Глава 12

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

12.1. Классификация и назначение электрических фильтров

Электрические фильтры являются наиболее массовыми и принципиально необходимыми узлами аппаратуры аналоговых систем передачи (АСП). Они применяются во всех составных частях АСП (КОА, ЛТ, АС, ГО и др.) и предназначены для выделения из состава сложного сигнала одних спектральных составляющих, расположенных в заданной полосе частот – полосе пропускания (ПП), и подавления спектральных составляющих в других (также заданных) полосах частот – полосах задерживания (ПЗ).

По взаимному расположению ПП и ПЗ электрические фильтры подразделяются на фильтры нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот, полосовые (ПФ) и заграждающие (ЗФ) или режекторные (РФ) фильтры. Условные обозначения этих фильтров на структурных схемах и взаимное расположение в них ПП и ПЗ приведены на рис. 12.1, где f_1 и f_2 – граничные частоты, соответственно, ПП и ПЗ ФНЧ как прототипа других фильтров, поэтому обозначения граничных частот ФВЧ, ПФ и ЗФ (РФ) связаны с ФНЧ.

По функциональному назначению в схемах аппаратуры фильтры подразделяются на следующие основные группы (примеры их применения показаны в следующем параграфе): канальные фильтры, групповые фильтры, линейные и направляющие фильтры, а также узкополосные (полосовые и заграждающие) фильтры.

Канальные полосовые фильтры входят в состав каналообразующей аппаратуры (КОА) оконечных станций. В каждом канале используются два канальных фильтра: один в тракте передачи и один в тракте приема. Фильтры тракта передачи совместно с модуляторами КОА предназначены для формирования однополосных индивидуальных (канальных) сигналов и на их основе спектров 3-канальных предгрупп (рис.12.2) или 12-канальных первичных групп. Фильтры тракта приема КОА предназначены для выделения сигналов отдельных каналов

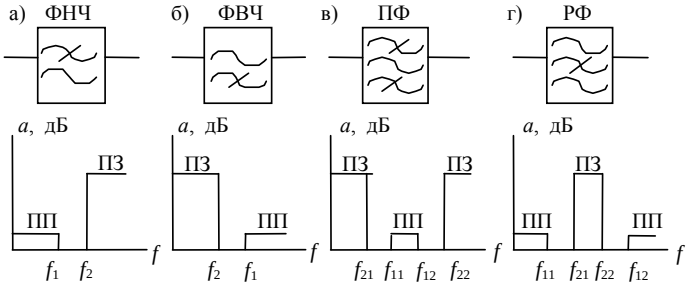

Рис. 12.1

частотного сигнала (спектра). Количество канальных фильтров определяется канальностью АСП, поэтому они являются самыми многочисленными элементами аппаратуры систем передачи с ЧРК.

Групповые фильтры (рис.12.3) входят в состав группового оборудования и предназначены для формирования в трактах передачи совместно с групповыми модуляторами групповых сигналов соответствующих ступеней преобразования. Так, фильтры аппаратуры предгруппового преобразования формируют из трехканальных предгрупп (спектры частот 12…24 кГц или 132…144 кГц) двенадцатиканальные первичные группы в спектре частот 60…108 кГц, фильтры аппаратуры первичного группового преобразования формируют из первичных групп вторичные шестидесятиканальные группы в спектре частот 312…552 кГц и т. д. Групповые фильтры в трактах приема обеспечивают выделение данного группового спектра из спектра частот более высокой ступени преобразования.

Наиболее сложными групповыми фильтрами являются транзитные полосовые фильтры ТПФ, которые входят в состав транзитного оборудования ТО для соответствующих групповых трактов. На рис.12.4 показано применение ТПФ при транзитном соединении первичных групп (одно направление).

Линейные фильтры предназначены для разделения линейных сигналов двух систем передачи, работающих по одной и той же цепи или линейного сигнала системы передачи и канала низкой частоты, по которому обычно осуществляется служебная связь и передача сигналов телеконтроля. Они составляют пару фильтров (“вилку” ФНЧ и ФВЧ), включаемых параллельно с линейной стороны. На рис.12.5 линейные фильтры ЛФ1 системы передачи C_1 разделяют линейные спектры работающих по цветной 2-проводной воздушной цепи двухполосных систем передачи В-3-3 (линейный спектр 3,3…32,7 кГц) и В-12-3 (линейный спектр 36…143 кГц), а линейные фильтры ЛФ-2 системы передачи C_2 разделяют линейный спектр В-3-3 и канал НЧ.

Для разделения сигналов (спектров) противоположных направлений передачи в 2-проводных 2-полосных системах передачи применяются направляющие фильтры НФ, также включающие пару фильтров ФНЧ и ФВЧ (рис.12.5 и 12.6).

Для всех рассмотренных фильтров ниже приводится методика определения требований к их основным электрическим параметрам, исходя из предназначения и места включения фильтра в аппаратуре АСП.

Узкополосные полосовые фильтры используются в аппаратуре АСП для выделения в различных схемах отдельных частот (несущих, контрольных и др.), а заграждающие фильтры – для подавления узкого спектра частот или отдельных частот в различных трактах систем передачи. Требования к узкополосным ПФ приведены при рассмотрении генераторного оборудования в гл.16.

Электрические фильтры различаются также по типу используемой элементной базы. Элементной базой любых селективных устройств являются реактивные элементы: индуктивности L, емкости C, их соединения (резонансные LC-

контуры) или их эквиваленты в виде активных (усилительных) *RC*-схем (ARC–иимитансов), цепочки переключаемых конденсаторов, отрезков передающих (электрических, акустических, оптических) линий и др.

Все фильтры по используемой элементной базе можно разделить на пассивные и активные. Пассивные фильтры состоят только из пассивных элементов и поэтому вносят затухание в выделяемый или пропускаемый сигнал. Активные фильтры включают кроме пассивных и активные (усилительные) элементы, поэтому они практически не вносят затухания в выделяемый (пропускаемый) сигнал или усиливают его.

12.2. Методика определения требований к фильтрам аппаратуры аналоговых систем передачи

Выбор типа фильтра для использования его в конкретных устройствах аппаратуры АСП зависит от функционального назначения и требований, предъявляемых к фильтру в отношении частотного диапазона, массогабаритных и стоимостных показателей, энергопотребления, температурной и временной стабильности характеристик, собственных шумов, динамического диапазона и др. Однако важнейшими являются электрические параметры, определяющие функциональное предназначение любого фильтра: частотная характе-ристика рабочего затухания в ПП и ПЗ, фазочастотная характеристика в ПП, входное и выходное сопротивления, а также стабильность этих параметров (температурная и временная). Перечисленные электрические параметры в свою очередь диктуют выбор элементной базы и характер требований по конструктивным и массогабаритным показателям.

Уделим основное внимание определению требований к затуханию различных по назначению фильтров в полосе задерживания, так как именно этот параметр играет основную роль в выполнении функций конкретного фильтра.

Идеальные фильтры характеризуются следующими параметрами: затухание в ПП равно нулю, затухание в ПЗ равно бесконечности и ширина переходной области частот равна нулю. В реальных же фильтрах затухание в ПП, ПЗ и частотный промежуток переходной области имеют конечные значения. Потери в реактивных элементах фильтров приводят к росту затухания и его неравномерности в ПП, снижению затухания в ПЗ, уменьшению крутизны нарастания затухания в переходной области частот.

Поэтому проектировщик фильтра всегда решает компромиссную задачу: необходимо, с одной стороны, удовлетворить заданным требованиям в отношении рабочих характеристик фильтра, а с другой стороны, создать конфигурацию фильтра, удовлетворяющую технологическим, стоимостным, массогабаритным, энергетическим и другим показателям.

Неоправданное завышение требований, связанных, например, с уменьшением значений затухания a и его неравномерности Δa в полосе пропускания, или

с увеличением крутизны нарастания в переходной полосе и величины рабочего затухания А в полосе задерживания приводит к увеличению количества элементов и к усложнению схемы фильтра. Вот почему определение обоснованных требований к этим рабочим параметрам фильтров является ответственной задачей разработчиков аппаратуры многоканальных систем передачи.

12.2.1. Требования к канальным фильтрам

Рассмотрим конкретный пример определения требований для канальных фильтров при формировании 3-х канальной предгруппы в каналообразующей аппаратуре (рис.12.2,а).

Качество канала ТЧ главным образом определяется взаимной защищенностью от помех между соседними каналами, что, в конечном итоге, зависит от величин затухания канальных фильтров (КФ) в полосах задерживания (ПЗ). поэтому определим требования к затуханию КФ в ПЗ: слева A_1 и справа A_2 от полосы пропускания фильтра. При передаче речевых сигналов каждая из боковых полос на выходе модуляторов $М_i$ занимает диапазон частот, значительно превышающий ЭППЧ канала ТЧ (рис.12.2,б), так как спектр частот таких сигналов на входе модуляторов зависит от индивидуальных особенностей органов речи человека и занимает полосу от 100 Гц до 6..8 кГц и выше.

На ширину полосы канала с учетом полосы расфильтровки отводится 4 кГц, поэтому недостаточно подавленные высшие составляющие используемой боковой полосы частот (в данном случае ВБПЧ) будут попадать в полосу частот каждого последующего канала, а недостаточно подавленная неиспользуемая боковая полоса (в данном случае НБПЧ) – в полосу частот каждого предыдущего канала, вызывая шумовые помехи. Уровни этих помех для второго канала обозначим, соответственно, $p_{п1}$ и $p_{п3}$. Затухания канальных фильтров в полосах задерживания должны обеспечить нормы взаимной защищенности от этих помех.

Вначале определим требование к затуханию A_1 слева от ПП из соображений обеспечения нормы на защищенность 2-го канала от инверсного (следовательно, невнятного) сигнала недостаточно подавленной НБПЧ последующего (третьего) канала. Шумовая защищенность второго канала от помехи третьего канала $a_{ш23} = p_c - p_{п3}$, где $p_c = p_0 - a_ф$, p_0 – уровень сигнала на выходе модулятора (на входе фильтра), $a_ф$ – затухание фильтра в ПП, $p_{п3} = p_0 - A_1$. Тогда $a_{ш23} = A_1 - a_ф$ и требование к затуханию фильтра в ПЗ слева определится как

$$A_1 \geq a_ш + a_ф \qquad (12.1)$$

По рекомендации МСЭ-Т защищенность от невнятной помехи должна быть не менее 60 дБ. Принимая $a_ф$ = 2 ,5 дБ и $a_ш$ = 60 дБ, получим A_1 = 62,5 дБ.

В случае, когда соседний канал используется для тонального телеграфирования, принимается в расчет то, что телеграфные сигналы имеют во всем спектре ЭППЧ постоянный средний уровень. Общая средняя мощность сигналов ТТ в точке канала ТЧ с нулевым относительным уровнем (ТОНУ) допускается равной $P_{тт0}$=135 мкВт0 или уровень $p_{тт0} = 10\lg 135 \cdot 10^{-3} = -8{,}7$ дБм0. С учетом псо-

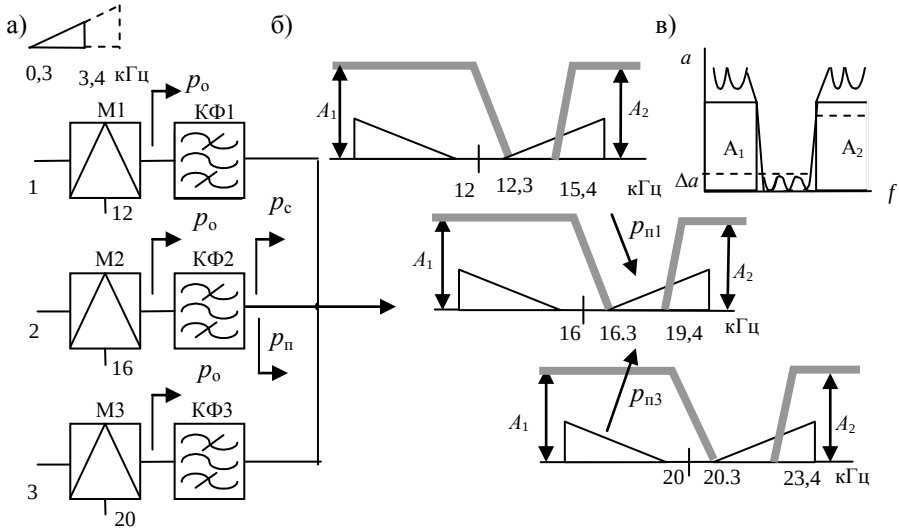

Рис.12.2

фометрического коэффициента k = 0,75 псофометрическая мощность сигналов ТТ на $P_{\text{ттпсоф}} = k^2 P_{\text{тт0}} \cdot 10^{0,1 p_0}$ выходе канального модулятора (в точке с уровнем p_0), ее уровень $p_{\text{ттпсоф}} = 20 \lg k + p_{\text{тт0}} + p_0$, помеха во втором канале за счет этого сигнала $p'_{\text{п3}} = p_{\text{тт}} - A_1$ и шумовая защищенность $a'_{\text{ш23}} = p_{\text{с}} - p'_{\text{п3}}$. Отсюда второе значение требования к затуханию фильтра слева

$$A_1 \geq a'_{\text{ш}} + p_{\text{тт0}} + a_{\text{ф}} + 20 \lg k \qquad (12.2)$$

Норма шумовой защищенности определяется долей шума, отводимой на помеху определенного вида. По рекомендациям МСЭ-Т из общего допустимого псофометрического шума в канале ТЧ 250 пВтп0, отводимого на оконечную станцию, 100 пВтп0 отводится на влияние через полосы задерживания фильтров соседних каналов, то есть по 50пВтп0 за счет влияния неиспользуемой боковой полосы частот и за счет влияния высших составляющих речевого сигнала. Это соответствует норме шумовой защищенности $a'_{\text{ш}}$ = 75 дБ. Подставив значения всех составляющих в (12.2), получаем A_1 = 75–8,7+20lg0,75+2,5=66,3 дБ. Из двух значений A_1 для проектирования фильтра выбирается большее значение.

