

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических устройств

А.Е. Курочкин

МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ
АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
по курсовому и дипломному проектированию
для студентов специальностей 2301 и 2308

Минск 1995

УДК 621.372.54

Курочкин А.Е. Методы проектирования линейных активных фильтров: Метод. пособие по курсовому и дипломному проектированию для студентов специальностей 2301 и 2308.-Мн.: БГУИР, 1995.-46 с.

Пособие знакомит студентов с основными этапами синтеза активных RC-фильтров. Рассмотрены этапы, на которых решаются задача аппроксимации и задача реализации. На этапе аппроксимации при рассмотрении передаточных функций использован способ описания, основанный на представлении о нулях и полюсах функций. Этап реализации посвящен описанию систематических методов непосредственного синтеза фильтров по заданной передаточной функции

Ил.35. список лит.- 14 назв.

1. ОСОБЕННОСТИ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

1.1. Общие сведения

Избирательные свойства любого фильтра характеризуются его амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), которая представляет собой зависимость модуля коэффициента передачи от частоты сигнала. Полосу частот, в которой сигналы нормально усиливаются фильтром, называют полосой пропускания (прозрачности) а полосу частот, в которой сигналы ослабляются - полосой заграждения (задержания).

В зависимости от взаимного расположения полос пропускания и задержания различают фильтры нижних частот (ФНЧ) (рис.1.1,а), верхних частот (ФВЧ) (рис.1.1,б), полосовые фильтры (ПФ) (рис.1.1,в) и заграждающие (ЗФ) (рис.1.1,г). Идеальные АЧХ, представленные на рис. 1.1, не могут быть реализованы никакой комбинацией реальных цепей. Однако, всегда можно создать устройство с конечным числом элементов, характеристики которого приближаются к требуемым с нужной степенью точности. Задачей аппроксимации является отыскание этой приближающейся функции по допустимому отклонению ее от идеала.

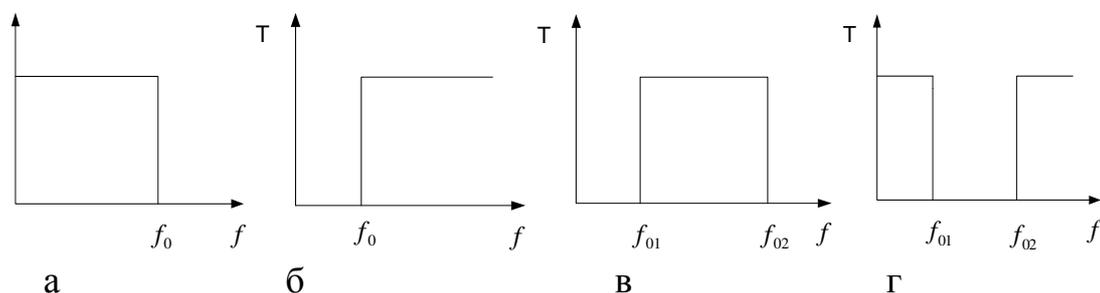


Рис. 1.1

Для реальных АЧХ характерно непостоянство коэффициента передачи как в полосе пропускания, так и в полосе задержания. Кроме того, в реальных устройствах невозможен скачкообразный переход от полосы пропускания к полосе задержания. В реальных АЧХ всегда существует переходная полоса, в которой коэффициент передачи непрерывно изменяется от максимального значения в полосе пропускания до минимального значения в полосе задержания.

На рис.1.2,а-б приведены примеры реальных АЧХ ФНЧ и ФВЧ, соответственно. Для удобства АЧХ представлены в виде зависимости от частоты величины обратной коэффициенту передачи - коэффициента ослабления (затухания). Реальная АЧХ помимо верхней или нижней граничной частоты полосы пропускания f_0 (часто называемой частотой среза)

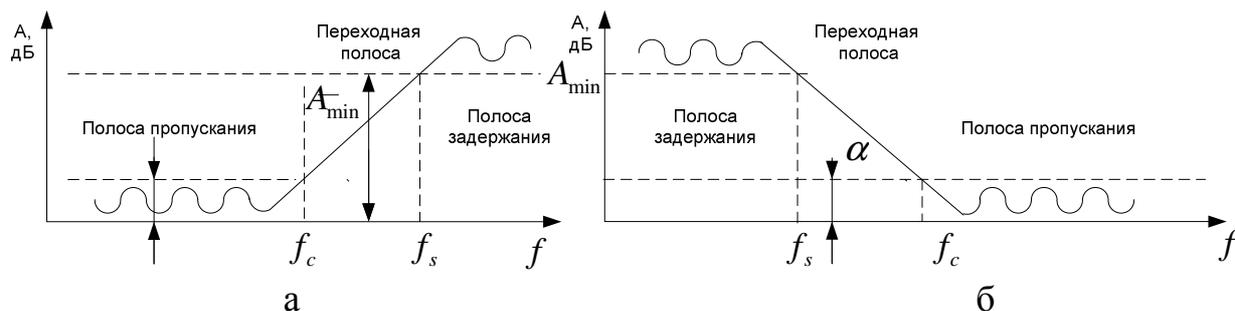


Рис.1.2

граничной частотой полосы задержания f_3 максимально допустимым затуханием в полосе пропускания α и минимально допустимым затуханием в полосе задержания A_{\min} .

Фильтр с такой АЧХ может быть реализован на различной элементной базе. Например, он может состоять из пассивных RLC или RC-элементов, а также из совокупности пассивных RC-элементов и активных элементов. Часто требуется создание фильтров, в которых отсутствуют индуктивные элементы, Это необходимо при работе на очень низких частотах, когда становится невозможным использование катушек индуктивности больших размеров, а также при использовании интегральной технологии, где применение катушек индуктивности сводит на нет все преимущества интегральной элементной базы. Пассивные же RC-фильтры (особенно высоких порядков), как известно, вносят большие затухания.

Фильтры, построенные на базе пассивных RC и активных элементов, называются активными RC-цепями или активными фильтрами (АФ). АФ разделяются на АФ с сосредоточенными и распределенными параметрами. Кроме того, АФ могут быть линейными и нелинейными (цифровыми). В линейных АФ активные элементы работают в линейном режиме, а в нелинейных - в ключевом. Ниже будут рассматриваться только линейные АФ с сосредоточенными параметрами.

Дополнительную информацию о состоянии в теории и практике проектирования, о параметрах и областях применения АФ можно найти в [1-2], где обобщена накопившаяся по этим вопросам информация начиная с самых ранних периодов становления АФ.

1.2 Способ описания коэффициента передачи

Известно, что коэффициент передачи фильтра является комплексной величиной. Тогда закон изменения этой величины при изменении частоты $j\omega = p$ будет некоторой комплексной функцией $T(p)$.

Физически реализуемые усилительные системы описываются так называемыми аналитическими функциями комплексного переменного p , которые, полностью определяются значениями p , при которых функция обращается в нуль и бесконечность. Эти значения функции называются нулями

z_m и полюсами p_n функции $T(p)$. Тогда комплексный коэффициент передачи (передаточную функцию) фильтра можно записать в следующем виде:

$$T(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{s_n p^n + s_{n-1} p^{n-1} + \dots + s_1 p + s} = \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}, \quad (1.1)$$

где b_m, a_n - вещественные коэффициенты, зависящие от физических параметров цепи.

Часто при синтезе цепей анализируются не передаточные функции, а функции, описывающие входное сопротивление или проводимость - это так называемые функции иммитанса. Обобщающим для функций иммитанса и коэффициента передачи является термин "функции цепи". Нули и полюса функции удобно отображать на комплексной плоскости в виде диаграмм (рис. 1.3) [3]

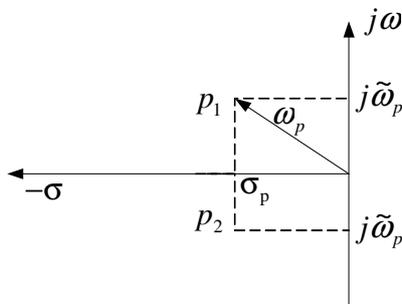


Рис.1.3

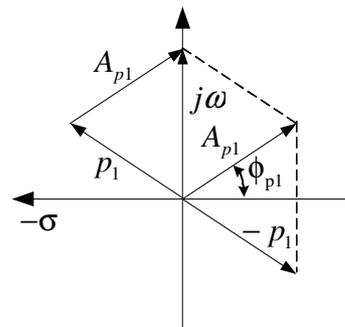


Рис.1.4

При этом вводятся следующие обозначения:

$$p_{1,2} = \sigma_p \pm j\tilde{\omega}_p; \quad \omega_p = \sqrt{\sigma_p^2 + \tilde{\omega}_p^2}$$

а также очень важный параметр – добротность:

$$q_p = \omega_p / 2\sigma_p.$$

Выражение для передаточной функции можно представить в следующем вид

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} = |T(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}, \quad (1.2)$$

где $|T(j\omega)|$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $\phi(\omega)$ - фазо-частотная характеристика (ФЧХ).

В выражении (1.2) каждый сомножитель $(j\omega - p_n)$ (или $(j\omega - z_m)$) можно представить так, как, например, для полюса p_1 (рис.1.4):

$$(j\omega - p_1) = A_{p1} \cdot e^{j\phi_{p1}}$$

На комплексной плоскости он представляет собой вектор, который образуется как разность текущего вектора p (произвольная точка плоскости) и вектора особой точки (в данном случае p_1), а, следовательно, соединяет полюс p_1 с точкой p . Длина этого вектора характеризуется модулем $|p - p_1| = A_{p1}$, а угол поворота относительно положительной вещественной оси - величиной ϕ_{p1} .

Тогда выражения для АЧК и ФЧХ можно записать таким образом:

$$|T(j\omega)| = \frac{A_{z1}A_{z2}A_{z3}\dots A_{zm}}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}\dots A_{pn}} \quad (1.4)$$

$$\phi(\omega) = (\phi_{z1} + \phi_{z2} + \phi_{z3} + \dots + \phi_{zm} - \phi_{p1} - \phi_{p2} - \phi_{p3} - \dots - \phi_{pn}). \quad (1.5)$$

Графическое задание нулей и полюсов коэффициента передачи устройства однозначно и полностью определяет его АЧХ и ФЧХ.

Рассмотрим схему, представленную на рис.1.5, и проанализируем диаграмму полюсов ее передаточной функции, которая имеет вид

$$T(p) = 1/(p^2LC + pRC + 1), \quad (1.6)$$

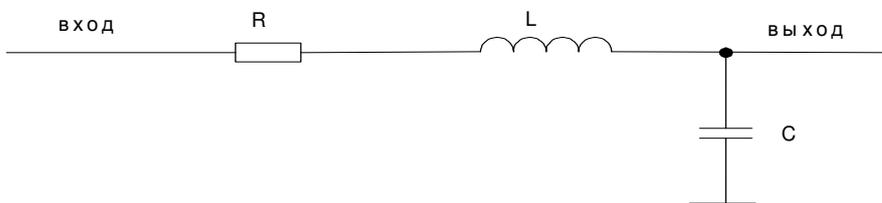


Рис.1.5

Полюса функции или корни знаменателя можно определить с помощью выражения

$$p_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{R^2C^2 - 4LC}}{2LC} \quad (1.7)$$

Условно принимаем $C=L=1$;

$$p_{1,2} = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4}}{2}. \quad (1.8)$$

При $R=0$ (отсутствие потерь) $p_{1,2} = \pm j$ (рис.1.6); при $R=1$ $p_{1,2}^2 = -0,5 \pm \sqrt{3}/2$; при $R=2$ $p_{1,2}^3 = -1$; при $R \gg 1$ $p_1^4 = 0$, $p_2^4 = -R$.

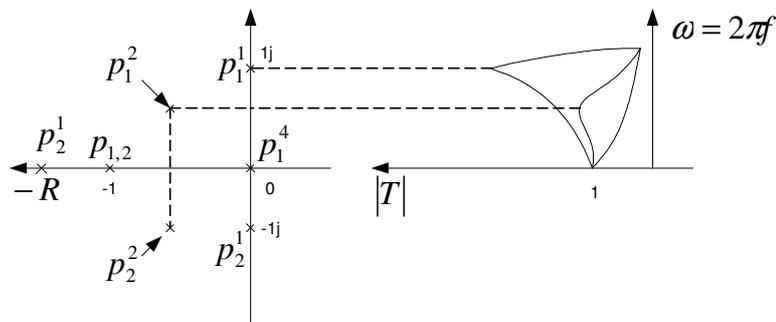


Рис.1.6

С учетом (1.4) легко установить, что, чем ближе к мнимой оси расположены полюса (чем меньше длина вектора A_{pn}), тем больше коэффициент передачи в соответствующей частотной области. Если полюс лежит на мнимой оси, это означает бесконечную передачу (генератор). Именно наличие комплексных полюсов и позволяет с помощью индуктивностей формировать произвольные частотные характеристики.

Рассмотрим схему пассивного RC-фильтра, представленного на рис.1.7.

