

На правах рукописи



Абросимов Артём Александрович

**ЭЛЛИПТИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ
С ЗАДАНЫМИ ЧАСТОТАМИ РЕЖЕКЦИИ В
ПОЛОСЕ ЗАГРАЖДЕНИЯ**

Специальность: 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Новосибирск – 2013 г.

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Новосибирский государственный технический университет»

Научный руководитель: Разинкин Владимир Павлович
доктор технических наук, профессор.

Официальные оппоненты: Горбачев Анатолий Петрович,
доктор технических наук, доцент,
Новосибирский государственный технический университет, профессор кафедры «Радиоприёмные и радиопередающие устройства»;

Лиманский Владимир Николаевич,
кандидат технических наук,
Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
доцент кафедры «Системы мобильной связи».

Ведущая организация: Федеральное государственное унитарное предприятие «Сибирский государственный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии» (г. Новосибирск).

Защита состоится «03» декабря 2013 г. в 14-00 на заседании диссертационного совета Д 212.173.08 на базе Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Новосибирский государственный технический университет по адресу: 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Новосибирского государственного технического университета

Автореферат разослан «30» октября 2013 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
д.т.н., профессор



Васюков Василий Николаевич

Общая характеристика работы

Работа посвящена разработке и исследованию фильтровых структур метрового и дециметрового диапазонов с улучшенными селективными свойствами и малым уровнем прямых потерь. Предложены новые схемотехнические решения для эллиптических полосовых фильтров (ПФ), выполненных в сосредоточенном и распределённом элементных базисах и предназначенных для использования в приемо-передающих устройствах, измерительном оборудовании различного назначения, аппаратуре цифрового телевидения и радиоканалах передачи телекоммуникационных данных.

Актуальность работы

Частотно-селективные устройства, к которым относятся фильтры различного вида, являются важнейшими функциональными компонентами в радиотехнике, системах связи и телевидении. В значительной степени конструктивными свойствами фильтров определяются массогабаритные показатели радиоэлектронной аппаратуры. Это связано с тем, что к фильтрам предъявляются постоянно возрастающие требования по снижению массы и габаритов, увеличению селективных свойств, уменьшению прямых потерь в полосе пропускания и обеспечению работоспособности на высоком уровне мощности. Как показывает анализ, перечисленные выше требования в определенной степени могут быть выполнены при использовании эллиптических фильтров, обладающих высокими селективными свойствами за счёт наличия нулей коэффициента передачи в полосе заграждения, что существенно увеличивает крутизну скатов АЧХ по сравнению с другими видами фильтров (Чебышева, Баттерворта). Однако в настоящее время существующие методы синтеза и проектирования эллиптических фильтров не учитывают требования к физической реализуемости элементов колебательных контуров. Кроме того, известные методы расчета эллиптических фильтров, ориентированы на обеспечение только заданного уровня затухания в полосе заграждения. В этих методиках также не контролируются значения частот режекции в полосе заграждения, на которых коэффициент передачи фильтра стремится к нулю. Все это не позволяет в полном объеме выполнить необходимые сегодня требования по селективным или избирательным свойствам фильтровых структур, которые задаются цифровыми методами в радиолокации, измерительной технике, связи и телевидении. Следует отметить, что с точки зрения обеспечения малых прямых потерь прямоугольная форма АЧХ фильтра не всегда является оптимальной. Это связано с тем, что в соответствии с теорией согласования комплексных импедансов Бode-Фано, чем больше полоса заграждения, тем острее проявляется проблема физической реализуемости элементов, которая приводит к возрастанию прямых потерь. Значительно лучшие результаты, на наш взгляд, могут быть получены при разработке фильтровых структур, сочетающих в себе одновременно свойства полосовых и режекторных фильтров. Поэтому разработка новых принципов построения и методов расчета эллиптических сосредоточенных и распределенных фильтров с по-

вышенными селективными свойствами и заданными частотами режекции является актуальной задачей в теоретическом и практическом отношении, которая и решается в данной диссертационной работе.

Целью работы является разработка новых подходов, методов расчета и схемотехнических решений для построения полосовых эллиптических фильтров в сосредоточенном и распределённом элементных базисах с заданными значениями частот режекции в полосе заграждения.

Задачи исследования

1. Разработать новые структуры эллиптических фильтров в сосредоточенном и распределенном элементных базисах, удовлетворяющие требованиям хорошей физической реализуемости элементов.

2. Сформулировать критерий, позволяющий количественно оценить и сравнить селективные свойства фильтровых структур различного типа.

3. Исследовать частотную зависимость коэффициента связи сосредоточенных колебательных контуров с частичным включением и распределенных колебательных систем полосовых фильтров.

4. Разработать методику расчета и исследовать селективные свойства полосовых фильтров с комбинированной связью и частичным включением сосредоточенных контуров и распределенных резонаторов.

5. Разработать методику расчета и установить закономерности построения эллиптических фильтров на сосредоточенных контурах и резонаторах с перекрестными связями с заданными частотами режекции в полосе заграждения.

6. Разработать и исследовать эллиптические фильтры на основе каскадного соединения узкополосных режекторных фильтров с различными полосами заграждения и полосовых фильтров с широкой полосой пропускания.