Теперь рассмотрим влияние верхних составляющих речевого сигнала 1-го канала (выше 3,4 кГц), которые после преобразования могут попасть в полосу второго канала в виде невнятного переходного разговора и определим требование к затуханию канальных фильтров A_2 справа от ПП.

Шумовая защищенность определяется по формуле $a_{ш21} = p_c - p_{п1}$, где $p_c = p_0 - a_ф$ – уровень сигнала на выходе КФ-2; p_0 – то же на входе КФ-2; $a_ф$ – затухание канальных фильтров в ПП, $p_{П1} = p_0 - A_2 - \Delta p + 20 lg\, k$ – уровень переходной помехи на выходе КФ-1, Δp – учитывает тот факт, что средний уровень мощности высших составляющих речевого сигнала ниже среднего уровня сигнала в ЭППЧ, и по рекомендации МСЭ Δp=25дБ. Подставив все значения в формулу шумовой защищенности, определяем

$$A_2 \geq a_{ш21} + a_ф + 20 \lg k - \Delta p\,. \qquad (12.3)$$

Доля шума за счет влияния высших составляющих речевого сигнала принимается равной 50 пВтп0, что соответствует $a_{ш21}$=75 дБ. С учетом затухания в ПП 2,5 дБ и k = 0,75 получаем A_2 = 75 + 2,5 –2,5 –25 = 50 дБ.

Результаты расчетов показывают, что требование по затуханию для ПЗ справа и слева от ПП получаются разными (рис.12.2,в – пунктирная линия для A_2). В практике эксплуатации может потребоваться использовать не верхнюю, а нижнюю боковую полосу частот (например, при формировании первичной группы одной ступенью преобразования), и в этом случае требования к затуханию в ПЗ справа и слева от ПП поменяются местами. Поэтому применяется унификация канальных фильтров для трактов передачи и приема КОА – они выпускаются с симметричными характеристиками затухания с реализацией максимального требуемого затухания в ПЗ (сплошные линии для A_1 и A_2 на рис.12.2,в). Это обеспечивает следующие дополнительные возможности и преимущества: возможность использования инверсного спектра, симметричность амплитудной и фазовой характеристик в полосе канала и, следовательно, упрощение корректирования частотных характеристик затухания и фазы.

Требования к допустимой неравномерности затухания в ПП канальных фильтров устанавливаются исходя из норм на АЧХ остаточного затухания канала ТЧ. Так как остаточное затухание канала нормируется более строго в главной части ЭППЧ (в полосе частот 0,6…2,4 кГц), то и требования к неравномерности затухания для главной части ПП канального фильтра более жесткие, по сравнению с граничными частями, где допускается некоторое повышение величины затухания Δa_r. Пусть в простом канале ТЧ максимальное отклонение остаточного затухания в главной части 0,6 дБ, а в граничной 2,6 дБ. Так как выбросы затухания фильтров случайные, то их суммирование производят по квадратичному закону. В простом канале включаются два фильтра (один в тракте передачи и один в тракте приема) и, предполагая отклонения затухания в соответствующих частях обоих фильтров одинаковыми, получаем формулу для определения требований к неравномерности затухания КФ в ПП

$$\Delta a_r = \sqrt{\Delta a_{ф1}^2 + \Delta a_{ф2}^2} = \Delta a_ф \sqrt{2}\,, \qquad (12.4)$$

где $\Delta\alpha_{ф}$ – допустимое отклонение затухания каждого фильтра в ПП.

При заданных значениях отклонения $\Delta\alpha_{r}$, отклонения затухания канальных фильтров в главной части должны быть не более 0,4 дБ, а в граничных частях – не более 1,75 дБ.

Требования к фазо-частотной характеристике канального фильтра определяются исходя из норм на допустимую неравномерность ГВП сигнала. Пусть в простом канале ТЧ

$$\Delta t_{гр} = t_{грf} - t_{гр1900} \leq 2 \text{ мс}, \qquad (12.5)$$

где $t_{гр1900}$ – значение ГВП на частоте 1900 Гц.

Суммирование допустимых отклонений ГВП фильтров принято производить арифметически, поэтому норма отклонений ГВП для одного фильтра будет равна $\Delta t_{гр1} \leq 1$ мс.

12.2.2. Требования к групповым фильтрам

Методику определения требований к групповому фильтру рассмотрим на примере требования к затуханию в ПЗ группового фильтра тракта передачи аппаратуры преобразования предгрупп (например, аппаратуры П-301) при формировании первичной группы (рис.12.3).

На выходе модулятора 4-й предгруппы М4 кроме полезного сигнала в спектре НБПЧ 60…72 кГц может присутствовать и недостаточно подавленный сигнал в спектре ВБПЧ 96…108 кГц, совпадающий в инверсном виде со спектром полезного сигнала первой предгруппы, а также боковые полосы у третьей гармоники несущей частоты и др. продукты. При недостаточном затуханиив в верхней ПЗ ПФ-4 появится невнятное переходное влияние от 10…12 каналов ТЧ на 1…3

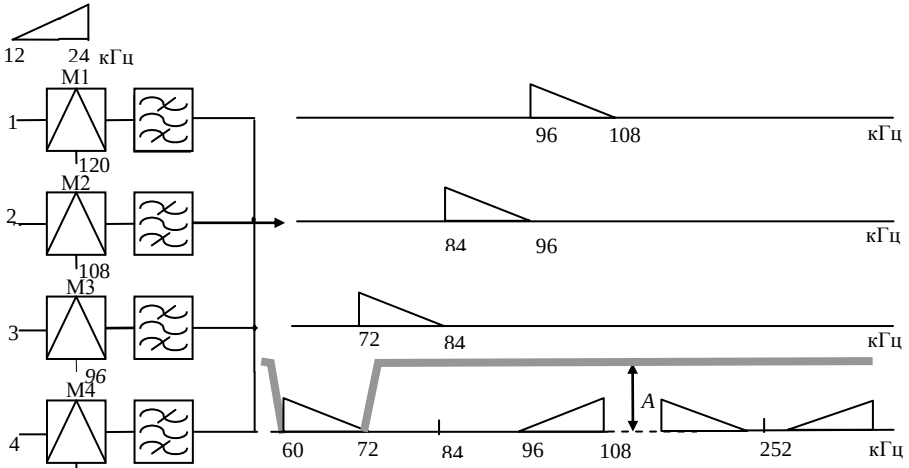

Рис.12.3

каналы. Поэтому необходимо задать требования к затуханию А такой величины, чтобы обеспечивалась норма защищенности от невнятных переходов $a_ш$ =60 дБ, как это было сделано при определении аналогичных требований к канальным фильтрам (12.1)

$$A \geq a_ш + a_ф \qquad (12.6)$$

Остальные продукты преобразования на выходе М4 могут влиять на перегрузку усилителя. Чтобы исключить перегрузку последующих групповых устройств, необходимо обеспечить величину затухания в верхней боковой ПЗ

$$A \geq a_п + a_ф - \Delta p\ , \qquad (12.7)$$

где $a_п \approx 20$ дБ – защищенность от перегрузки, $a_ф$ – затухание фильтра в ПП, Δp – разность между уровнями продуктов преобразования вида $f \pm F$ и $3f \pm F$, равная для кольцевых модуляторов $20\lg 3 \approx 10$ дБ. Из двух полученных значений А при реализации фильтра выбирается большее значение.

В тракте приема групповые фильтры имеют менее жесткие требования к затуханию в ПЗ, так как они должны выделить из полосы первичной группы спектр частот своей предгруппы при незначительном подавлении соседних спектров (порядка 20…25 дБ). Это объясняется тем, что в приемной части КОА, при выделении отдельных каналов, канальные фильтры в достаточной мере подавляют сигналы соседних каналов, обеспечивая необходимую взаимную защищенность. Кроме того, частотная характеристика затухания групповых фильтров в ПЗ имеет весьма малую крутизну нарастания для обеспечения минимальной неравномерности затухания на краях ПП, что требуется при формировании на базе групповых трактов широкополосных каналов. Аналогично определяются требования к групповым фильтрам аппаратуры преобразования ПГ, ВГ и ТГ при формировании групповых спектров более высокого порядка.

12.2.3. Требования к транзитным фильтрам

Значительно более жесткие требования предъявляются к групповым транзитным полосовым фильтрам (ТПФ), которые входят в состав транзитного оборудования соответствующих групповых трактов (ПРГ, ПГ, ВГ, ТГ).

Затухание в полосах задерживания ТПФ должно обеспечивать достаточное подавление сигналов соседних групп для предотвращения их проникновения в виде переходных помех каналам передачи участвующих в транзите систем передачи.

Для пояснения указанных функций транзитных фильтров рассмотрим спектры сигналов в различных точках группового тракта на примере транзита тракта приема ПГ-3 СП1пр с трактом передачи ПГ-4 СП2пер (рис.12.4). На вход тракта приема аппаратуры преобразования первичных групп СП1пр (точка 1) подводятся сигналы в спектре частот ВГ (312…552 кГц). С помощью пяти комплектов преобразования ПГ в составе фильтров ФПГ, демодуляторов ДМ и

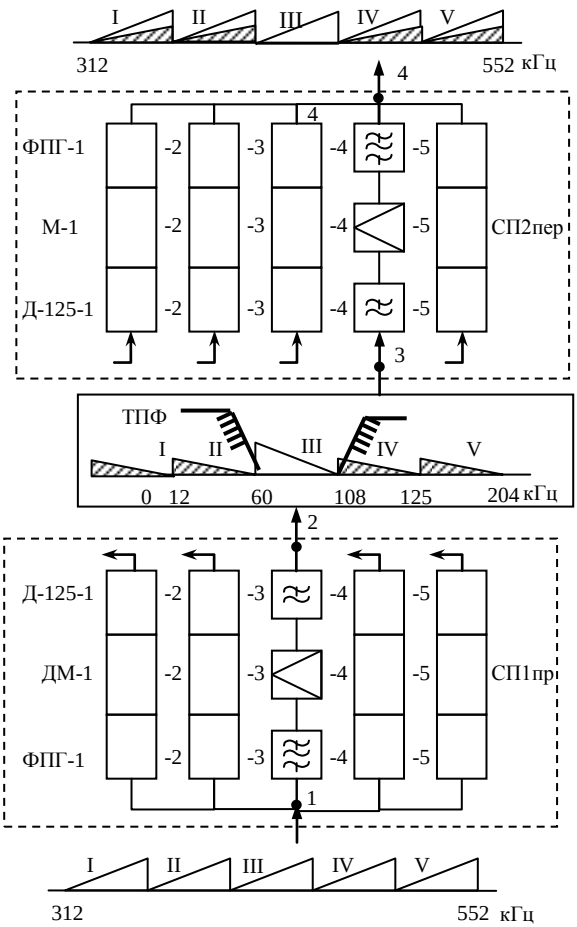

Рис.12.4

ФНЧ Д-125 на каждом из пяти выходов(точка2) формируется стандартная ПГ в спектре частот 60…108 кГц.

Из-за недостаточного подавления фильтрами ФПГ-3 и Д-125 сигналов соседних ПГ (не более, чем на 25…30 дБ),в точке 2 кроме основного сигнала ПГ-3, предназначенного для транзита, будут присутствовать и остатки соседних групп (на рисунке заштрихованы) Если на соединительной линии от выхода ПГ-3 СП1 (точка 2) до входа тракта передачи ПГ-4 СП2 (точка 3) не предусмотреть включения ТПФ, то на вход ВГ (точка 4) поступят основные (полезные) сигналы ПГ-1, ПГ-2, ПГ-3 и ПГ-5 СП2; транзитный сигнал ПГ-3 СП1 и внятные помехи (заштрихованы) от ПГ-1, ПГ-2, ПГ-4 и ПГ-5 СП1. Включение же ТПФ с достаточным затуханием в ПЗ позволит надежно подавить эти помехи и в точке 4 будут присутствовать только полезные сигналы.