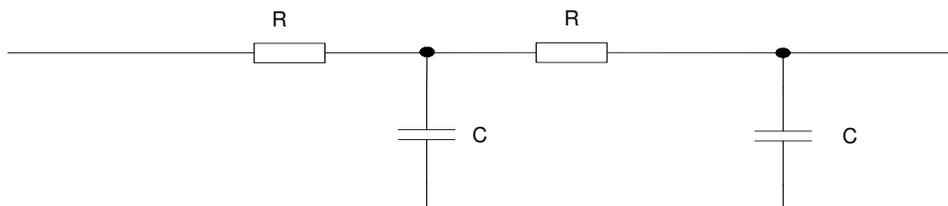


Рис.1.7

Полюса функции или корни знаменателя можно определить с помощью выражения 1.10.

Передаточная функция цепи имеет вид:

$$T_{RC}(p) = 1/(p^2\tau^2 + 3p\tau + 1), \quad (1.9)$$

где $\tau = RC$. Условно принимаем $RC=1$, при этом полюса можно определить согласно выражению

$$p_{1,2} = (-3 \pm \sqrt{9-4})/2 = -1,5 \pm 1,18 \quad (1.10)$$

Согласно (1.10), полюса функции (1.9) не являются комплексными, поэтому обычные RC-фильтры не позволяют реализовывать передаточные функции, которые реализуют "индуктивные" фильтры. Рассмотрим схему, представленную на рис.1.8.

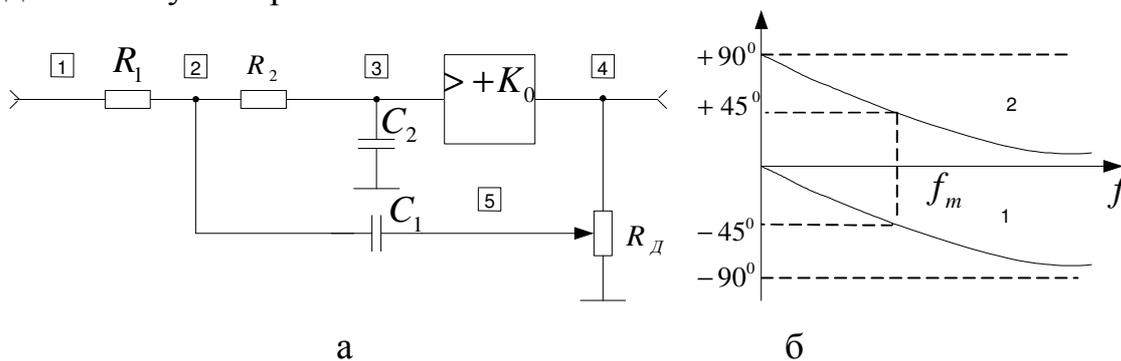


Рис.1.8

Нормированная по уровню передаточная функция устройства описывается выражением

$$\hat{T}(p) = 1/(p^2\tau^2 + p\tau(3 - K_0K_d) + 1). \quad (1.11)$$

где K_d - коэффициент передачи делителя R_d . $\hat{T}(p) = T(p)/K_0$.

Полюса функции равны (условно принимаем $K_0 = 3$, $\tau = 1$):

$$p_{1,2} = -\left[\frac{3-3K_d}{2}\right] \pm \sqrt{[3-3K_d]^2/4 - 1}. \quad (1.12)$$

Проанализируем расположение полюсов на комплексной плоскости при перемещении движка переменного резистора R_d снизу вверх, т.е. при изменении K_d от 0 до 1.

При $K_d = 0$ (случай последовательного соединения пассивного RC-фильтра и усилителя) получаем $p_{1,2}^1 = -1,5 \pm 1,18$. При $K_d = 1/3$ $p_{1,2}^2 = -1$, т.е. появился один полюс кратность которого равна 2. При $K_d = 2/3$ $p_{1,2}^3 = -0,5 \pm j\sqrt{3}/2$, а это уже комплексно-сопряженные полюса. И, наконец, при $K_d = 1$ $p_{1,2}^4 = \pm 1j$, что означает пару полюсов на мнимой оси.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что схемы, представленные на рис.1.6 и рис.1.8, имеют одинаковые диаграммы полюсов, а, следовательно, и одинаковые АЧХ. Введение в состав пассивной RC цепочки усилительного элемента обеспечивает реализацию комплексных полюсов передаточной функция, что в свою очередь позволяет синтезировать АЧХ аналогично случаю "индуктивных" фильтров. Такие устройства и называются линейными активными фильтрами (АФ).

1.3. Связь добротности полюсов и функции чувствительности

При производстве АФ используются компоненты, имеющие значения, отличные от номинальных величин, в результате чего функции цепи также отличаются от своих номинальных значений. Кроме того, во время работы влияния внешних параметров, таких, как температура, механические вибрации и т.д., могут привести к изменению параметров цепей я к соответствующему изменению функции цепи. В широком смысле эти проблемы связаны с определением допусков различных схем.

Решающую роль при вычислении допусков цепей играет производная функции цепи по параметрам схемы [4]. Эта производная называется функцией чувствительности:

$$S_x^T = \partial T / \partial x.$$

Для оценки стабильности АФ, их нелинейных параметров, шумов и т.д. можно использовать относительную функцию чувствительности, описываемую выражением

$$S_x^T = \frac{\partial(\ln T)}{\partial(\ln x)} = \frac{\partial T}{T} \frac{x}{\partial x}. \quad (1.13)$$

Для АФ, представленного на рис.1.8, с учетом (1.9) и (1.11) чувствительность передаточной функции к коэффициенту передачи усилителя,

входящего в состав АФ, равна:

$$S_{K_0}^T = \frac{p^2\tau^2 + 3p\tau + 1}{p^2\tau^2 + p\tau(3 - K_0) + 1} = \frac{\hat{T}}{T_{RC}}. \quad (1.14)$$

Связь между чувствительностью передаточной функции и чувствительностью особых точек (корневой или полюсно-нулевой чувствительностью) оценивается соотношением:[5]

$$S_{K_0}^T = \sum_i S_x^p \frac{1}{p - p_i} + \sum_i S_x^z \frac{1}{p - z_i}. \quad (1.15)$$

При оценке уровня нелинейных искажений полезного сигнала часто используется коэффициент интермодуляционных искажений 2-го порядка, который в случае АФ связан с функцией чувствительности и с достаточной для практики степенью точности описывается выражением порядка исходного усилителя АФ.

$$K_{11} = K_{11(0)} \cdot S_{K_0}^T \cdot \hat{T}. \quad (1.16)$$

На рис.1.9,а подставлены примерные графики АЧХ для пассивной цепи, описываемой функцией T_{RC} , и для АФ (T_{AF}). На рис. 1.9,б приведен график функции чувствительности, соответствующей выражению (1.14).

Анализ рис.1.9 и выражения (1.14) позволяет сделать следующий важный вывод:

величина модуля функции чувствительности определяется отношением ординат соответствующих точек графиков АЧХ активного фильтра и пассивной RC-цепи, входящей в его состав: Причем, максимальное значение функции чувствительности имеет в области, прилегающей к частоте среза АФ, в местах расположения всплесков АЧХ.

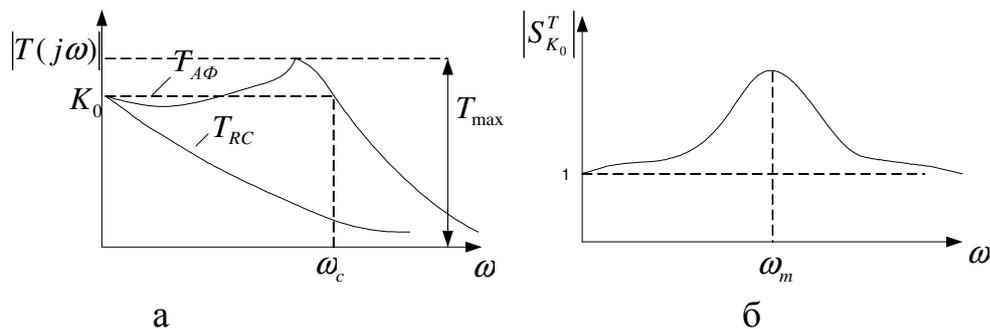


Рис.1.9

Следовательно, чем больше добротность пары комплексных полюсов (чем выше всплеск АЧХ), тем большее значение модуля принимает (функция чувствительности и тем больше нелинейных искажений полезного сигнала вносят АФ. При $q_p \gg 1$ максимальное значение АЧХ равно $T_{max} \cong K_0 q_p$ [6], что свидетельствует об однозначной связи величины добротности и модуля функции чувствительности.

В литературе известен критерий линейности, основанный на анализе диаграммы полюсов функций, который гласит [7]: любые изменения в системе, приводящие к сдвигу пары комплексных полюсов в сторону мнимой оси (что свидетельствует об увеличении добротности полюсов), следует относить к увеличению глубины положительной обратной связи.

Только введение положительной обратной связи способствует реализации комплексно-сопряженных пар полюсов и приближению АЧХ пассивного RC-фильтра к прямоугольной АЧХ идеального фильтра.

Таким образом, при синтезе АФ возникает проблема, связанная с получением минимальной добротности комплексных полюсов. Решению этой проблемы посвящена так называемая "концепция добротности".

Физику процессов, происходящих в АФ, представленном на рис.1.8,а легко выяснять с помощью рис.1.8,б, где представлены ФЧХ пассивных ФНЧ (кривая 1) и ФВЧ (кривая 2) 1-го порядка, которые образованы RC-цепями R2C2 (которая передает сигнал из узла 2 в узел 3) и C1R1 (которая передает сигнал из узла 4 в узел 2). На некоторой частоте f_m сигнал, проходящий последовательно через ФНЧ, неинвертирующий усилитель и ФВЧ, имеет нулевой сдвиг фазы и суммируется с сигналом, поступающим в узел 2 из узла 1. Уровень всплеска АЧХ на этой частоте определяется коэффициентом передачи не инвертирующего усилителя.

Так как введение положительной обратной связи, как известно, приводит к росту нелинейных искажений полезного сигнала, то при синтезе АФ стоит задача минимизации функции чувствительности с целью получения уровня нелинейных искажения полезного сигнала, не превышающего допустимого значения.

Относительные чувствительности, найденные для различных параметров схемы, не являются независимыми. В частности, особенно интересные соотношения находятся путем расчета суммы: [4]

$$\sum_{i=1}^N S^F = M, \quad (1.17)$$

где N - полное число элементов; F - функция цепи.

Известно, что сумма относительных чувствительности не изменяется, т.е. инвариантна к схемам построения, числу элементов и их номиналам. В частности, M=1 для полных сопротивлений и проводимостей и M=0 для коэффициента передачи. Инвариантность суммы чувствительностей распространяется и на активные цепи.

Установлено, что цепи обладают минимальной чувствительностью, если минимизировано значение

$$p = \sum_{i=1}^N |S_i^F|, \quad (1.18)$$

причем

$$p_{\min} = [(\operatorname{Re} M)^2 + (\operatorname{Im} M)^2] / N, \quad (1.19)$$

откуда видно, что значение абсолютного минимума уменьшается, если возрастает число элементов. Однако, если функция цепи - это отношение напряжений или токов, то (1.19) не выполняется.

Весьма важными являются также следующие соотношения [8]:

$$\sum_{i=1}^c S_i^{|T|} = \sum_{i=1}^r S_i^{|T|} = \frac{\partial(\ln|T|)}{\partial(\ln \omega)}; \quad (1.20)$$

$$\sum_{i=1}^c S_i^{\phi} = \sum_{i=1}^r S_i^{\phi} = \frac{\partial \ln(\phi)}{\partial \ln(\omega)}, \quad (1.21)$$

где c и r — числа конденсаторов и резисторов цепи, которые указывают на жесткую связь между видом характеристик и суммой поэлементных чувствительностей: чем больше скорость изменения характеристик ($\partial T/\partial \omega, \partial \phi/\partial \omega$), тем выше чувствительность в рассматриваемой области частот.

Что означает, что высокая избирательность фильтров неразрывно связана с высокой чувствительностью характеристик, особенно в переходной полосе. Поэтому применительно к АФ задача обеспечения низкой чувствительности стоит наиболее остро.

1.4 Типы активных элементов

Обобщенная структурная схема АФ может быть представлена в соответствии с рис.1.10 [1].

Пассивная цепь описывается матрицей Y-параметров, а активный элемент (АЭ) (рис.1.11) - так называемой цепной матрицей

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1/g_{21} & 1/y_{21} \\ 1/z_{21} & 1/h_{21} \end{vmatrix}, \quad (1.22)$$

которая соответствует уравнениям

$$\begin{cases} U_1 = AU_2 + BI_2 \\ I_1 = CU_2 + DI_2 \end{cases} \quad (1.23)$$

В (1.22) g_{21} - коэффициент передачи напряжения, y_{21} -передаточная полная проводимость, z_{21} - передаточное полное сопротивление, h_{21} - коэффициент передачи тока.

Входное сопротивление АЭ можно определить из (1.23) согласно выражению

$$Z_{ex} = U_1/I_1 = \frac{AZ_n + B}{CZ_n + D} \quad (1.24)$$

где $Z_n = U_2/I_2$ - сопротивление нагрузки.