7. Разработать и исследовать структуры узкополосных фильтров метрового и дециметрового диапазона с заданными частотами режекции в полосе заграждения, выполненные в сосредоточенном и распределённом элементных базисах.

8. Разработать опытные образцы и экспериментально исследовать малогабаритные канальные фильтры для систем цифрового телевидения в частотном диапазоне 50-860 МГц.

9. Разработать и экспериментально исследовать канальные фильтры высокого уровня мощности дециметрового диапазона для систем цифрового телевидения.

Объект исследования

Эллиптические полосовые фильтры, выполненные на сосредоточенных контурах и распределённых резонаторах.

Предмет исследования

Методики расчёта и проектирования полосовых эллиптических фильтров, обеспечивающие заданные значения частот режекции в полосе заграждения и удовлетворяющие требованиям хорошей физической реализуемости элементов.

Методы исследования

Решение перечисленных выше задач было выполнено с применением: теории матриц, теории функций комплексного переменного, теории дифференциального и интегрального исчисления. Кроме того, в работе также широко применялись теория линейных электрических цепей, теория фильтров и численное моделирование и оптимизация на основе компьютерных САПР. Достоверность основных положений и выводов подтверждена расчетом тестовых примеров и сравнением с результатами, полученными другими методами, а также экспериментальными испытаниями созданных устройств.

Научная новизна

1. Разработана аналитическая методика расчета средней крутизны ската амплитудно-частотной характеристики различного вида фильтров, которую предложено использовать в качестве интегрального критерия для анализа и сравнения селективных свойств фильтровых структур.

2. Предложено использовать частичное включение сосредоточенных и распределенных колебательных систем и выбирать различные величины характеристического сопротивления для получения заданных значений частот режекции в полосе заграждения и обеспечения хорошей физической реализуемости элементов полосовых эллиптических фильтров.

3. Предложены новые схемотехнические решения для построения эллиптических фильтров, основанные на использовании частотно-независимой комбинированной (взаимной индуктивной и внешней емкостной) связи в полосе пропускания между колебательными системами с частичным включением.

4. Разработана методика расчета и установлена закономерность чередования знаков дополнительных перекрестных коэффициентов связи между колебательными системами в полосовых фильтрах, которая позволяет реализовать заданные значения частот режекции в полосе заграждения эллиптических фильтров.

5. Разработана методика расчёта эллиптических фильтров на основе каскадного включения полосового фильтра с широкой полосой пропускания и двух режекторных фильтров с различными полосами заграждения, которые позволяют одновременно обеспечить требуемый уровень затухания вне полосы рабочих частот, заданные значения частот режекции и малые прямые потери.

Практическая значимость работы

На основе выполненных теоретических исследований разработаны новые конструкции экспериментальных образцов полосовых эллиптических фильтров метрового и дециметрового диапазонов на сосредоточенных контурах и распределённых резонаторах, превосходящие известные конструкции по селективным свойствам и индексу массогабаритных потерь.

Повышение селективности и уменьшение прямых потерь достигнуто за счет применения разработанных методик расчета и новых схемотехнических решений, обеспечивающих существенное улучшение физической реализуемости элементов эллиптических фильтров и позволяющих при разработке в качестве исходных данных задавать требуемые частоты режекции в полосе заграждения.

Разработан ряд опытных образцов высокоизбирательных канальных фильтров для систем цифрового телевидения на различный уровень мощности, которые удовлетворяют по селективным свойствам требованиям цифрового стандарта DVB-T2 и которые внедрены на предприятиях, производящих передающую телевизионную аппаратуру. Кроме того, разработанные методики расчета и экспериментальные устройства используются в учебном процессе в Новосибирском государственном техническом университете при подготовке студентов по направлениям 210400 - Радиотехника и 210700 - Информационные технологии и системы связи, что подтверждается соответствующими актами внедрения.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Улучшение физической реализуемости элементов узкополосных фильтров обеспечивается за счёт повышения характеристического сопротивления колебательных систем и уменьшения частотной области режекции.

2. Использование широкополосной трансформации характеристического сопротивления сосредоточенных колебательных контуров и распределённых колебательных систем на основе преобразований Нортон позволяет обеспечить малую неравномерность АЧХ эллиптических полосовых фильтров в полосе пропускания.

3. Необходимым условием реализации эллиптических фильтров с заданными частотами режекции в полосе заграждения, выполненных на основе колебательных систем с комбинированной связью, является отсутствие частотной зависимости интегрального коэффициента связи в полосе пропускания.

4. Выбор значений дополнительных перекрестных связей, реализующих неравномерный уровень пульсаций затухания эллиптических фильтров с непосредственными связями между резонаторами, позволяет задавать требуемые частоты режекции в полосе заграждения и получить малую неравномерность АЧХ в полосе пропускания.

5. Каскадное включение полосового и двух режекторных фильтров с различными полосами заграждения позволяет одновременно обеспечить тре-

буемый уровень затухания вне полосы рабочих частот, заданные значения частот режекции в полосе заграждения и минимальные прямые потери.

Реализация и внедрение результатов исследований

Работа выполнена на кафедре «Теоретические основы радиотехники» Новосибирского государственного технического университета. Результаты теоретического и практического характера, полученные автором, внедрены на предприятиях, производящих теле- и радиовещательное оборудование: ООО «НПП Триада–ТВ» (г. Новосибирск), ООО «НПК Микротек» (г. Новосибирск); а также внедрены в учебный процесс в виде материалов учебного пособия «Основы цифровой аудио- и видеотехники». Кроме того, результаты диссертации были использованы в НИР, выполняемой в рамках государственного задания в период 2012 – 2014 гг., регистрационный № 7.1667.2011.