Определим требование к затуханию ТПФ в ПЗ с учетом комплексного действия и других фильтров в тракте прохождения транзитного сигнала ПГ-3 СП-1 к ПГ-4 СП-2. Пусть уровни сигналов каждой из ПГ в точке 1 будут одинаковы и равны p_{c1}, а суммарное затухание в ПЗ фильтров ФПГ-3 и Д-125 в направлении к точке 4 равно A_{14}, тогда уровень помехи $P_{п4}$ в точке 4 $P_{п4} = P_{c1} - A_{14}$.В точке 4 уровни сигналов всех ПГ p_{c4}, и защищенность их от помех $a_з = p_{c4} - p_{п4}$ $=A_{14} + +p_{c4} - p_{c1}$. Отсюда получаем требование на суммарную величину затуха-

ния в полосе задерживания всех фильтров транзитной цепи (в том числе и транзитного фильтра) от точки 1 до точки 4

$$A_{14} = a_{зн} + p_{с1} - p_{с4}, \qquad (12.8)$$

где $a_{зн}$ – норма защищённости от внятной помехи (не менее 70…75 дБ).

Так как фильтры ФПГ и Д-125 имеют пологие характеристики затухания вблизи граничных частот ПЗ ПГ, то вся нагрузка по надежному подавлению помех на этих частотах возлагается на ТПФ, а учитывая, что полоса расфильтровки между ПГ составляет всего 900 Гц (между ВГ – 8 кГц, между ТГ – 88 кГц), то можно заключить, что ТПФ оказывается достаточно сложным устройством с очень жесткими требованиями по затуханию в ПЗ: - обычно с величиной не менее 70 дБ и с высокой крутизной нарастания затухания в переходных полосах.

12.2.4. Требования к линейным фильтрам

Требования к линейным фильтрам (ЛФ) определяются в зависимости от их функций и типа линейного тракта (системы передачи). Наиболее высокие требования к ЛФ предъявляются для 2-полосных 2-проводных систем передачи. На рис.12.5 показаны 2-полосные системы передачи С1 и С2, совместно работающие по цветной двухпроводной воздушной линии связи. Линейные спектры частот систем передачи разделяются парой ФВЧ и ФНЧ ЛФ1. Через ФНЧ1 проходят сигналы передачи и приема С2 (нижний спектр частот) и канал НЧ, а через ФВЧ1 – сигналы передачи и приема С1 (верхний спектр частот). Вилка линейных фильтров ЛФ2 обеспечивает разделение линейного спектра частот СП-2 и канала НЧ.

Затухание в ПЗ ФНЧ1 должно быть таким, чтобы подавленные сигналы передачи СП-1 с уровнем $p_{пер1}$, занимающие верхний спектр частот, не перегружали тракт приема СП-2,что привело бы к появлению в нем нелинейных шумов. Защищенность от перегрузки определяется по формуле $a_п = p_{с2} - p_п$, где уровни принимаемого сигнала СП-2 и перегружающей помехи от передаваемого сигнала СП-1 в тракте приема СП-2 (на выходе ФНЧ1 в направлении приема) имеют значения $p_{с2} = p_{пр2} - a_{фнч1}$ и $p_п = p_{пер1} - A_{фнч1}$; $p_{пр2}$ – уровень приема сигнала С2; $a_{фнч1}$ – затухание в полосе пропуска-

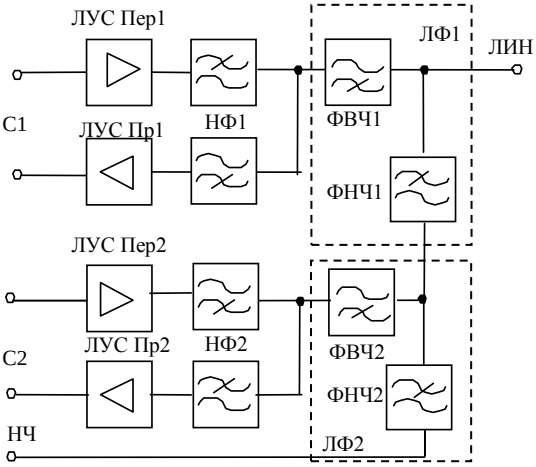

Рис. 12.5

ния ФНЧ1.

В результате получаем требование к величине затухания в ПЗ ФНЧ1

$$A_{\text{фнч1}} \geq a_{\text{п}} + p_{\text{пер1}} - p_{\text{пр2}} + a_{\text{фнч1}} \qquad (12.9)$$

Линейный фильтр ФВЧ1 защищает тракт приема СП-2 от нелинейных продуктов тракта передачи СП-1, находящихся ниже линейного спектра СП-1, что может привести к появлению нелинейных шумов в каналах СП-2.

Уровень нелинейного шума на входе тракта приема СП1, приведенный к ТОНУ, равен $p_{\text{шн0}} = p_{\text{н}} - A_{\text{фвч1}} - a_{\text{фвч1}} - p_{\text{с2}}$, где $p_{\text{н}} = 10\lg P_{\text{н}}$ – уровень нелинейного шума на входе ФВЧ1; $P_{\text{н}}$ - мощность нелинейного шума в полосе частот одного канала ТЧ; $p_{\text{с2}} = p_{\text{пр2}} - a_{\text{фнч1}}$. Предполагая равными затухания ФНЧ и ФВЧ в полосе пропускания, получаем требуемую величину затухания в ПЗ ФВЧ1

$$A_{\text{фвч1}} \geq p_{\text{н}} - p_{\text{пр2}} - p_{\text{шн0}}, \qquad (12.10)$$

где $p_{\text{шн0}} = 10\lg P_{\text{шн0}}$ - уровень доли мощности шума ($P_{\text{шн0}}$ = 50 пВт), отводимой на групповой модулятор тракта передачи СП-1 как источник возможных нелинейных продуктов.

Теперь определим требования к ЛФ СП-2. Фильтр ФНЧ2 должен обеспечить защищенность каналов СП-2 от высших составляющих спектра канала НЧ., за счет которых на входе СП-2 будет уровень шума (приведенный к ТОНУ) $P_{\text{ш0}} = p_{\text{нч}} - A_{\text{фнч2}} - \Delta p - p_{\text{с}}$, где $p_{\text{нч}}$ – уровень речевого сигнала на входе канала НЧ, Δp – разность уровней средней мощности речевого сигнала на входе канала НЧ и высших составляющих спектра этого сигнала (по рекомендации МСЭ 25 дБ), $p_{\text{с}} = p_{\text{пр2}} - a_{\text{фнч1}}$ – уровень сигнала на входе СП-2.

В результате получаем требование к затуханию ФНЧ2 в ПЗ

$$A_{\text{фнч2}} \geq p_{\text{нч0}} - p_{\text{ш0}} - \Delta p - p_{\text{пр2}} + a_{\text{фнч1}}, \qquad (12.11)$$

где $p_{\text{ш0}} = 10 \lg P_{\text{ш0}}$ – норма уровня шума за счет высших составляющих спектра речевого сигнала, $P_{\text{ш0}}$ = 50 пВт0 – доля мощности шума оконечной станции за счет рассматриваемого источника.

Требования к затуханию в ПЗ ФВЧ2 определяются аналогично ФВЧ1 из условия защиты СП-1 от нелинейных продуктов СП-2,находящихся выше ее линейного спектра частот

$$A_{\text{фвч2}} \geq p_{\text{н}} - p_{\text{шн0}} - p_{\text{пр1}} - a_{\text{фнч1}}. \qquad (12.12)$$

12.2.5. Требования к направляющим фильтрам

Направляющие фильтры НФ, установленные на оконечных станциях 2-проводных 2-полосных АСП (рис.12.5 – НФ систем С1 и С2) с помощью вилки ФВЧ и ФНЧ обеспечивают разделение разноуровневых сигналов направлений передачи и приема данной СП, и по выполняемым функциям они не отличаются от линейных фильтров ЛФ1 (рис.12.5), разделяющих спектры двух систем передачи. Поэтому методика определения требований к затуханию в ПЗ направ-

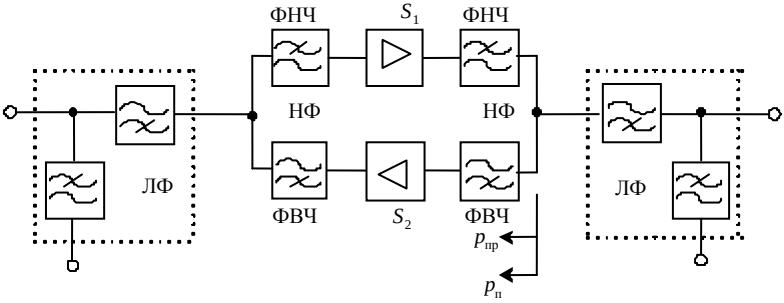

Рис.12.6

ляющих фильтров полностью совпадает с методикой, изложенной в п.12.2.3 для ФНЧ1 и ФВЧ1. На оконечной станции в зависимости от режима работы направляющие фильтры меняются местами.

На направляющие фильтры, устанавливаемые на промежуточных усилительных пунктах (УП) АСП (рис.12.6,) возлагаются дополнительные функции – предотвращение самовозбуждения (генерации) усилителей и уменьшения искажений от обратной связи. На УП образуется петля обратной связи, включающая в себя тракты усиления обоих направлений передачи с усилителями *S*1 и *S*2, двумя ФНЧ и двумя ФВЧ.

В режиме двухполосной работы промежуточного усилителя на одном (левом или правом) выходе уровень сигнала в направлении передачи значительно превышает уровень сигнала в направлении приема и поэтому требования к затуханию в ПЗ ФВЧ и ФНЧ направляющих фильтров НФ должны быть такими, чтобы надежно воспрепятствовать проникновению сигналов одного направления передачи в тракт другого направления. В противном случае возможны самовозбуждение усилителей обоих направлений, увеличение искажений от обратной связи и появление нелинейных помех за счет перегрузки усилителей.

Для предотвращения самовозбуждения затухание по петле обратной связи должно быть положительным ($a_{ос} > 0$). Затухание по петле обратной связи для различных направлений передачи определяется выражениями: $a_{осв} = 2A_{фнч} + 2a_{фвч} - (S_1 + S_2)$; $a_{осн} = 2A_{фвч} + 2a_{фнч} - (S_1 + S_2)$, где индексы "н" и "в" относятся к направлениям передачи с верхним и нижним спектрами частот. Из приведенных соотношений определяем требуемые величины затухания в ПЗ направляющих фильтров, которые должны быть не менее

$$A_{фнч} = (a_{осв} + S_{1в} + S_{2в}) / 2 - a_{фвч}; \qquad (12.13)$$

$$A_{фвч} = (a_{осн} + S_{1н} + S_{2н}) / 2 - a_{фнч}. \qquad (12.14)$$

В главе 7 было показано, что величина искажений частотной характеристики усиления линейного усилителя за счет обратной связи определяется выражением

$$\Delta S = 20\lg\left|1-10^{-a_{\text{ос}}/20}\right| \qquad (12.15)$$

Допустимая величина ΔS не превышает значений 0,08…0,09 дБ, что соответствует $a_{\text{ос}} \geq 40$ дБ. Это значение $a_{\text{ос}}$ относим и к $a_{\text{осн}}$ и $a_{\text{осв}}$, то есть $a_{\text{ос}} = a_{\text{осн}} = a_{\text{осв}}$. Так как обычно усиление усилителя в спектре верхней группы частот выше чем в спектре нижней группы частот, то, согласно (12.13) и (12.14), затухание в ПЗ ФНЧ должно быть выше затухания в ПЗ ФВЧ.

Требования к направляющим фильтрам в отношении предотвращения перегрузки тракта одного направления передачи сигналами тракта противоположного направления, определяются аналогично методике, приведенной в п.12.2.3 применительно к линейным фильтрам.

12.3. Основы методики расчета электрических фильтров по заданным требованиям

Вопросы анализа и синтеза электрических фильтров глубоко разработаны в теории линейных электрических цепей на основе как давно применяемого метода с использованием характеристических параметров, так и современного более универсального и эффективного метода с использованием заданных рабочих параметров [46, 47 и др.]. Оба метода базируются на классических LC-фильтрах, поэтому теория их анализа и синтеза называется классической и используется при построении фильтров на любой другой элементной базе. Здесь мы кратко рассмотрим алгоритм реализации и основные свойства трех типов классических фильтров на элементах LC (ФНЧ, ФВЧ, ПФ), а затем особенности свойств и применения фильтров, построенных на различной элементной базе.

