

*На правах рукописи*

**Новиков Виктор Валерьевич**

**СИНТЕЗ ЧАСТОТНО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ  
И СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ**

**Специальность**

**05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы  
и устройства телевидения**

**АВТОРЕФЕРАТ**

**диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук**

Красноярск – 2009

Работа выполнена на кафедре «Теоретические основы электротехники»  
Политехнического института  
ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»

**Научный руководитель:** доктор технических наук, профессор  
**Довгун Валерий Петрович**

**Официальные оппоненты:** доктор технических наук, профессор  
**Федоров Игорь Михайлович**  
кандидат технических наук, доцент  
**Панько Василий Сергеевич**

**Ведущая организация:** Томский университет систем управления  
и радиоэлектроники

Защита диссертации состоится 14 мая 2009 г. в 16 часов на заседании диссертационного совета Д 212.099.04 при Сибирском федеральном университете по адресу: 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26, корпус Б, ауд. 4-02.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Сибирского федерального университета по адресу: г. Красноярск, ул. Киренского, 26, ауд. Г-274.

Автореферат кандидатской диссертации размещен на официальном сайте ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». (<http://www.sfu-kras.ru/science/dissertations>).

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные гербовой печатью учреждения, просим отправлять по адресу: 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26, ИКИТ СФУ, ауд. УЛК 318

факс (391) 228-69-30  
e-mail: [nvfagot@mail.ru](mailto:nvfagot@mail.ru)

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2009 г.

И.о. учёного секретаря  
диссертационного совета  
д-р. техн. наук., проф.

Ю. Л. Фатеев

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность проблемы.** Многоканальные частотно-разделительные устройства (ЧРУ) находят широкое применение в различных радиотехнических системах и устройствах (комплексах связи, локации и навигации и т.д.) Принципы реализации ЧРУ рассмотрены в работах Алексева О.В., Чавки Г.Г., Грошева Г.А. Основным способом реализации двухканального ЧРУ (диплексера) является построение его на базе двух фильтров, каждый из которых формирует частотную характеристику своего канала. Общим недостатком многоканальных ЧРУ, образованных каскадным включением таких диплексеров (особенно на частотах до сотен кГц), является громоздкость структуры, а также сложность расчета, вызванная взаимным влиянием отдельных каналов друг на друга.

При проектировании систем связи важной проблемой является расчет согласующей цепи между источником и нагрузкой, обеспечивающей максимальное значение передаваемой мощности в заданном диапазоне частот.

Основы современной аналитической теории синтеза широкополосных согласующих цепей, заложенные в работах Д. Юлы, Вай Кай Ченя, Г. Карлина, имеют первостепенное значение для понимания принципов построения согласующих цепей. Однако примеры применения данной теории ограничены случаями, когда нагрузка представляет двухполюсник первого-второго порядков.

Преодолеть указанные недостатки можно, используя в качестве частотно-разделительных или согласующих цепей аналоговые волновые фильтры (ВФ). Главной особенностью ВФ является экстремально низкая чувствительность АЧХ в полосе пропускания, а также малый уровень собственных шумов. Помимо низкой чувствительности они обладают рядом других положительных свойств. Во-первых, ВФ реализует одновременно две взаимно дополняющих передаточных функции. Таким образом, ВФ по своей природе представляет частотно-разделительный (направленный) фильтр. Во-вторых, пассивный  $LC$ -фильтр является согласующей цепью, включенной между сопротивлениями генератора и нагрузки. Как правило, полагают, что сопротивления вещественны и не зависят от частоты. Однако в общем случае сопротивления нагрузки и генератора могут быть комплексными. Таким образом, методы синтеза волновых фильтров могут быть использованы и для расчета устройств, обеспечивающих согласование комплексных сопротивлений генератора и нагрузки в заданном диапазоне частот.

На практике частотные характеристики комплексной нагрузки оказываются значительно сложнее, чем характеристики простейших  $RC$ - или  $RLC$ -цепей. Так, они могут быть заданы в виде массива числовых значений  $Z_n(j\omega) = R_n(j\omega) + jX_n(j\omega)$ , измеренных на заданных частотах. При таком

представлении  $Z_n(j\omega)$  целесообразно использовать методы параметрического синтеза согласующих цепей, основанные на методах оптимизации.

**Цель работы** – разработка новых методов реализации частотно-разделительных и согласующих цепей с использованием волновых фильтров.

**Задачи исследования:**

1. Провести сравнительный анализ существующих методов реализации волновых фильтров и выбрать наиболее эффективную процедуру.

2. Исследовать и развить методы реализации частотно-разделительных цепей минимального порядка.

3. Разработать метод структурного синтеза широкополосных согласующих цепей.

4. Разработать методы параметрического синтеза частотно-разделительных и согласующих цепей.

5. Разработать программное обеспечение для расчета частотно-разделительных и согласующих устройств.

6. Спроектировать частотно-селективные устройства, обеспечивающие согласование генератора и комплексной нагрузки (антенны) в заданном диапазоне частот.

**Методы исследований.** Для решения поставленных задач использовались основные положения теории радиотехнических цепей, аппарат современных методов анализа и синтеза электронных цепей, элементы матричной алгебры, методы многокритериальной оптимизации. Теоретические решения сочетались с моделированием и практической реализацией спроектированных устройств.

**Научная новизна:**

1. Разработан метод реализации частотно-разделительных цепей, имеющих минимальный порядок в форме аналогового волнового фильтра.

2. Получены новые конфигурации диплексеров минимального порядка.

3. Разработан аналитический метод расчета широкополосных согласующих цепей, основанный на представлении согласующей цепи в виде волнового фильтра.

4. Предложен метод параметрического синтеза согласующих цепей, основанный на использовании модифицированного среднестепенного критерия.

**Теоретическая и практическая значимость:**

1. Частотно-разделительные фильтры, синтезируемые с помощью предложенной методики, имеют минимальный порядок. Это позволяет создавать многоканальные частотно-разделительные устройства, имеющие малые габариты и вес.

2. Предложенный метод синтеза согласующих цепей позволяет задавать сопротивление нагрузки, как в аналитической форме, так и в виде массива числовых значений. Это дает возможность исключить этап построения эквивалентной схемы.

3. Спроектированы частотно-селективные устройства, обеспечивающие согласование генератора и комплексной нагрузки в заданном диапазоне частот.

4. Разработаны программные средства для синтеза согласующих цепей.

**Достоверность и обоснованность** полученных результатов работы обеспечиваются корректным использованием современных достижений теории синтеза аналоговых цепей и подтверждаются совпадением результатов моделирования с экспериментальными данными, а также с результатами решения тестовых задач.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Частотно-разделительное устройство минимального порядка представляет волновой фильтр, реализующий взаимно дополняющие передаточные функции, например, ФНЧ и ФВЧ.