Существуют следующие типы АЭ:

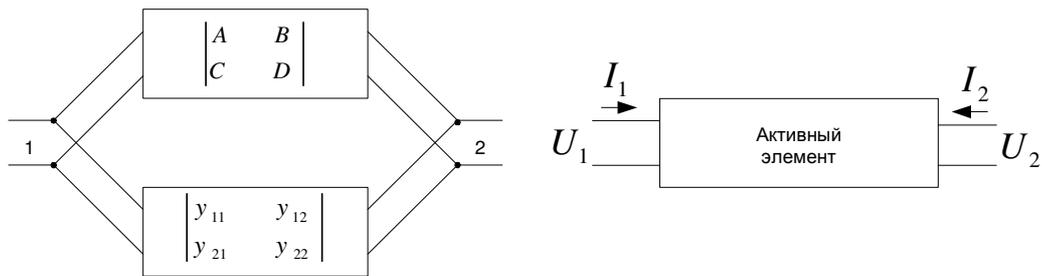


Рис 1.10

1. Конверторы - $B=C=0$.

В этом случае:

$$Z_{ex} = \frac{A}{D} Z_n.$$

Различают:

а) конверторы положительного сопротивления $AD > 0$

б) управляемые источники; $AD = 0$

источник тока, управляемый током (ИТУТ) $A = 0, D \neq 0$;

источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН) $A \neq 0, D = 0$;

нуллор (идеальный ОУ) $A = 0, D = 0$;

в) конверторы отрицательного сопротивления $AD < 0$:

по напряжению $A < 0, D > 0$;

по току $A > 0, D < 0$;

2. Инверторы (гираторы) - $A = D = 0$:

$$Z_{ex} = \frac{B}{C} = \frac{1}{Z_n};$$

а) инверторы положительного сопротивления: $BC < 0$;

б) управляемые источники $BC = 0$:

источник напряжения, управляемый током (ИНУТ) $B = 0, C \neq 0$;

источник тока, управляемый напряжением (ИТУН) $B \neq 0, C = 0$;

нуллор (идеальный ОУ) $B = 0, C = 0$;

в) инверторы отрицательного сопротивления $BC < 0$.

В зависимости от типа применяемого АЭ различают следующее разновидности АФ:

а) АФ на усилителях, схваченных частотно-зависимой обратной связью

б) АФ на конверторах отрицательного сопротивления;

в) АФ на имитаторах индуктивности (гираторах).

Для анализа полюсов передаточной функции АФ достаточно проанализировать знаменатель выражения, например, для полного сопротивления со стороны зажимов 2 (рис.1.10):

$$Z_2 = (BY_{11} + D) / [C + AY_{11} + Y_{12} + (AD - BC)Y_{21} + DY_{22} + B(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})]. \quad (1.26)$$

Для конверторов характерна наиболее высокая нестабильность и чувствительность параметров из всех АФ. Гираторы чаще всего неэкономичны

и отличаются большой сложностью при выполнении в виде дискретных элементов. Наибольшее распространение получили АФ, выполненные на основе усилителей с обратными связями.

2. Аппроксимация характеристик АФ

2.1. Основные понятия

Первой задачей синтеза является нахождение функции, с помощью которой можно построить АФ. АЧХ фильтра, удовлетворяя техническим требованиям, должна наилучшим образом приближаться к идеальной АЧХ, изображенной на рис.1.1. Процесс нахождения такой функции называют аппроксимацией. Характер аппроксимации зависит от того, что понимают под наилучшим приближением, т.е. от критерия качества аппроксимации. Следовательно, решение задачи аппроксимации не является однозначным.

К критериям аппроксимации обычно относят монотонность или не монотонность функции в полосах прозрачности и задержания.

Относительное затухание фильтра в общем случае описывается выражением

$$A = 20 \lg \frac{1}{|T(\Omega)|} = 10 \lg [1 + \varepsilon^2 \varphi(\Omega^2)]. \text{ дБ} \quad (2.1)$$

Здесь $\varepsilon = \sqrt{(\alpha^2 - 1)}$ - коэффициент, характеризующий степень постоянства усиления в полосе пропускания в зависимости от частоты; $\alpha = T_{\max}/T_{\min}$; T_{\max} и T_{\min} - максимальное и минимальное значения АЧХ в полосе прозрачности; $\varphi(\Omega^2)$ - функция фильтрации, для которой желательны значения, близкие к нулю в полосе пропускания и как можно большие в полосе задержания, она представляет собой квадрат некоторой функции, называемой аппроксимирующей; $\Omega = \omega/\omega_c$ - нормированная частота.

Известные в инженерной практике способы получения функции фильтрации (а значит и передаточной функции $T(p)$) классифицируются по виду АЧХ [5,9]:

- равноволновые приближения в полосах пропускания и задержания;
- равноволновое приближение в полосе пропускания;
- максимально-плоское приближение в полосе пропускания.

В двух последних случаях затухание в полосе задержания монотонно возрастает с удалением от граничной частоты.

В качестве аппроксимирующей функции используется большое число полиномов и дробей. К наиболее распространенным относятся полиномы Бесселя, Баттерворта и Чебышева. Полином Баттерворта позволяет получать максимально-плоское приближение в полосе пропускания, он имеет вид

$$B_n = \Omega^n. \quad (2.2)$$

Полином Чебышева

$$H_n = \cos(n \arccos \Omega) \quad (2.3)$$

дает возможность получать равноволновые приближения в полосе пропускания

Полиномы Бесселя используются при проектировании фильтров с линейной ФЧХ.

В связи с высокими требованиями, предъявляемыми к передаточным функциям АФ, на практике часто применяются машинные способы оптимизации расположения полюсов, имеющих заданную добротность, и нулей на комплексной плоскости. Недостатком такого подхода является отсутствие математического выражения, определяющего положение особых точек на комплексной плоскости. Рассмотренные выше полиномы такую возможность обеспечивают. Например, для полиномов Баттерворта нечетных степеней

$$p_k = \exp(j\pi k/n), \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

для четных степеней

$$p_k = \exp[j(2k+1)\pi/2n], \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

для полиномов Чебышева

$$p_k = \pm \sin \frac{2k-1}{2n} \pi \operatorname{sh} \left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\varepsilon} \right) \pm \\ \pm j \cos \frac{2k-1}{2n} \pi \operatorname{ch} \left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar sh} \frac{1}{\varepsilon} \right).$$

Сравнение размещения полюсов фильтров Бесселя, Баттерворта и Чебышева на комплексной плоскости приведено на рис.2.1 [6].

Полюсы фильтра Баттерворта лежат на полуокружности, радиусом $j1$ в левой половине p -плоскости, полюсы фильтра Чебышева расположены на эллипсе, который с увеличением неравномерности передачи становится уже, а полюсы фильтра Бесселя находятся на кривой, лежащей вне окружности фильтра Баттерворта.

Анализ рис.2.1 с учетом рассмотренного в разделе 1.3

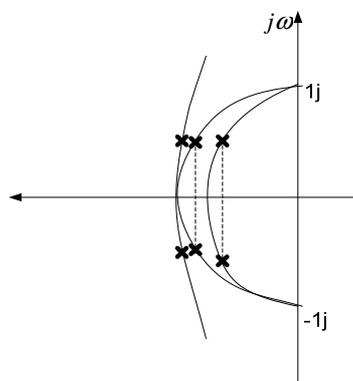


Рис.2.1

критерия линейности позволяет сделать вывод о том, что с точки зрения линейности характеристик АФ наиболее подходящей является аппроксимация на основе полиномов Бесселя, так как добротность полюсов при этом получается минимальной. Однако фильтры Бесселя обладают наименьшей скоростью изменения АЧХ в переходной полосе.

Выражение (2.1) нормировано по амплитуде относительно передачи K , при этом обычно $K = K_{\max}$. Однако часто, например, для ФНЧ в качестве значения K принимают передачу по постоянному току. Тогда для фильтров Чебышева нечетных степеней и Баттерворта $K = K_{\max}$ а, для фильтров Чебышева четных степеней $K = K_{\min}$.

Полиномы Чебышева младших степеней имеют следующий вид: $H_0 = 1$; $H_1 = \Omega$; а остальные очень удобно определять по формуле $H_n = 2\Omega * H_{n-1} - H_{n-2}$. Например: $H_2 = 2\Omega * \Omega - 1 = 2\Omega^2 - 1$.

2.2 Примеры аппроксимации характеристик

Рассмотрим применение для целей аппроксимации характеристик полинома Баттерворта второй степени; который имеет вид $B_2 = \Omega^2$. Тогда функция фильтрации равна:

$$\varphi(\Omega^2) = (B_2)^2 = \Omega^4 \quad (2.6)$$

В соответствии с (2.1), принимая условно $\varepsilon = 1$, запишем;

$$A = 10 \lg(1 + \Omega^4) \quad (2.60)$$

На рис.2.2 представлены графики получаемых в соответствии с

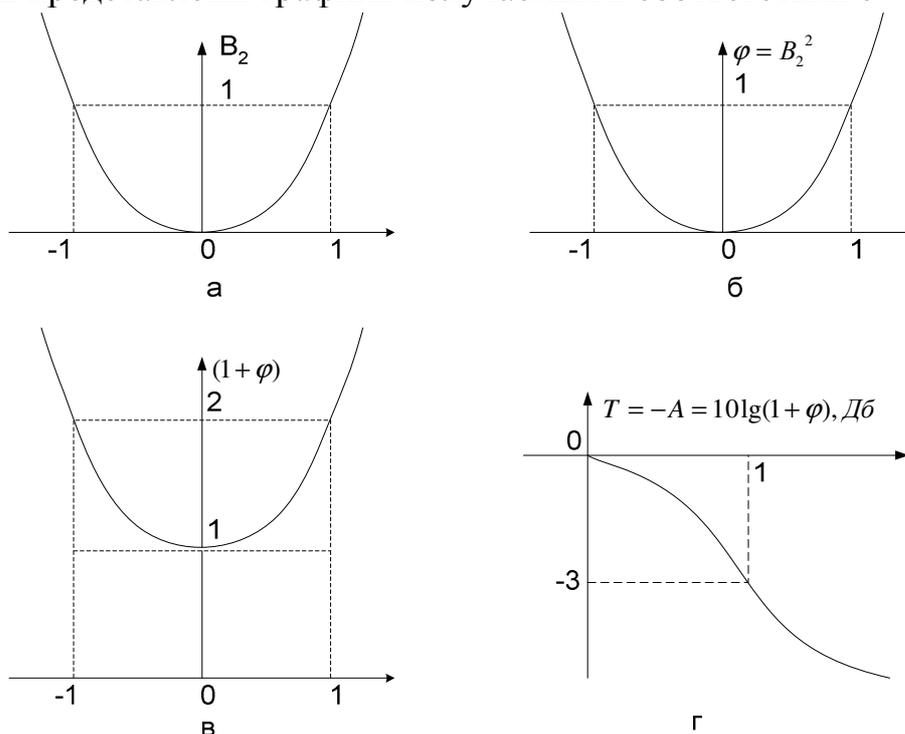


Рис. 2.2

выражениями (2.4)-(2.6) зависимостей.

Аналогичным образом можно продемонстрировать и применение для этой же цели полинома Чебышева 2-й степени H_2

$$H_2 = 2\Omega^2 - 1 \quad (2.7)$$

$$\varphi = (H_2^2) = (2\Omega^2 - 1)^2 \quad (2.8)$$

$$A = 10 \lg(1 + (2\Omega^2 - 1)^2) \quad (2.9)$$

На рис.2.3 представлены соответствующие выражениям (2.7)-(2.9) графики.

Из описанной процедуры получения АЧХ видно, что значение нормированной частоты $\Omega = 1$ определяет нормированную частоту среза АФ $\Omega_c = f/f_c$, а следовательно, и полосу пропускания, в пределах которой неравномерность передачи определяется значением параметра ε (или α).

Число всплесков АЧХ в случае аппроксимации Чебышева равно $n/2$, где n - порядок используемого полинома, а следовательно, и порядок фильтра.

