# Глава 14

# КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ТРАКТОВ И КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ

## 14.1. Назначение корректирующих устройств и требования к ним

Корректоры амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и фазо-частотных характеристик (ФЧХ) предназначены для устранения соответственно амплитудных и фазовых искажений, вносимых линией и другими элементами тракта передачи с частотно зависимыми затуханием и фазой.

Как было показано в главе 9, амплитудно-частотные искажения (АЧИ) сигналов в трактах передачи подразделяются на регулярные и нерегулярные. Для их компенсации применяются постоянные, переменные и универсальные амплитудные корректоры (АК) или амплитудные выравниватели (ВА). Постоянные корректоры АЧХ имеют фиксированные частотно-зависимые характеристики затухания, не изменяющиеся во времени. Они компенсируют постоянную составляющую искажений элементов тракта передачи. Переменные корректоры дополняют постоянные корректоры и служат для компенсации отклонений затухания усилительных участков и других устройств линейного тракта, причиной которых являются разные длины усилительных участков, изменения температуры, технологические неточности при изготовлении элементов, их старение и др. Переменные корректоры могут обеспечивать компенсацию как отдельных составляющих АЧХ линии (плоской, наклонной, криволинейной), так и нескольких составляющих одновременно (плоско-наклонной, плоско-наклонно-криволинейной).

Универсальные корректоры служат для компенсации нерегулярных искажений АЧХ, имеющих случайный характер и относительно малые пределы изменений, а также для устранения неточностей компенсации регулярных искажений. Они выполняются в виде гармонических, косинусных или локальных корректоров АЧХ.

При передаче по каналам и трактам АСП сигналов телевизионного вещания, газет и высокоскоростных данных возникает необходимость коррекции фазо-частотной характеристики (ФЧХ). Корректирование фазо-частотных искажений (ФЧИ) осуществляется с помощью фазовых корректоров (ФК).

Для расчета постоянных корректирующих четырехполюсников исходными данными являются заданная форма частотной характеристики корректора и точность ее воспроизведения.

Для расчета переменных корректоров (регуляторов), предназначенных для компенсации температурных отклонений характеристик затухания усилительных участков необходимо установить пределы регулирования. Известными величинами при определении требований считаются: рабочий диапазон частот,

контрольные частоты АРУ линейного тракта, тип линии, максимальная и минимальная длина усилительных участков и пределы изменения температуры.

На рис.14.1,а представлены частотные зависимости затухания усилительного участка кабельной линии, протяженность которого может колебаться от $l_{min}$ до $l_{max}$, а окружающая температура от $t^o_{min}$ до $t^o_{max}$. Очевидно, что общие пределы регулировок следует определять по предельным характеристикам 1 и 4 (рис. 14.1,б).

Пределы плоского регулирования находим в виде разности затуханий на частоте плоского регулирования усиления системой АРУ линейного тракта $f_п$

$$\Delta a_п = a_6 - a_3 \qquad (14.1)$$

Пределы регулировки наклонной составляющей затухания АЧХ линейного тракта определяем через разность затуханий (величины наклона) $\Delta\alpha$ верхней 4 и нижней 1 характеристик в диапазоне частот от $f_н$ до $f_п$

$$\Delta a_Н = \Delta a_4 - \Delta a_1 = (a_6 - a_4) - (a_3 - a_1). \qquad (14.2)$$

Пределы изменения криволинейной регулировки определим как разность величин кривизны $\Delta a_{кр}$ на частоте $f_k$ при предельных значениях длин участков и температуры

$$\Delta a_к = \Delta a_{к4} - \Delta a_{к1} \approx (a_5 - a_4) - (a_2 - a_1). \qquad (14.3)$$

Здесь, в формулах (14.1), (14.2) и (14.3), $a_i$ ( $i$=1...6) – рассчитанные затухания соответствующего усилительного участка на частотах плоской, наклонной и криволинейной регулировок (рис 14.1,б). Приближенное равенство (14.3) объясняется тем, что из-за увеличения наклона характеристики 4 изменение кривизны несколько больше реального значения, но это несоответствие можно использовать для компенсации кривизны характеристики затухания минимального участка линии. Для компенсации наклона кривой 1 следует увеличить полученное значение $\Delta a_н$ или ввести в состав линейных усилителей постоянный корректор (линейный выравниватель), корректирующий эту характеристику.

Определив общие пределы регулирования, их распределяют между соответствующими ручными и автоматическими регуляторами. Для автоматических

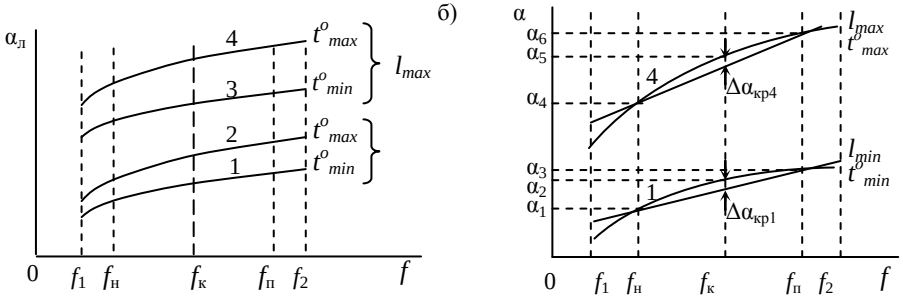


Рис. 14.1

регуляторов АРУ пределы плоской, наклонной и криволинейной регулировок ($\Delta a_{\text{АРУП}}$, $\Delta a_{\text{АРУН}}$ и $\Delta a_{\text{АРУК}}$) определяются по характеристикам 3 и 4 аналогично определению общих пределов. Остальная часть общих пределов регулирования отводится ручным регуляторам, которые должны обеспечивать установочную регулировку АЧХ линейного тракта на каждом пункте линии (переключателями на полевых линиях и перепайками на постоянных линиях) под реальные значения протяженности прилегающего усилительного участка и температуры. Полученные пределы регулирования реализуются расчетом соответствующих ручных и автоматических регуляторов. Методика расчета изложена ниже.

Требования к пределам регулирования регуляторов, устанавливаемых на обслуживаемых пунктах (ОП, ОУП, ТП) должны быть несколько увеличены, поскольку на этих пунктах компенсируются также погрешности корректирования всех НУП, расположенных между ними.

Точность воспроизведения АЧХ корректоров определяется из допустимой нестабильности остаточного затухания в каналах передачи $\Delta\alpha_{\text{г}}$ на транзитном участке. Суммирование случайных погрешностей воспроизведения характеристик отдельных усилителей $\Delta S$ следует производить по среднеквадратичному закону. Допуская погрешности усилителей одинаковыми, максимальная допустимая погрешность всех усилителей тракта должна быть не более

$$\Delta a_{\text{г}} = |\Delta S|\sqrt{N}\,, \tag{14.4}$$

а каждого из усилителей не более

$$\Delta S = \Delta\alpha_{\text{г}} / \sqrt{N}\,, \tag{14.5}$$

где $N$ – число усилителей на транзитном участке.