2. Задача синтеза согласующей цепи, обеспечивающей максимальное значение коэффициента преобразования мощности в полосе пропускания, эквивалентна задаче реализации волнового фильтра, образованного каскадным соединением согласующего четырехполосника и нагрузки.

3. Использование модифицированного среднестепенного критерия при оптимизации позволяет получить частотно-селективные и согласующие цепи с характеристиками, имеющими равноволновой характер.

**Апробация работы.** Результаты работы докладывались автором на:

1. XI Международной научно-практической конференции молодых ученых и специалистов «Современные техника и технологии – 2005». г. Томск, 2005 г.

2. Всероссийской с международным участием научно-технической конференции молодых ученых и студентов «Современные проблемы радиоэлектроники». г. Красноярск, 2005 г.

3. XIII Международной научно-практической конференции молодых ученых и специалистов «Современные техника и технологии – 2007». г. Томск, 2007 г.

4. Научно-методических семинарах кафедры ТОЭ СФУ в 2004–2008 гг.

**Публикации.** Основные результаты работы представлены в десяти публикациях. Три публикации – в журналах, рекомендованных ВАК. Список публикаций приведен в конце автореферата.

**Личный вклад автора.** Научные и практические результаты диссертации, положения, выносимые на защиту, разработаны и получены автором лично. Разработка и реализация общей научной идеи выполнена при участии научного руководителя.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, двух приложений и библиографического списка. Работа содержит 124 страницы текста, 55 рисунков, 3 таблицы. Список литературы из 107 наименований.

## КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** дано обоснование актуальности разработки методов проектирования частотно-разделительных и согласующих цепей, сформулированы цель и задачи диссертационной работы.

**Первая глава** носит преимущественно обзорный характер. Предметом рассмотрения здесь являются аналоговые волновые фильтры. Авторами наиболее важных работ в этой области являются А. Феттвейс, С. Митра, П. Вайдьянатан, Мартенс. Волновой фильтр представляет четырехполюсник (рисунок 1), описываемый ограниченной матрицей передаточных параметров  $[T(s)]$ , отвечающей условию параунитарности:

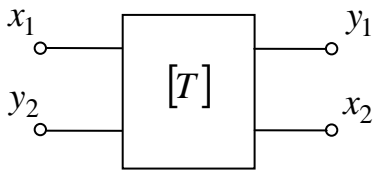


Рисунок 1

$$[T(-s)]^t \cdot [T(s)] = [1].$$

На рисунке 1 показан общий вид волнового фильтра, где  $x_1$  и  $y_2$  – входные, а  $y_1$  и  $x_2$  – выходные сигналы. Связь между сигналами на внешних зажимах можно представить с помощью уравнений в передаточных или цепных параметрах:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} y_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

Каноническая форма передаточной матрицы и соответствующая ей матрица цепных параметров:

$$[T(s)] = \frac{1}{G(s)} \begin{bmatrix} F(s) & -\mu K(-s) \\ K(s) & \mu F(-s) \end{bmatrix}, \quad [B(s)] = \frac{1}{F(-s)} \begin{bmatrix} G(-s) & -K(-s) \\ -\mu K(s) & \mu G(s) \end{bmatrix}.$$

Для канонических полиномов  $G(s)$ ,  $F(s)$ ,  $K(s)$  выполняется равенство

$$K(s)K(-s) + F(s)F(-s) = G(s)G(-s).$$

Процедура реализации волнового фильтра включает следующее:

1. По заданной передаточной функции  $H(s)$  определяются канонические полиномы и формируются матрицы передаточных и цепных параметров.

2. Выполняется разбиение  $[B^{(0)}]$  на произведение цепных матриц первого порядка и определяются передаточные матрицы составляющих четырехполюсников.

3. Производится синтез четырехполюсников первого порядка.

Наиболее трудоемкую задачу представляет факторизация исходной матрицы параметров. Ее рассматривают как процесс понижения порядка входной функции  $t_{21}^{(i)}(s)$  за счет выделения составляющих четырехполюсников. Процедура выделения составляющих четырехполюсников повторяется до тех пор, пока порядок входной функции  $t_{21}^{(i)}(s)$  не станет равным нулю. Понижение порядка входной функции рассматривается как выделение максимумов коэффициента отражения либо как выделение нулей вещественной части входного сопротивления.

Определение максимумов входной функции для цепи высокого порядка представляет достаточно сложную вычислительную задачу. Следует отметить, что в большинстве случаев нули реализуемой передаточной функции известны заранее. Поэтому более удобна процедура реализации, основанная на выделении не максимумов входной функции, а составляющих четырехполюсников, реализующих нули передаточной функции.

Процесс понижения порядка матрицы  $[B^{(i)}]$  или  $[T^{(i)}]$  рассматривается как умножение исходной матрицы на некоторую матрицу преобразования  $[Q^{(i)}] = [b_{kl}^{(i)}]^{-1}$ :

$$[B^{(i)}] = [B^{(i-1)}] \cdot [Q^{(i)}], \quad i=0,1, \dots, n.$$

Этому соотношению соответствует выделение четырехполюсника, описываемого матрицей цепных параметров  $[b^{(i+1)}] = [Q^{(i+1)}]^{-1}$ .

Для выделения нулей передачи в начале координат и в бесконечности используются секции первого порядка. Для реализации комплексно-сопряженных нулей – секции второго порядка.

Для понижения порядка синтезируемой аналоговой цепи используется матрица преобразования вида

$$[Q^{(i)}] = \frac{1}{s + a_i} \begin{bmatrix} s + c_i & d_i \\ d_i & -s + c_i \end{bmatrix}.$$

Здесь  $a_i = \alpha_i + j\beta_i$  – выделяемый нуль передачи. Параметры секций, реализующих одиночный нуль, который может быть вещественным, мнимым либо в общем случае комплексным, определяются выражениями:

$$c_i = a_i \frac{1 + (T_{21}^{(i-1)}(a_i))^2}{1 - (T_{21}^{(i-1)}(a_i))^2}; \quad d_i = 2a_i \frac{T_{21}^{(i-1)}(a_i)}{1 - (T_{21}^{(i-1)}(a_i))^2}.$$

В главе 1 приведены примеры расчета аналоговых волновых фильтров с помощью рассмотренного метода. В качестве иллюстрации приведен пример расчета параметров секций эллиптического фильтра четвертого порядка.

Полученная структура представляет каскадное соединение двух секций второго порядка. Амплитудно-частотная характеристика синтезированного фильтра показана на рисунке 2.