Апробация работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих международных, всероссийских и региональных научно-технических конференциях: «Наука, Технологии, Инновации. – 2011, 2012», г. Новосибирск; «Информатика и проблемы телекоммуникаций - 2011», Российская научно-практическая конференция, электронно-физическая секция, г. Новосибирск; «Наука, образование, бизнес - 2011, 2012», г. Омск; «Intern. Siberian Workshop and Tutorials on Electron Devices and Materials EDM – 2011», г. Новосибирск (Эрлагол); «Современные проблемы телекоммуникаций – 2012, 2013» Российская научно-техническая конференция, электронно-физическая секция, г. Новосибирск; «Современные проблемы радиоэлектроники - 2012», г. Красноярск. Кроме того, результаты диссертации были апробированы при проведении занятий в НГТУ по курсу «Основы цифровой аудио и видео техники» и опубликованы в учебном пособии: Разинкин В.П. Основы цифровой аудио- и видеотехники. Часть 2 : учеб. Пособие / В.П. Разинкин, А.А. Абрисимов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2011. – 84 с.

Публикации

По материалам диссертации подготовлено 13 публикаций: 5 статей соответствуют перечню периодических изданий, рекомендуемых ВАК; 8 статей и докладов опубликованы в сборниках и материалах Международных и Российских конференций.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка использованной литературы. Объем работы составляет 152 страницы машинописного текста, включая 65 рисунков, 3 таблицы и список литературы из 97 наименований.

Во введении показана актуальность работы, сформулированы цель и задачи исследований, приводятся защищаемые научные положения, показаны

новизна и практическая значимость результатов, приведены сведения об апробации работы, публикациях и структуре диссертации.

В первой главе проведен анализ современного состояния и тенденций дальнейшего развития устройств частотной селекции различного назначения. Отмечено, что значительный вклад в теорию практику построения фильтров различного вида внесли известные отечественные и зарубежные ученые, в том числе: А.Е. Знаменский, Г. Ханзел, Д.Л. Маттей, А.Л. Фельдштейн, Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, А.А. Лексиков, Н.Д. Малютин, В.П. Мещанов, А. Р. Соркин, Г.Н. Девятков, J. S. Hong, M. J. Lancaster. На основе аналитического обзора литературы показано, что основными задачами в области создания частотно-избирательных цепей по-прежнему являются следующие: повышение селективных свойств полосовых фильтров, улучшение физической реализуемости их элементов, особенно для узкополосных фильтров, и уменьшение массогабаритных показателей. Отмечена неэффективность известного подхода по повышению селективности классических полиномиальных и квазиполиномиальных типов фильтров с помощью увеличения порядка фильтра, то есть количества контуров или резонаторов, поскольку это приводит к значительному увеличению прямых потерь. Сделан вывод о перспективности применения в радиотехнических системах с цифровыми методами передачи сигналов модернизированных кауэровских или эллиптических фильтров, позволяющих обеспечить селективные свойства, близкие к предельно достижимым. На основании этого поставлена задача – предложить новые схемотехнические решения и методики расчета для высокоизбирательных полосовых фильтров с хорошей физической реализуемостью элементов. В аналитическом виде сделана оценка селективных свойств баттервортовских и чебышевских фильтров-прототипов, получены выражения для крутизны ската их амплитудно-частотных характеристик в ближней зоне полосы заграждения:

$$S_b(\Omega) = 10 \log \frac{1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n}}{1} \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n-1} \cdot \frac{2n}{(1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n})^2}, \quad (1)$$

$$S_c(\Omega) = 10 \log \frac{1}{(1 + \varepsilon^2 \cdot T_n(\Omega)^2)^1} \cdot 2 \cdot T_n(\Omega) \cdot \varepsilon^2 \cdot sh(n \cdot arcch(\Omega)) \cdot n \cdot \frac{1}{\sqrt{\Omega^2 - 1}}, \quad (2)$$

где $s = \left| \frac{dK_p(\Omega)}{d\Omega} \right|$ – крутизна ската АЧХ; $K_p(\Omega)$ – коэффициент передачи

фильтра по мощности; $T_n(\Omega)$ – полином Чебышева первого рода n - порядка; Ω – нормированная частота.