## 14.2. Корректоры регулярных амплитудно-частотных искажений линейного тракта

### 14.2.1. Постоянные корректоры

В качестве постоянных корректоров обычно используются амплитудные контуры (рис.14.2, а, б), выполненные по перекрытой Т-образной схеме (или в виде Г-образного полузвена) и имеющие постоянное характеристическое (входное и выходное) сопротивление. Сопротивления $Z_1$ и $Z_2$ – дуальны, то есть их частотные характеристики изменяются взаимообратно. Поэтому такой четырехполюсник имеет характеристическое сопротивление $Z_{\text{с}} = \sqrt{Z_1 Z_2} = R_0$, а затухание выражается формулой

$$a = 20\lg\left|1 + \frac{Z_1}{R_0}\right| = 20\lg\left|1 + \frac{R_0}{Z_2}\right|. \tag{14.6}$$

Подбирая частотную зависимость взаимообратных (дуальных) комплексных сопротивлений $Z_1$ и $Z_2$, можно воспроизвести требуемую характеристику зату-

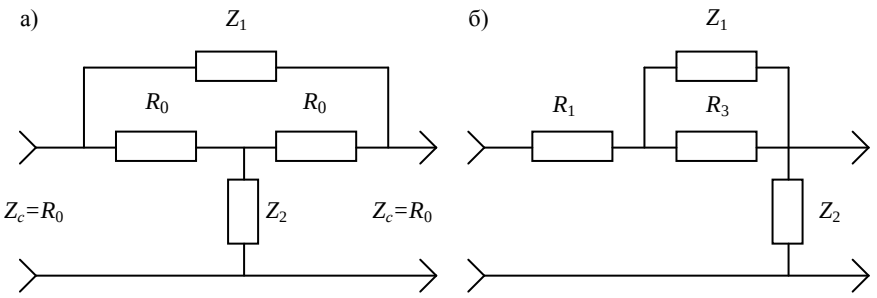


Рис. 14.2

хания корректора. На рис.14.3, а, б и рис.14.4, а, б показаны соответственно реализации схем постоянных амплитудных корректоров (выравнивателей) и их АЧХ. В различных диапазонах частот они могут использоваться в качестве: линейных выравнивателей (ЛВ); искусственных линий (ИЛ) или ЛВ в цепях отрицательной обратной связи (ООС) линейных усилителей; фильтровых выравнивателей (ФВ) линейных фильтров (ФНЧ и ФВЧ) и полосовых фильтров (ПФ).

Так как линии большой протяженности могут иметь большое количество усилительных участков с различными длинами, то с помощью постоянных корректоров невозможно добиться полной компенсации искажений АЧХ, вследствие чего происходит накопление погрешностей коррекции АЧИ. Для их компенсации через определенное число НУП в схему усилителей включаются дополнительные постоянные корректоры аналогичных схем, но с некоторым на-

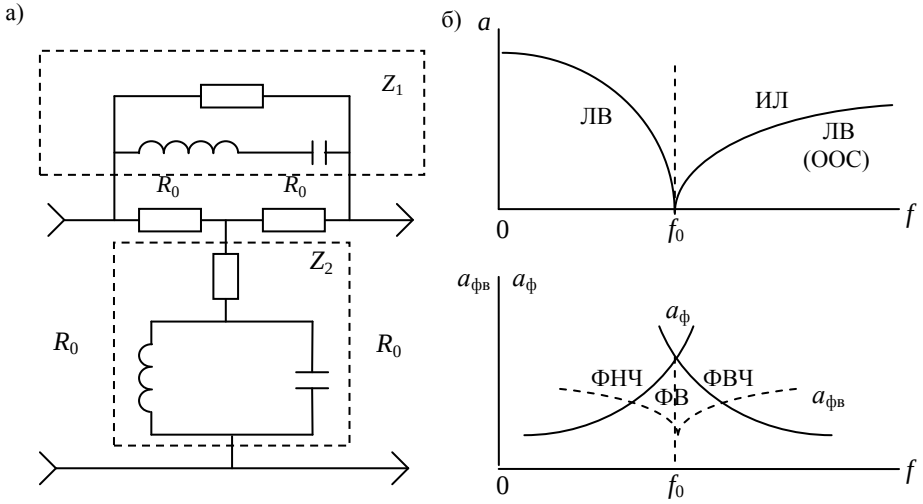


Рис. 14.3

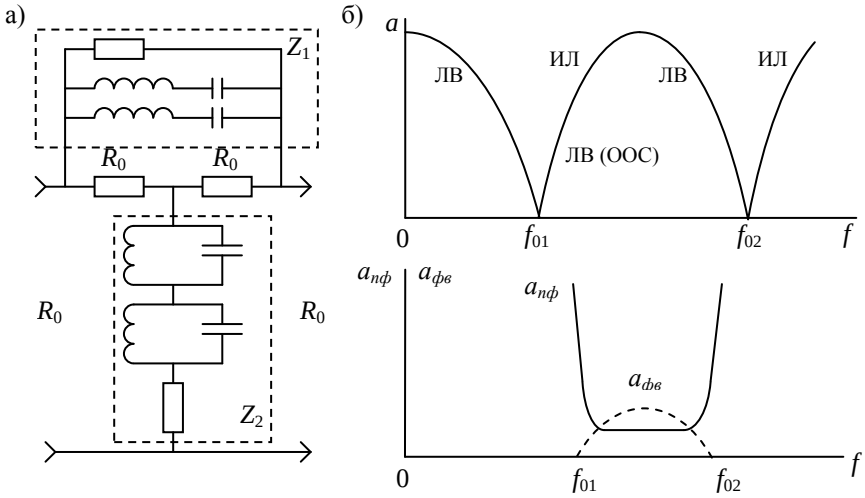


Рис.14.4

бором (семейством) характеристик, получаемых путем перепаек конденсаторов и отводов катушек индуктивности. В процессе настройки линейного тракта производится подбор подходящих характеристик этих корректоров. Такие корректоры получили название магистральных выравнивателей (МВ).

### 14.2.2. Плоские регуляторы

Плоский регулятор предназначен для образования семейства характеристик затухания, позволяющих осуществить частотно независимые изменения уровня сигнала в тракте передачи.

Основными требованиями к плоскому регулятору являются пределы и градации регулирования и постоянство входного сопротивления в процессе регулирования.

Простейший плоский регулятор выполняется по схеме омического потенциометра $R_п$ с плавным или ступенчатым переключением сопротивлений (рис.14.5). В этом случае стремятся обеспечить неравенство $R_н >> R_п$, тогда входное сопротивление регулятора может быть принятым постоянным и равным $R_{вх} = R_п$, а затухание по напряжению (14.7)

$$a = 20\log\frac{U_1}{U_2} = 20\log\frac{R_П}{R_X} \qquad (14.7)$$

Более приемлемым является плоский регулятор на основе перекрытого Т-образного 4-полюсника с постоянным характеристическим сопротивлением, где, вместо реактивных 2-полюсников $Z_1$ и $Z_2$ постоянного корректора, вклю-

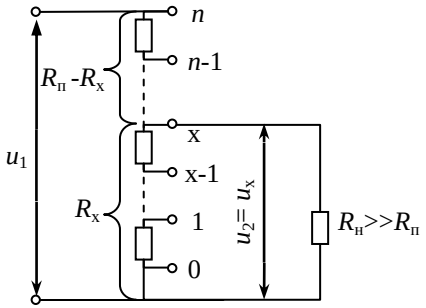


Рис. 14.5

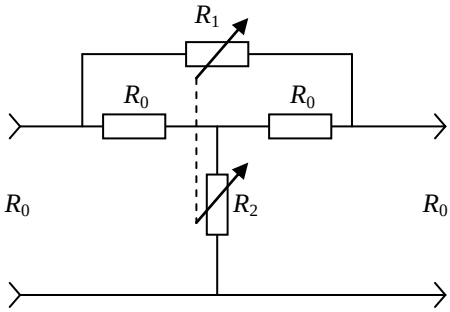


Рис. 14.6

чены взаимообратные переменные резисторы $R_1$ и $R_2$ (рис. 14.6), одновременное изменение которых позволяет выполнить условии постоянства характеристического сопротивления схемы $R_1 R_2 = R_0^2$. Собственное затухание регулятора определяется выражением

$$\alpha = 20 \lg (1 + \frac{R_1}{R_0}) = 20 \lg (1 + \frac{R_0}{R_2}). \qquad (14.8)$$

В системах АРУ применяются схемы регуляторов с одним управляющим сопротивлением, где они используются в качестве исполнительных устройств. Находят применение две реализации схем, приведенных на рис.14.7: с последовательным (а) и параллельным (б) включением управляющего сопротивления $R$ (активное сопротивление, обычно терморезистор).