По виду АЧХ различают следующие передаточные функции типовых звеньев АФ 2-го порядка (рис.2.4,а-д); нижних частот (ФНЧ)

$$T(p) = \frac{K\omega_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

верхних частот (ФВЧ):

$$T(p) = \frac{K_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

полосовые ФПП):

$$T(p) = \frac{2K\sigma_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

режекторные (РФ):

$$T(p) = \frac{2K\sigma_p^2}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

фазовые звенья (ФЗ):

$$T(p) = \frac{K(p^2 - 2\sigma_p p + \omega_p^2)}{(p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2)}$$

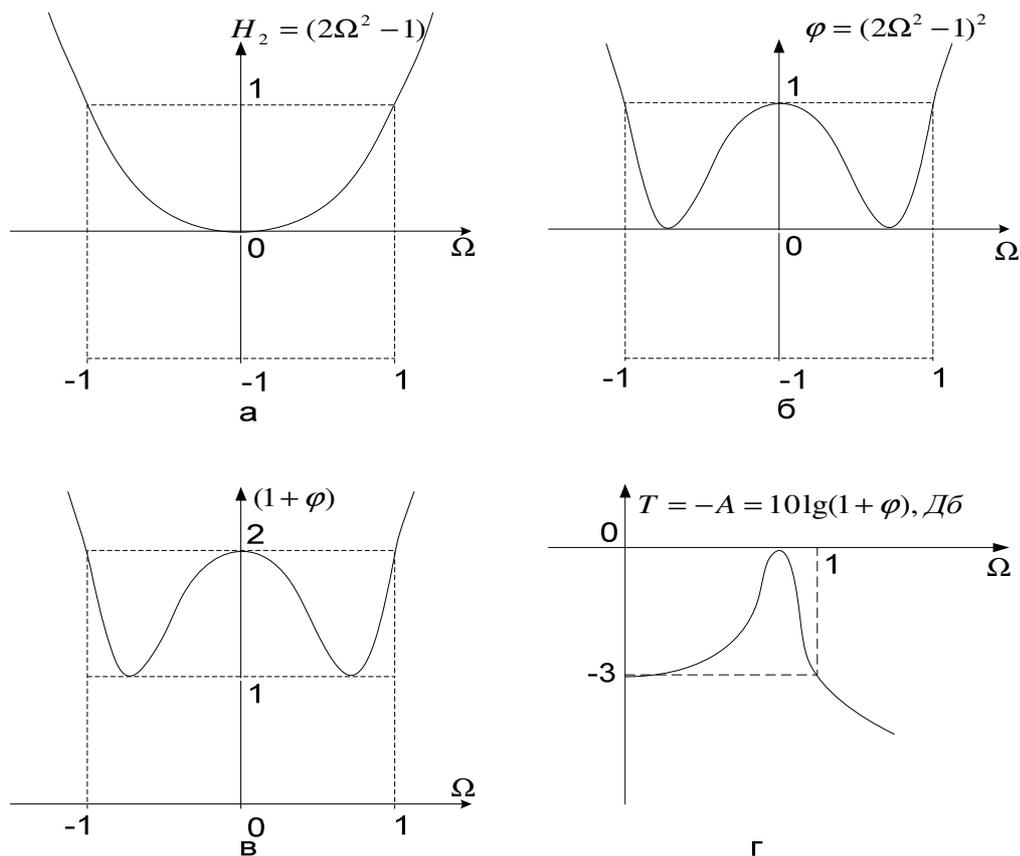


Рис.2.3

Варианты ФВЧ, ФПП и РФ получают из ФНЧ с помощью так называемого конформного преобразования, заменяя параметр "P" на $1/P$, " $(P+1/P)/\sigma$ " и " $\sigma P/(1+P^2)$ ", соответственно, где $\sigma = (f_1 - f_2)/\sqrt{f_1 f_2}$, f_1 и f_2 - частоты, ограничивающие рабочую полосу.

2.3. Передаточные функции с ограниченной добротностью полюсов

Применяя методы аппроксимации частотных характеристик, известные из теории классических LC-фильтров, разработки АФ столкнулись с проблемой высокой добротности получаемых при этом комплексных пар полюсов передаточных функций и низкой линейности характеристик разрабатываемых устройств.

Стало совершенно очевидным, что традиционные подходы здесь не всегда приемлемы и необходимо разрабатывать новые способы получения передаточных функций АФ и аппроксимации характеристик АФ на основе специальных функций, которые позволяли бы получать минимальные значения добротности комплексных пар полюсов.

В качестве одной из таких специальных аппроксимирующих функций может быть использована дробь Чебышева [5]:

$$F_n(x) = \cos \left[h * \arccos(x) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{a_r x - 1}{a_r - x} \right) \right]$$

где h - разность степеней полиномов числителя и знаменателя дроби; n - степень полинома числителя дроби; $a_r = \pm a_r \pm j\sigma_r$ - корни знаменателя дроби; l_r - кратность корня знаменателя дроби.

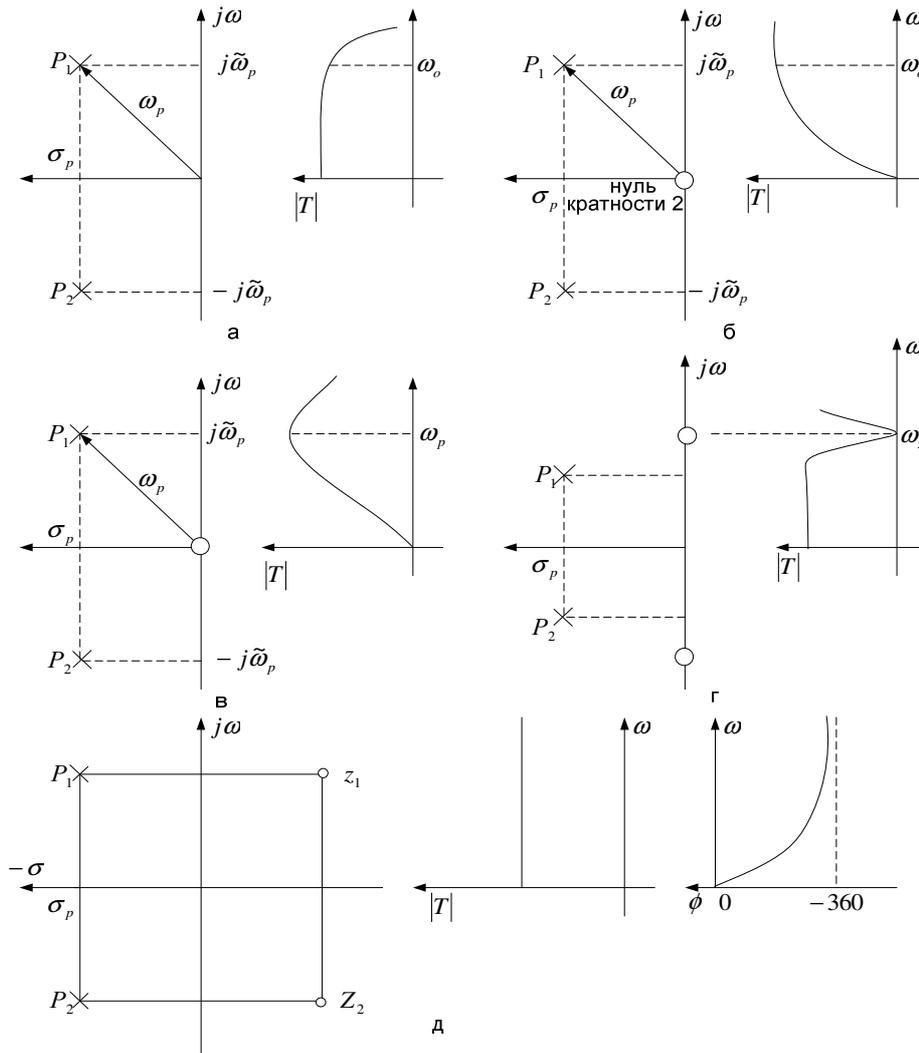


Рис.2.4

Выражение (2.15) может быть записано в следующем виде:

$$F_n(\Omega) = \cos \left(h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \arccos \left(\frac{(a + j\sigma)\Omega - 1}{a + j\sigma - \Omega} \right) + \arccos \left(\frac{(a - j\sigma)\Omega - 1}{a - j\sigma - \Omega} \right) + \frac{1}{2} \arccos \left(\frac{-(a + j\sigma)\Omega - 1}{-(a + j\sigma) - \Omega} \right) + \arccos \left(\frac{-(a - j\sigma)\Omega - 1}{-(a - j\sigma) - \Omega} \right) \right) \right) \quad (2.16)$$

Следует отметить, что не существует простых формул, позволяющих рассчитать полюса передаточных функций, полученных с помощью дроби Чебышева. Поэтому для составления диаграммы полюсов и нулей следует воспользоваться методами численного решения уравнений высокого порядка. Классическая LC-аппроксимация следует из (2.16) при $\sigma=0$:

$$F_n(\Omega) = \cos \left[h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{(2a_r^2 - 1)\Omega^2 - a_r^2}{a_r^2 - \Omega^2} \right) \right]$$

Интересующее нас выражение следует из (2.16) при $a=0$

$$F_n(\Omega) = \cos \left[h * \arccos(\Omega) + \sum_r l_r * \arccos \left(\frac{\Omega \sqrt{1 + \sigma_r^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_r^2}} \right) \right]$$

Проведем анализ полученного выражения.

Дроби низших степеней для (2.18) определяются согласно выражениям:

$$F_1(\Omega) = \frac{\Omega \sqrt{1 + \sigma_r^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_r^2}}$$

$$F_2(\Omega) = \frac{(\sqrt{1 + \sigma_1^2} - \sigma_1)\Omega^2 - \sigma_1}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_1^2}} \quad (2.20)$$

Графики, полученные функциями, приведены на рис.2.5. Для сравнения там же представлены графики полиномов Чебышева соответствующих степеней. Из рисунков видно, что аппроксимирующие функции, соответствующие выражениям (2.19)-(2.20) имеют более низкую скорость изменения в районе $\Omega=1$.

Используя известное выражение для F2 получим :

$$|T(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$

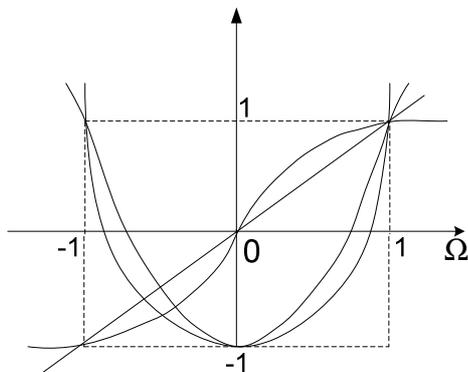


Рис.2.5

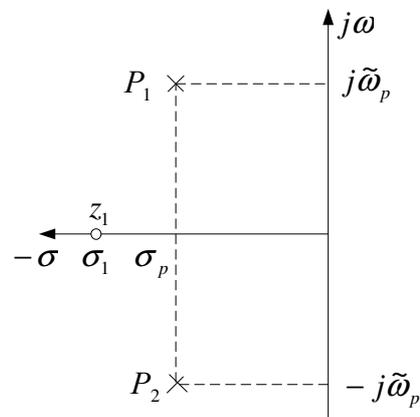


Рис.2.6

$$|T(\Omega)| = \frac{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_1^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_1^2 + \varepsilon^2 \left[\Omega^2 (\sigma_1 + \sqrt{1 + \sigma_1^2}) - \sigma_1 \right]^2}},$$

что соответствует передаточной функции

$$T(p) = \frac{p + \sigma_1}{p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2}$$

Диаграмма полюсов и нулей полученной функции представлена на рис.2.6. Она содержит пару комплексно-сопряженных полюсов P1, P2 и нуль z1. Устройство, реализующее передаточную функцию (2.22), изображено на рис.2.7.

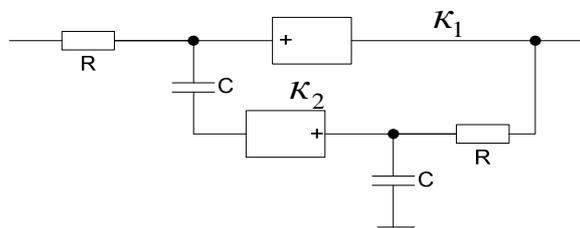


Рис.2.7

Как показывает анализ, передаточные функции с мнимыми нулями передачи имеют существенно меньшие значения добротности комплексных пар полюсов по сравнению с передаточными функциями, имеющими действительные нули передачи. По этой причине они могут быть рекомендованы для синтеза линейных АФ, к которым предъявляются высокие требования по нелинейным параметрам.

Из рис.2.8 легко установить, что при заданной неравномерности характеристики в полосе прозрачности (кривая 1) именно введение комплексного нуля передачи (кривая 4) позволяет уменьшить "выброс" АЧХ, получаемый за счет комплексной пары полюсов (кривая 3), а следовательно, и ее добротность. Для сравнения на рисунке при той же неравномерности коэффициента передачи приведена характеристика, получаемая только за счет одной пары комплексных полюсов (кривая 2), т.е. при классической Чебышевской аппроксимации.

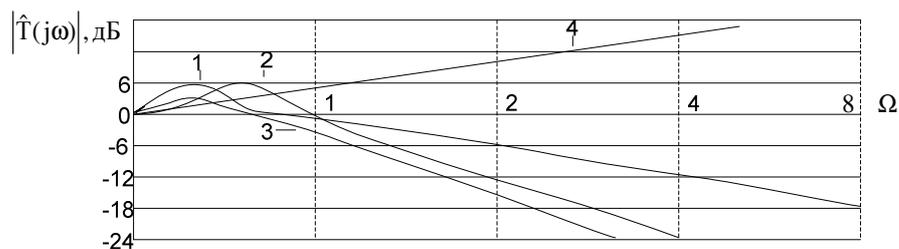


Рис.2.8

Таким образом, уменьшение добротности полюсов возможно за счет уменьшения скорости изменения аппроксимирующих функций в области, соответствующей границе полосы прозрачности ($\Omega = 1$). Следует отметить еще одну характерную особенность низкодобротных равноволновых аппроксимаций - это удаление "волн" АЧХ от границы полосы прозрачности.

Недостаток всех способов уменьшения добротности полюсов при заданной неравномерности коэффициента передачи заключается в уменьшении крутизны спада характеристики в переходной полосе и, соответственно, уровня затухания в полосе задержания. Это вызывает необходимость увеличения порядка передаточной функции.