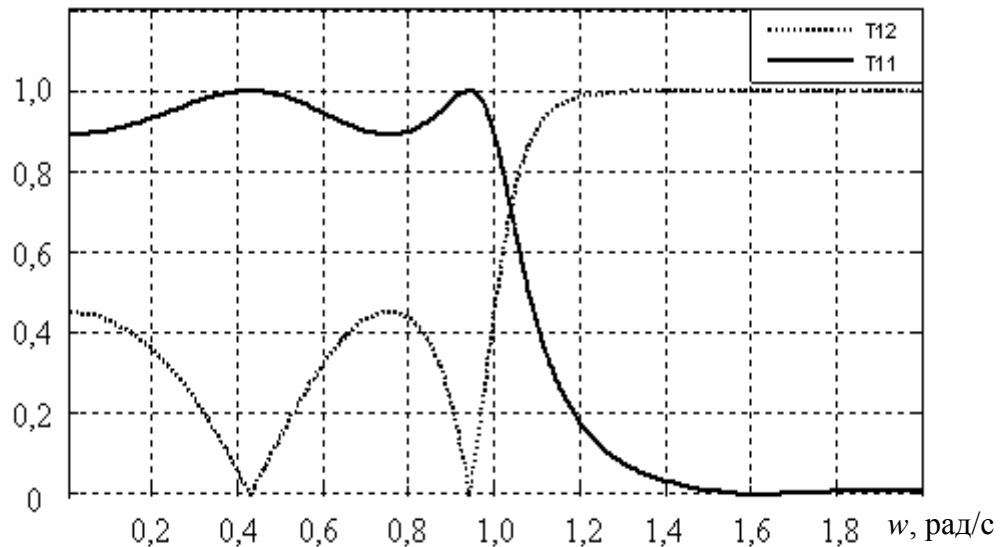


Рисунок 2

Рассмотренный пример показывает, что аналоговый ВФ реализует характеристики ФНЧ и ФВЧ и является частотно-разделительным фильтром.

**Во второй главе** рассмотрен синтез многоканальных частотно-разделительных устройств (ЧРУ), предназначенных для разделения спектра сигнала на неперекрывающиеся части.

В работе рассмотрен метод реализации диплексеров, основанный на использовании аналоговых волновых фильтров (ВФ). Преимущество предлагаемого подхода в том, что он позволяет получать частотно-разделительные фильтры минимального порядка и пригоден для проектирования как активных (*ARC*), так и пассивных (*LC*) частотно-разделительных устройств. Волновой фильтр по своей природе является диплексером, так как реализует взаимно дополняющие передаточные функции  $t_{11}(j\omega)$  и  $t_{21}(j\omega)$ :

$$|t_{11}(j\omega)|^2 + |t_{21}(j\omega)|^2 = 1.$$

Полоса пропускания  $t_{11}(j\omega)$  соответствует полосе задерживания  $t_{21}(j\omega)$ .

Синтезируемая структура представляет каскадное соединение секций первого-второго порядка, реализующих нули передаточной функции  $H(j\omega)$ .



Структурная схема одной секции показана на рисунке 3. Один из вариантов реализации этой структурной схемы в базисе ОУ – RC – на рисунке 4. Фильтр, образованный каскадным соединением секций (рисунок 4), содержит минимальное число реактивных элементов, равное порядку реализуемых передаточных функций. Однако число активных элементов (операционных усилителей) оказывается большим. Например, для реализации фильтра третьего порядка необходимы 12 ОУ.

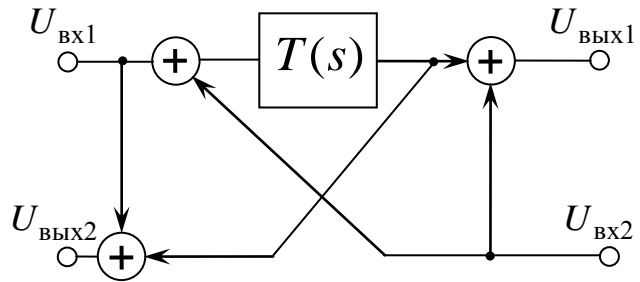


Рисунок 3

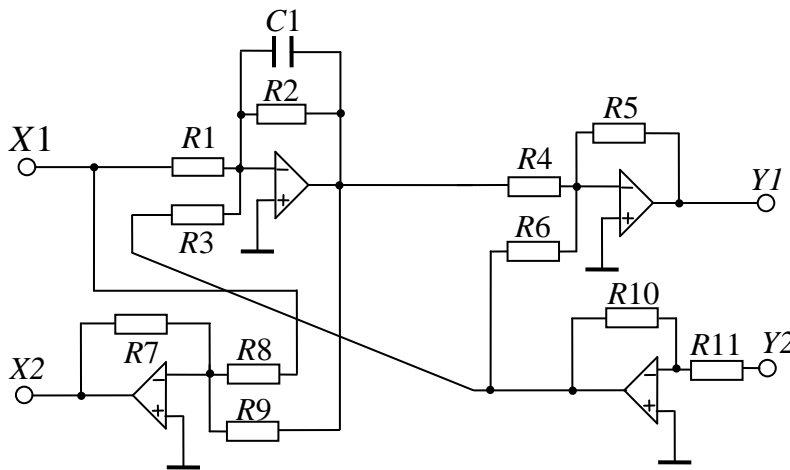


Рисунок 4

Для получения минимальных реализаций частотно-разделительных цепей использовались эквивалентные преобразования матрицы цепных параметров.

Рассмотрим преобразование подобия матрицы цепных параметров:

$$[\tilde{B}^{(0)}] = [Q]^{-1} \cdot [B^{(0)}] \cdot [Q]. \quad (1)$$

Здесь  $[\tilde{B}^{(0)}]$  – трансформированная матрица цепных параметров,  $[Q]$  – неособенная матрица преобразования, коэффициенты которой в общем случае являются функциями частотной переменной  $s$ . Преобразованию (1) соответствует выделение четырехполюсников справа и слева, имеющих цепные матрицы  $[Q^{-1}]$  и  $[Q]$  соответственно (рисунок 5).

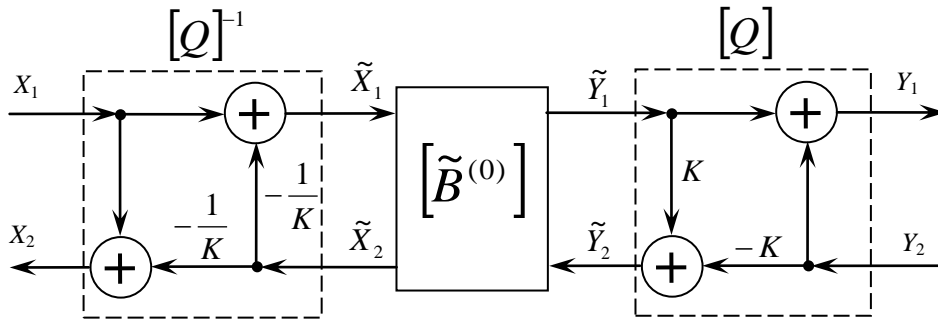


Рисунок 5

При этом переменные на внешних зажимах четырехполюсника преобразуются к новому координатному базису, определяемому матрицей  $[Q]$ :

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

С помощью такого преобразования можно выполнять полную или частичную замену переменных на внешних зажимах составляющих четырехполюсников.