Следует иметь в виду, что в данных схемах в сопротивление $R_1$ включено (для упрощения анализа схемы) внутреннее сопротивление генератора (источника сигнала) $R_г$, а в сопротивление $R_2$ параллельно включено сопротивление нагрузки $R_н$. Поэтому для обеспечения реализуемости необходимо выполнение условий: $R_1 > R_г$ и $R_2 < R_н$. Резисторы $R_1$, $R_2$ и $R_3$ образуют базовый контур регулятора.

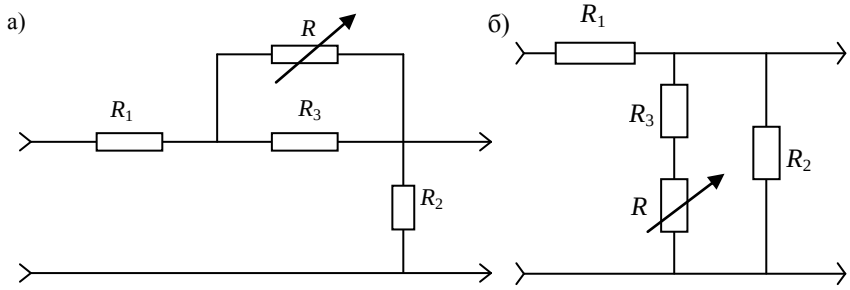


Рис. 14.7

Затухание по напряжению схемы рис.14.7,а

$$a = 20\lg E / u_2 . \qquad (14.9)$$

Определив $u_2$ через $E$ и сопротивления схемы

$$u_2 = ER_2 / [R_1+R_3R / (R+R_3)+R_2],$$

получим

$$a = 20\lg \frac{R_3(R_1 + R_2) + R(R_1 + R_2 + R_3)}{R_2(R_3 + R)} . \qquad (14.10)$$

Пусть среднему значению затухания $a = a_0$ соответствует среднее значение управляющего сопротивления $R = R_0$. Тогда

при $R = \infty$ $$a_{max} = a_0 + \Delta a_0 = 20 \lg \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} , \qquad (14.11)$$

при $R = 0$ $$a_{min} = a_0 - \Delta a_0 = 20\lg \frac{R_1 + R_2}{R_2} . \qquad (14.12)$$

Решая совместно уравнения (14.11) и (14.12), получаем

$$a_0 = (a_{max} + a_{min}) / 2 \qquad (14.13)$$

$$\Delta a_0 = (a_{max} - a_{min}) / 2 \qquad (14.14)$$

На рис.14.8 приведены пределы регулирования $\pm\Delta a_0$ от среднего значения $a_0$ при предельных значениях регулирующего сопротивления $R$..

Из систем уравнений (14.11)… (14.14) по известным значениям $R_0$, $a_0$ и $\Delta a_0$ определяются элементы базового контура

$$R_3 = R_0 \cdot 10^{\Delta a_0/20} , \quad R_2 = R_0 \cdot 10^{-\Delta a_0/20}(1-10^{-\Delta a_0/10}) , \qquad (14.15)$$

$$R_1 = R_0(10^{-\Delta a_0/20} - 10^{-\Delta a_0/20}) / (1-10^{-\Delta a_0/10}) .$$

.

Подставив полученные значения в (14.10), после преобразований получим формулу изменения затухания регулятора рис.14.7,а

$$\alpha = \alpha_0 + 20 \lg \frac{1 + x \cdot 10^{\Delta\alpha_0/20}}{x + 10^{\Delta\alpha_0/20}} , \qquad (14.16)$$

где $x = R / R_0$.

Аналогичное выражение получается для схемы с параллельным включением регулирующего сопротивления (рис.14.7,б), но $\Delta a_0$ (второе слагаемое) будет со знаком “минус”.

В практических схемах управляющее сопротивление (например, термистор) изменяется в пределах от $R_{min}$ до $R_{max}$. Обозначим отношения сопротивлений $R_{min}/R_0$ и $R_0/R_{max}$ соответственно через $m$ и $1/m$, тогда переменная $x$ будет изменяться в пределах $1/m \le x \le m$, и формула (14.16) для предельных значений $R = R_{min}$ и $R = R_{max}$ примет вид (для обеих схем рис.14.7):

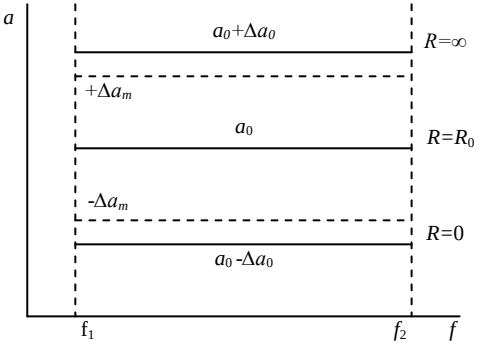


Рис. 14.8

$$a_m = a_0 \pm \Delta a_m = a_0 \pm 20\lg\frac{1 + m\cdot 10^{\Delta a_m/20}}{m + 10^{\Delta a_m/20}}\ . \qquad (14.17)$$

Значения $a_m = a_0 \pm \Delta a_m$ при $x = 1/m$ и $x = m$ приведены на рис.14.8 пунктирными линиями.

Для схемы рис 14.7,б с параллельным включением управляющего сопротивления значения резисторов базового контура рассчитываются по формулам:

$$R_1 = R_0\cdot 10^{\Delta a_0/20}(1 - 10^{-\Delta a_0/10}),\quad R_2 = R_0\frac{1 - 10^{-\Delta a_0/10}}{10^{-\Delta\alpha/20} - 10^{-a_0/20}},$$

$$R_3 = R_0\cdot 10^{-\Delta a_0/20}\ .$$

Недостатком регуляторов с одним управляющим сопротивлением является то, что при изменении сопротивления $R$ изменяются входное и выходное сопротивления регулятора и, следовательно, нарушаются условия согласования с нагрузками. Поэтому такие регуляторы целесообразно включать в цепь ООС усилителей. Если же использовать их в тракте передачи сигнала, то для уменьшения изменений входного и выходного сопротивлений приходится увеличивать среднее значение затухания $a_0$ и уменьшать пределы регулирования $\Delta a_0$.

### 14.2.3. Регуляторы наклона и кривизны

Регуляторы наклонной и криволинейной характеристик строятся на основе схем плоского регулятора с одним управляющим сопротивлением (рис.14.7).