Таким образом осуществляется "размен" между величиной добротности полюсов и порядком передаточной функции.

2.4. Модификация полиномов Чебышева

Тригонометрическая форма записи для полиномов Чебышева описывается выражением (2.3). Нули полиномов определяются согласно выражению

$$\Omega_i = \cos \left[\frac{(2i-1)\pi}{2\sigma_n} \right], \quad (2.23)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots, n$; $\sigma_n = n$; n - порядок полинома.

Например, требуется определять нули полиноме Чебышева для $n=2$. Подставляя в (2.23) значения i , получим:

$$\begin{aligned} i=1 & \quad \Omega_1 = \cos \frac{[\pi/2]}{2} = 0.707 \\ i=2 & \quad \Omega_2 = \cos \frac{[3\pi/2]}{2} = -0.707 \end{aligned}$$

Допустим, что требуется получить аппроксимирующую Функцию порядка n , которая в области, соответствующей полосе

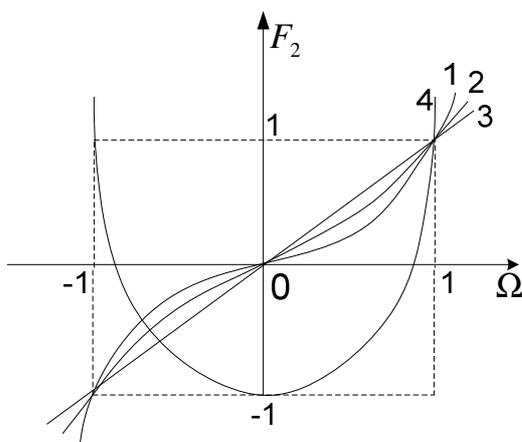


Рис.2.9

прозрачности, с точки зрения числа нулей была бы адекватна полиному Чебышева порядка $n/2$. Это позволило бы синтезировать устройство, которое в полосе задержания соответствовало бы; например, функции 2-го порядка (крутизна характеристики затухания 12дБ окт.), а с точки зрения добротности полюсов и поведения функции в полосе прозрачности - функции 1-го порядка.

Такая возможность реализуется, например, при $\sigma_n = n/2$ и подстановке [10]:

$$\Omega = \Omega_o \sqrt{\frac{(1 + a\Omega_o^2)}{(1 + a)}}, \quad (2.24)$$

где a - коэффициент, характеризующий степень "деформации" характеристик функций по сравнению с полиномами Чебышева.

Окончательное выражение для модифицированного полинома Чебышева выглядит следующим образом:

$$F_n = \cos\left(\frac{n}{2} \arccos\left[\Omega_o \sqrt{\frac{(1 + a\Omega_o^2)}{(1 + a)}}\right]\right) \quad (2.25)$$

Графики функции для $n=2$ при различных значениях коэффициента 'а' приведены на рис.2.9 (кривые 1 и 2), для сравнения на рисунке представлены графики полиномов Чебышева 1-го (кривая 3) и 2-го (кривая 4) порядков.

3. РЕАЛИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АФ

Второй задачей синтеза является реализация найденной аппроксимацией функции, т.е. определение на ее основе структурной (функциональной) схемы устройства, модуль коэффициента передачи которого, удовлетворяет техническим требованиям и наилучшим образом приближается к идеальной АЧХ.

На этом этапе осуществляется поиск совокупности цепей, содержащих исходные элементы (пассивные элементы или активные звенья нужного порядка), дающие в результате характеристики, достаточно близкие к выбранной аппроксимирующей функции. Обычно вторым этапом является поиск способа соединения используемых звеньев в единое устройство (структурный синтез).

В связи с тем, что любую нужную характеристику можно реализовать множеством различных способов, структурный синтез представляет неоднозначную задачу. Как правило, рассматривают несколько наиболее простых реализаций, которые затем уточняют, привлекая дополнительные критерии оптимизации выбранного решения.

Критериями оптимизации могут быть минимальное число активных или пассивных элементов, чувствительность к изменению их параметров и т.д. Минимальное число активных элементов обеспечивается при использовании некаскадных реализаций АФ [13], однако, при этом значительно усложняется процедура расчета параметров пассивных элементов (особенно в случае АФ

высоких порядков) и настройки АФ из-за взаимного влияния отдельных звеньев и невозможности разложения передаточной функции на отдельные составляющие.

Наиболее приемлемым для практики является метод, приводящий к систематической генерации различных вариантов АФ на основании передаточной функции с использованием доступного математического аппарата и независимой реализации пар комплексных полюсов.

В настоящее время существует несколько различных подходов, используемых при решении задачи реализации. Остановимся на наиболее распространенных.

3.1. Параллельный синтез

Выражение (1.1) можно записать в следующем виде (3):

$$K(p) = K_o * \frac{A(p)}{B(p)} = K_o \sum_n \sum_q \frac{R_{nq}}{(p - p_n)^q}, \quad (3.1)$$

где q - кратность полюсов; R_{nq} - постоянный коэффициент, для простых полюсов определяется вычетом функции $K(p)$:

$$\text{Тогда } R_{n1} = \text{Res}[K(p)] \Big|_{p=p_n} = \frac{A(p_n)}{B'(p_n)} \quad (3.2)$$

$$K(p) = K_o * \sum_n \frac{A(p_n)}{B'(p_n)(p - p_n)} \quad (3.3)$$

Образующиеся пары комплексно-сопряженных полюсов необходимо представить в виде одного члена суммы, так как невозможно реализовать только один комплексный полюс.

В результате выражение (3.3) будет представлять собой сумму, каждый член которой описывает звено первого или второго порядка.

Таким образом, структура системы, имеющей передаточную функцию $K(p)$, представляется в виде параллельного включения звеньев первого и второго порядков.

ПРИМЕР 3.1. Пусть требуется найти реализацию функции $T(p) = \frac{1}{(p^2 + p + 1)(p + 2)} = \frac{1}{p^3 + 3p^2 + 3p + 2}$. Полюса функции равны:
 $P_{1,2} = -0,5 \pm j\sqrt{0.75}$ $P_3 = -2$

В соответствии с (3.3) находим значения $B'(p) = 3p^2 + 6p + 3$

$$B'(p_1) = -1,5 - 3j\sqrt{0.75}$$

$$B'(p_2) = -1,5 + 3j\sqrt{0.75}$$

$$B'(p_3) = 3$$

После подстановки полученных значений в (3.3) получим:

$$K(p) = \frac{1}{-1,5 + 3j\sqrt{0.75}} \frac{1}{p - p_1} + \frac{1}{-1,5 - 3j\sqrt{0.75}} \frac{1}{p - p_2} + \frac{1}{3(p - p_3)}$$

Поскольку один комплексный полюс реализовать невозможно, то необходимо объединить первые слагаемые в пару. Тогда после элементарных математических преобразований получим

$$K(p) = \frac{1-p}{3(p-p_1)(p-p_2)} + \frac{1}{3(p-p_3)} = +\frac{1}{3} \left[\frac{1-p}{(p^2+p+1)} + \frac{1}{(p+2)} \right]$$

Как видно из последнего выражения, комплексные полюса создаются звеном, имеющим не только нужные полюса, но и нуль на действительной оси. Для создания такого нуля необходимо наличие дополнительного пути прохождения сигнала, т.е. включение дополнительных элементов, что является недостатком параллельного синтеза.

Общее число звеньев равно сумме числа действительных полюсов и числа пар комплексно-сопряженных полюсов. Практическая реализация каждого из звеньев может быть любой. Обычно – это типовые звенья 1-го и 2-го порядков.

Существенным недостатком параллельного синтеза является также сложность реализации дополнительного широкополосного суммирующего устройства.

3.2. Последовательный синтез

Выражение (1.1) с учетом того, что комплексные корни реализуются только парами, можно записать в виде:

$$K(p) = K_o n K_n(p) \quad (3.4)$$

Запись (3.4) можно трактовать как произведение коэффициентов передач $K_n(p)$ некоторой последовательности каскадов, каждой из которых реализует "свою" пару комплексных полюсов или простой полюс. В соответствии с изложенным структурная схема при последовательном синтезе имеет вид, как показано на рис.3.1.

Полное усиление K_o может создаваться не отдельным каскадом, а распределяться между всеми каскадами.

Независимость в выборе и изменении каждого из $K_n(p)$ возможна, если все каскады обладают односторонней направленностью в передаче сигнала, т.е. содержат активные элементы. Последнее существенно упрощает синтез активных цепей.



Рис 3.1

В качестве каскадов могут использоваться:

звенья, имеющие только полюсы (действительные или комплексные);

звенья, имеющие и нули, и полюсы (например, рис.2.7).

Порядок следования каскадов принимается следующий: первым используют каскад, имеющий минимальную неравномерность АЧХ, затем каскады располагают в порядке возрастания неравномерности их АЧХ. Это обычно приводит к расположению каскадов в порядке возрастания их добротности в направлении от входа к выходу. Расчет отдельных каскадов можно производить по методике, описанной в (11).

ПРИМЕР 3.2. Пусть требуется реализовать комплексную пару полюсов, представленную на рис.1.3 с помощью АФ, изображенного на рис.1.8 при $K_d=1$. Выражения, описывающие соответствующую диаграмму полюсов и передаточную функцию АФ выглядят следующим образом:

$$\hat{T}(p) = \frac{\Omega_p^2}{(p^2 + 2\sigma p + \Omega_p^2)} \quad (3.5)$$

$$\hat{T}(p) = \frac{(1/\tau^2)}{\left(p^2 + p \frac{(3-K)}{\tau} + 1/\tau^2\right)} \quad (3.6)$$

Приравняв коэффициенты при соответствующих степенях "p", получим систему уравнений:

$$\begin{cases} \tau^2 = 1/\Omega_p^2 \\ (3-K) = 2\sigma\tau \end{cases} \quad (3.7)$$

Из (3.7) значение постоянной времени RC-цепочек АФ равно

$$\tau = 1/\Omega_p$$

значение коэффициента передачи усилителя АФ равно

$$K = 3 - 2\sigma\tau = 3 - 2\sigma/\Omega_p,$$

что позволяет, задаваясь значением R, найти величину $C = \tau/R$.

Последовательный синтез позволяет независимо регулировать положение любого нуля и полюса, обеспечивает участие в создании общего усиления всех активных звеньев, открывает широкий простор в выборе структуры звена.

Недостатком последовательной структуры является более высокая вероятность отказа в работе, так как выход из строя любого из звеньев полностью нарушает работу всего устройства.

3.3 Метод аналогового моделирования

Пусть

$$K(p) = U_2(p)/U_1(p) = -K_o / (1 + 2\sigma p + p^2) \quad (3.8)$$

откуда

$$U_2(p)(1 + 2\sigma p + p^2) = -K_o U_1(p) \quad (3.9)$$

Переходя к оригиналу, учитывая, что умножение на "p" является дифференцированием, получаем

$$U_2(\tau) + 2\sigma U_2'(\tau) + U_2''(\tau) = -K_o U_1(\tau) \quad (3.10)$$

или

$$-K_o U_1(\tau) - U_2(\tau) - 2\sigma U_2'(\tau) = U_2''(\tau) \quad (3.11)$$

Выражение (3.11) можно представить в виде графа, изображенного на рис.3.2, где «а» означает процедуру интегрирования " $\int dt$ ".

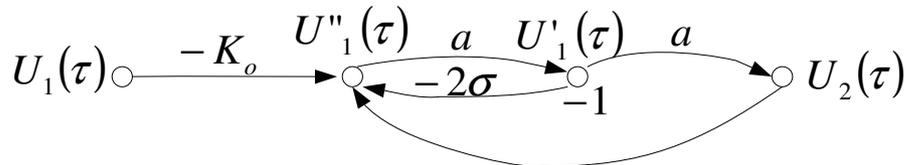


Рис. 3.2

Примеры выполнения интеграторов приведены на рис.3.3.

Наиболее просто реализуются интеграторы на основе ОУ в инвертирующей схеме включения, поэтому с учетом инверсии знака коэффициента передачи согласно графу рис.3.2 можно предложить схему, представленную на рис.3.4.

Как видно из схемы, инверсия знака в интеграторах требует введения дополнительного каскада на ОУ.

Несложно убедиться, что передаточная функция полученного устройства описывается выражением:

$$K(p) = -K_o / (1 + 2\sigma pRC + (pRC)^2), \quad (3.12)$$

что совпадает с (3.8), например, при $\tau = RC = 1$.

Как видно из приведенного анализа, устройства, полученные методом аналогового моделирования, строятся из типовых блоков: интеграторов, дифференциаторов, сумматоров, решающих усилителей и т.д., используемых в аналоговых вычислительных машинах, что является несомненным достоинством. Недостаток – повышенное число активных элементов.