Преобразование цепных или передаточных параметров всей цепи в соответствии с (1) эквивалентно преобразованию параметров каждого составляющего четырехполюсника в отдельности.

Показано, что наиболее эффективно использовать матрицу преобразования вида

$$[Q] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ K(s) & -K(s) \end{bmatrix}.$$

Здесь  $K(s)$  – в общем случае дробно-рациональная функция комплексной переменной  $s$ .

Трансформированная матрица цепных параметров секции и соответствующая ей матрица передаточных параметров:

$$[\tilde{b}^{(i)}] = \begin{bmatrix} (c_i - d_i)f(s) & 1/K \\ K & -(c_i + d_i)f(s) \end{bmatrix}, \quad [\tilde{t}^{(i)}] = \frac{1}{(c_i + d_i)f(s)} \begin{bmatrix} 1 & 1/K \\ -K & 1 \end{bmatrix}.$$

Функция  $f(s)$  зависит от вида выделяемых нулей передачи. Нулю в бесконечности соответствует  $f(s) = s$ . Если выделяемый нуль расположен в начале координат, функция  $f(s) = 1/s$ . В случае пары сопряженных нулей,

расположенных на мнимой оси,  $f(s) = \frac{\omega_0 s}{\alpha(s^2 + \omega_0^2)}$ .

Размерность коэффициента  $K$  в матрице преобразования определяет и размерность переменных на внешних зажимах секций, а следовательно, и элементный базис реализуемой цепи.

В простейшем случае коэффициент  $K$  – вещественная безразмерная величина. Переменные на внешних зажимах секций имеют размерность напряжения.

Структурная схема секции, реализующей передаточную матрицу  $[\tilde{t}^{(i)}]$ , изображена на рисунке 6. Принципиальная схема секции – на рисунке 7.

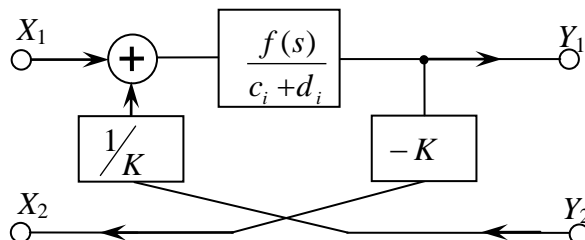


Рисунок 6

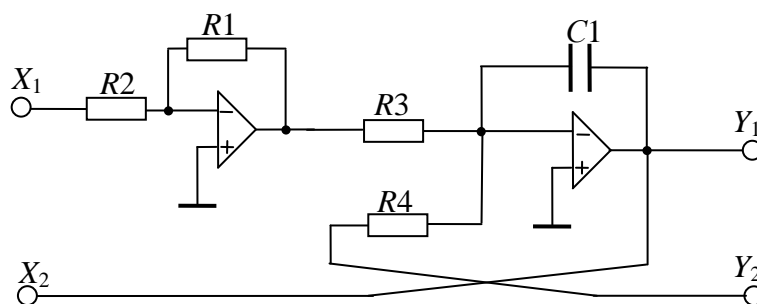


Рисунок 7

Анализ каскадного соединения таких секций показал, что можно получить более экономную реализацию, включая поочередно секции (рисунок 8)

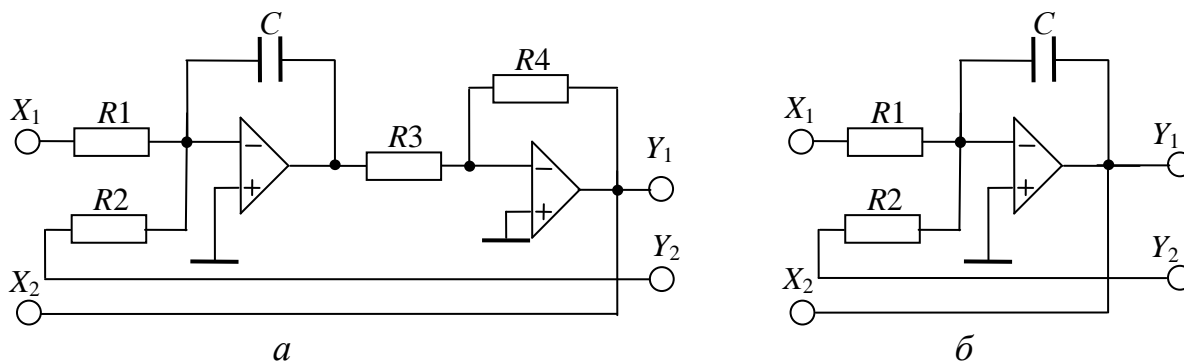


Рисунок 8

Сопротивления резисторов (рисунки 7, 8) рассчитываются по формуле

$$R_i = \frac{c_i}{\pi \cdot f_0 \cdot C}.$$

Здесь  $i = 1, 2, 3, \dots$  – порядковые номера секций фильтра.

Для реализации каждой дополнительной секции нулевого порядка (рисунок 5) необходимы два сумматора. Объединив эти секции с первым и последним звеном, получим конфигурации, показанные на рисунке 9, *а*, *б* соответственно. В схеме (рисунок 9, *б*) второй вход ( $Y_2$ ) исключен.

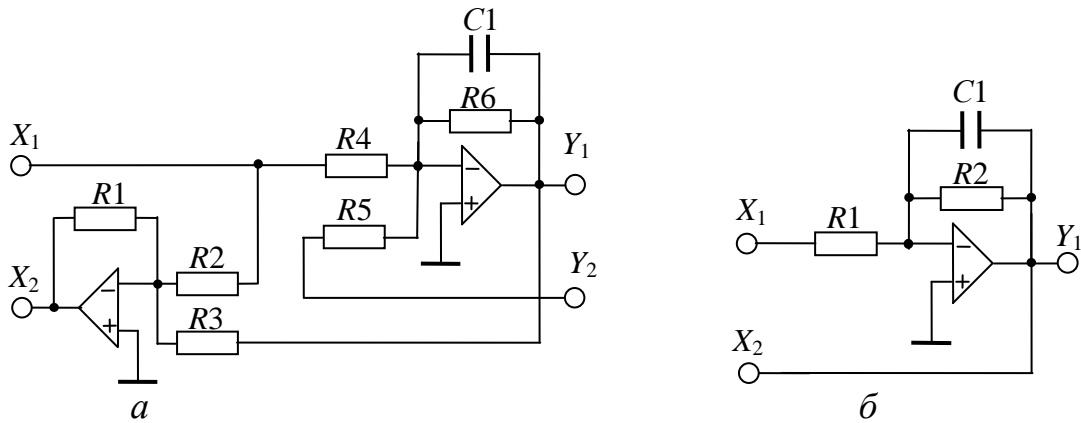


Рисунок 9

Итак, для минимальной реализации активного частотно-разделительного фильтра необходимо использовать секции четырех типов:

- 1) начальную (рисунок 9, *а*);
- 2) конечную (рисунок 9, *б*);
- 3) промежуточные четные (рисунок 8, *а*) и нечетные (рисунок 8, *б*).