12.3.1. Звеньевые схемы *LC*-фильтров

Минимальной схемной единицей, обладающей фильтрующими свойствами, является полузвено фильтра на реактивных элементах *L* и *C*. При этом *LC*- схемы полузвеньев ФВЧ образуются из схем ФНЧ путем замены каждой индуктивности на емкость, а каждой емкости – на индуктивность. Схемы ПФ получаются также из схем ФНЧ путем замены каждой индуктивности последовательным, а каждой емкости параллельным контурами *LC*. В схемах ЗФ (РФ) эти контуры меняются местами. На рис. 12.7,а приведены схемы полузвеньев типа *k* ФНЧ, ФВЧ и ПФ с различным видом окончаний (Т,Г- или П-образным). Схемы типа *m* образуются при включении емкости *mC* параллельно индуктивности и индуктивности *mL* последовательно емкости, где $0<m<1$. На рис. 12.8,а пока-

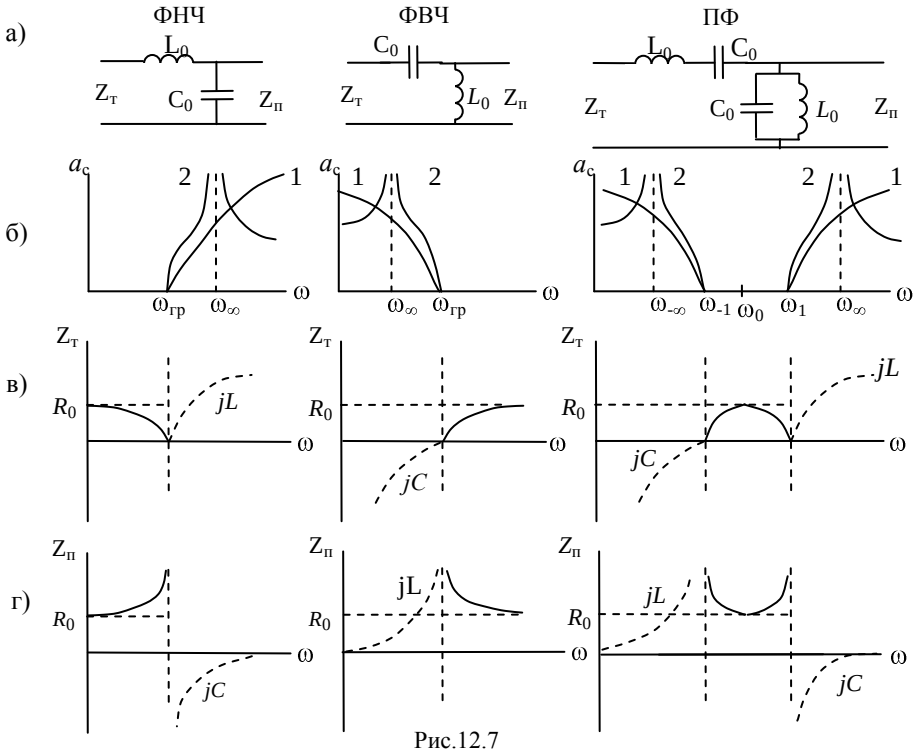

Рис.12.7

заны варианты полузвеньев ФНЧ типа *m*. Звенья фильтров образуются соединением соответствующих полузвеньев с одинаковыми по сопротивлению сторонами ($Z_г$ или $Z_п$).

Таким образом, *LC*-ФНЧ является базовым НЧ прототипом для ФВЧ, ПФ и ЗФ на LC, а все фильтры LC – прототипами для соответствующих фильтров, построенных на различных элементах, поэтому основные параметры и свойства фильтров на любой элементной базе аналогичны своим прототипам.

Фильтры характеризуются классом затухания и

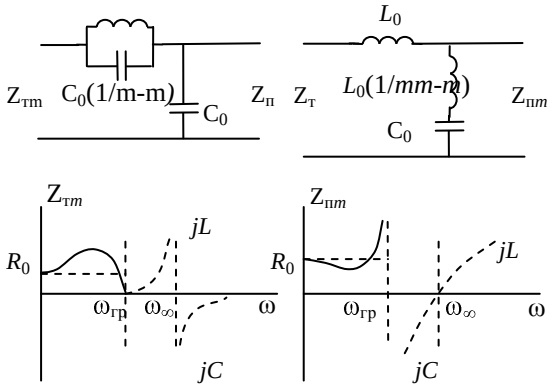

Рис.12.8

классом сопротивления. Класс затухания определяется числом всплесков затухания в ПЗ. Так, одно звено ФНЧ и ФВЧ типа *m* имеют один всплеск на частоте ω_∞, типа *k* – без всплеска (максимальное затухание на бесконечно большой или нулевой частоте) и, следовательно, класс по затуханию соответствует 1 или 0,5. Класс затухания ПФ равен удвоенному классу ФНЧ, так как имеет 1 или 0,5 всплесков затухания на примерно равных расстояниях по оси частот от средней частоты (рис.12.7,б графики 1 и 2 для схем типа *k* и *m* соответственно, без учета потерь). Если затухания справа и слева ПФ одинаковы, то фильтр называется симметричным по затуханию, а если различны – несимметричным (антиметричным) по затуханию.

Класс характеристического сопротивления определяется числом частот в пределах ПП, при которых возможно согласование фильтра с активной нагрузкой, и зависит от значения *m* и вида окончаний (Т,Г- или П-образного). Сопротивления многозвенного фильтра определяются сопротивлениями крайних звеньев или полузвеньев, со стороны которых подключаются нагрузки. На рис. 12.7,в,г приведены графики частотной зависимости $Z_г$ и $Z_п$ ФНЧ, ФВЧ и ПФ типа *k*, из которых видно, что для всех фильтров в ПП сопротивления вещественны, а в ПЗ – мнимые и имеют индуктивный или емкостной характер. При этом, для конечных звеньев или полузвеньев ФНЧ и ФВЧ типа *k* класс по сопротивлению первый, так как только на одной частоте ПП сопротивление постоянно и равно номинальному значению ($Z_г = Z_п = R_0$). Звенья и полузвенья типа *m* (рис.12.8,б для ФНЧ) имеют второй класс по сопротивлению. Для ПФ, преобразованного из ФНЧ типа *k* или *m*, класс сопротивления удваивается и будет, соответственно, второй или четвертый. Если сопротивления с обеих сторон фильтра одинаковые, то фильтр называется симметричным по сопротивлению, а при разных сопротивлениях – антиметричным.

Схемы сложных фильтров рассчитываются по заданным требованиям и реализуются путем каскадного включения звеньев и полузвеньев с одинаковыми, в точке соединения, Г- или П-окончаниями.

12.3.2. Полиномиальные *LC*-фильтры

Полиномиальные фильтры в отличие от звеньевых схем имеют лестничную структуру, поэтому называются также лестничными схемами LC-фильтров.

Полиномиальный фильтр нижних частот (НЧ прототип для других типов фильтров) – это фильтр, передаточная функция которого выражается полиномом *n*-ой степени вида

$$T(j\Omega) = b/[(j\Omega)^n + a_{n-1}(j\Omega)^{n-1} + ... + a_1 j\Omega + a_0] \qquad (12.16)$$

где $\Omega = \omega./\omega_{гр}$ – относительная частота, $\omega_{гр}$ – граничная частота ПП. Значение *n* определяет число реактивных элементов в схеме сложного фильтра.

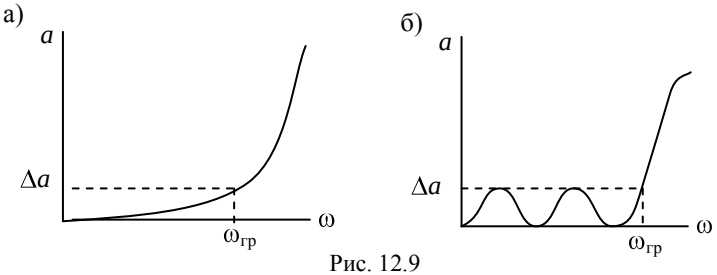

Рис. 12.9

Широко применяются полиномиальные ФНЧ двух типов: фильтры Баттерворта с максимально плоскими характеристиками затухания в ПП (рис.12.9,а); фильтры Чебышева с равноволновыми характеристиками затухания в ПП (рис.12.9,б). Без учета потерь в элементах фильтра характеристика затухания в ПП обоих НЧ прототипов имеет допустимую неравномерность Δa, при этом в фильтре Чебышева она носит колебательный характер с числом экстремумов затухания, равным числу членов полинома n. В ПЗ обоих фильтров всплески затухания отсутствуют, максимальное значение затухания будет при приближении к частоте $\omega = \infty$. Крутизна нарастания затухания в ПЗ зависит от n и заданного значения $\Delta\alpha$. При одинаковых n и $\Delta\alpha$ крутизна нарастания у фильтров Чебышева больше чем у фильтров Баттерворта, и, следовательно, одинаковые требования к величине затухания A в ПЗ обеспечиваются в них при меньших значениях n, то есть с меньшим числом элементов в конструкции фильтра. Однако фильтры Баттерворта имеют более линейные фазочастотные характеристики.

Передаточные функции полиномиальных ФНЧ реализуются в виде лестничных схем с Т- или П-окончаниями, содержащих n реактивных элементов: в продольных ветвях индуктивности, в поперечных емкости. На рис.12.10 приведена схема НЧ прототипа с разными Т- и П-окончаниями, где α_i и β_i – значения нормированных элементов.

При расчете НЧ прототипа находят прежде всего число элементов в его составе (порядок передаточной функции) по заданным требованиям к Δa и A:

для фильтров Чебышева $$n \cong \frac{A + 20\lg(2/\sqrt{10^{0,1\Delta\alpha} - 1})}{20\lg(\Omega_c + \sqrt{\Omega_c^2 - 1})}, \qquad (12.17)$$

для фильтров Баттерворта $$n \cong A / 20\lg\Omega_c,$$

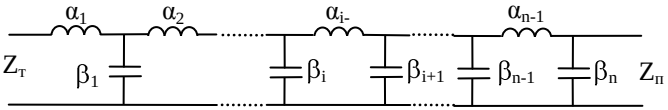

Рис. 12.10

где $\Omega_c = \omega_c / \omega_{гр}$ – нормированная частота среза ФНЧ, $\omega_{гр}$ – граничная частота полосы пропускания.

Полученное значение n округляется в сторону увеличения до ближайшего целого числа и используется для определения порядка передаточной функции фильтра. При расчете НЧ прототипа для ФВЧ и ПФ необходимо использовать нормированные частоты, определяемые из соотношений:

$$\Omega_{нч} = 1/\Omega_{вч}; \quad \Omega_{нч} = n(\Omega_{пф} - 1/\Omega_{пф}), \tag{12.18}$$

где $n = \omega_0 /(\omega_1 - \omega_{-1})$, $\omega_0 = \sqrt{\omega_{-1}\omega_1}$ – средняя частота ПФ, ω_{-1}, ω_1 – левая и правая граничные частоты полосы пропускания ПФ.

В практических схемах для реализации значительной величины затухания A и большой крутизны характеристики в ПЗ применяются лестничные НЧ прототипы со всплесками затухания на определяемых при расчете конечных частотах $\omega_{\infty i}$. Такими прототипами являются фильтры Чебышева с заданным весом или фильтры Золотарева-Кауэра. В полосах пропускания частотная характеристика может быть Чебышева или Баттерворта с заданной неравномерностью $\Delta\alpha$, а в полосах задерживания минимальные значения затухания должно несколько превышать заданное требование A (рис.12.11,а). Варианты схем лестничных ФНЧ со всплесками затухания приведены на рис. 12.11,б. Они содержат в продольных ветвях индуктивности или параллельные контуры LC, а в поперечных ветвях – емкости или последовательные контуры LC.

Лестничная схема ФВЧ со всплесками затухания строится по НЧ прототипу и содержит в продольных ветвях емкости или параллельные контуры, а в поперечных – индуктивности или последовательные контуры LC. Лестничная схема ПФ также образуется из НЧ прототипа путем замены в нем каждой индуктивности последовательным контуром, а каждой емкости параллельным контуром. Резонансные частоты контуров совпадают с частотами всплеска затухания.

Частотные характеристики затухания лестничных ФВЧ и ПФ, полученных из

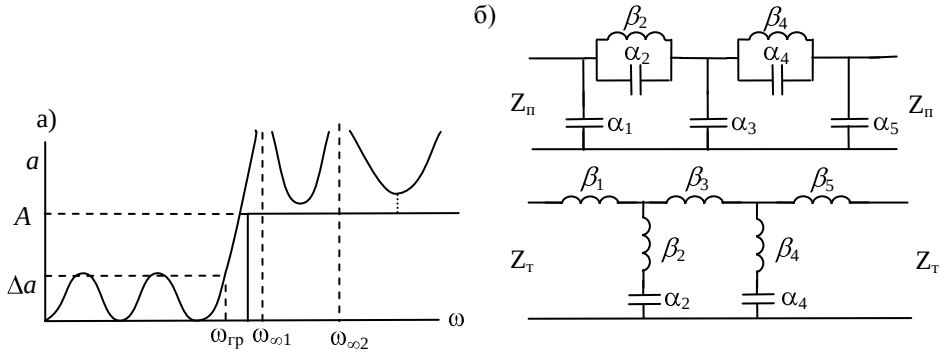

Рис. 12.11

приведенного НЧ прототипа показаны на рис.12.12 сплошными линиями без учета потерь. Обозначенные на рисунке граничные частоты и частоты всплесков затухания определяются в виде нормированных значений частоты из соотношений (12.19):

$$\Omega_{\text{фвч}} = 1/\,\Omega_{\text{нч}}, \qquad \Omega_{\text{пф}_{-1,1}} = \sqrt{1+(\Omega_{\text{нч}}/2n)^2} \mp \Omega_{\text{нч}}/2n\,. \qquad (12.19)$$

В некоторых случаях требования к затуханию ПФ по обе стороны от ПП существенно различаются, тогда он рассчитывается с минимальным числом элементов и различным числом всплесков затухания справа и слева от ПП.

