубины регулирования делится поровну между двумя регуляторами, что уменьшает влияние температурных изменений затухания кабеля на помехозащищенность канальных сигналов.

Мощность собственных помех в ТНОУ на выходе секции регулирования при наличии предрегулировки определяется суммой геометрической прогрессии

$$P'_{\text{сп0р}} = 10^{0,1(p_{\text{сп прив}} + S)} \sum_{k=1}^n 10^{-0,1[p_{\text{пер}} + (n/2 - k)\Delta A]} = \quad (4.80)$$

$$= P_{\text{сп0}} \cdot 10^{0,05\Delta A} \frac{\text{sh}(0,115n\Delta A)}{n\text{sh}(0,115\Delta A)}$$

Соответственно снижение помехозащищенности от собственных помех при повышении температуры грунта и предрегулировании

$$\Delta A_{\text{зспр}} = 0,5\Delta A + 10 \lg \frac{\text{sh}(0,115n\Delta A)}{\text{sh}(0,115\Delta A)} \quad (4.81)$$

Аналогичным образом можно определить влияние температурных изменений затухания кабеля на защищенность сигналов

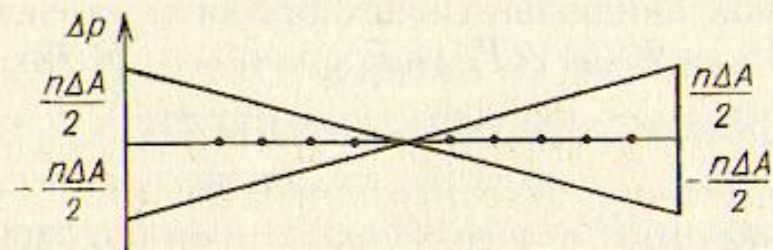


Рис. 4.60. Изменение уровней передачи от НУП к НУП без АРУ при использовании регулирования

от помех нелинейности 2-го и 3-го порядков при использовании предрегулирования:

$$\Delta A_{\text{зн2р}} = 0,5(\Delta A - 2\Delta p_{\text{ср}}) +$$

$$+ 10 \lg \frac{\text{sh} [0,115n(\Delta A - 2\Delta p_{\text{ср}})]}{n \text{sh} [0,115(\Delta A - 2\Delta p_{\text{ср}})]}, \quad (4.82)$$

$$\Delta A_{\text{зн3р}} = 0,5(\Delta A - 3\Delta p_{\text{ср}}) +$$

$$+ 20 \lg \frac{\text{sh} [0,115 \frac{n}{2} (\Delta A - 3\Delta p_{\text{ср}})]}{n \text{sh} [0,115 \frac{1}{2} (\Delta A - 3\Delta p_{\text{ср}})]}. \quad (4.83)$$

Снижение защищенности от суммарных помех в верхних по частоте каналах передачи, где помехами нелинейности 2-го порядка можно пренебречь, определяется выражением, аналогичным (4.79). Для приведенного выше примера снижение защищенности при наличии предрегулирования и оптимальном уровне передачи составит $\Delta A_{\text{зсгр}} = 0,716$ дБ; $\Delta A_{\text{зн3р}} = -0,263$ дБ; $\Delta A_{\text{зн}} = 0,413$ дБ.

Приведенные расчеты иллюстрируют эффективность предрегулирования, которая обеспечивает повышение защищенности от суммарных помех на 1,5 дБ, т. е. уменьшает мощность помех в 1,4 раза при неизменной протяженности секции регулирования.

ГЛАВА 5. АППАРАТУРА МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

5.1. СТАНДАРТНАЯ КАНАЛООБРАЗУЮЩАЯ АППАРАТУРА

Каналообразующая аппаратура (КОА) является типовой для всех СП с ЧРК, что позволяет упростить и удешевить как их производство, так и эксплуатацию. Эта аппаратура также называется каналоформирующим оборудованием (КФО).

Для упрощения внутристанционного монтажа и коммутации КОА размещается на стойках: индивидуальных преобразователей (СИП); первичных преобразователей (СПП); вторичных преобразователей и др. Конструкция стоек — блочная, типичная для СП.

Стойка индивидуального преобразования СИП-300 содержит оборудование для преобразования исходных сигналов (0,3...3,4 кГц) 300 каналов ТЧ в спектры 25 первичных групп (60...108