При этом в схемы базового контура плоского регулятора вместо управляющего сопротивления $R$ включается вспомогательный реактивный 4-полюсник, который нагружается управляющим сопротивлением $R$ (рис.14.9). В качестве такого 4-полюсника используется 4-полюсник с постоянным характеристическим со-

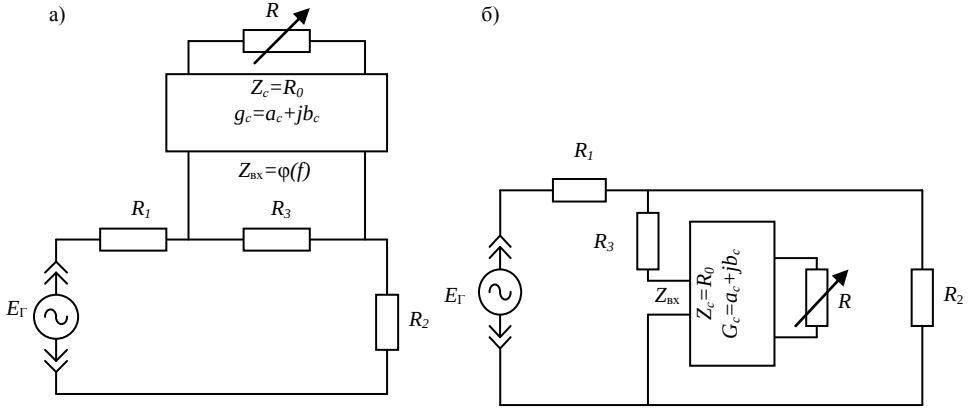


Рис.14.9

противлением $Z_c = R_0$ и характеристической постоянной $g_c = a_c + jb_c$, а его входное сопротивление имеет частотно-зависимый характер, определяемый по формуле $Z_{вх} = R_0 \dfrac{1+\delta\cdot 10^{-g_c/10}}{1-\delta\cdot 10^{-g_c/10}}$, где $\delta = \dfrac{R - R_0}{R + R_0}$ – коэффициент отражения.

Очевидно, что характеристику затухания этих регуляторов можно выразить формулами (14.16), заменив в них сопротивление $R$ на входное сопротивление вспомогательного 4-полюсника $Z_{вх}$ и $x$ заменить на $x' = Z_{вх} / R_0$. Запишем постоянную передачи для регулятора последовательной схемы (рис.14.9,а), используя натуральные логарифмы (для простоты дальнейших преобразований)

$$g = g_0 + ln\frac{1 + x'e^{\Delta\alpha_0}}{x' + e^{\Delta\alpha_0}} = g_0 + g_{\sim}, \qquad (14.18)$$

где $g_0$ и $g_{\sim}$ – постоянная и переменная составляющие постоянной передачи.

Определим зависимость постоянной передачи (14.19) от регулирующего сопротивления $R$, для чего преобразуем переменную составляющую как функцию предела регулирования $g_{\sim} = \varphi(\Delta a_0)$. Считая ее непрерывной, разложим эту функцию в ряд Маклорена и найдем его значение при $\varphi(\Delta a_0) = \varphi(0)$

$$g_{\sim} = \varphi(0) + \Delta a_0\varphi'(0) + ((\Delta a_0)^2 / 2!)\varphi''(0) + \ldots \qquad (14.19)$$

Так как ряд быстро убывает, то используем первые два члена ряда. Первый член ряда при подстановке $\Delta\alpha_0=0$ дает значение $\varphi(0) = 0$. Во втором члене вначале

возьмем первую производную по $\Delta\alpha_0$, определим ее значение при $\Delta\alpha_0 = 0$ и затем значение второго члена ряда или приближенное значение $g_\sim$

$$\varphi'(\Delta\alpha) = \frac{(x')^2 e^{\Delta\alpha_0} - e^{\Delta\alpha_0}}{(1 + x' e^{\Delta\alpha_0})(x' + e^{\Delta\alpha_0})}, \quad \varphi'(0) = \frac{x'-1}{x'+1}, \quad g_\sim \approx \Delta\alpha_0 \frac{x'-1}{x'+1} \qquad (14.20)$$

Для перехода от $x' = Z_{вх} / R_0$ к $x = R / R_0$ используем известную зависимость коэффициентов несогласованности на входе и выходе реактивного 4-полюсника

$$\frac{Z_{вх} - Z_c}{Z_{вх} + Z_c} = \frac{Z_н - Z_c}{Z_н + Z_c} e^{-2g_c} \qquad (14.21)$$

В нашем случае $Z_c = R_0$, $Z_н = R$, поэтому подставив эти значения в (14.21) и поделив числитель и знаменатель обеих дробей на $R_0$, с учетом (14.20) и комплексного значения $g_c$, получим

$$g_\sim = \Delta a_0 \frac{x-1}{x+1} e^{-2(a_c + jb_c)}, \qquad (14.22)$$

где по-прежнему $x = R / R_0$.

Вещественная часть постоянной передачи (14.18) с учетом (14.22) представляет выражение для затухания регулятора в неперах и децибелах

$$a = a_0 + \frac{x-1}{x+1} \Delta a_0 e^{-2a_c} \cos 2b_c, \; a = a_0 + \frac{x-1}{x+1} \Delta a_0 10^{-0,1a_c} \cos 2b_c \qquad (14.23)$$

В качестве вспомогательного 4-полюсника чаще всего используется фазовый контур первого порядка (рис.14.10,а) , для которого $a_c = 0$, и формулы (14.23) упрощаются. Формула для определения затухания такого регулятора

$$a = a_0 + \frac{x-1}{x+1} \cdot \Delta a_0 \cos 2b_c. \qquad (14.24)$$

В приведенных формулах наклон (криволинейность) определяет зависящий от частоты аргумент $b_c$, а величину наклона (кривизны) – значение $x = R / R_0$. Чтобы получить требуемое семейство характеристик затухания регулятора, необходимо рассчитать дополнительный 4-полюсник с определенными характеристиками затухания и фазы.

Для примера проведем расчет по (14.24) для характерных частот регулятора (рис.14.10,а) $f_1$, $f_2$, $f_3$, $f_4$ и $f_5$, соответствующих фазовым сдвигам фазового контура 0, π/4, π/2, 3π/4 и π. Результаты расчета сведены в таблицу 14.1, а построенные по ним графики частотной характеристики затухания для предельных значений управляющего сопротивления ($R$=0 и $R$=∞) показаны на рис.14.10,б. При изменении управляющего сопротивления в пределах $0 < R < R_0$, $R_0 < R < \infty$ будет семейство характеристик.

При $R = R_0$ затухание не зависит от частоты и равно $a_0$. Из графиков следует, что данное устройство может использоваться как регулятор наклона в диапазоне частот $f_1 \ldots f_3$ и $f_3 \ldots f_5$ как регулятор кривизны в диапазоне частот $f_2 \ldots f_4$. На частотах $f_2$ и $f_4$ затухание остается постоянным, и при промежуточных значениях переменной $x$ в этих точках пересекаются все характеристики.