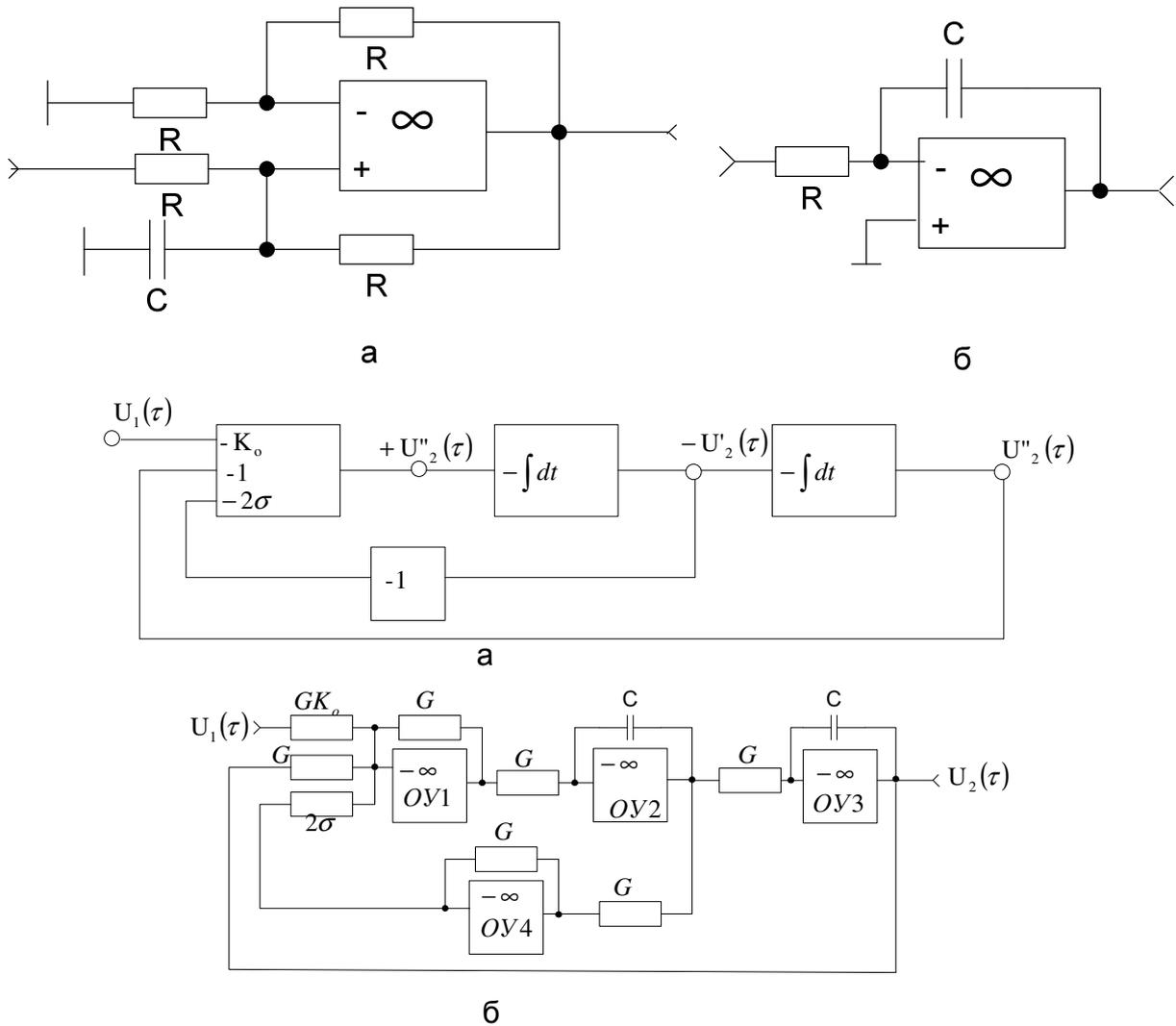


Рис.3.3

3.4. Методы теории пространства состояний

Дальнейшее развитие метод аналогового моделирования получил в применении теории пространства состояний для получения уравнений, описывающих протекающие в цепи процессы [12].

Если $U_1(t)$ является входным сигналом на интервале времени (t_o, t) , а $U_2(t)$ выходным сигналом анализируемой цепи, то для определения $U_2(t)$ на этом же интервала необходимо знать все токи, протекающие через индуктивности, и напряжения на конденсаторах в некоторый момент времени t_o . Эти токи и напряжения образуют «состояние» цепи в момент t_o . Свойства цепи описываются дифференциальными уравнениями состояния цепи:

$$\begin{cases} \frac{d[V(t)]}{dt} = AV(t) + BX(t) \\ Y(t) = CV(t) + DX(t) \end{cases}, \quad (3.13)$$

где $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_k(t)]^T$ - входной вектор, k -число входных переменных;
 $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_k(t)]^T$ - выходной вектор, m - число выходных переменных;
 $V(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_q(t)]^T$ - вектор состояния, q - число переменных состояний;
элементы матриц A , B , C , D размерами $(q \times q)$, $(q \times k)$, $(m \times q)$, $(m \times k)$ соответственно, определяются элементами заданной цепи; T - означает транспонированную матрицу.

ПРИМЕР 3.3. Требуется записать уравнения состояний для цепи, показанной на рис.3.5.

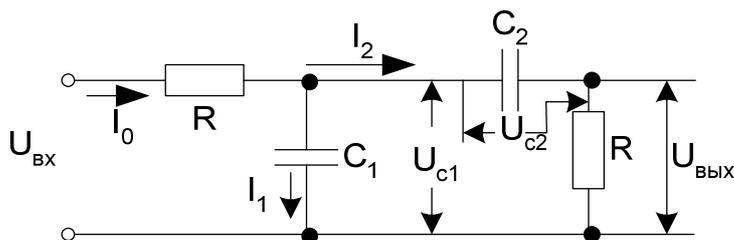


Рис.3.5

Значения i_0, i_1, i_2 и $U_{\text{вых}}$ определяются в соответствии с выражениями:

$$\begin{cases} i_0 = i_1 + i_2 \\ i_0 = (U_{\text{вх}} - U_{c1})/R \\ i_1 = C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} \\ i_2 = C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} \\ i_2 = (U_{c1} - U_{c2})/R \\ U_{\text{вых}} = U_{c1} - U_{c2} \end{cases} \quad (3.14)$$

Преобразуя эту систему уравнений, можно записать уравнения состояний в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = -\frac{2}{RC_1}U_{c1} + \frac{1}{RC_1}U_{c1} + \frac{1}{RC_1}U_{\text{вх}} \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{RC_2}U_{c1} - \frac{1}{RC_2}U_{c2} + 0 \cdot U_{\text{вх}} \\ U_{\text{вых}} = 1 \cdot U_{c1} - 1 \cdot U_{c2} + 0 \cdot U_{\text{вх}} \end{cases} \quad (3.15)$$

ИЛИ

$$\begin{cases} \begin{vmatrix} \frac{dU_{c1}}{dt} \\ \frac{dU_{c2}}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{2}{RC_1} & \frac{1}{RC_2} \\ \frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{1}{RC_1} \\ 0 \end{vmatrix} * U_{ex} \\ U_{вых} = |1-1| * \begin{vmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \end{vmatrix} + 0 * U_{ex} \end{cases} \quad (3.16)$$

Тогда в соответствии с (3.13)

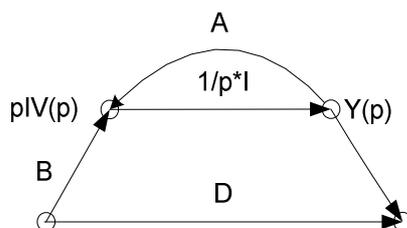


Рис.3.6

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{2}{RC_1} & \frac{1}{RC_2} \\ \frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{vmatrix}; \quad B = \begin{vmatrix} \frac{1}{RC_1} \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C = |1 \quad -1|; \quad D=0.$$

После преобразования по Лапласу из (3.13) получаем:

$$\begin{cases} pIV(p) = AV(p) + BX(p) \\ Y(p) = CV(p) + DX(p) \end{cases}, \quad (3.17)$$

где I - единичная матрица размером (q*q).

Из (3.17) можно записать:

$$Y(p) = [D + C(pI - A)^{-1}B] * X(p)$$

откуда получим для передаточной: функции

$$T(p) = Y(p)/X(p) = D + C(pI - A)^{-1}B. \quad (3.18)$$

Системе уравнений (3,17) соответствует граф, представленный на рис.3.6.

Матричный квадруполь {A,B,C,B), называемый реализацией передаточной функции T(p), определяется на основе теории пространства состояний, согласно которой для

$$T(p) = \frac{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}$$

соответствующие матрицы при k=1 и m=1 равны:

$$A = \frac{1}{a_n} \begin{vmatrix} -a_{n-1} & a_n & 0 & \dots & 0 \\ -a_{n-2} & 0 & a_n & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_1 & 0 & 0 & \dots & a_n \\ -a_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{vmatrix} \quad (3.19)$$

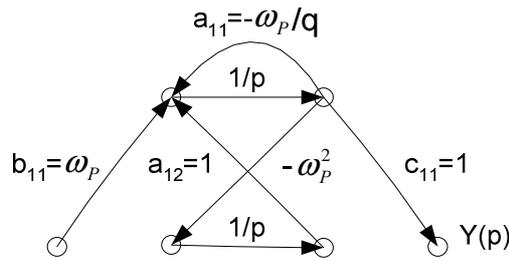


Рис.3.7

$$B = \frac{1}{a_n} \begin{vmatrix} a_n b_{n-1} & -a_{n-1} b_n \\ a_n b_{n-2} & -a_{n-2} b_n \\ \dots & \dots \\ a_n b_0 & -a_0 b_n \end{vmatrix}; \quad (3.20)$$

$$C = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_n & & & \end{vmatrix}; \quad (3.21)$$

$$D = \begin{vmatrix} b_n \\ a_n \end{vmatrix}. \quad (3.22)$$

ПРИМЕР 3.4. Пусть задана передаточная функция следующего вида:

$$T(p) = \frac{p\omega_p}{p^2 + p(\omega_p/Q) + \omega_p^2}, \quad (3.23)$$

тогда в соответствии с выражениями (3.19)-(3.22) получим

$$A = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -(\omega_p/Q) & 1 \\ -\omega_p^2 & 0 \end{vmatrix}$$

$$B = \begin{vmatrix} b_{11} \\ b_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 * \omega_p & -(\omega_p/Q) * 0 \\ 1 * 0 & -\omega_p^2 * 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \omega_p \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$C = \begin{vmatrix} c_{11} & c_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \end{vmatrix};$$

$$D = 0.$$

Окончательно на основании имеющихся данных можно построить граф устройства, которое описывается передаточной функцией (3.23). Граф представлен на рис.3.7.

Для реализации устройства потребуются типовые блоки: идеальные интеграторы, повторители, решающие усилители.

3.5. Метод эквивалентных преобразований

Рассматриваемый ниже метод основывается на теории эквивалентных цепей [1].

Положим $V(p)=M*W(p)$ где M - невырожденная матрица (определитель матрицы $A \neq 0$) размером $(q*q)$, $W(p)$ описывает модифицированные состояния цепи, тогда из (3.17) получим

$$\begin{cases} pIW(p) = M^{-1}AMW(p) + M^{-1}BX(p) = A`W(p) + B`X(p) \\ Y(p) = CMW(p) + DX(p) = C`W(p) + D`X(p) \end{cases} \quad (3.84)$$

где $\{A`B`C`D`\}$ - матричный квадруполь, описывающий модифицированную эквивалентную реализацию цепи, т.е. имеющую аналогичную передаточную функцию.

ПРИМЕР 3.6. Произведем эквивалентное преобразование цепи, рассмотренной в примере 3.4. (выражение (3.23)) , используя невырожденную матрицу преобразования

$$M = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix}.$$

В соответствии с (3.24) при решении потребуется обратная матрица M^{-1} . Для ее нахождения необходимо:

а) поменять местами строки и столбцы матрицы M :

$$\begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \rightarrow \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix};$$

б) каждый элемент полученной матрицы заменить соответствующим минором со знаком "+", если сумма номеров строки и столбца четная, и со знаком "-" если, сумме нечетная. Минор определяется частью матрицы, остающейся после вычеркивания строки и столбца, в которых располагается заменяемый элемент матрицы:

$$\begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \rightarrow \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 0 \end{vmatrix};$$

в) затем каждый элемент матрицы необходимо разделить на определитель матрицы M

$$A = (0*1-1*1) = -1:$$

$$M^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 0 \end{vmatrix} / A = \begin{vmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Затем определяем элементы квадруполь:

$$M^{-1}A = \begin{vmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\omega_p/Q & 1 \\ -\omega_p^2 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} [(\omega_p/Q) - \omega_p^2] & -1 \\ -\omega_p/Q & 1 \end{vmatrix};$$

$$A` = M^{-1}AM = \begin{vmatrix} [(\omega_p/Q) - \omega_p^2] & -1 \\ -\omega_p/Q & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & [(\omega_p/Q) - \omega_p^2 - 1] \\ 1 & (1 - \omega_p/Q) \end{vmatrix};$$

$$B = M^{-1}AM = \begin{vmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \omega_p \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\omega_p \\ \omega_p \end{vmatrix};$$

$$C = CM = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix};$$

$$D = D = 0.$$

Граф полученной цепи представлен на рис.3.8.