Итак, в результате расчетов по приведенному алгоритму мы получаем нормированные значения параметров и конструктивных элементов без учета потерь. Итогом расчета является учет потерь, выбор схемы и денормирование значений параметров и элементов.

12.3.3. Влияние потерь в элементах фильтров на их параметры

При анализе потерь используют эквивалентные схемы индуктивности и емкости в *LC*-фильтрах или их имитансов в активных фильтрах в виде двухполюсников, изображенных на рис.12.12,в, где $G = 1/R$ – активная проводимость, R –

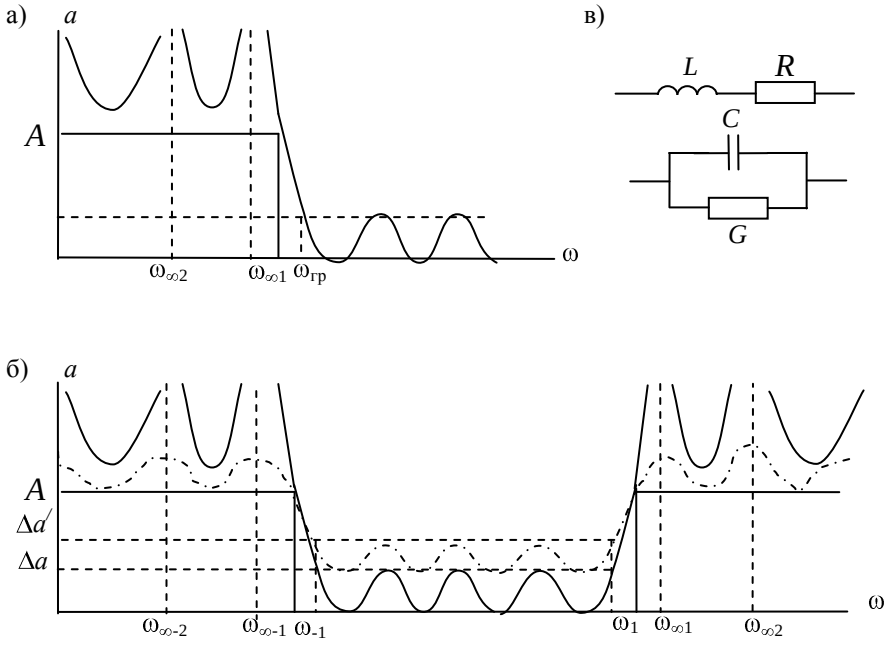

Рис. 12.12

активное сопротивление. Катушка индуктивности и конденсатор характеризуются добротностью $Q_L = \omega L/R$ и $Q_C = \omega C/G$. Так как $Q_L << Q_C$, то при расчетах обычно учитывается только добротность катушки индуктивности.

В теории фильтров доказывается, что при малых потерях затухание ФНЧ в полосе пропускания с учетом потерь $a_п$ можно определить по формуле

$$a_п \approx a + (\omega / Q)\, db/d\omega, \qquad (12.20)$$

где a и b – затухание и фаза фильтра на элементах без потерь.

Из формулы следует, что приращение затухания фильтра, обусловленное потерями в его элементах, зависит от добротности элементов и крутизны фазочастотной характеристики (ФЧХ). Так как крутизна ФЧХ увеличивается по мере приближения к граничным частотам ПП, то и затухание, обусловленное потерями, также увеличивается при приближении к краям ПП. При этом в средней части ПП (обычно она является главной) увеличение затухания в основном обусловлено неидеальностью согласования с нагрузками на всех частотах рабочей полосы, а потери в элементах практически не сказываются. На границах ПП, наоборот, затухание увеличивается главным образом из-за потерь в элементах фильтра. Для симметричного полосового фильтра приближенная формула затухания с учетом потерь имеет вид

$$a_п \approx a + [2\omega / Q(\omega_1 - \omega_{-1})]\, db / d\omega, \qquad (12.21)$$

то есть приращение затухания за счет потерь зависит от ширины полосы пропускания. Поэтому чем меньше полоса пропускания, тем выше должна быть добротность элементов фильтра для обеспечения в ней минимума рабочего затухания. В полосах задерживания фильтров потери практически не сказываются на затухании за исключением частот всплеска, на которых затухания становятся конечными величинами. Примерное изменение характеристики затухания полосового фильтра с учетом потерь показано штрих пунктиром на рис.12.12,б.

В настоящее время для расчета *LC*-фильтров на элементах с потерями разработаны методы синтеза лестничных схем с процедурами оптимизации на ЭВМ. В процессе оптимизации элементы фильтра изменяются таким образом, чтобы минимизировать неравномерность затухания и группового времени прохождения в полосе пропускания при выполнении требований к гарантированному затуханию в полосе задерживания, добиваясь также соответствующего согласования сопротивлений фильтра с нагрузками. В схемах аппаратуры АСП при необходимости применяются устройства корректирования характеристик затухания в полосе пропускания различных фильтров, рассмотренные в главе 14.

12.4. Особенности свойств и применения различных фильтров

12.4.1. *LC*-фильтры

Современные достижения в теории и практике фильтростроения позволяют создание фильтров *LC* сравнительно небольших габаритов и массы, недорогих по стоимости и не сложных в технологии производства. Основные их достоин-

ства – высокая стабильность характеристик, надежность, большой динамический диапазон, механическая прочность, малые собственные шумы. Благодаря этим достоинствам *LC*-фильтры используются практически во всех рассмотренных выше группах фильтров в спектре частот до 500 кГц как в стационарной, так и полевой аппаратуре аналоговых систем передачи, находящихся в эксплуатации. Исключение представляют узкополосные фильтры генераторного оборудования и других узлов аппаратуры (например, приемников контрольных частот), которые реализуются на элементах с более высокой добротностью. Относительно невысокая добротность катушек индуктивности (Q = 200…300) ограничивает также диапазон частот, в котором могут быть реализованы канальные фильтры нужного качества. Наиболее подходящим для таких фильтров считается диапазон частот 10…40 кГц, поэтому они используются в КОА для формирования 3-канальных предгрупп в полосе частот 12…24 кГц.

В последнее время применение LC-фильтров ограничено из-за относительно больших размеров, не совместимых с общей тенденцией минимизации массогабаритных показателей аппаратуры АСП. Кроме того, уменьшение размеров катушки индуктивности приводит к резкому (пропорционально квадрату линейных размеров) уменьшению ее добротности и, как следствие этого, увеличению рабочего затухания за счет потерь.

12.4.2. *ARC*-фильтры

Выполнение требований по уменьшению массогабаритных показателей современной техники связано, в первую очередь, с заменой крупногабаритных и технологически сложных в исполнении катушек индуктивности микроэлектронными устройствами, функционально выполняющими роль элементов индуктивности. Такая замена применяется в активных *RC*-фильтрах, что позволяет реализацию их в микроэлектронном исполнении.

ARC-фильтры строятся на операционных усилителях (ОУ) в сочетании с прецизионными резисторами и конденсаторами (отклонение от номиналов 0,3…1%). В качестве примера на рис. 12.13 приведена схема *ARC*-ФНЧ с характеристикой Чебышева пятого порядка, где элементы R_3, R_4, R_5, C_4, C_5, и ОУ-1 образуют схему имитации элемента индуктивности L_1, а элементы R_6, R_7, R_8, C_6, C_7 и ОУ-2 – индуктивности L_2. Подобные схемы *ARC* находят применение в малошумящих и экономичных по потреблению энергии широкополосных устройствах, работающих в диапазоне частот до 20 кГц. Основным недостатком *ARC*-фильтров является нестабильность их параметров.

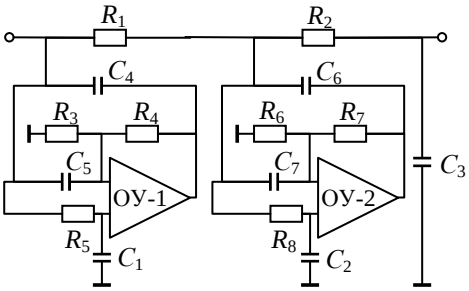

Рис12.13

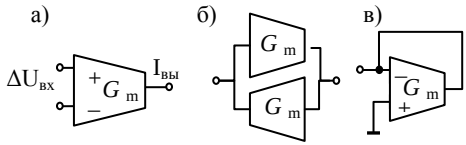

Рис. 12.14

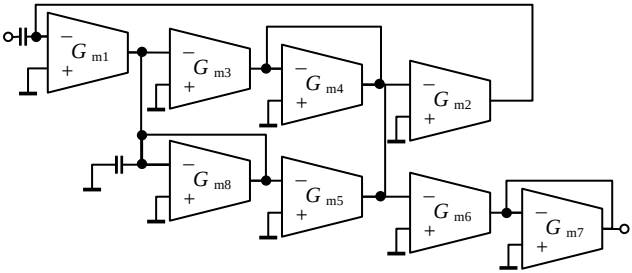

Рис. 12.15

Более совершенными являются *ARC*-фильтры на основе транскондуктивных усилителей (ТУ), которые реализуются на конденсаторах и операционных усилителях. Такие фильтры в литературе [44] получили название фильтров непрерывного времени (continuos-time), или СТ-фильтров. В названии подчеркивается, что эти фильтры являются чисто аналоговыми.

Основным параметром ТУ является управляющая проводимость G_m, влияющая на постоянную времени фильтра. Условное обозначение ТУ на схемах СТ-фильтров показано на рис. 2.14,а. Выходной ток $I_{\text{вых}}$ связан с входным дифференциальным напряжением $\Delta U_{\text{вх}}$ через передаточную проводимость усилителя соотношением $I_{\text{вых}} = G_m \Delta U_{\text{вх}}$. ТУ используется в схемах фильтров для реализации гираторов (рис.12.14,б) или управляемых напряжением резисторов (рис.12.14, в). Важной особенностью СТ-фильтров, реализуемых на основе ТУ, является возможность осуществления автоподстройки, что позволяет, в отличие от обычных *ARC*-фильтров, обеспечить высокую стабильность параметров. На рис.12.15 приведен вариант схемы полосового СТ-фильтра (без цепи автоподстройки). СТ-фильтры находят применение в высокочастотных интегральных схемах в диапазоне до 10 МГц.

12.4.3.Фильтр на переключаемых конденсаторах

Фильтры на переключаемых (коммутируемых) конденсаторах – это новый класс активных частотно-избирательных цепей без использования элементов индуктивности. Элементная база таких фильтров включает операционные уси-

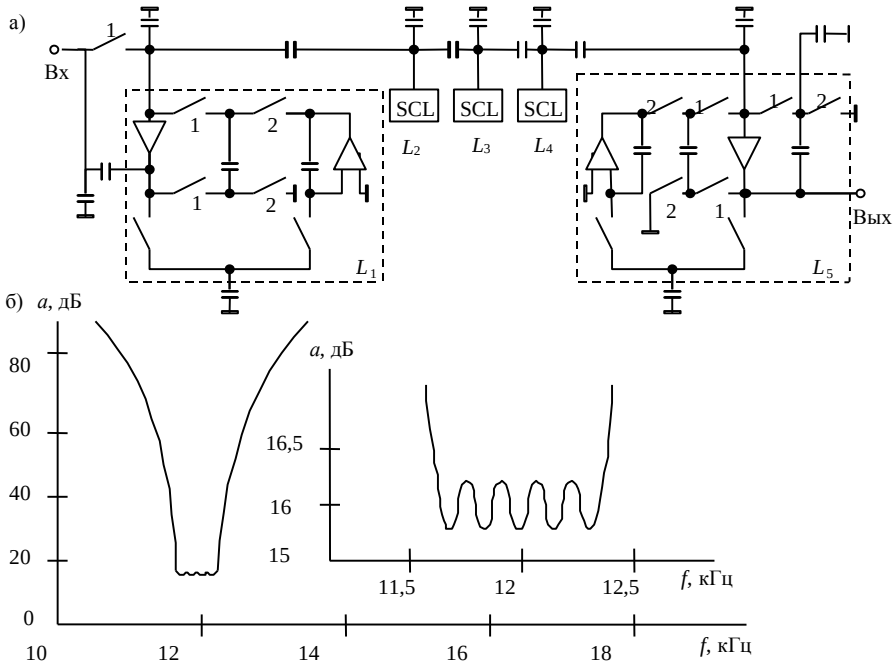

Рис.12.16

лители, резисторы, конденсаторы и МОП-транзисторы. В литературе [44] фильтры на переключаемых конденсаторах получили название *SC*-фильтров (switchted-capasitor). Их использование наиболее эффективно в смешанных (аналого-цифровых) микросхемах. По принципу работы *SC*-фильтры включают процедуры цифровой обработки сигналов, поэтому их расчет и реализация основаны на методах расчета и реализации цифровых фильтров. В качестве примера на рис.12.16,а приведена схема реализации 5-ти контурного полосового *SC*-фильтра с характеристикой Чебышева со следующей частотной характеристикой затухания: средняя частота фильтра f_0 = 12 кГц, ширина ПП $2\Delta f$ = 800 Гц, верхняя граничная частота ПЗ $f_в$ = 64 кГц, неравномерность затухания в ПП Δa = 0,43 дБ. На схеме пунктиром выделены имитаторы индуктивностей – *SCL,* аналогичные схемам L_1, L_5. Переключаемые конденсаторы объединены в две группы, которые коммутируются ключами 1 и 2, сдвинутыми по фазе колебаниями частотой 128 кГц. Выбор частоты произведен в соответствии с условием Котельникова для обеспечения верхней граничной частоты ПЗ. Стабильность параметров фильтра определяется стабильностью частоты переключения конденсаторов. Выходной сигнал снимается с повторителя напряжения *SC*-

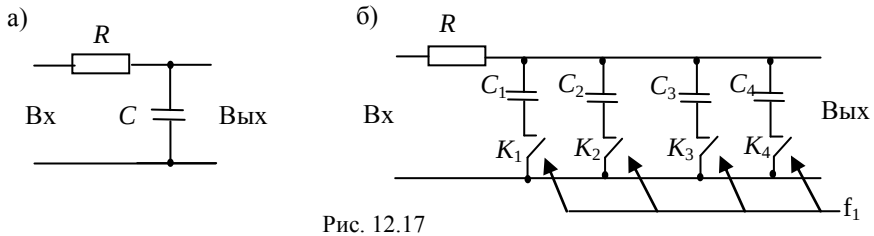

Рис. 12.17

имитатора индуктивности L_5. Частотная характеристика рабочего затухания приведена на рис.12.16,б.