Фильтры различных порядков отличаются только числом промежуточных секций. Так, фильтр третьего порядка будет состоять из трех каскадно соединенных секций (рисунок 9 *а*, 8 *а*, 9 *б*).

Исходными данными при проектировании фильтра являются порядок и вид передаточной функции, а также частота среза  $f_0$ . Процедура расчета заключается в выборе подходящих емкостей конденсаторов и расчете резисторов.

В том случае, когда параметр  $K$  имеет размерность проводимости, переменные на внешних зажимах секций имеют размерность напряжений и токов. Трансформированную матрицу  $[\tilde{B}^{(0)}]$  можно представить в виде произведения элементарных сомножителей:

$$[\tilde{B}^{(0)}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -(c_i + d_i)f(s)K & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -(c_i + d_i)f(s)/K \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Каждый сомножитель в последнем выражении реализуется реактивным четырехполюсником, образованным продольной или поперечной ветвью (рисунок 10).

Сопротивления и проводимости ветвей определяются выражениями:

$$Z(s) = (c_i + d_i)f(s)/K, \quad Y(s) = K(c_i + d_i)f(s).$$

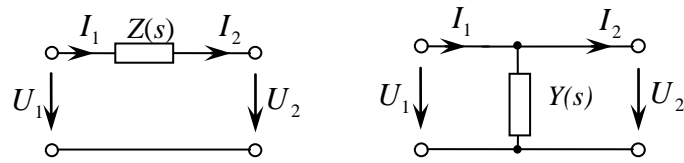


Рисунок 10

Для реализации дополнительных секций нулевого порядка в рассматриваемом случае необходимы сумматоры и преобразователи напряжение-ток. Если используется один вход ( $U_{\text{вх1}}$ ), часть связей в правой секции нулевого порядка можно исключить. В итоге мы получим резистивно нагруженную лестничную  $LC$ -цепь (рисунок 11). Второй выход (рисунок 11) реализуется с помощью разностной схемы на ОУ.

В качестве примера рассмотрен диплексер шестого порядка, реализованный на основе резистивно нагруженного  $LC$ -фильтра. Частотные характеристики диплексера показаны на рисунке 12. Основное преимущество синтезированной цепи заключается в том, что она имеет минимальное число реактивных элементов, равное порядку реализуемой передаточной функции.

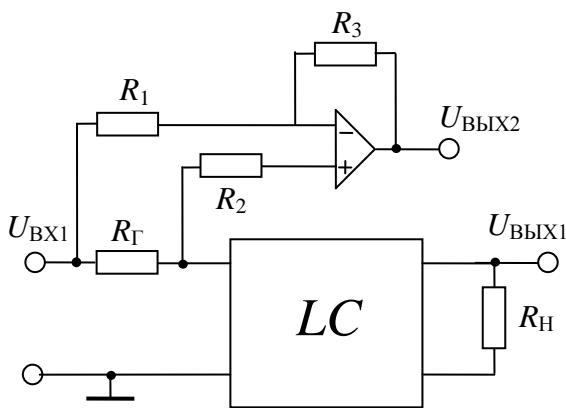


Рисунок 11

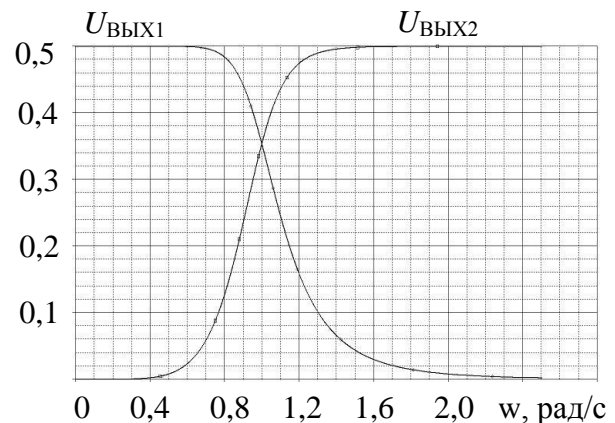


Рисунок 12

**В третьей главе** рассмотрен аналитический метод реализации согласующих цепей. При таком подходе определяются параметры рассеяния реактивного четырехполюсника, реализующего заданную характеристику коэффициента преобразования мощности.

Известно, что если сопротивление нагрузки  $Z_{\text{н}}(s)$  – положительная вещественная функция, его можно рассматривать как входное сопротивление  $LC$ -цепи, нагруженной на резистор. Это позволяет представить согласующее устройство в виде каскадного соединения реактивных четырехполюсников, нагруженных на единичное сопротивление (рисунок 13).

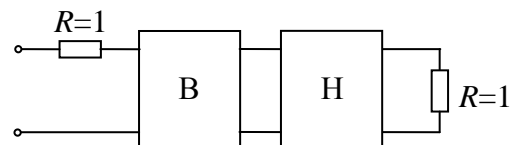


Рисунок 13

Каждый четырехполосник описывается уравнениями в параметрах рассеяния:

$$[T^a(s)] = \begin{bmatrix} t_{11}^a & t_{12}^a \\ t_{21}^a & t_{22}^a \end{bmatrix}.$$

Верхний индекс  $a$  относится к выравнителю или нагрузке, т. е.  $a = в$  или  $a = н$ . Внешними переменными четырехполосников являются падающие и отраженные волны напряжения, тока или мощности.

Коэффициент отражения четырехполосника, реализующего сопротивление нагрузки, определяется выражением

$$t_{21}^н = \frac{Z_н(s) - 1}{Z_н(s) + 1}.$$

Обозначим  $T_{11}$  коэффициент передачи и  $T_{12}$  коэффициент отражения согласующего устройства (рисунок 13). Коэффициенты  $T_{11}$  и  $T_{12}$  связаны с параметрами рассеяния согласующего и нагрузочного четырехполосников соотношениями:

$$T_{11} = \frac{t_{11}^в}{1 - t_{12}^в t_{21}^н}; \quad T_{12} = \frac{t_{12}^в}{1 - t_{12}^в t_{21}^н}.$$

Поскольку согласующее устройство (рисунок 13) образовано реактивными четырехполосниками, условие взаимной дополнителности должно выполняться и для коэффициентов  $T_{11}$  и  $T_{12}$ . Следовательно, согласующая цепь, обеспечивающая максимальное значение коэффициента преобразования мощности в заданном диапазоне частот, должна иметь минимальное значение коэффициента отражения в этом диапазоне.