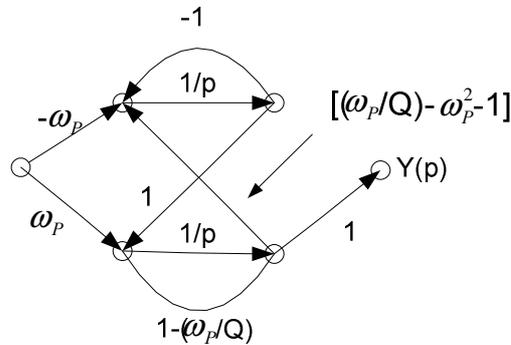


Рис. 3.8

В описанном варианте метод эквивалентных преобразований предполагает применение идеальных интеграторов в качестве усилительных звеньев с коэффициентом передачи $K = 1/p$. На практике чаще всего применяются неидеальные интеграторы с коэффициентом передачи $K = 1/(p + \sigma)$, представляющие собой звенья ФНЧ 1-го порядка.

Предположим, что существует параметр $\sigma = p + \sigma$, тогда $p = s - \sigma$. Подставим полученное значение "p" в выражение (3.23):

$$T(p) = \frac{\omega_p (s - \sigma)}{(s - \sigma)^2 + (\omega_p / Q)(s - \sigma) + \omega_p^2} \quad (3.25)$$

После преобразований получим:

$$T(p) = \frac{\omega_p s - \omega_p \sigma}{s^2 + s[(\omega_p / Q) - 2\sigma] + \sigma^2 - (\omega_p / Q)\sigma + \omega_p^2} \quad (3.26)$$

А теперь определяем квадруполь {A, B, C, D} согласно выражениям (3.19)-(3.22) относительно "s":

$$A = \begin{vmatrix} -[(\omega_p / Q) - 2\sigma] & 1 \\ -[\sigma^2 - (\omega_p / Q)\sigma + \omega_p^2] & 0 \end{vmatrix};$$

$$B = \begin{vmatrix} \omega_p \\ -\omega_p \sigma \end{vmatrix}; \quad C = \begin{vmatrix} 1 & 0 \end{vmatrix}; \quad D = 0.$$

Граф полученной реализации представлен на рис.3.9.

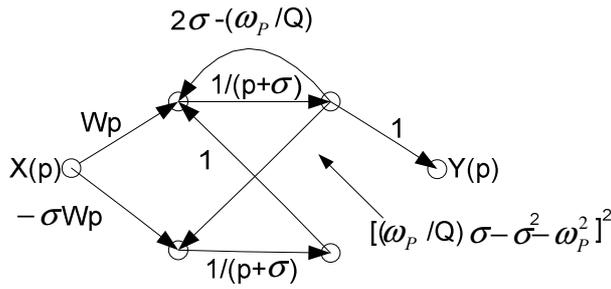


Рис.3.9

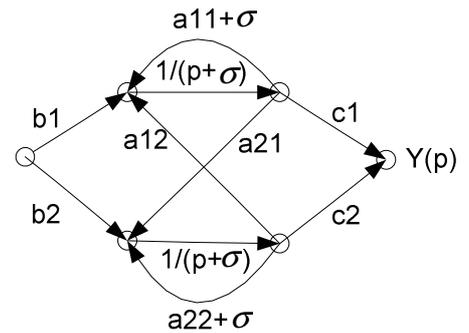


Рис.3.10

По формуле Мезона нетрудно убедиться, что передаточная функция цепи описывается выражением (3.23). В результате мы получаем реализацию, в которой вместо идеальных, интеграторов используются неидеальные интеграторы или звенья ФНЧ 1-го порядка, например, выполненные согласно рис.3.11.

Преобразование уравнений состояний с целью получения реализаций на основе интеграторов с потерями (демпфированных интеграторов) может быть также осуществлено следующим способом:

Первое уравнение в (3.17) запишем как

$$(pI + E) * V(p) = (A + E) * V(p) + B * X(p). \quad (3.27)$$

где $E = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_q)$, q - число демпфированных интеграторов с передатчиками $K = 1/(p + \sigma_q)$, чаще всего $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_q = \sigma$.

Тогда для замены реальных интеграторов демпфированными достаточно матрицу A записать, например, для $q=2$ в следующем виде:

$$A = \begin{vmatrix} (a_{11} + \sigma) & a_{12} \\ a_{21} & (a_{22} + \sigma) \end{vmatrix} \quad (3.28)$$

Граф устройства, полученный таким способом представлен на рис. 3.10.

На практике проще реализуются звенья 2-го порядка, у которых элементы матрицы A удовлетворяют равенствам: $a_{11} = a_{22} = 0$, это приводит к уменьшению числа элементов. Анализ показывает, что для этого необходимо, чтобы в исходной матрице выполнялись определенные соотношения между ее элементами.

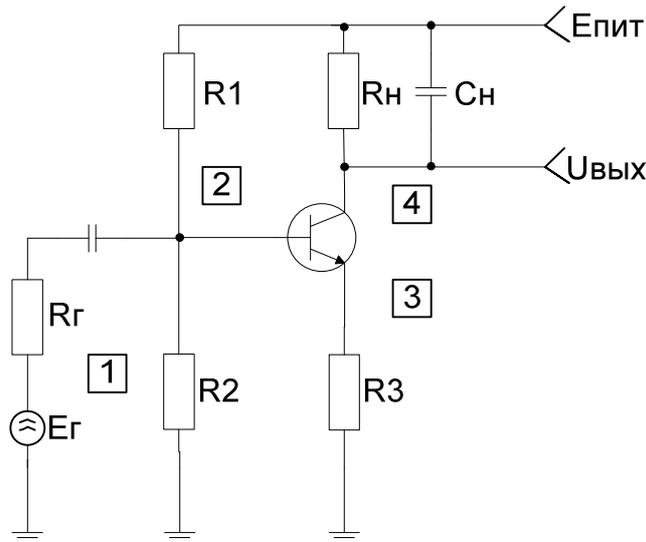


Рис.3.11

ПРИМЕР 3.6. Получим необходимые соотношения для элементов матрицы A , например, при использовании матриц преобразования

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \text{ и обратной матрицы } M^{-1} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 \end{bmatrix}.$$

Пусть исходная матрица выглядит согласно (3.28), тогда:

$$M^{-1}A = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_{11} + \sigma & a_{12} \\ a_{21} & \sigma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5(a_{11} + \sigma + a_{21}) & 0.5(a_{12} + \sigma) \\ 0.5(a_{11} + \sigma - a_{21}) & 0.5(a_{12} - \sigma) \end{bmatrix};$$

$$A' = M^{-1}A * M = \begin{bmatrix} 0.5(a_{11} + \sigma + a_{21}) & 0.5(a_{12} + \sigma) \\ 0.5(a_{11} + \sigma - a_{21}) & 0.5(a_{12} - \sigma) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0.5(a_{11} + 2\sigma + a_{21} + a_{12}) & 0.5(a_{11} + a_{21} - a_{12}) \\ 0.5(a_{11} - a_{21} + a_{12}) & 0.5(a_{11} + 2\sigma - a_{21} - a_{12}) \end{bmatrix}.$$

Из полученной матрицы A' легко установить, что необходимые условия выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} \sigma = -0.5a_{11} \\ a_{12} = -a_{21} \end{cases} \quad (3.29)$$

Тогда после применения эквивалентных преобразований над исходными уравнениями в преобразованной матрице A' указанные выше элементы равны нулю. Необходимые согласно (3.29) условия легко выполняются за счет подбора необходимой величины σ в (3.28), т.е. выполняется реализация на демпфированных интеграторах.

Аналогичным образом можно вывести необходимые условия для любой матрицы преобразования.

ПРИМЕР 3.7. Пусть требуется найти реализацию для функции:

$$T(p) = 2p / (p^2 + 0.4p + 1).$$

Исходный матричный квадруполь выглядит следующим образом:

$$A = \begin{bmatrix} -0.4 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = |1 \ 0|; \quad D = 0.$$

Тогда при условии $\sigma = -a_{11} / 2 = -(-0.4) / 2 = 0.2$ получим

$$A = \begin{vmatrix} -0.2 & 1 \\ -1 & 0.2 \end{vmatrix}; \quad B = \begin{vmatrix} 2 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C = |1 \ 0|; \quad D = 0.$$

Затем осуществляем эквивалентное преобразование с помощью использованной при выводе условий (3.29) матрицы М.

Окончательно модифицированный квадруполь выглядит следующим образом:

$$A' = \begin{vmatrix} 0 & -1.2 \\ 0.8 & 0 \end{vmatrix}; \quad B' = \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \end{vmatrix}; \quad C' = |1 \ 1|; \quad D' = 0.$$

Граф, соответствующий полученным уравнениям, представлен на рис.3.12.

Систематическая генерация эквивалентных цепей применяется при использовании

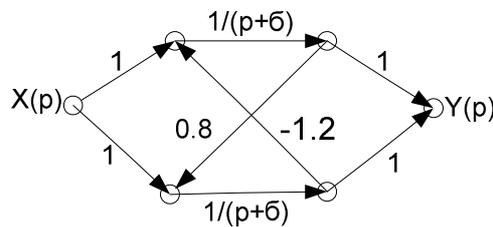


Рис.3.12

машинной оптимизации синтезируемого устройства по различным критериям.

3.6. Метод дуальных преобразований

Принцип дуального преобразования схемы заключается в замене усилителя напряжения на усилитель тока. При такой замене необходимо поменять местами входы и выходы усилителей напряжения, подавать сигнал, входного тока в точку, где прежде был выход устройства, а снимать сигнал (выходной ток) с того места, где раньше был вход.

В этом случае передачи ветвей графа сигналов, полученного из графа проводимостей, определяются путем деления проводимостей ветвей на проводимости узлов, из которых эти ветви выходят.

ПРИМЕР 3.8. На рис.3.13 представлена схема и граф сигналов устройства, полученного дуальным преобразованием цепи, представленной на рис. 1.8 (при $K_d=1$).

Определим передаточную функцию устройства с помощью сигнального графа [11]. По формуле Мезона для рио.3.13 получим:

$$T = I/I_A = \frac{K_0 \frac{G}{G+G_0} \frac{G}{2G+G_0}}{1 - \frac{G^2}{(G+G_0)(2G+G_0)} - \frac{K_0 G G_0}{(G+G_0)(2G+G_0)}} = \quad (3.30)$$

$$= \frac{K_0 G^2}{G_0^2 + G G_0 (3 - K_0) + G^2} = \frac{K_0}{p^2 \tau^2 + p \tau (3 - K_0) + 1}$$

Как видно из сравнения (1.11) и (3.30), дуальные схемы имеют одинаковые передаточные функции.

Структурные схемы дуальных АФ представлены на рис.3

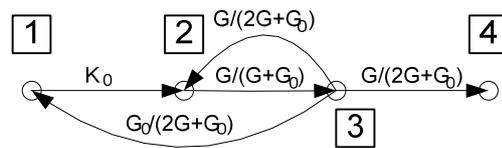
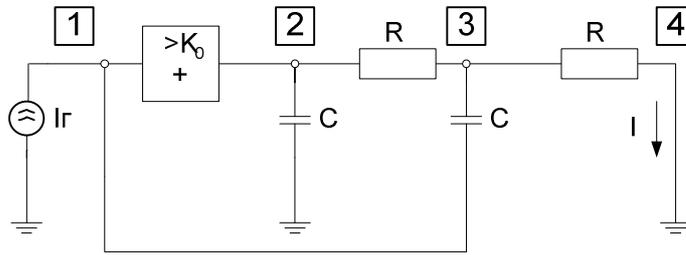


Рис.3.13

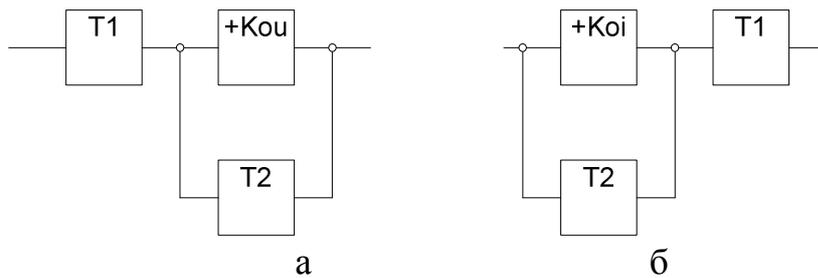


Рис. 3.14

Проанализируем нелинейные характеристики дуальных АФ, для этого рассмотрим выражение для нелинейных передаточных функций n-го порядка, полученное по методике, описанной в [14].

$$T_n(p_1, \dots, p_n) = K_u(p_1) * \dots * K_u(p_n) K_n(p_1, \dots, p_n) K_{nep}(\sum p) \quad (3.31)$$

где $K_u(p)$ и $K_{nep}(p)$ - обобщенные линейные комплексные коэффициенты передачи, соответственно, со входа устройства на вход усилительного элемента и с выхода усилительного элемента на выход устройства: p_1, \dots, p_n - комплексные частоты сигналов помех; $\sum p = p_1 \pm p_2 \pm \dots \pm p_n$ - комбинационные составляющие сигнала на выходе; $K_n(p)$ - нелинейная передаточная функция усилительного элемента.

Для анализа предположим, что нелинейные передаточные функции усилителей напряжения и тока сравниваемых дуальных АФ одинаковы.