На основе переключаемых конденсаторов нашли применение полосовые коммутируемые фильтры-преобразователи (КФП).

Принцип работы коммутируемого фильтра (КФ) рассмотрим на базе простейшей схемы *RC*-ФНЧ (рис. 12.17,а), в которой емкость *C* разбита на несколько равных частей (например, на 4 части, поэтому C_i = C/4) и последовательно каждой части включен ключ (рис.12.17,б). Каждый ключ замыкается поочередно на четверть периода переключающей (коммутирующей) частоты f_1, и через резистор R заряжается соответствующий конденсатор При подаче на вход синусоидального сигнала $U_{вх}$ с частотой $f_{вх} = f_1$ (рис.12.18,а) конденсаторы C_1 и C_3 каждым периодом замыкания их ключей будут заряжаться разнополярными напряжениями до величины, равной среднему. значению входного сигнала, а конденсаторы C_2 и C_4 будут иметь нулевой потенциал, так как в периоды замыкания их ключей входной сигнал меняет полярность (рис.12.18,б). Величина напряжения и скорость его установления определяется постоянной времени $\sigma = RC$. Выходным сигналом является напряжение, поочередно снимаемое с четырех конденсаторов. Если частота входного сигнала будет отличаться от коммутирующей частоты на $\Delta f = f_{вх} - f_1$, то фаза и напряжение отрезка сигнала в каждый период очередного замыкания *i*-го ключа также будут изменяться с частотой Δf .При этом независимо от знака разности Δf выходной сигнал будет соответствовать частотной характеристике полосового фильтра (ПФ) со средней частотой f_1 и частотами среза f_c, зависящими от частоты среза

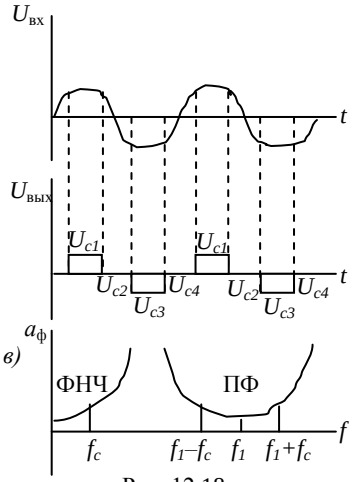

Рис. 12.18

исходного (базового) ФНЧ (рис.12.18,в). Таким образом, переключаемая схема образовала своеобразную имитацию индуктивностей и контуров *LC,* что обеспечило преобразование схемы ФНЧ в схему ПФ. При этом, изменением частоты переключения f_1 конденсаторов можно в широких пределах регулировать среднюю частоту полосы пропускания ПФ.

Рассмотренная схема КФ на базе простейшего ФНЧ обладает невысокой избирательностью, обеспечивая весьма пологую характеристику увеличения затухания в полосах задерживания полосового фильтра. Поэтому в реальных схемах используются достаточно сложные ARC-ФНЧ, состоящие из нескольких групп конденсаторов с ключами. Ключи всех групп должны работать синхронно, преобразуя высокоизбирательный ФНЧ в высокоизбирательный ПФ.

Из рассмотренного принципа работы КФ видно, что группа или группы ключей фактически выполняют две функции: периодически подключают к схеме конденсаторы и формируют выходное напряжение путем поочередного подключения этих же конденсаторов к выходу (нагрузке) фильтра. Эти функции можно разделить между двумя группами ключей (рис.12.19,а): три группы ключей K_1… K_2 высокоизбирательного *ARC*-ФНЧ третьего порядка с частотой среза f_c синхронно подключают поочередно четыре конденсатора этих групп с частотой переключения f_1, формируя полосу пропускания ПФ шестого порядка от $f_1 - f_c$ до $f_1 + f_c$, а группа ключей K_{13}…K_{16}, работающая с частотой переключения f_2, формирует выходной сигнал в полосе частот, сдвинутой относительно предыдущей на $f_2 - f_1$ (рис. 12.19, б). Так мы получили коммутируемый фильтр-преобразователь (КФП). Управление четырьмя ключами в каждой группе осуществляется сдвинутыми на четверть фазы напряжениями соответствую-

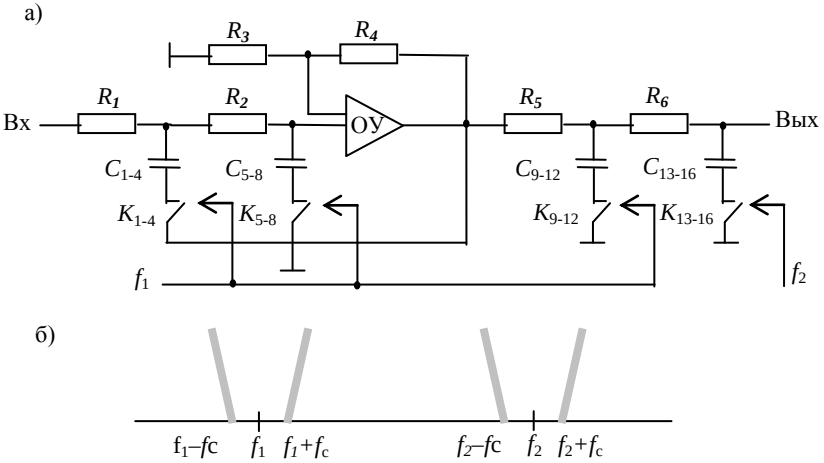

Рис. 12.19

щей частоты. Резисторы R_3 и R_4 определяют добротность фильтра, и через них обеспечивается отрицательная обратная связь операционного усилителя. Ширина полосы пропускания КФ и КФП пока недостаточна для использования в широкополосных трактах, поэтому они нашли применение в каналообразующей аппаратуре тонального телеграфирования с частотной модуляцией (например, аппаратура ТТ-144, гл.25). Для формирования каналов ТТ с различными скоростями работы (50, 100, 200 Бод) предусмотрено переключение номиналов резисторов R_1, R_2, R_3 (рис.12.19,а) для изменения ширины полосы пропускания фильтров от 80 Гц до 320 Гц. Рабочее затухание в полосе пропускания не более 2 дБ, а в полосе задерживания – не менее 20 дБ для КФП передачи и не менее 35 дБ для КФП приема, что обеспечивает необходимую защиту от взаимных помех между каналами ТТ

12.4.4.Фильтры на отрезках передающих линий

Как известно, двухпроводная линия является направляющей системой, вдоль которой распространяется электромагнитная энергия от передатчика к приемнику. Она имеет конструктивные параметры (материал, длина и диаметр проводов, расстояние между ними) и электрические параметры (погонные индуктивность, емкость, сопротивление и проводимость изоляции).

Если длина отрезка линии $L = l_0 = \lambda/4$, то на частотах, длина волны которых близка к величине $\lambda = 4l_0$, сопротивление короткозамкнутого (КЗ) отрезка эквивалентно параллельному резонансному LC-контуру, а разомкнутого (ХХ) – пос-ледовательному резонансному контуру. Это позволило использовать такие отрезки передающих линий (ОПЛ) в качестве резонаторов и связок для построения частотно-избирательных устройств. Характер изменения сопротивлений отрезка линии с КЗ и ХХ в широком диапазоне частот показан на графиках рис. 12.20, из которых видно, что одинаковые значения сопротивления повторяются через каждое изменение частоты на $2f_0$, где f_0 – первая резонансная частота отрезка.

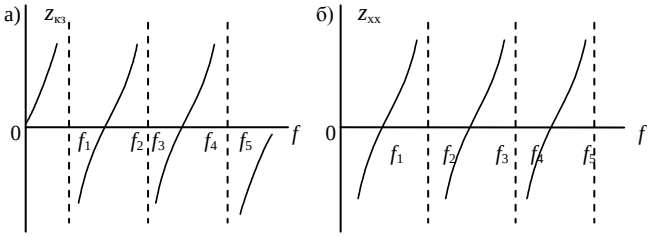

Рис. 12.20

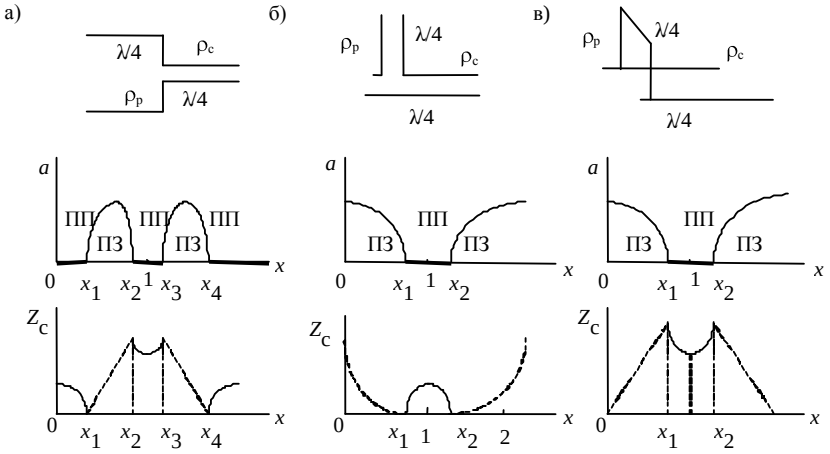

Рис..12.21

Простейшие полузвенья фильтров ОПЛ (ФОПЛ) состоят из двух отрезков линии с волновыми сопротивлениями $\rho_р$ (резонатора) и $\rho_с$ (связки). На рис.12.21 приведены варианты полузвеньев полосовых фильтров (ПФОПЛ) с резонаторами и связками на отрезках линий, равных λ/4. Полузвенья с резонаторами-четырехполюсниками (а) называются цепочечными полузвеньями (ПФОПЛ-Ц), а с резонаторами-двухполюсниками (б,в) – шлейфными (ПФОПЛ-Ш), соответственно с Т- и П-окончаниями. Здесь же для соответствующих полузвеньев приведены графики частотной зависимости затухания a(x) и характеристического сопротивления $Z_с$(x). Из графиков видно, что цепочечное полузвено фильтра имеет три ПП в диапазоне нормированных частот $x = f/f_0$ от 0 до 2x, а шлейфные полузвенья – одну ПП.

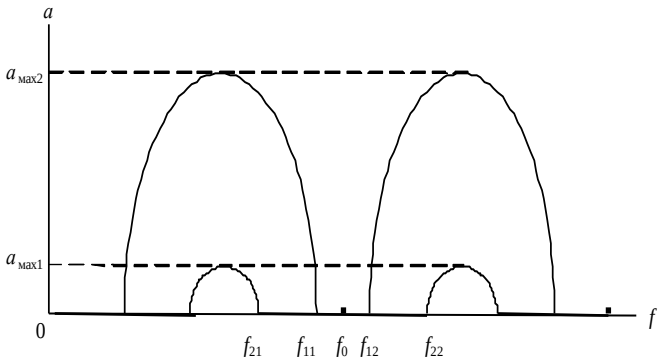

Рис. 12.22

Свойства полузвеньев ФОПЛ определяются волновыми длинами резонаторов и связок и коэффициентом рассогласования волновых сопротивлений связки ($p_с$) и резонатора ($p_р$) $v = p_с / p_р$, величина которого изменяется в промежутке от 0 до ∞. Так, для ПФОПЛ-Ц зависимость ширины ПП и ПЗ от величины v (рис.12.22) следующая: чем больше коэффициент v отличается от единицы, тем уже ПП ($f_{11}\ldots f_{12}$)), шире ПЗ и выше максимум затухания в ПЗ (a_{max2}) и наоборот, чем ближе величина v к единице, тем шире ПП ($f_{21}\ldots f_{22}$), уже ПЗ и меньше максимум затухания в ПЗ (a_{max1}).