Таблица 14.1

| $f$ | $b_c$ | $2b_c$ | Cos $2b_c$ | $a$ | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | $x = \infty$ | $x = 0$ |
| $f_1$ | 0 | 0 | 1 | $a + \Delta a_0$ | $a_0 - \Delta a_0$ |
| $f_2$ | $\pi / 4$ | $\pi / 2$ | 0 | $a_0$ | $a_0$ |
| $f_3$ | $\pi / 2$ | $\pi$ | -1 | $a_0 - \Delta a_0$ | $a_0 + \Delta a_0$ |
| $f_4$ | $3 / 4\,\pi$ | $3 / 2\,\pi$ | 0 | $a_0$ | $a_0$ |
| $f_5$ | $\pi$ | $2\,\pi$ | 1 | $a_0 + \Delta a_0$ | $a_0 - \Delta a_0$ |

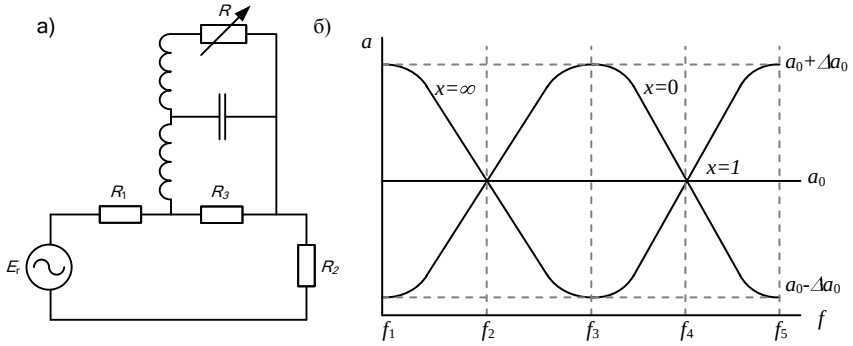


Рис.14.10

Поэтому эти частоты должны использоваться как контрольные частоты, на которых осуществляется управление плоским регулятором ($f_4$) и регулятором наклона ($f_2$).

Если в схеме регулятора вместо фазового контура первого порядка применить вспомогательный 4-полюсник в виде амплитудного контура (например, звено постоянного амплитудного корректора, приведенного на рис.14.3) с фазовым сдвигом от 0 до $\pi$, то в этом случае можно осуществлять одновременную плоско-наклонную регулировку. Такие регуляторы при-

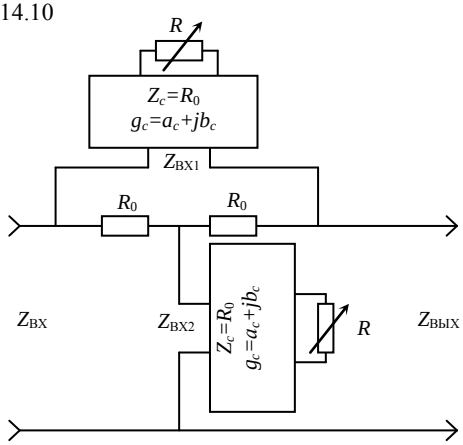


Рис.14.11

меняются обычно в усилителях НУП с одночастотной АРУ.

Недостатки рассмотренных регуляторов наклона и кривизны аналогичны недостаткам плоского регулятора с одним управляющим сопротивлением – изменчивость условий согласования в процессе регулирования. Если требуются жесткие условия согласования, то применяются регуляторы с двумя управляющими сопротивлениями на базе Г-образного или Т-образного перекрытого 4-полюсника с постоянным характеристическим сопротивлением, то есть $Z_{вх} = Z_{вых} = R_0$. Так, в схеме Т-образного 4-полюсника (рис. 14.11) в продольные и поперечные плечи включены вспомогательные 4-полюсники с одинаковыми характеристическими параметрами $R_0$ и $g_c$. Управляющие сопротивления $R$ изменяются взаимообратно, поэтому произведение входных сопротивлений вспомогательных 4-полюсников $Z_{вх1}\, Z_{вх2} = R_0^2$. Затухание регулятора будет изменяться по закону изменения $Z_{вх1}$ или $Z_{вх2}$ в зависимости от величины управляющих сопротивлений, то есть $a = 20lg\,(1+Z_{вх1}/R_0) = 20lg\,(1+R_0/Z_{вх2})$.

## 14.3. Корректоры нерегулярных амплитудно-частотных искажений линейного тракта

Корректирование нерегулярных искажений возможно с помощью универсальных корректоров, которые позволяют устранять как случайные не изменяющиеся во времени амплитудно-частотные искажения, так и погрешности корректирования регулярных АЧИ. В качестве таких универсальных корректоров на многоканальных линиях передачи применяются гармонические и локальные корректоры.

### 14.3.1. Гармонические корректоры

На рис.14.12 приведена структурная схема одного из вариантов гармонического корректора. Схема включает линию задержки ЛЗ, которая нагружена

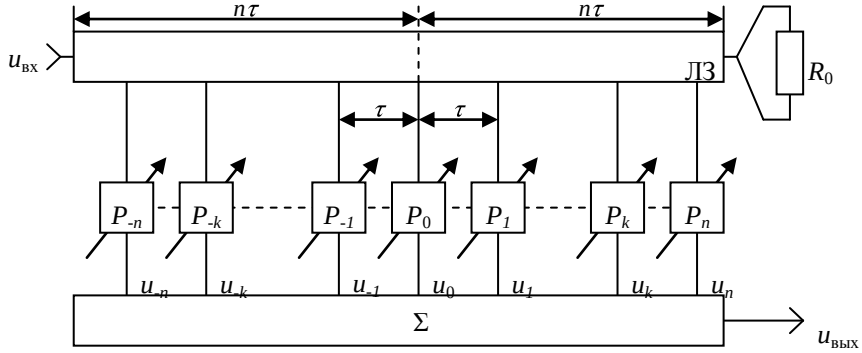


Рис.14.12

на характеристическое сопротивление $R_0$. Она состоит из $2n$ звеньев и имеет $2n+1$ отвода. Каждое звено обеспечивает задержку сигнала на время τ. Коэффициенты передачи частотно-независимых регулирующих устройств (потенциомет

метров) $p_0$, $p_k$ и $p_{-k}$ обеспечивают изменение амплитуды и фазы (знака) напряжений $u_0$, $u_k$ и $u_k$, поступающих на суммирующее устройство $\sum$, которое представляет собой усилитель с $2n+1$ развязанными входами или многополюсную дифсистему. Напряжение на выходе суммирующего устройства будет равно сумме напряжений на отводах (без учета усиления сумматора):

$$u_{\text{вых}} = u_0 + u_1 + u_{-1} + ... + u_n + u_{-n} \qquad (14.25)$$

Примем за точку отсчета средний (основной) отвод. Тогда сигнал на отводе $k$, будет задержан на время $k\tau$ по сравнению с сигналом на среднем отводе, а сигнал на отводе $-k$ будет опережать его на такое же время. Напряжения на этих

отводах будут $u_0 = u_{\text{вх}} p_0$; $u_k = u_{\text{вх}} p\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega k\tau}$; $u_{-k} = up_{-k} e^{+j\omega k\tau}$.