Результаты расчета частотной зависимости крутизны ската АЧХ по соотношениям (1) и (2) для баттервортовских и чебышевских фильтров-прототипов приведены на рис. 1. Как видно из рассмотрения рис. 1, при $\Omega \gg 1$ крутизна ската монотонных (максимально плоских) АЧХ рассматриваемых видов фильтров в полосе заграждения имеет максимум, а затем асимптотически стремится к нулю. Поэтому для оценки селективных свойств фильтров различного вида и различного порядка предложено использовать

среднюю крутизну ската АЧХ в диапазоне частот ее существенного изменения:

$$S_{0b(c)} = \frac{1}{\Omega_{\max}(n)-1} \int_1^{\Omega_{\max}(n)} S_{b(c)}(\Omega) d\Omega, \quad (3)$$

где $\Omega_{\max}(n) = \frac{A}{n}$ - максимальная частота для усреднения в полосе задержания;

$$A = 10 \div 20 = const.$$

$|S_{b(c)}|$, дБ

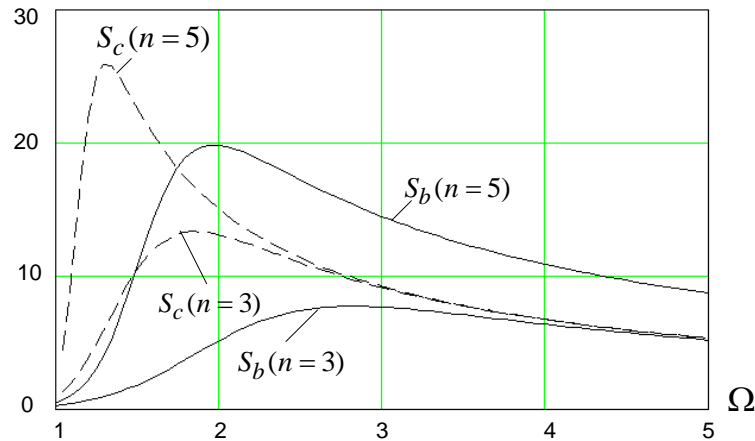


Рис. 1. Частотная зависимость крутизны ската АЧХ для баттервортовских (сплошная линия) и чебышевских (пунктирная линия) фильтров-прототипов

Сравнительный анализ численных значений средней крутизны ската АЧХ показывает, что чебышевские фильтры, имея точно такую же реализацию, как и баттервортовские фильтры, обеспечивают существенное увеличение средней крутизны ската АЧХ. Например, при $n=6$ выигрыш составляет 18,6 дБ. С помощью численного интегрирования соотношения (3) была составлена таблица 1 для значений крутизны ската АЧХ фильтров-прототипов различного вида. Для кауэровских фильтров-прототипов средняя крутизна была определена на основании табличных данных для частот режекции и граничных частот в полосе заграждения.

Таблица 1. Значения средней крутизны ската АЧХ баттервортовских, чебышевских и эллиптических фильтров-прототипов различного порядка n .

n	2	3	4	5	6	7
S_{0b} , дБ	2,3	5,5	9,4	13,8	18,5	23,0
S_{0c} , дБ	3,2	8,4	15,7	25,2	37,1	51,0
S_{0e} , дБ	7,6	12,8	27,5	73,3	131,2	301,9

Если для ФНЧ задано конкретное значение частоты среза f_c , то средняя крутизна ската АЧХ равна $S_{ФНЧ} = \frac{S_0}{f_c} \left[\frac{\text{дБ}}{\Gamma_{\text{ц}}} \right]$. Для полосового фильтра

средняя крутизна ската АЧХ определяется коэффициентом преобразования полосы частот:

$$S_{ПФ} = 2S_{ФНЧ} / Q,$$

где $S_{ФНЧ}$ - выражение крутизны ската АЧХ для ФНЧ с полосой пропускания Δf , Q – коэффициент преобразования полосы частот ПФ (добротность фильтра).

Исходя из сопоставления данных таблицы 1, сделан вывод о целесообразности использования в современных радиотехнических системах, включая системы цифрового телевидения и связи, эллиптических фильтров. При этом одним из перспективных направлений является создание и разработка эллиптических фильтров с заданными частотами режекции в полосе заграждения, позволяющих обеспечить современные требования по электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры.

Во второй главе выполнено исследование и разработаны методики расчета ПФ в сосредоточенном базисе. Как известно, основой построения полосовых фильтров является пара связанных параллельных колебательных контуров. Эффективным средством повышения селективных свойств такой двухконтурной системы является использование контуров второго рода, имеющих как резонанс токов, так и резонанс напряжений, что позволяет обеспечить АЧХ эллиптического фильтра. Два вида таких контуров показаны на рис. 2. В узкополосных фильтрах контуры второго рода за счет частичного включения позволяют существенно улучшить физическую реализуемость элементов и существенно уменьшить прямые потери.

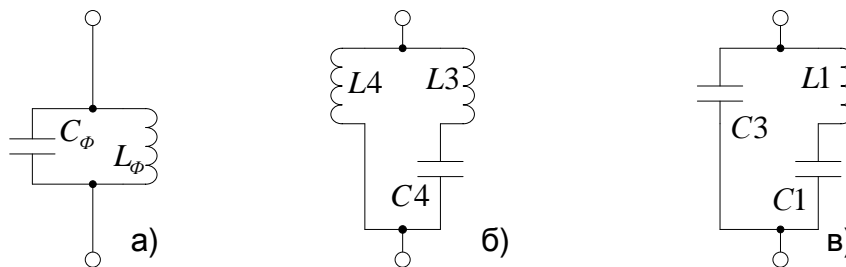


Рис. 2. Колебательные контуры: а) параллельный контур; б) контур с верхней частотой режекции; в) контур с нижней частотой режекции

Параметры колебательных контуров, показанных на рис. 2, предложено выбирать из следующего условия:

$$\frac{\partial B_F(\omega)}{\partial \omega} = \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_0}, \quad (4)$$

где $B_F(\omega)$ - реактивная проводимость параллельного контура полосового фильтра; $B(\omega)$ - реактивная проводимость контура второго рода; C_F - емкость параллельного контура фильтра; ω_0 - центральная частота полосы пропускания.