В работе показано, что коэффициент отражения согласующего четырехполосника определяется выражением

$$t_{12}^в = \frac{T_{12}(1 + Z_н(s)) - A(s)(1 - Z_н(-s))}{A(s)(1 + Z_н(-s)) - T_{12}(1 - Z_н(s))} \quad (3)$$

Таким образом, для получения согласующего устройства необходимо синтезировать реактивный четырехполосник, реализующий коэффициент отражения  $t_{12}^в$ .

Предлагаемая процедура синтеза согласующей цепи включает следующее:

1. По известному сопротивлению нагрузки и коэффициенту отражения с помощью формулы (3) определяется коэффициент отражения выравнителя.
2. Определяются параметры рассеяния секций выравнителя.

3. Рассчитываются значения элементов реактивного четырехполюсника, реализующего выравниватель.

В качестве иллюстрации предложенного метода на рисунке 14 показана схема цепи, обеспечивающей согласование резистивного генератора и комплексной нагрузки.

На рисунке 14 приведена согласующая цепь с характеристикой Баттерворта 3 порядка, обеспечивающая согласование с нагрузкой

$$\text{вида } \underline{Z}_H = \frac{s^2 + s + 1}{s + 1}.$$

Коэффициент отражения выравнивателя и параметры секций:

$$t_{12}^{(0)} = \frac{s^2}{s^2 + 2s + 2}; \quad c_1 = d_1 = 0,5;$$

$$t_{12}^{(1)} = \frac{s}{s + 2}; \quad c_2 = -d_2 = 0,5.$$

Таким образом, согласующая цепь имеет второй порядок, хотя реализует характеристику передачи мощности третьего порядка (рисунок 15).

**В четвертой главе** диссертации рассмотрены методы параметрического синтеза частотно-разделительных и согласующих цепей. Параметрическим синтезом принято называть вариант задачи синтеза, при котором конфигурация цепи известна. Процесс синтеза заключается в оптимизации характеристик цепи в пространстве параметров элементов либо в пространстве параметров передаточной функции. Методы параметрического синтеза широко используются при проектировании аналоговых и цифровых устройств обработки информации.

Основная трудность заключается в том, что задача оптимизации характеристик электронных цепей является многокритериальной, т. е. необходимо одновременно минимизировать несколько целевых функций. На практике уменьшение одной целевой функции неизбежно приводит к увеличению других. Поэтому невозможно найти точку в пространстве  $x$ , обеспечивающую одновременную минимизацию всех целевых функций.

Решением задачи многокритериальной оптимизации является определение множества эффективных (Парето-оптимальных) точек, для которых выполняются неравенства:

$$f_i(\bar{x}^0) \leq f_i(\bar{x}), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (4)$$

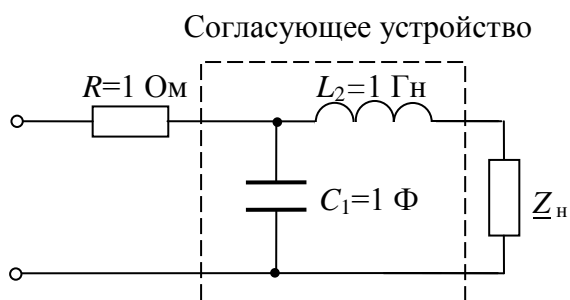


Рисунок 14

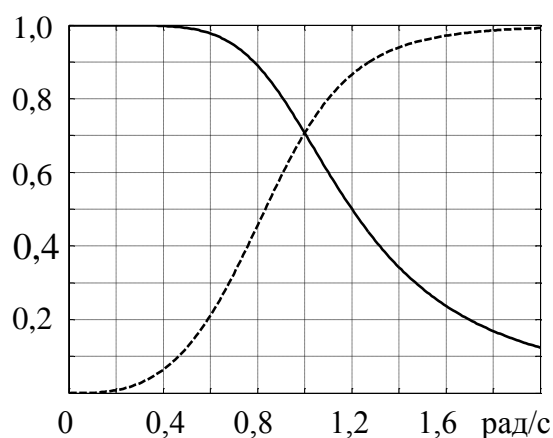


Рисунок 15

В (4) одно из условий, по крайней мере, должно быть строгим. Эффективное решение не может быть улучшено по какому-либо критерию без ухудшения других критериев.

Задача минимизации нескольких критериев тем или иным способом сводится к однокритериальной. Для этого по определенному правилу формируется обобщенный критерий – функция  $\Phi(\bar{x})$ , являющаяся комбинацией частных целевых функций  $f_i(\bar{x})$ . В работе рассмотрены основные методы формирования обобщенного критерия  $\Phi(\bar{x})$ : метод линейной свертки, метод главного критерия, а также среднестепенной и минимаксный критерии. Предложено использовать для оптимизации модифицированный среднестепенной критерий, определяемый выражением

$$\Phi(x, \bar{\eta}) = \left( \sum_{i=1}^m (\alpha_i (f_i(x) - \eta_i))^p \right)^{1/p}. \quad (5)$$

Введение вектора параметров  $\bar{\eta}$  позволяет изменить рельеф целевой функции.

В главе 4 показано, что минимизация модифицированного среднестепенного критерия (5) эквивалентна определению эффективных точек в задаче многокритериальной оптимизации. Модифицированный среднестепенной критерий использован для исследования возможностей получения передаточных функций минимально-фазового типа, обеспечивающих заданную селективность и минимальное отклонение ФЧХ от линейной в заданном диапазоне частот. Задача оптимизации частотных характеристик сформулирована следующим образом: необходимо найти минимум целевой функции, определяющей отклонение ФЧХ от линейной:

$$\Phi = \left( \sum_{i=1}^m ((\varphi(\omega_i) - k\omega_i))^p \right)^{1/p}, \quad \omega_i \in B,$$

при заданных ограничениях на АЧХ:

$$|H(\omega) - H(0)| \leq \Delta A; \quad A_{ПЗ} - H(2\omega_0) \geq 0.$$

Здесь  $A_{ПЗ}$  – требуемое значение АЧХ в полосе задерживания. Параметр  $k$  определяет наклон линейной ФЧХ. Варьируемыми параметрами в целевой функции  $\Phi$  являются координаты полюсов передаточной функции и коэффициент  $k$ .