Общее напряжение на выходе сумматора

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}(p_0 + \sum_{k=1}^{n} p_k \mathrm{e}^{-j\omega k\tau} + \sum_{k=1}^{n} p_{-k}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\mathrm{k}\tau}), \qquad . \qquad 14.26)$$

а коэффициент передачи корректора

$$\mathrm{T}(\mathrm{j}\omega) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = p_0 + \sum_{k=1}^{n} p_k \mathrm{e}^{-j\omega\omega k} + \sum_{k=1}^{n} p_{-k}\mathrm{e}^{-j\omega\omega k} \qquad (14.27)$$

Переходя к тригонометрической форме комплексных чисел и произведя перегруппировку, получим:

$$T(\mathrm{j}\omega) = p_0 + \sum_{k=1}^{n} (p_\mathrm{k} + p_{-\mathrm{k}}) \cos\omega k\tau + \mathrm{j}\sum_{k=1}^{n} (p_{-\mathrm{k}} - p_\mathrm{k}) \sin\omega k\tau \ . \qquad (14.28)$$

Обозначив

$$\mathrm{A}(\omega( = p_0 + \sum_{k=1}^{n}(p_\mathrm{k} + p_{-\mathrm{k}})\cos\omega k\tau \quad \text{и} \quad \mathrm{B}(\omega) = \sum_{k=1}^{n}(p_\mathrm{k} - p_{-\mathrm{k}})\sin\omega k\tau,$$

получим

$$\mathrm{T}(\mathrm{j}\omega) = \mathrm{A}(\omega) + \mathrm{jB}(\omega). \qquad (14.29)$$

Возможны три режима работы данного устройства в зависимости от соотношения коэффициентов передачи $p_k$ и $p_{-k}$.

1. *Косинусный режим.*. В этом случае $p_k = p_{-k}$ (ручки потенциометров $p_k$ и $p_{-k}$ совмещены). Тогда $\mathrm{B}(\omega) = 0$, коэффициент передачи вещественен

*. (14.30)

Это означает, что составляющие сигнала, проходя через корректор, изменяют амплитуду в $\mathrm{A}(\omega)$ раз, при этом их фазы не изменяются.

Из (14.30) можно сделать вывод, что в косинусном режиме корректор воспроизводит нерегулярную часть АЧХ линейного тракта (см. (9.7), гл.9) при

$$p_0 = \frac{\alpha_0}{2}; \quad 2p_k = \alpha_k \text{ и } \tau = 1/[2\cdot(f_2 - f_1)]. \qquad (14.31)$$

В этом режиме гармонический корректор получил название косинусного корректора (КК), широко применяемого для коррекции АЧИ в линейных и групповых трактах АСП. Точность корректирования будет зависеть при этом от числа членов ряда (14.30).

2. *Синусный режим.*. Этот режим имеет место при $p_0 = 0$ и $p_k = -p_{-k}$. Тогда $\mathrm{A}(\omega) = 0$ и $\mathrm{T}(\mathrm{j}\omega) = \mathrm{jB}(\omega)$ или

$$\mathrm{B}(\omega) = \sum_{k=1}^{n} 2p_k \sin\omega k\tau. \qquad (14.32)$$

Это означает, что все составляющие сигнала изменяются в $\mathrm{B}(\omega)$ раз. Корректор в синусном режиме может выполнять роль корректора амплитудно-частотных искажений.

3. *Гармонический режим.* При $p_k \neq p_{-k}$ все регулировки в отводах независимы и передаточная функция корректора принимает вид

$$\mathrm{T}(\mathrm{j}\omega) = \mathrm{A}(\omega) + \mathrm{jB}(\omega) = \sqrt{\mathrm{A}^2(\omega) + \mathrm{B}^2(\omega)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\mathrm{arctg}\frac{\mathrm{B}(\omega)}{\mathrm{A}(\omega)}}. \qquad (14.33)$$

Из (14.33) видно, что амплитуды частотных составляющих сигнала будут изменены в корректоре в $\sqrt{\mathrm{A}^2(\omega) + \mathrm{B}^2(\omega)}$ раз и на $\mathrm{arctg}[\mathrm{B}(\omega)/\mathrm{A}(\omega)]$ радиан – сдвинуты фазы. В этом режиме корректор называется гармоническим и может быть использован для одновременного корректирования АЧИ и ФЧИ.

При использовании только отводов с отстающими сигналами ( $p_{-k}$ = 0),

$$\mathrm{A}(\omega) = \sum_{k=1}^{n} p_k \cos k\omega\tau; \quad \mathrm{B}(\omega) = -\sum_{k=1}^{n} p_k \sin k\omega\tau. \qquad (14.34)$$

Такой упрощенный корректор получил название корректора, работающего в "неполном гармоническом “ режиме.

### 14.3.2. Локальные корректоры

Локальный корректор (ЛК) содержит ряд однотипных устройств с отводами, объединенных в общую схему, вариант которой приведен на рис.14.13,а. Каждое устройство на своем отводе формирует в относительно узкой полосе частот колоколобразную амплитудно-частотную характеристику, высота и полярность которой (рис.14.13,б) может изменяться потенциометрами *R*. При установке всех потенциометров в средние положения корректор имеет плоскую характеристику затухания величиной $a_0$, которое зависит от числа отводов и

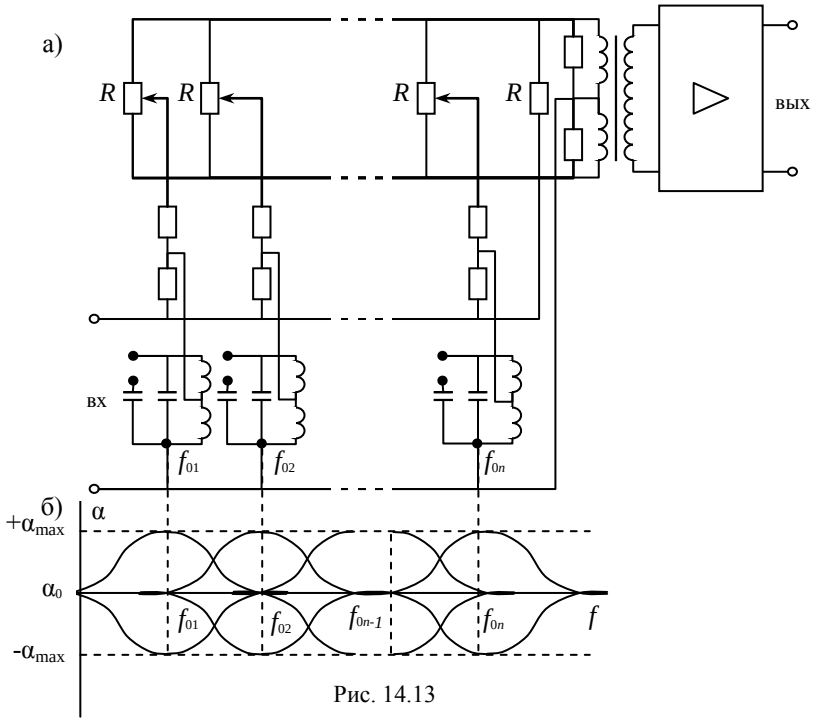


Рис. 14.13

элементов схемы. При 8...10 отводах $a_0$ = 30 дБ, и для компенсации этого затухания в состав корректора включается дополнительный усилитель.

В технике АСП находят также применение активные локальные корректоры (АЛК), построенные на базе широкополосных быстродействующих операционных усилителей, которые обеспечивают достаточную точность реализации и необходимый динамический диапазон.

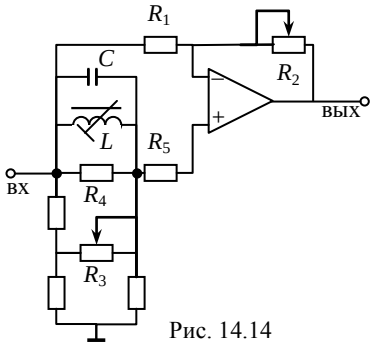


Рис. 14.14

На рис.14.14 приведена одна из возможных схем звена активного фазового контура второго порядка, которая может быть использована в качестве АЛК для коррекции АЧХ (при фиксированном значении ГВП), для коррекции ГВП (при фиксированном значении АЧХ), а также для практически независимой регулировки как АЧХ, так и ГВП.