На основе (4) были получены расчетные выражения для элементов сложных контуров, показанных на рис. 2 б, в:

$$C1 = C3 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_{-1}^2} - 1 \right), \quad C3 = \frac{2C_F}{1 + \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_{-1}^2} - 1 \right) \left[\frac{\omega_{-1}^2 (\omega_{-1}^2 + \omega_0^2)}{(\omega_{-1}^2 - \omega_0^2)^2} \right]}, \quad L3 = \frac{1}{\omega_{+1}^2 C4},$$

(5)

$$L1 = \frac{1}{\omega_{-1}^2 C1}, \quad L4 = \frac{1}{2C_F \omega_0^2} \left[1 + \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{+1}^2} \right) \left(\frac{\omega_{+1}^2 (\omega_{+1}^2 + \omega_0^2)}{(\omega_{+1}^2 - \omega_0^2)^2} \right) \right], \quad C4 = \frac{1}{\omega_0^2 L4} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{+1}^2} \right).$$

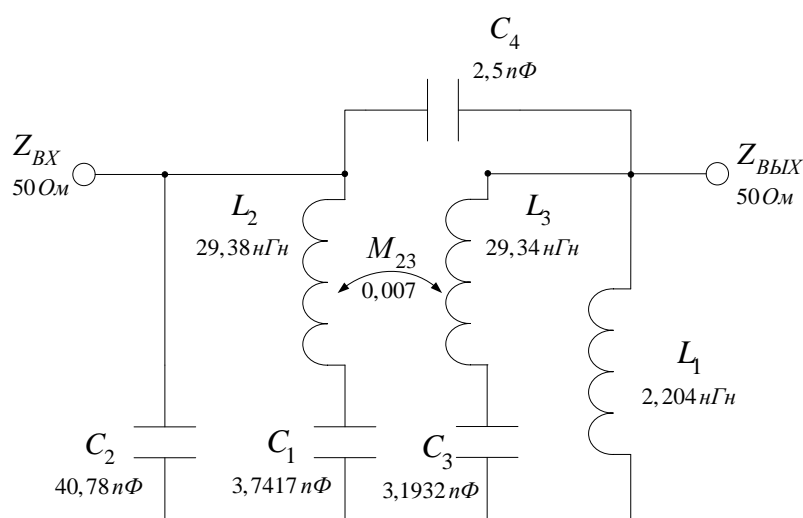


Рис. 3. Эллиптический фильтр с комбинированной связью на контурах второго рода

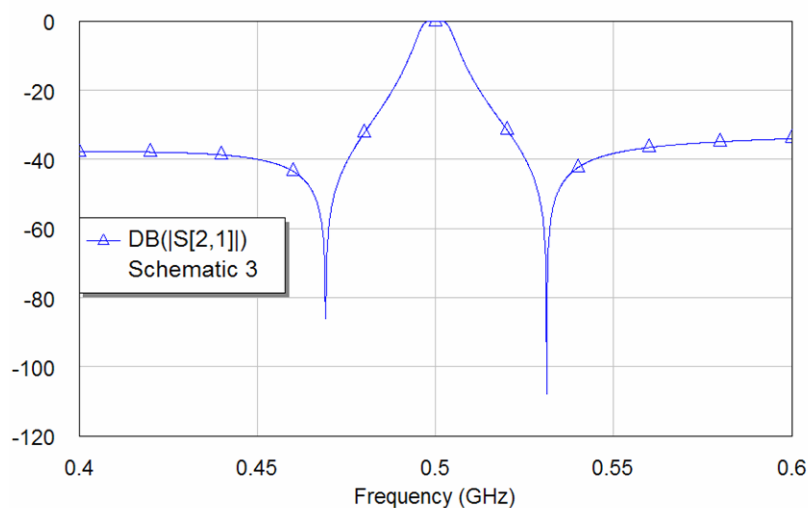


Рис. 4. АЧХ эллиптического фильтра с комбинированной связью на контурах второго рода

В работе показано, что для реализации АЧХ эллиптического фильтра для каждой пары связанных контуров второго рода необходимо использовать электрическую и магнитную связь между контурами, которые по существу

являются комбинированной связью. В этом случае результирующий коэффициент связи двух контуров рассчитывается по выражению:

$$k(\omega) = \frac{k_L(\omega) + k_C(\omega)}{1 + k_L(\omega)k_C(\omega)}, \quad (6)$$

где $k_L(\omega) = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \cdot \frac{2}{1 + \omega_0^{-2} \omega^2}$, $k_C(\omega) = \frac{-C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}} \cdot \frac{2}{1 + \omega_0^2 \omega^{-2}}$ - соответственно индуктивный и емкостной коэффициенты связи.

Анализ соотношения (6) показывает, что частотная зависимость результирующего коэффициента связи $k(\omega)$ в полосе пропускания устраняется при выполнении условия $\left. \frac{dk(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = 0$, из которого следует, что

$|k_L(\omega_0)| = |k_C(\omega_0)|$. При этом для обеспечения симметрии формы АЧХ в двухконтурной колебательной системе необходимо использовать контуры с верхней и нижней частотой режекции, как показано на рис. 3.