Каждое приближение состоит из двух этапов:

1. Определяется значение параметра  $k$ , минимизирующего целевую функцию  $\Phi$ , при фиксированных параметрах передаточной функции.



2. Минимизируется целевая функция  $\Phi$  в пространстве параметров передаточной функции при значении  $k$ , определенном на предыдущем шаге.

На рисунке 16 показаны графики амплитудно-частотных  $a$  и фазочастотных  $b$  характеристик оптимизированных фильтров.

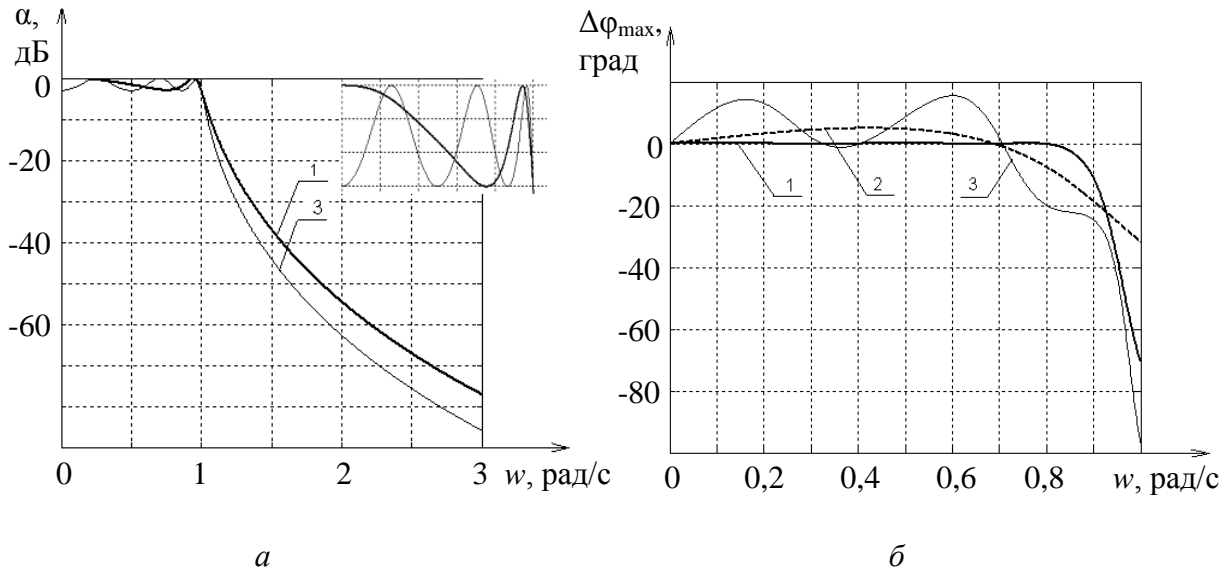


Рисунок 16

На рисунке 16: 1 – фильтр с оптимизированной ФЧХ на 80 % полосы пропускания; 2 – фильтр Баттерворта; 3 – фильтр Чебышева шестого порядка с неравномерностью в полосе пропускания 3,0 дБ.

В результате оптимизации ФЧХ фильтра на 80 % полосы пропускания оказалась практически линейной (отклонение составляет 0,23 град.). Для сравнения отклонения ФЧХ фильтра Чебышева 20 град, Баттерворта 10 град.

В главе 4 рассмотрен также численный метод синтеза широкополосных согласующих цепей. В этом случае задача параметрического синтеза согласующей цепи формулируется следующим образом: найти параметры реактивной цепи, обеспечивающей минимальное значение функции:

$$\Phi = \sum_{i=1}^m \left( (\rho(\omega_i))^2 - \eta_i \right)^p. \quad (6)$$

Здесь  $\rho(\omega_i)$  – коэффициент отражения согласующего устройства на частоте  $\omega_i$ .

В соответствии с (6) мы минимизируем отклонение квадрата коэффициента отражения на частоте  $\omega_i$  от заданного значения, определяемого параметром  $\eta_i$ .

Предложенный метод использован для расчета цепей, обеспечивающих согласование генератора с резистивным выходным сопротивлением и ком-

плексной нагрузкой. В работе рассмотрен ряд примеров, иллюстрирующих предлагаемый метод.

В качестве первого примера приведены результаты оптимизации цепи третьего порядка, обеспечивающей согласование генератора и комплексной нагрузки, представленной  $RLC$ -цепью (рисунок 17). Рассмотренный пример можно считать тестовым, поскольку согласующая цепь (рисунок 17) рассматривается во многих публикациях, посвященных расчету широкополосных согласующих цепей. Графики коэффициента отражения оптимизированной цепи показаны на рисунке 18: 1 – из публикации Феттвейса, 2 – оптимизированный с наименьшей неравномерностью в полосе пропускания, 3 – оптимизированный с наименьшим коэффициентом отражения в полосе пропускания.