На рис.14.15,а приведены характеристики затухания АЛК при разных положениях регулируемого сопротивления $R_2$ ($R_3$

в среднем по-ложении), а на рис.14.15,б – его характеристика ГВП при изменении регулируемого сопротивления $R_3$ ($R_2$ в среднем положении). При необходимости использования этого АЛК для корректирования АЧХ и ГВП, процесс регулировки разбивается на два этапа: вначале корректируется АЧХ, а затем корректируется ГВП. В многозвенном АЛК количество звеньев определяется в зависимости от требований к пределам корректирования в заданной рабочей полосе частот.

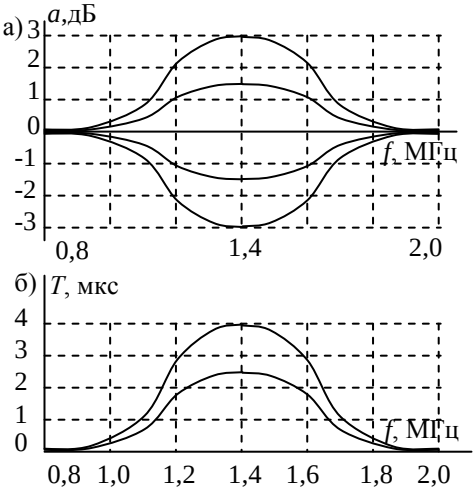

Рис. 14.15

При замене в схемах звеньев корректора индуктивностей и регулируемых сопротивлений на их микроэлектронные имитансы появляется возможность реализации корректоров в микроисполнении.

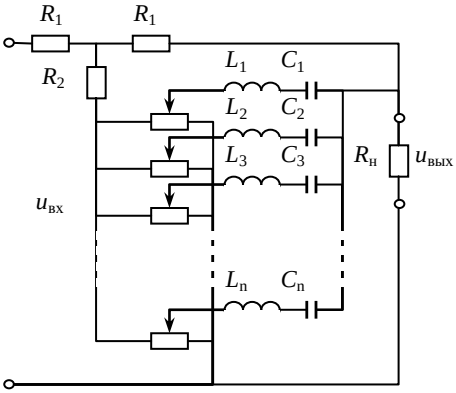

Рис. 14.16

АСП выпуска последних лет применяют локальные корректоры АЧХ в виде Т-образного 4-полюсника, в поперечное плечо которого введены потенциометры с подключенными последовательными резонансными $L_iC_i$ -конту-рами (рис. 14.16). При перемещении движка $i$-го потенциометра затухание корректора на резонансной частоте изменяется от минимального до максимального значения, что позволяет получить семейство кривых затухания локаль-ного корректора. Достоинствами данного корректора являются простота схемы, возможность плавной регулировки затухания, постоянство входного и выходного сопротивлений на разных частотах в процессе регулировки.

## 14.4. Корректоры амплитудно-частотных искажений каналов передачи

### 14.4.1. Корректоры сетевых трактов и широкополосных каналов

Как известно, на базе групповых трактов АСП создаются простые и составные сетевые тракты (СТ) различной протяженности, а на основе соответствующих сетевых трактов организуются широкополосные каналы (ШК), предназначенные для передачи сигналов систем высокоскоростной передачи данных, систем передачи газет и т. п.

Система коррекции должна обеспечивать заданные нормы на частотные характеристики СТ и ШК (см гл.19).

Так как групповые тракты и широкополосные каналы формируются и ограничиваются посредством полосовых фильтров аппаратуры преобразования соответствующих групповых спектров оконечных станций АСП и транзитными фильтрами в пунктах транзита, то эти фильтры в основном и влияют на неравномерность АЧХ сетевых трактов и каналов передачи. Коррекция АЧИ осуществляется соответствующими устройствами аппаратуры образования сетевых трактов и формирования широкополосных каналов, а также их транзитного оборудования.

Наиболее заметными являются регулярные искажения (повышение затухания) на краях СТ или ШК, определяемые полосовыми фильтрами. Поэтому в качестве постоянных корректоров используются фильтровые выравниватели (ФВ) полосовых фильтров, построенные на основе Т-образных перекрытых 4-полюсников с постоянным характеристическим сопротивлением, которые рассмотрены в параграфе 14.2.1. Для компенсации неравномерности АЧХ в средней части тракта (канала) и погрешностей корректирования регулярных искажений применяются переменные корректоры, в качестве которых чаще всего используются гармонические (косинусные) или локальные корректоры аналогичные описанным в параграфе 14.3.

### 14.4.2. Корректоры каналов тональной частоты

В каналах ТЧ амплитудно-частотные искажения возникают главным образом за счет краевых искажений в канальных фильтрах трактов передачи и приема. Эти искажения накапливаются по среднеквадратическому закону по мере увеличения количества последовательно включаемых канальных фильтров (числа транзитов по ТЧ).

Корректоры АЧИ каналов ТЧ включаются на выходе каналов (в тракте приема) каналообразующей аппаратуры оконечных станций в схему цепи отрицательной обратной связи УНЧ (рис.14.17,а). Эти корректоры полупеременные, их настройка обычно производится перепайками. Коррекцию АЧХ обеспечивают корректирующие *LC*-контуры, имеющие резонанс на частотах вблизи нижней и верхней границ ЭППЧ.

При подключении КК к различным отводам цепи ООС происходит шунтирование части резисторов этой цепи, что уменьшает глубину ООС, тем самым обеспечивая подъем усиления на крайних частотах канала ТЧ (график *S(f)* на рис.14.17, б) и уменьшая краевые искажения АЧХ (характеристика α+S).

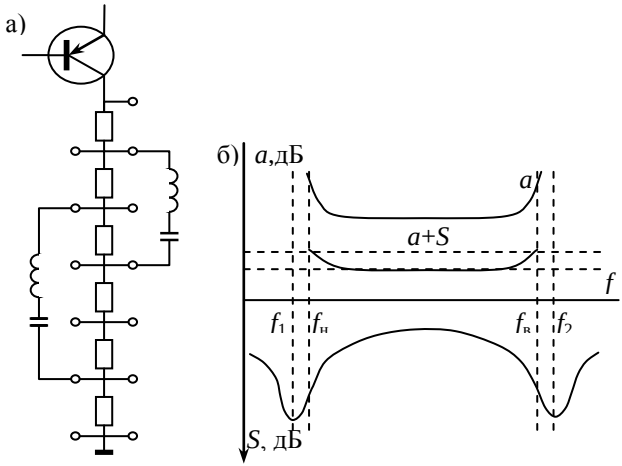


Рис. 14.17

## 14.5. Корректоры фазо-частотных искажений

Корректирование ФЧИ трактов и каналов передачи осуществляется с целью уменьшения неравномерности частотных характеристик группового времени прохождения, которая определяется главным образом фильтрами этих трактов и каналов передачи. Характеристики группового времени фильтров увеличиваются по крутизне на краях рабочего диапазона, поэтому именно на краях диапазона трактов и каналов передачи требуется компенсация этих искажений с помощью фазовых корректоров (ФК). ФК в большинстве случаев реализуются в виде каскадного согласованного со- единения фазовых контуров второго порядка. (ФК2П). На практике чаще всего применяют неуравновешенные звенья ФК, эквивалентные мостовым, что позволяет уменьшить общее число реактивных элементов в составе корректора.