Амплитудно-частотная характеристика ПФ, выполненного по схеме рис. 3, в котором обеспечивается условие отсутствия частотной зависимости результирующего коэффициента связи в полосе пропускания, приведена на рис. 4. Отметим, что в данном фильтре априорно задаются частоты режекции, которые зависят от выбранного значения характеристического сопротивления фильтра, которое в свою очередь определяет коэффициенты включения контуров. Конкретные значения частот режекции можно в некоторых пределах изменять и добиваться обеспечения требуемых их значений с помощью оптимизации параметров фильтра в компьютерных САПР, а приведенное выше условие $|k_L(\omega_0)| = |k_C(\omega_0)|$ и соотношения (4) - (6), являющиеся основой методики расчета данного вида фильтров, использовать в качестве начального приближения. Такой подход позволяет в многоконтурных фильтрах с комбинированной связью выбирать частоты режекции в соответствии с техническими требованиями на подавляемые спектральные составляющие. Достоинством фильтров на связанных контурах с частичным включением и комбинированной связью является обеспечение минимальных массогабаритных показателей.

Для метрового и дециметрового диапазона предложена оригинальная схема трехконтурного эллиптического ПФ, приведенная на рис. 5. Отличительной особенностью данного ПФ является частичное индуктивное включение входного контура и частичное емкостное включение выходного контура, при этом коэффициент включения последовательного контура связи, определяемый соотношением $n_c = \frac{1}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2 \cdot Q}}$, обеспечивает равенство всех емкостей

контуров фильтра $C_1 = C_2 = C_3$ (здесь обозначено α_1, α_2 - нормированные значения первого и второго элемента низкочастотного фильтра-прототипа).

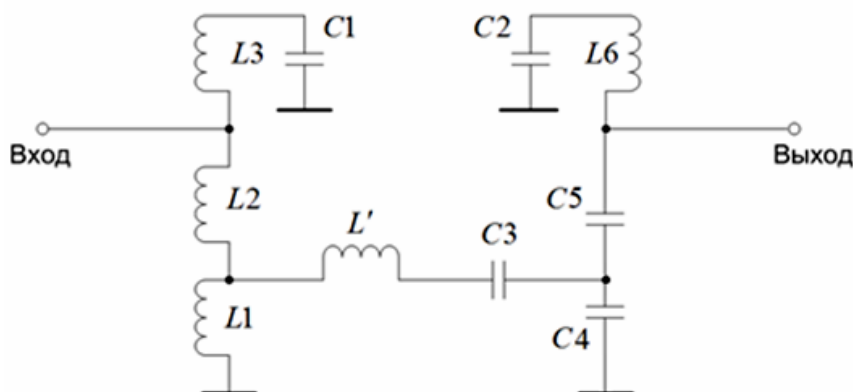


Рис. 5. Трехконтурный эллиптический ПФ

Для устранения частотной зависимости коэффициентов трансформации параллельных контуров с частичным включением на входе фильтра предложено включить корректирующую емкость, равную

$$C = \frac{\sqrt{R_f/R} - 1}{R_f \cdot R} \cdot (L1 + L2 + L3).$$

На выходе фильтра следует включить корректирующую индуктивность, равную

$$L = \frac{R_f / R}{\sqrt{R_f / R} - 1} \cdot (R)^2 \cdot C1.$$

При этом величина индуктивности контура связи равна $L' = (L1 + L2 + L3) \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\sqrt{R_f \cdot R} - R}{R_f} \right)$. Данные соотношения получены на

основе преобразований Нортон для широкополосных трансформирующих структур и в них обозначено: R_f - резонансное характеристическое сопротивление контуров полосового фильтра, R - сопротивление нагрузки. Описанные выше схмотехнические решения (рис. 3, рис. 5) являются базовыми звеньями для построения многокаскадных фильтров с развязывающими буферными усилителями на уровень мощности до 0,5 Вт. Задавая в каждом каскаде (звене) различные значения резонансного характеристического сопротивления R_f можно задавать в качестве исходных данных требуемые значения частот режекции в полосе заграждения.

Эффективным методом обеспечения хорошей физической реализуемости элементов узкополосных фильтров является использование каскадного соединения ПФ с широкой полосой пропускания и двух режекторных фильтров с высокой крутизной ската АЧХ (рис. 6). Режекторные фильтры формируют скаты амплитудно-частотной характеристики узкополосного фильтра, а полосовой фильтр осуществляет фильтрацию вне полосы заграждения режекторных фильтров. За счет хорошей физической реализуемости индуктивных и емкостных элементов режекторных фильтров в данной структуре обеспечивается малый уровень прямых потерь.