Построение сложных полосовых (узкополосных и широкополосных) или заграждающих фильтров с заданными рабочими параметрами в ПП и ПЗ производится путем каскадного соединения цепочечных или шлейфных полузвеньев и звеньев[43] .Одно звено состоит из двух полузвеньев, при этом связки могут быть как четвертьволновыми, так и полуволновыми, что оказывает влияние на конструкцию и свойства фильтра. Кроме того, на свойства шлейфных фильтров влияет и тип окончаний (Т- или П- образное). Указанные особенности включаются в обозначения фильтров: ФОПЛ-1-Ц – цепочечный фильтр с $\lambda/4$ – связками; ФОПЛ-2-Ш-Т– шлейфный фильтр с $\lambda/2$-связками и Т-окончаниями; ФОПЛ-1-Ш-П – шлейфный фильтр с $\lambda/4$-связками и П-окончаниями. На рис.12.23 приведены упрощенные варианты схем полосовых фильтров: а) шестизвенный ПФОПЛ-1-Ц с рабочей ПП примерно от 60 до 108 кГц, неравномерностью затухания $\Delta\alpha \leq 0{,}04$ дБ, значениями нагрузок $R_н = 150$ Ом, затуханием в ПЗ А ≥ 30 дБ; б) трехзвенный ПФОПЛ-2-Ш-Т с рабочей ПП примерно от 800 до 1000 МГц, $\Delta\alpha \leq 0{,}04$ дБ, А $\geq$25 дБ, $R_н = 75$ Ом; в) трехзвенный ПФОПЛ-2-Ш-П с параметрами аналогично предыдущему. На отрезках передающих линий реализуются также РФ, ФНЧ и ФВЧ. При необходимости работы фильтра с разными нагрузками по входу и выходу имеется возможность создания филь-тра-трансформатора на ОПЛ, выполняющего одновременно селективные и согласующие функции.

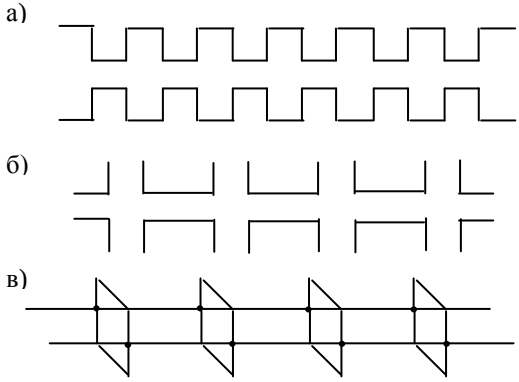

Рис. 12.23

В качестве 2-проводных однородных отрезков могут использоваться различные направляющие системы: коаксиальные, волноводные, полосковые, оптические и др. В зависимости от этого применяемые ФОПЛ называются: электрические (на отрезках двухпроводных, коаксиальных, спиральных линий), электромагнитные (волноводные, полосковые, на связанных линиях,

на встречных стержнях, на диэлектрических резонаторах), оптические (интерференционные – пакеты пленок с различными показателями преломления, дифракционные фазовые решетки, призмы), акустические (на объемных резонаторах, на поверхностных акустических волнах – ПАВ). Из-за свойства периодического повторения характеристик с увеличением частоты (как показано на рис. 12.20) фильтры на отрезках передающих линий получили также название «волновые аналоговые фильтры» (ВАФ).

12.4.5. Электромеханические фильтры

В электромеханических фильтрах (ЭМФ) на концах неоднородной фильтрующей механической системы включаются электромеханические преобразователи (ЭМП), которые осуществляют преобразование электрических колебаний в механические (на входе) и обратно (на выходе).

Механическая фильтрующая система представляет собой цельнометаллическую структуру, состоящую из резонаторов чаще всего гантельного типа круглого сечения и связок между ними такого же сечения, но меньшего размера. Резонаторы изготавливаются из специальных сплавов и имеют добротность порядка 10^4. В фильтрах используются крутильные, продольные, изгибные колебания или колебания сдвига, которые возбуждаются входным электрическим сигналом через преобразователи. Существуют пьезоэлектрические (пьезокерамические), магнитострикционные, электромагнитные и электростатические преобразователи. Эффективность перечисленных ЭМП проявляется в относительно узкой полосе частот, поэтому ЭМФ имеют относительную полосу пропускания до 3…5% и наиболее технологичны в диапазоне частот 50…150 кГц.

ЭМФ характеризуются высокой надежностью и температурной стабильностью параметров при относительно малых габаритах и невысокой стоимости, что предопределило их широкое применение в современной стационарной и полевой (подвижной) аппаратуре АСП. ЭМФ применяются в качестве узкопо-

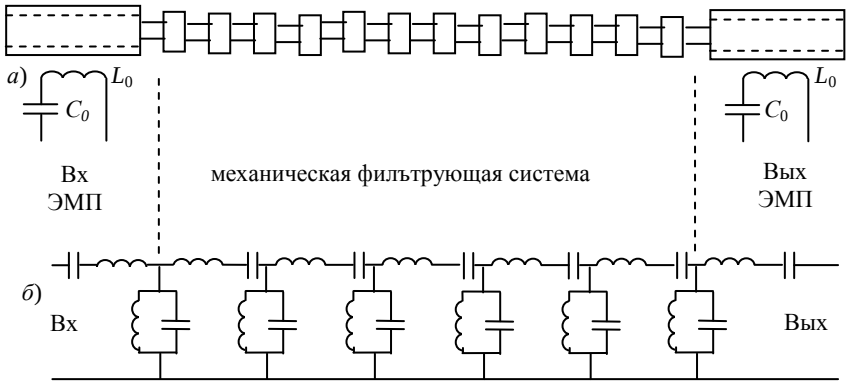

Рис.12.24

лосных фильтров для выделения отдельных частот в трактах передачи и в генераторном оборудовании, а также в каналообразующей аппаратуре для формирования основной первичной группы вы полосе частот 60…108 кГц или неосновной 3-канальной предгруппы в полосе частот 132…144 кГц.

На рис12.24 приведен вариант канального полосового ЭМФ гантельного типа с магнитострикционными преобразователями и его *LC*-эквивалент – полиномиальный (лестничный) фильтр, используемый при расчете по рабочим параметрам в качестве прототипа.

12.4.6. Монолитные пьезоэлектрические фильтры

Монолитные пьезоэлектрические или кварцевые фильтры (МФ) выполняются в виде тонкой кварцевой пластины (подложки), на которую наносятся металлические пленки-электроды, образующие отдельные резонаторы, в которых происходит концентрация энергии механических колебаний (рис.12.25,а,б).

Система из акустически связанных резонаторов составляет основу МФ, при этом в резонаторах используются механические колебания сдвига по толщине, распространяющиеся в направлениях длины и ширины пластины-волновода, то есть МФ по принципу работы, как и ЭМФ являются электромеханическими системами. В электрическую цепь включаются крайние резонаторы, которые одновременно являются электромеханическими преобразователями. Средние резонаторы образуют механическую фильтрующую систему. Резонаторы имеют очень высокую добротность (до $2{,}5\cdot10^5$), температурную стабильность (не хуже $\pm10^{-6}$) и хорошую совместимость с микроэлектронными схемами. Однако они реализуются лишь в диапазоне частот от единиц до сотен мегагерц. Поэтому полосовые МФ применяются в диапазоне частот от 0,3 МГц до 300 МГц при относитльной ширине полосы пропускания 0,001…0,2%.

Известно применение МФ в зарубежных АСП в качестве канальных фильтров для формирования однополосного сигнала при одинаковой для всех каналов несущей частоте амплитудной модуляции 8,1 МГц (см.гл.5). Одинаковые по всем параметрам канальные фильтры имеют очень малые габариты (примерно 10×12×40 мм), и каналообразующая аппаратура в целом также получается небольшой по массогабаритным показателям. На практике часто используют схемы в комбинации МФ и элементов LC (рис. 12.25, в).

Кроме МФ с объемными акустическими волнами существуют МФ на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые работают в диапазоне частот

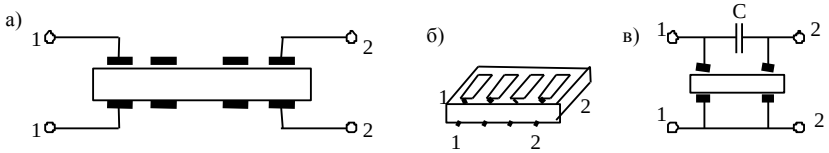

Рис. 12.25

от 5 МГц до 2 ГГц. Полоса пропускания может быть реализована в пределах от 0,01% до 50% . В МФ на ПАВ локализация энергии акустических колебаний осуществляется вблизи поверхности пьезомонолита. Волны вызывают деформацию поверхности по синусоидальному закону. Простейший фильтр на ПАВ состоит из многорезонаторных передающего и приемного преобразователей (например, встречно-штыревого типа) и звукопровода между ними в виде пьезомонолитной пластины с полированной поверхностью (рис.12.26). При подаче электрического сигнала на входной преобразователь возбуждается упругая акустическая волна, бегущая в поверхностном слое монолита и затухающая вглубь материала. На выходе акустические волны преобразуются в электрические сигналы.

Рис. 12.26

12.4.7. Кварцевые фильтры

Кварцевые (пьезоэлектрические) фильтры используют пьезоэлектрический эффект кристаллов кварца, сегнетовой соли, турмалина и др. Из кристаллов этих материалов изготавливаются резонаторы, которые в электрической цепи ведут себя как резонансные LC-контуры. Полосовые кварцевые фильтры чаще всего реализуются по мостовой схеме или эквивалентной ей схеме с дифференциальным трансформатором (рис.12.27). Двухполюсники Z_a и $Z_б$ состоят из кварцевого резонатора и конденсатора, который используется при настройке фильтра. Число кварцевых резонаторов в двухполюсниках может быть одинаковым или разным, а добротность достигать величин $10^3 \ldots 10^4$. Относительная ширина полосы пропускания фильтра не превышает 0,4%, но с применением методов расширения она может увеличиться до 10%.

Кварцевые фильтры применяются в основном в качестве узкополосных полосовых и заграждающих фильтров. Кроме того, кварцевые резонаторы широко используются для стабилизации частот задающих генераторов и для увеличения крутизны характеристик затухания в сложных фильтрах типа транзитных. В первых образцах стационарных систем передачи кварцевые фильтры с расширительными катушками применялись в качестве канальных фильтров для формирования первичной группы в полосе частот 60…108 кГц.

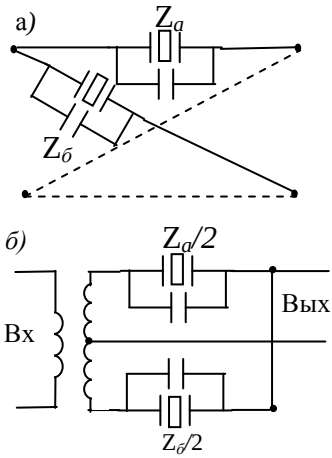

Рис.12.27

12.4.8. Магнитострикционные фильтры

Магнитострикция (от греческого слова магнит и латинского strictus − сжатый, натянутый) характеризует изменение формы и размеров тела при намагничива-

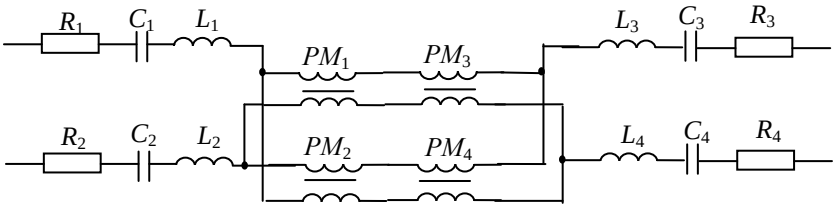

Рис.12.28

нии. Фильтр состоит из магнитострикционного резонатора РМ, который представляют собой стержень из ферромагнитного материала, и обмоток возбуждения, преобразующих электрические колебания в механические на входе и обратно на выходе. Магнитострикционные резонаторы имеют добротность порядка $(2\ldots4)10^3$. Полосовые магнитострикционные фильтры (МСФ) строятся как и кварцевые по мостовой или дифференциально-мостовой схеме. Относительная ширина полосы пропускания 0,4…0,6%, а с расширительными элементами достигает 10%. Так как МСФ более технологичны и дешевы в производстве по сравнению с кварцевыми, то они стали применяться в качестве канальных фильтров стационарных систем передачи в 60-е годы 20-го столетия, что дало возможность значительно снизить стоимость каналообразующего оборудования. Схема канального фильтра на магнитострикционных резонаторах с расширительными LC-элементами приведена на рис.12.28.