Передаточная функция фазового корректора , состоящего из *n* ФК2П, определяется выражением

$$T(p) = \prod_{k=1}^{n} \frac{p^2 - 2\delta_k^2 p + \omega_k^2}{p^2 + 2\delta_k^2 p + \omega_k^2} \qquad (14.35)$$

где $\delta_k$ и $\omega_k$ ($k$ =1,2,…, $n$ – вещественные и мнимые части нулей полинома Гурвица второй степени. Из (14.а) при $p=j\omega$ находим, что $|T(J\omega)| = 1$, $\omega \in |0,\infty|$, а фаза корректора равна

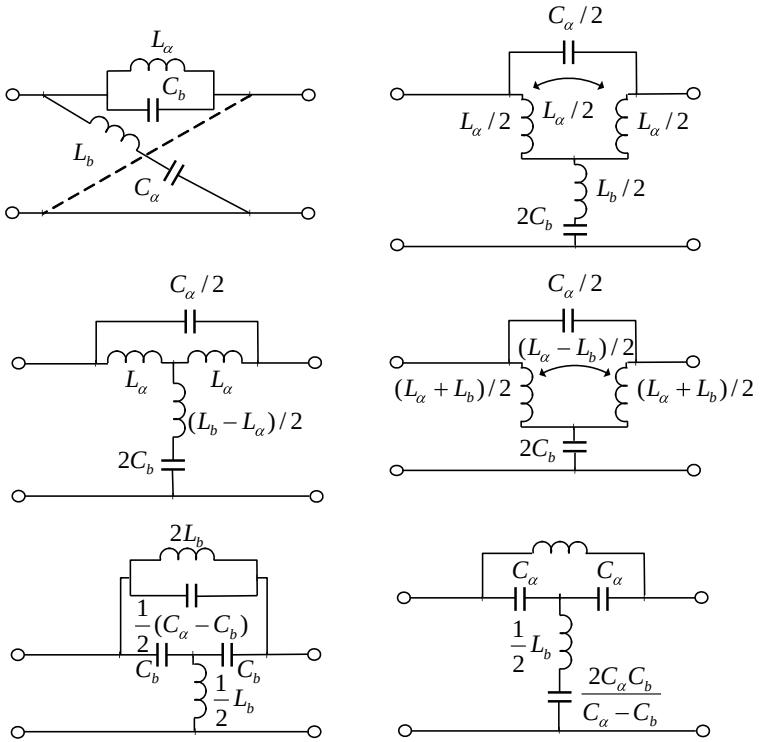


Рис.14.18

$$b = 2\sum_{k=1}^{n} arctg\,\frac{\omega+\omega_k}{\delta_k} + 2\sum arctg\,\frac{\omega-\omega_k}{\delta_k} \qquad (14.36)$$

Характеристика группового времени корректора

$$t = \frac{db(\omega)}{d\omega} = 2\sum_{k=1}^{n}\frac{\delta_k}{\delta_k^2+(\omega+\omega_k)^2} + 2\sum_{k=1}^{n}\frac{\delta_k}{\delta_k^2+(\omega-\omega_k)^2} \qquad (14.37)$$

В соответствии с (14.37) характеристика группового времени ФК2П $t_2(\omega)$ состоит из суммы двух слагаемых. Графики этих слагаемых приведены на рис.14.19. Они имеют одинаковую форму при заданном $\delta_k$, а их максимумы расположены при $\omega=\omega_k$ и $\omega=-\omega_k$. Для построения графиков этих слагаемых можно использовать шаблон (рис.14.20),

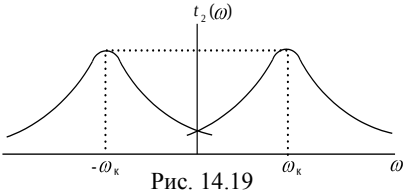


Рис. 14.19

который строится с использованием выражения

$$t(\omega) = \frac{2\delta_k}{\delta_k^2 + \omega^2}. \qquad (14.38)$$

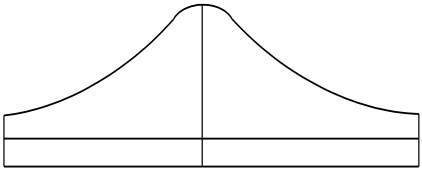

Рис.14.20

Расположив максимум шаблона при $\omega = \omega_k$ и $\omega = -\omega_k$, получим изображенные на рис.14.19 кривые. Суммируя ординаты этих кривых при $\omega > 0$, получим характеристику группового времени фазового контура второго порядка. Если в (14.37) все $\delta_k$ имеют различные значения, то для построения $t(\omega)$ необходимо иметь *n* шаблонов, каждый для определенного $\delta_k$.

При расчете фазового корректора заданными являются: неравномерность ГВП фильтра (тракта, канала) $\Delta t_ф$ в рабочем диапазоне частот $f_1 \ldots f_2$; допустимая неравномерность $\Delta t$ и номинальное значение характеристического сопротивления. Задача сводится к определению числа фазовых контуров *n* и значений $\delta_k, \omega_k$ ($k$=1,2,..$n$), при которых функция $\Delta t_ф(\omega) + \Delta t_{фк}(\omega)$, $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ отклоняется от постоянного значения $t_0$ не более чем на заданную величину $\Delta t$. На рис.14.21 показан пример, поясняющий корректирование неравномерности группового времени полосового фильтра. Элементы мостовой схемы ФК2П, приведенные на рис.14.18, рассчитываются по формулам:

$$L_a = \frac{\delta_k}{\delta_k^2 + \omega_k^2} R_0;\ C_a = \frac{1}{2\delta_k R_0}; \quad L_b = \frac{R_0}{2\delta_k}; \quad C_b = \frac{2\delta_k}{(\delta_k^2 + \omega_k^2) R_0}. \qquad (14.39)$$

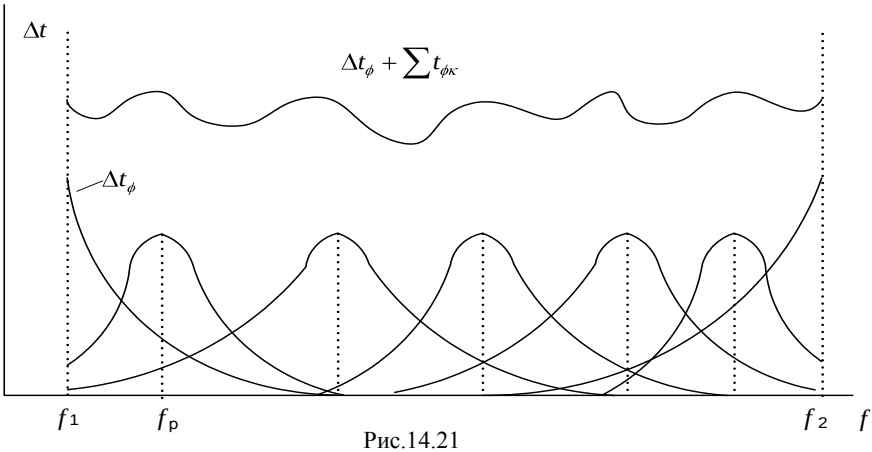


Рис.14.21

Поскольку характеристики группового времени различных каналов могут значительно отличаться друг от друга, то при корректировании ФЧИ каналов находят применение переменные корректоры. Переменные фазовые корректоры также содержат набор ФК2П. Настройка переменного фазового корректора осуществляется с помощью переключений или перепаек в схемах звеньев или в общей схеме корректора.