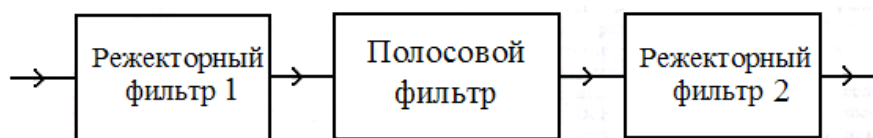


Рис. 6. Структурная схема узкополосного ПФ

Первый режекторный фильтр с полосой режекции $\Delta\omega_{P1}$ формирует левый склон АЧХ для полосы рабочих частот $\Delta\omega$. Второй режекторный фильтр с полосой режекции $\Delta\omega_{P2}$ формирует правый склон АЧХ. Полосовой фильтр выполнен с полосой пропускания $\Delta\omega_{П} = \Delta\omega + \Delta\omega_{P1} + \Delta\omega_{P2}$, что обеспечивает заданный уровень фильтрации во всей полосе заграждения. Уменьшение прямых потерь обеспечивается за счет значительного расширения полосы пропускания фильтра, в результате чего волновое сопротивление его параллельных контуров существенно возрастает, что повышает собственную добротность контуров. Анализ показывает, что в данной структуре элементы режекторных фильтров имеют хорошую физическую реализацию, а расширение полосы рабочих частот ПФ позволяет уменьшить прямые потери. Количественный расчет прямых потерь в полосовом и в режекторном фильтрах показал, что для полосового фильтра третьего порядка на трёх параллельных контурах с четвертьволновыми связями и с полосой пропускания (2-5)% в дециметровом диапазоне прямые потери составляют $a_{0П} \approx 3$ дБ. Тогда, как переход к режекторному фильтру даёт величину прямых потерь $a_{0P} \approx 0,3$ дБ.

Во второй главе также решались задачи разработки и исследования эллиптических фильтров, выполненных в распределенном базисе. Были исследованы фильтры на спиральных резонаторах, которые применяют на уровне мощности от нескольких мВт до 500 Вт. Моделирование частотных свойств фильтров на спиральных резонаторах проведено с помощью сосредоточенного квазиполиномиального эквивалента, содержащего связанные параллельные контуры, как показано на рис. 7.

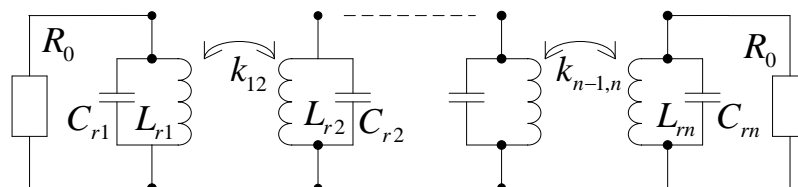


Рис. 7. Схема сосредоточенного квазиполиномиального эквивалента фильтра на спиральных резонаторах

В результате исследования селективных свойств ПФ на спиральных резонаторах по эквивалентной схеме рис. 7 было установлено, что при полном и частичном включении нагрузок характерной особенностью данных фильтров является монотонность характеристики затухания в полосе заграждения. При этом увеличить избирательные свойства такого классического фильтра оказывается возможным за счет увеличения порядка фильтра, то есть количе-

ства резонаторов. Однако применение более 6 резонаторов приводит к значительной величине прямых потерь. Альтернативным методом улучшения селективных свойств является применение дополнительных перекрестных связей между спиральными резонаторами (рис. 8).