12.5 Цифровые фильтры

Цифровым фильтром называется устройство, предназначенное для обработки аналоговых сигналов импульсно-цифровыми методами. Общие представления о принципе цифровой фильтрации аналоговых сигналов можно получить из рассмотрения функциональной схемы фильтра нижних частот, приведенной на рис.12.29 [47]. Ограниченный по спектру с помощью фильтра нижних часто ФНЧ входной аналоговый сигнал $x_c(t)$, подлежащий фильтрации, сначала подвергается дискретизации по времени, в результате чего он преобразуется в дискретную последовательность коротких импульсов, следующих с равномерным временным интервалом T. Амплитуды выборок пропорциональны величине входного сигнала в дискретные отсчетные моменты времени $t = kT$, где k=0, 1, 2,… – целые числа. Процесс дискретизации осуществляется в результате δ – модуляции входного сигнала, когда каждая выборка имеет бесконечно ма-

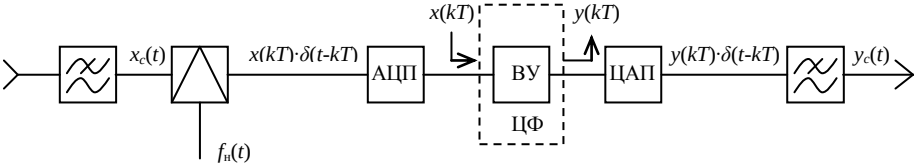

Рис.12.29

лую длительность, но отличную от нуля площадь. Для этого в качестве «несущего» колебания используется непрерывная последовательность δ – функций

$$f_н(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \delta(t - kT), \qquad (12.22)$$

где – единичный δ - импульс, сдвинутый относительно начала отсчета на интервал kT.

На выходе δ - модулятора будем иметь последовательность

$$x(kT) \cdot f_н(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x_c(kT) \cdot \delta(t - kT). \qquad (12.23)$$

Эта последовательность импульсов преобразуется с помощью АЦП (аналого-цифрового преобразователя) в последовательность чисел $\{x(kT)\}$, отображающую входной сигнал, который подается на вход вычислительного устройства – процессора, который является собственно цифровым фильтром (ЦФ).

При аппаратной реализации ЦФ процесс цифровой фильтрации заключается в изменении значений входной последовательности чисел $\{x(kT)\}$ в соответствии с заданным алгоритмом вычислений и получении новой последовательности чисел $\{y(kT)\}$ на выходе процессора (ВУ), выражающей выходной дискретный сигнал.

Для обратного перехода от полученной числовой последовательности $\{y(kT)\}$ к выходной импульсной последовательности $y_c(kT) \cdot \delta(t - kT)$ используется цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), а выделение аналогового выходного сигнала $y_c(t)$ осуществляется с помощью ФНЧ.

Значение тактовой частоты $f_т$ определяется в соответствии с теоремой Котельникова как $f_т = 1/2T$.

Анализ цифровых фильтров основывается на математической теории линейных разностных уравнений с постоянными коэффициентами. В этом случае выходную последовательность импульсов можно записать в виде разностного уравнения

$$y(kT) = \sum_{i=0}^{m} b_i x[(k - i)T], \qquad (12.24)$$

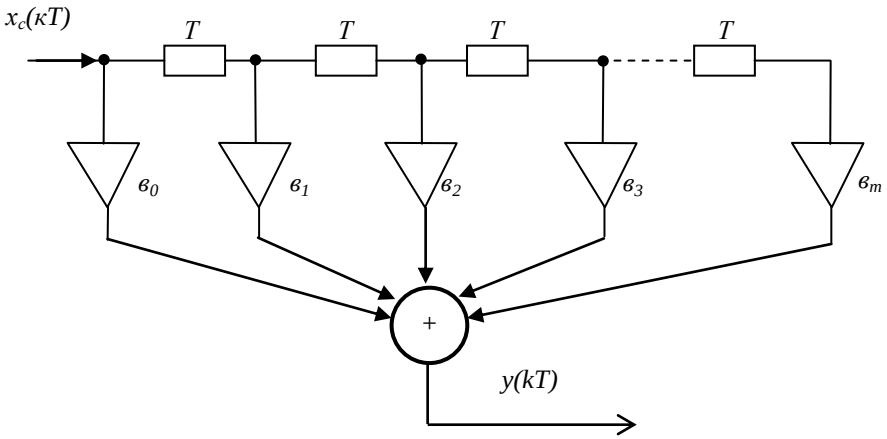

Рис.12.30

где $x(kT)$ и $y(kT)$ – значения входного и выходного сигналов в рассматриваемый момент времени kT; $x[(k-i)T]$ - значение сигнала в момент времени $(k-i)T$, то есть в предыдущих тактовых точках; b_i - вещественные весовые коэффициенты.

Структурная схема, соответствующая уравнению (12.24) показана на рис.12.30, где прямоугольниками обозначены элементы задержки входного сигнала на время T (элементы единичной задержки), треугольниками – операции умножения параметров состояния на постоянные коэффициенты b_i, кружком – операция алгебраического суммирования.

Цифровой фильтр, описываемый разностным уравнением (12.24) называется нерекурсивным (трансверсальным, поперечным, полиномиальным) фильтром. Уравнение (12.24) можно обобщить для случая, когда для образования последовательности $y(kT)$ применяется рекурсия, т.е. выходной сигнал в каждый момент времени определяется не только настоящими m предшествующими входными сигналами, но и некоторым числом предшествующих выходных сигналов. Тогда уравнение ЦФ имеет вид

$$y(kT)=\sum_{i=0}^{m} b_i x[(k-i)T]+\sum_{j=0}^{n} a_j y[(k-j)T], \qquad (12.25)$$

где n — число задержанных предшествующих импульсов выходного сигнала.

Цифровые фильтры, описываемые уравнением (12.25), называются рекурсивными или фильтрами с всплесками затухания на конечных частотах полосы задерживания. Вариант структурной схемы рекурсивного ЦФ показан на рис.12.31. Основным алгоритмом реализации цифровой фильтрации является разностное уравнение (12.23), которое обрабатывается в специализированном

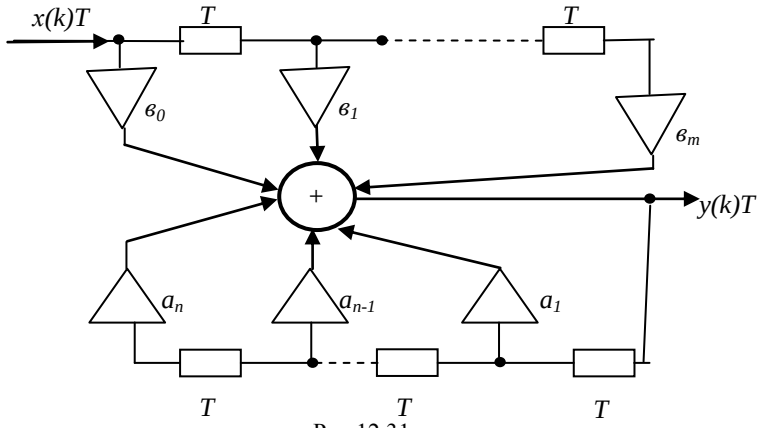

Рис.12.31

вычислителе в реальном времени, то есть обрабатывается с той же скоростью, с какой информация поступает на вход ЦФ.

Цифровой фильтр реализуется также и в виде каскадного соединения звеньев второго или первого порядка, при этом в качестве базового звена принимается звено второго порядка в виде биквадратного блока, в котором должны выполняться операции умножения, сложения (вычитания) и задержки (хранения) над переменными x_{k-i}, y_{k-j} и коэффициентами b_i.

12.6. Обеспечение параллельной работы фильтров

Принцип многоканальности АСП основан на объединении и разделении частотных каналов с устранением взаимодействия между ними.

При объединении частотных каналов в групповом тракте передачи осуществляется параллельное подключение выходов канальных (групповых, линейных, направляющих) фильтров на общую нагрузку. При разделении частотных каналов в групповом тракте приема осуществляется параллельное подключение входов канальных (групповых, линейных, направляющих) фильтров к общему источнику многоканального (группового) сигнала.

Каждый отдельный фильтр рассчитывается с учетом условия, что он будет включаться согласованно между резистивными нагрузками. При параллельной работе нескольких фильтров условие согласования нарушается, так как каждый фильтр со стороны общего входа (выхода) будет нагружен на комплексное сопротивление, состоящее из расчетного нагрузочного сопротивления и параллельно подключенных к нему реактивных двухполюсников, отображающих входные (выходные) сопротивления соседних фильтров. В этом случае в каж-

дом из обьединяемых (разделяемых) трактов будут наблюдаться существенные искажения частотных характеристик рабочего затухания, если не принять меры к устранению или уменьшению взаимного влияния фильтров друг на друга.

В настоящее время применяются следующие методы уменьшения взаимных влияний фильтров при их параллельной работе:

а) Метод разнесения частотных полос объединяемых сигналов на значительные частотные промежутки (увеличение полос расфильтровки). В этом случае шунтирующее действие соседних фильтров уменьшается, но увеличивается общая полоса частот многоканального сигнала;

б) Метод подключение к параллельному входу (выходу) фильтров дополнительных реактивных двухполюсников, компенсирующих влияние реактивностей соседних фильтров;

в) Метод использования развязывающих устройств.

12.6.1. Параллельная работа фильтров нижних и верхних частот

Задача обеспечения параллельной работы ФНЧ и ФВЧ возникает при синтезе линейных и направляющих фильтров (см. рис 12.5 и 12.6).

В этом случае со стороны параллельной работы целесообразно использовать оба фильтра с Т-образными окончаниями, так как при таких окончаниях ФНЧ имеет в ПЗ индуктивное, а ФВЧ емкостное сопротивления, растущие по мере удаления от границ ПП и уменьшающие шунтирование друг друга в отличие от П-образных окончаний (см. рис.12.7,в,г). Однако вблизи границ ПП и Т-образные сопротивления близки к нулю, значит фильтры шунтируют друг друга. Во избежание этого применяется метод, получивший название метода *x*-окончаний, когда последовательно с последними элементами схемы фильтров L_0 и C_0 включаются однотипные элементы L_x и C_x (рис.12.32).

Расчетом добиваются, чтобы характеристические сопротивления Z_{xL} и Z_{xc} в рабочей ПП обоих фильтров принимало значение $Z_{пм}$ – окончания, что не только нейтрализует влияние соседнего фильтра, но и улучшает согласование фильтра с нагрузкой.

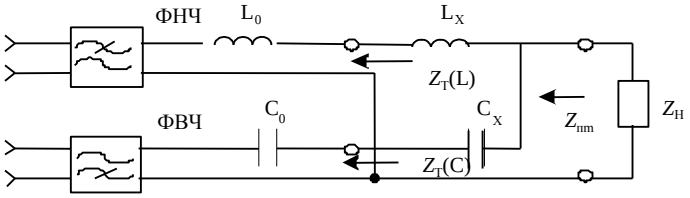

Рис. 12.32

12.6.2. Параллельная работа полосовых фильтров

В случае параллельной работы трех полосовых фильтров при формировании предгруппы (рис.12.2 и 12.33,а) также целесообразно применять фильтры с Т-образными окончаниями (см. частотные характеристики сопротивлений ПФ на рис.12.7,в,г). В этом случае влияние двух соседних фильтров на средний между ними компенсируется реактивностями разного характера – индуктивность от левого фильтра компенсируется емкостью от правого фильтра (рис.12.33,б). Для крайних (1-го и 3-го) фильтров влияние оказывается только с одной стороны, и для его компенсации необходимо включать дополнительные реактивности. На рис.12.33,а приведена схема гребенки из 3 полосовых фильтров с компенсирующим контуром КК в виде параллельного контура $L_k C_k$, имеющего резонансную частоту, равную средней частоте ПП среднего ПФ (f_{02}). Из рис.12.33,б видно, что индуктивное и емкостное сопротивления контура $Z_к$ компенсируют соответствующие реактивные сопротивления шунтирующих фильтров. Аналогично обеспечивается параллельная работа 12-ти полосовых фильтров при формировании первичной группы.

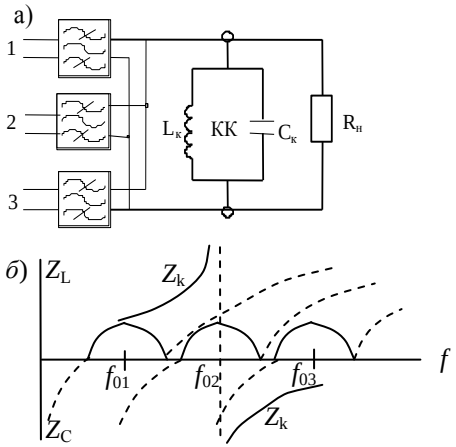

Рис.12.33

Для обеспечения параллельной работы ПФ широко применяются также развязывающие схемы. Наиболее простым способом предотвращения взаимного шунтирования фильтров является согласованное включение их через развязывающие Г-образные удлинители, составленные из сопротивлений R_1 и R_2 (рис.12.34,а). При затухании удлинителей не менее 13…20 дБ (длинная линия) полностью исключается взаимное влияние между фильтрами, но при этом в тракт передачи вносится большое затухание. Поэтому в качестве развязывающего устройства чаще всего применяется дифференциальная система (рис.12.34,б). При большом числе совместно работающих фильтров на общую нагрузку (рис.12.34,в) их разбивают на две группы: группу нечетных (выход 1) и группу четных (выход 3) фильтров. В этом случае взаимное влияние фильтров в одной группе мало (увеличена полоса расфильтровки), а обе группы подключаются к нагрузке (выход 2) с помощью равноплечей дифференциальной системы. Сопротивления $Z_б$ в этих схемах обеспечивают балансировку диф-систем.

В некоторых случаях может применяться достаточно эффективный метод развязки параллельно работающих фильтров с помощью усилителей как однонаправленных устройств.