Обозначим T_n — нелинейная передаточная функция АФ на основе усилителя напряжения, а T_n^{\prime} — на основе усилителя тока. Тогда в соответствии с (3.31) получим

$$T_n = \frac{T_1(p_1) * T_1(p_2) * \dots * T_1(p_n) K_n(p_1, \dots, p_n)}{\Delta(p_1) * \Delta(p_2) * \dots * \Delta(p_n) * \Delta(\sum p)} \quad (3.32)$$

$$T_n \approx \frac{K_n(p_1, \dots, p_n) * T_1(\sum p)}{\Delta(p_1) * \Delta(p_2) * \dots * \Delta(p_n) * \Delta(\sum p)} \quad (3.33)$$

где $\Delta(p) = 1 - T_2(p)K_0$.

Линейные передаточные функции сравниваемых АФ при $K_{ou} = K_{oi} = K_0$ равны $T = T_1 K_0 / (1 - T_2 K_0)$.

С учетом выражения для функции чувствительности (1.14) можно записать:

$$T_n = T^{\wedge}(p_1) * T^{\wedge}(p_2) * \dots * T^{\wedge}(p_n) * K_n(p_1, \dots, p_n) * S_{ko}^T(\sum p) \quad (3.35)$$

$$T_n \approx S_{ko}^T(p_1) * S_{ko}^T(p_2) * \dots * S_{ko}^T(p_n) * K_n(p_1, \dots, p_n) * T^{\wedge}(\sum p) \quad (3.36)$$

где $T^{\wedge}(p) = T(p) / K_0$ и $T^{\sim}(p) = T^{\wedge}(p) / K_0$.

Из выражений (3.35), (3.36) видно, что нелинейные передаточные функции сравниваемых АФ отличаются существенно и применение АФ на основе усилителей тока может быть связано со значительным ростом нелинейных искажений, Это особенно становится заметным при рассмотрении приближенного соотношения

$$T_n^{\sim} / T_n = [S_{ko}^T(p) / T^{\sim}(p)]^{(n-1)}, \quad (3.37)$$

где условно принято, что $p_1 \cong p_2 \cong \dots \cong p_n \cong p$ и $S_{ko}^T = S_{ko}^{\sim}$

ПРИМЕР 3.9. АФ Чебышева нижних частот 2-го порядка на основе усилителя напряжения при неравномерности передачи в полосе прозрачности $a=3$ дБ имеет на частоте среза значение модуля функции чувствительности $|S_{ko}^T| \cong 3.5$. Значения частот сигналов помех равны: $F_1=1000$ Гц, $F_2=1050$ Гц. Требуется оценить ситуацию при дуальном преобразовании данной схемы.

При определении коэффициента интермодуляции 3-го порядка K_{21} в этом случае соотношение $p_1 \cong p_2 \cong \sum p$ примерно выполняется, т.к. $2F_1 - F_2 = 2 * 1000 - 1050 = 950$ Гц. Тогда в соответствии с (3.37) получим:

$$|T_3^{\sim} / T_3| = [S_{ko}^T]^2 = 3.5^2,$$

где учтено, что $T=1$ на границе полосы прозрачности. Таким образом, при дуальном преобразовании схемы следует ожидать ухудшение коэффициента интермодуляции 3-го порядка примерно в 10 раз.

Если шумы усилительного элемента описываются только в виде одного источника э.д.с. шума e_u , то для уровня шумов, приведенных к входу АФ на основе усилителя напряжения, можно записать:

$$U_{швх} = e_u / T_1 = e_u S_{ko}^T / T^{\wedge}, \quad (3.38)$$

откуда легко установить, что отношение сигнал/шум, приведенное к входу АФ

$$U_0 / U_{швх} = U_0 T^{\wedge} / (e_u S_{ko}^T) \quad (3.39)$$

обратно пропорционально модулю функции чувствительности, что означает, например, рост уровня шумов на границе полосы прозрачности для ПРИМЕРА 3.9. (для АФ на усилителе напряжения) в 3,5 раза.

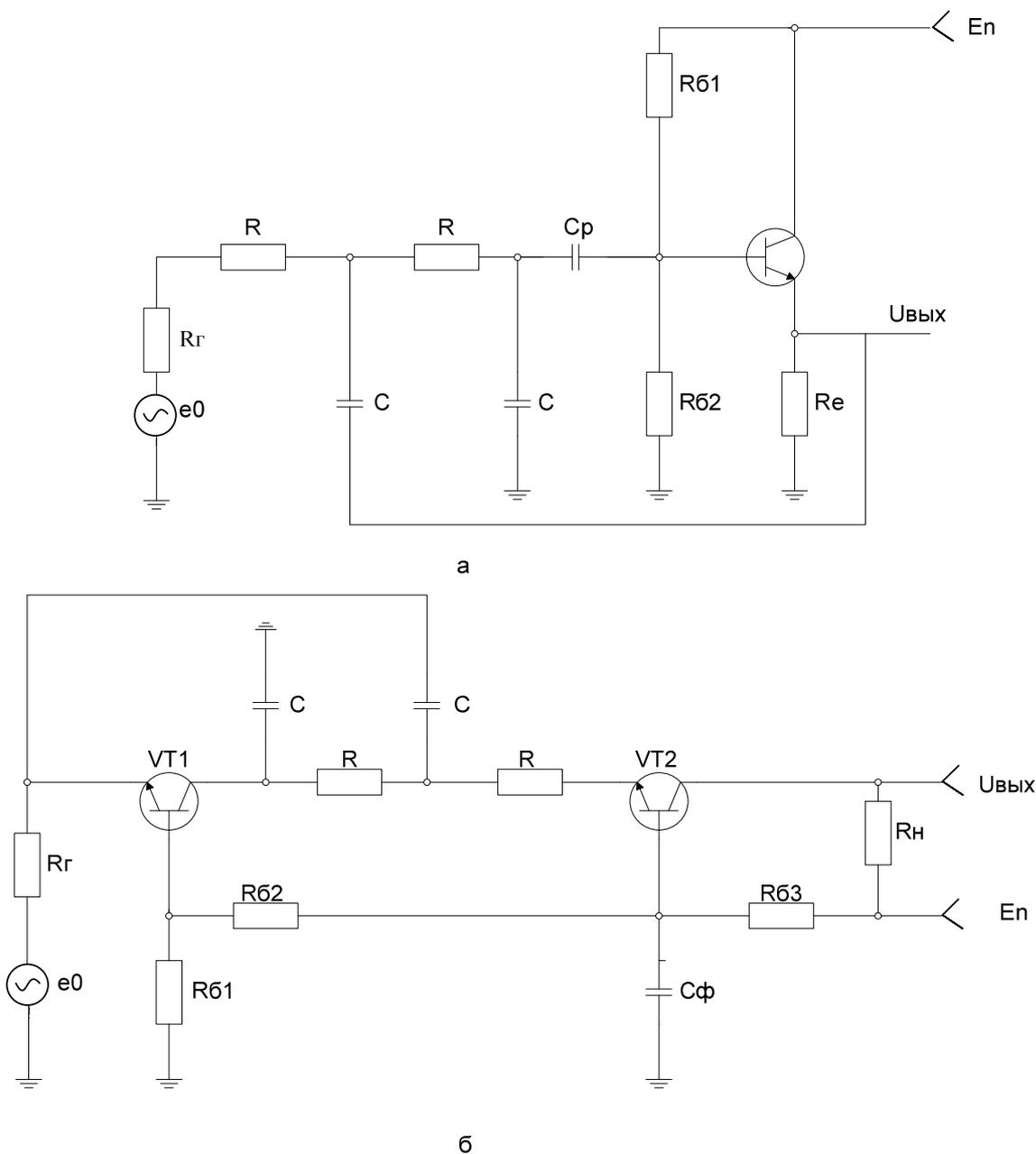


Рис.3.15

Для АФ на основе усилителя тока отношение сигнал/шум, приведенное ко входу, практически не зависит от значения модуля функции чувствительности: $U_{вых} = e_{ин}$ и $U_0 / e_{ин} = const$. В качестве примера на рис.3.15 приведены дуальные АФ, источником сигнала для которых может служить, например, магнитная антенна с $R_r = \omega L$, где L - индуктивность антенны.

Для АФ на основе источника тока, выполненного согласно рис.3.15. можно записать:

$$U_{\text{вых}} = e_u / [G_r / (G_r + G_0 + S)] \cong e_u S \omega L; \quad (3.40)$$

$$U_0 = A * \omega, \quad (3.41)$$

где $G_r = 1/\omega L$, $G_0 = \omega C$,

откуда приведенное к источнику сигнала отношение

$$U_0 / e_u = A / (e_u S L), \quad (3.42)$$

где A - коэффициент, зависящий от параметров магнитной антенны; S - крутизна транзистора.

Таким образом, с точки зрения шумовых характеристик более предпочтительным является применение АФ на основе усилителей тока.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В пособии представлены основные классы АФ в способы их проектирования. Электрические характеристики некоторых АФ близки к характеристикам классических LC—фильтров, обладая наряду с этим определенными преимуществами (стоимость, габариты, надёжность).

Поэтому очень важно из большого числа типов АФ я способов их проектирования выбрать тот, который обделает наилучшими характеристиками. Здесь очень трудно давать какие-то конкретные рекомендации на все случаи. Вариант, выбранный для одной ситуации, не всегда подходит для другой. Нельзя категорически утверждать, что один тип АФ лучше, чем другой.

Окончательным критерием при выборе типа АФ несомненно должна быть стоимость, так как ее определяют очень многие факторы. К таким факторам можно отнести следующие.

СЛОЖНОСТЬ. Это определяющий фактор при выполнении АФ на дискретных элементах. От него зависит число соединений, которое влияет на надежность и характер паразитных параметров, число транзисторов, операционных усилителей, резисторов, конденсаторов, общий коэффициент усиления и т.д. При проектировании необходимо бывает минимизировать некоторые из этих параметров.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ И ДОПУСКИ НА ЭЛЕМЕНТЫ. Некоторые типы АФ имеют допуски, сравнимые с допусками LC-фильтров. Это фильтры, созданные методами аналогового моделирования и гираторным методом. Только эти методы можно использовать при проектировании высокочастотных с большой крутизной среза и жестко заданными характеристиками фильтров высокого порядка.

В случае относительно невысоких требований могут использоваться другие типы АФ, например, фильтры, получаемые с помощью метода последовательного синтеза. Одна из возможностей в этом случае - использование каскадного соединения простых схем первого, второго и реже третьего порядков, порядок расчета которых приведен в [6,9,11],

К другим возможным факторам, определяющим выбор типа АФ, можно отнести: настраиваемость, требования к источнику питания, требования к RC-элементам, требования к коэффициенту усиления и т.д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хейнлейн В. В., Холмс В.Х. Активные фильтры. Основы и метода проектирования: Пер. с англ. - М.: Связь, 1980.
2. Синтез активных: RC-цепей. Современное состояние и проблемы /Под ред. А. А. Ланне. - М.: Связь, 1975.
3. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства: Учебное пособие. - М. Связь, 1977.
4. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных схем: Пер. с англ.- М.: Сов. радио, 1973.
5. Знаменский А.Е., Теплюк И.Н. Активные RC—фильтры. - М.: Связь, 1970.
6. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров.: Пер. с англ. -М. Мир, 1984.
7. Айзинов М.М. Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме. - М.: Энергия, 1968.
8. Капустян В. И. Активные RC—фильтры высокого порядка. - М.: Радио и связь, 1985.
9. Проектирование усилительных устройств.: Учебное пособие /Под ред. Н.В. Терпугова.- М.: Высшая школа, 1982.
10. Курочкин А.Е. Модификация полиномов Чебышева для конструирования передаточных функций активных фильтров // Радиотехника. -1990. -Мб'.
11. Курочкин А.Е. Методы анализа и расчета аналоговых электронных устройств: Методическое пособие по кубовому и дипломному проектированию для студентов специальностей 23.01 и 23.08. - Мн. МРТИ, 1994. -34 с.
12. Заде Л., Дезоер Ч. - Теория линейных систем: Пер. с англ, - М.: Наука, 1970.
13. Курочкин А.Е. Реализация некаскадных активных фильтров высокого порядка с ограниченной добротностью полюсов передаточных функций // Радиотехника и электроника: Сб. - Мн.: Вышэйшая школа. - 1991. - Выш. 20.
- 14- Богданович Б.М., Бачило Л. С. Проектирование усилительных устройств. Мн.: Вышэйшая школа, 1985.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОСОБЕННОСТИ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ.....	3
1.1. Общие сведения.....	3
1.2. Способ описания коэффициента передачи.....	4
1.3. Связь добротности полюсов и функции чувствительности.....	8
1.4. Типы активных элементов.....	11
2. АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АФ.....	13
2.1. Основные понятия.....	13
2.2. Примеры аппроксимации характеристик.....	15
2.3. Передаточные функции с ограниченной добротностью полюсов....	17
2.4. Модификация полиномов Чебышева.....	21
3. РЕАЛИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АФ.....	22
3.1. Параллельный синтез	23
3.2. Последовательный синтез.....	24
3.3. Метод аналогового моделирования.....	26
3.4. Методы теории пространства состояний.....	27
3.5. Метод эквивалентных преобразований.....	31
3.6. Метод дуальных преобразований	35
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	40
ЛИТЕРАТУРА.....	41
СОДЕРЖАНИЕ.....	42