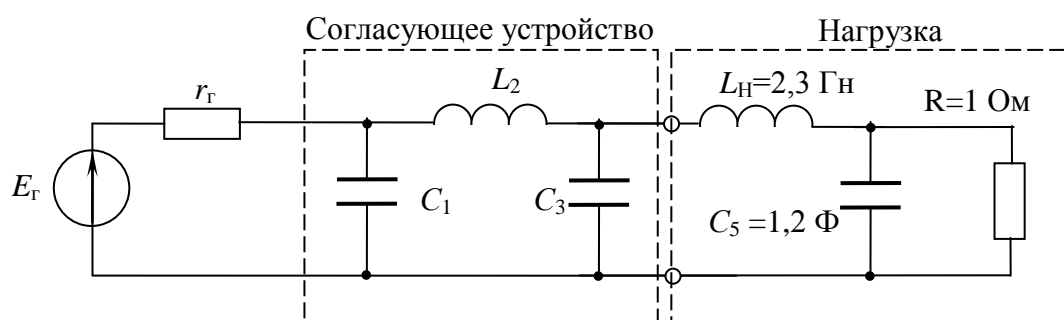


Рисунок 17

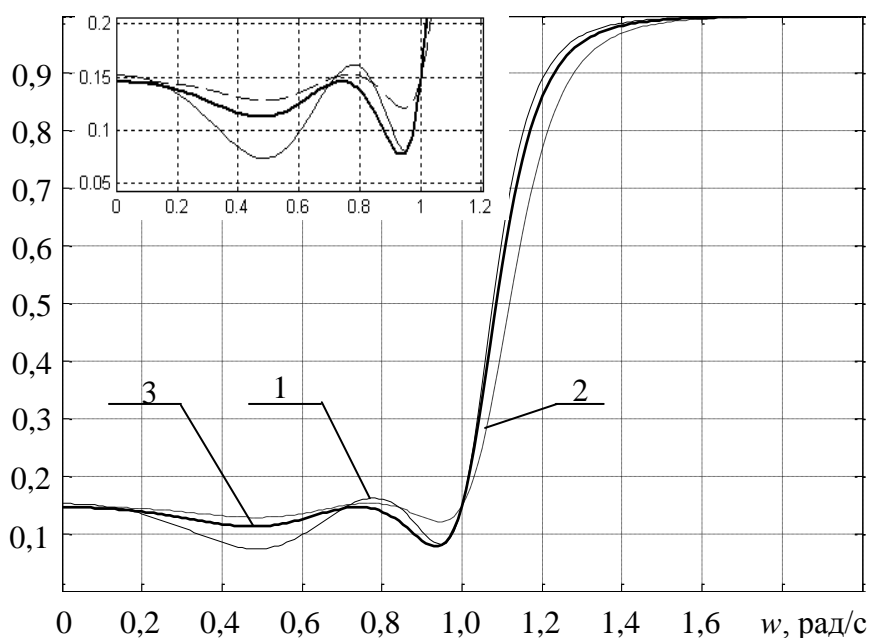


Рисунок 18

На рисунке 19 приведено нормированное сопротивление антенны, заданное в виде вектора значений активной и реактивной составляющей. Согласующее устройство представляет собой лестничную цепь пятого порядка.

На рисунке 20 приведены графики коэффициента отражения согласующей цепи.

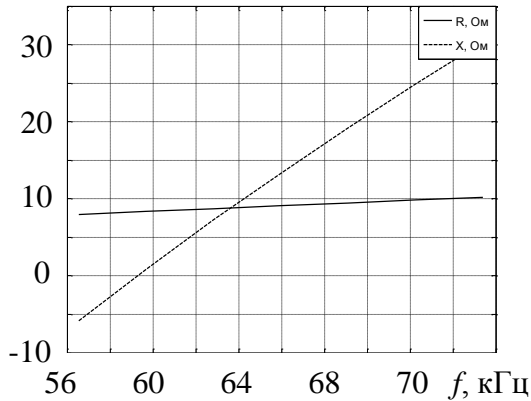


Рисунок 19

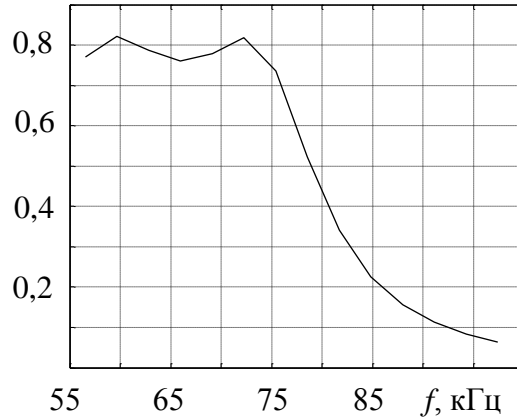


Рисунок 20

**В заключении** приведены основные результаты работы.

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Разработан метод реализации частотно-разделительных цепей минимального порядка.
2. Предложен метод расчета широкополосных согласующих цепей, основанный на реализации согласующего четырехполюсника в виде волнового фильтра.
3. Получены новые конфигурации частотно-разделительных цепей.
4. Предложены методы параметрического синтеза волновых фильтров с линейной ФЧХ.
5. Разработан алгоритм синтеза согласующих цепей, основанный на использовании методов многокритериальной оптимизации.
6. Разработан комплекс программ для расчета частотно-разделительных и согласующих цепей.

### По материалам диссертации опубликованы следующие работы:

1. Новиков, В. В. Исследование влияния добротности полюсов передаточной функции на частотные и временные характеристики фильтров / В. В. Новиков // Современная техника и технологии – 2005 / Томский политехн. ун-т. – Томск, 2005. – С. 127–128.
2. Новиков, В. В. Устройства обработки сигналов оптимизации ФЧХ-фильтров Чебышева / В. В. Новиков, В. П. Довгун // Современные проблемы

радиоэлектроники : сб. науч. тр. / ред. А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005. 732 с.

3. Довгун, В. П. Аналоговые волновые фильтры: основные свойства и процедура реализации / В. П. Довгун, В. В. Новиков, П. А. Барыбин // Вестн. ассоциации выпускников КГТУ / Краснояр. гос. техн. ун-т. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005. – Вып. 12. – С. 156–164.

4. Довгун, В. П. Оптимизация частотных характеристик минимально-фазовых цепей / В. П. Довгун, В. В. Новиков // Вестн. ассоциации выпускников КГТУ / Краснояр. гос. техн. ун-т. – Красноярск : КГТУ, 2006. – Вып. 13. – С. 123–129.

5. Довгун, В. П. Параметрический синтез широкополосных согласующих цепей / В. П. Довгун, В. В. Новиков // Вестн. ассоциации выпускников КГТУ / Краснояр. гос. техн. ун-т. – Красноярск : КГТУ, 2006. – Вып. 13. – С. 129–136.

6. Довгун, В. П. Активные частотно-разделительные фильтры / В. П. Довгун, В. В. Новиков // Известия Томского политехн. ун-та / Томский политехн. ун-т. – Томск : ТПУ, 2007. – Том 311, № 4. – С. 91–95.

7. Новиков, В. В. Частотно-разделительные фильтры с максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой / В. В. Новиков, В. П. Довгун // Современная техника и технологии – 2007 / Томский политехн. ун-т. – Томск, 2007.

8. Novikov V. V. Design of diplexers having maximally flat magnitude characteristics / V. V. Novikov, V. P. Dovgun // Modern Techniques and Technologies, Tomsk, Tomsk Polytechnic University. – Tomsk: TPU Press, 2007. – 186 p.

9. Довгун, В. П. Минимальная реализация аналоговых частотно-разделительных фильтров / В. П. Довгун, В. В. Новиков // Вестник Сибирского гос. аэрокосм. ун-та им. акад. М. Ф. Решетнева / Сибирский гос. аэрокосм. ун-т им. акад. М. Ф. Решетнева. – Красноярск, 2008. – Выпуск 2 (19). – С. 119–123.

10. Довгун, В. П. Синтез широкополосных согласующих цепей с заданной характеристикой коэффициента отражения / В. П. Довгун, В. В. Новиков // Научный вестник НГТУ. – 2008. – № 4 (33). – С. 17–26.

Новиков Виктор Валерьевич

Синтез частотно-разделительных и согласующих цепей.

Автореф. дисс. на соискание ученой степени кандидата техн. наук

Подписано в печать \_\_\_\_\_. Заказ № \_\_\_\_\_

Формат 60×90/16. Усл. печ. л. 1. Тираж 100 экз.

Типография Сибирского федерального университета