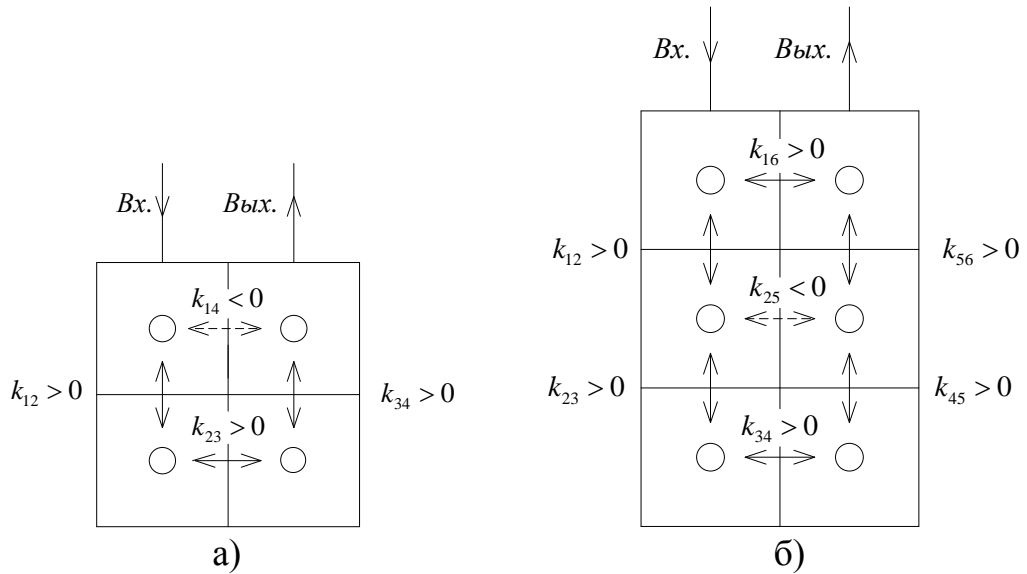
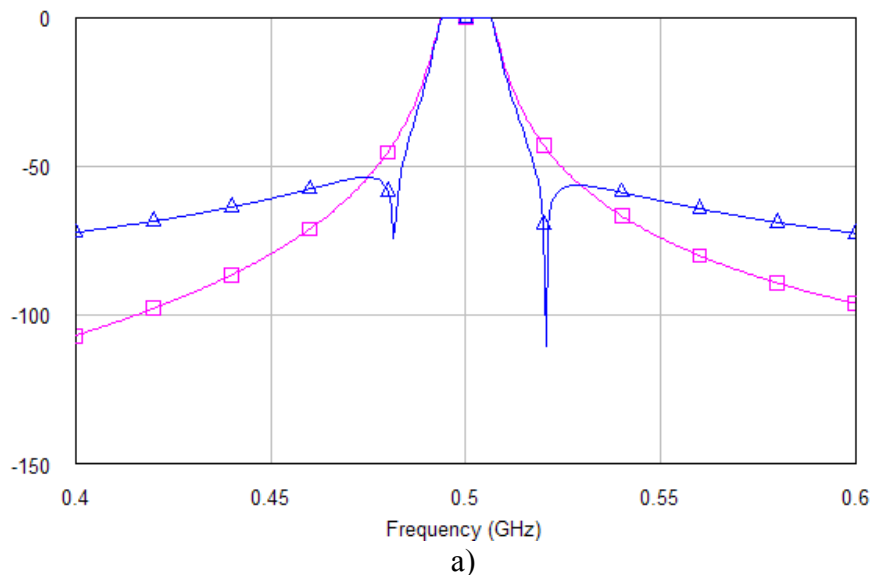
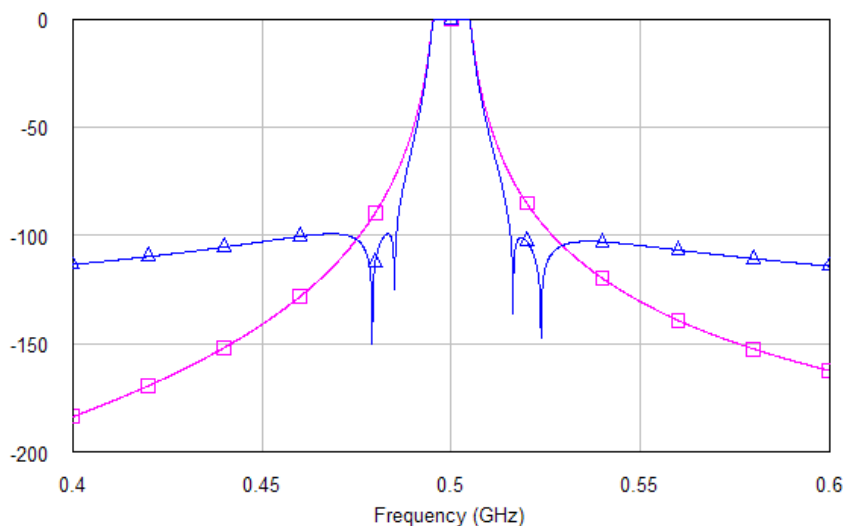


Рис.8. Структура четырехрезонаторного (а) и шестирезонаторного (б) фильтров с дополнительными перекрестными связями

На рис. 9а представлены результаты компьютерного моделирования АЧХ четырехрезонаторного фильтра с дополнительной емкостной связью $k_{14} = -0,001$. Для сравнения селективных свойств на рис. 9а приведен также график для случая $k_{14} = 0$.





б)

Рис. 9. АЧХ фильтров на четырех (а) и шести (б) спиральных резонаторах

Из рассмотрения графиков рис. 9б следует, что в шестирезонаторном фильтре появляется возможность сформировать четыре нуля коэффициента передачи. Это существенно увеличивает селективные свойства фильтра. Также как и в четырехрезонаторном фильтре, значения дополнительных коэффициентов связи оказываются значительно меньше, чем значения коэффициентов связи между соседними резонаторами. Для эллиптического фильтра второго порядка дополнительная перекрестная связь вырождается в комбинированную связь. Исследования показали, что комбинированная связь и в фильтрах более высокого порядка приводит к появлению частот режекции в полосе заграждения. Это свойство спиральных резонаторов с комбинированной связью использовано при разработке канальных фильтров метрового диапазона для телевизионных передающих устройств мощностью до 150 Вт.

В третьей главе исследованы эллиптические фильтры на основе микрополосковых линий передачи (МПЛ). Используя структуру трехконтурного фильтра рис. 5 в качестве сосредоточенного эквивалента была разработана методика расчета ПФ в распределенном базисе (рис. 10).

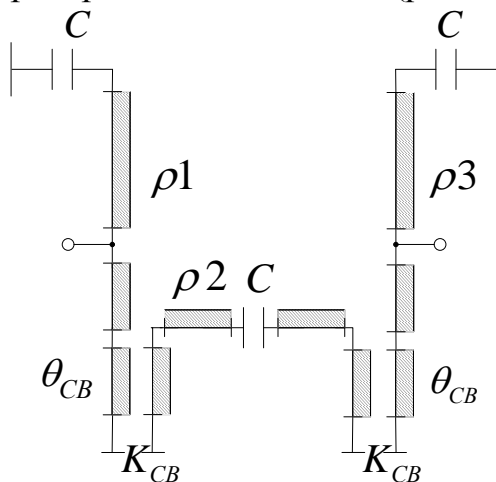


Рис. 10. ПФ 3-го порядка с частичным включением микрополосковых резонаторов

Основным пунктом методики расчета параметров фильтра является определение волнового сопротивления среднего резонатора ρ_2 и его электрической длины θ_2 . Эти параметры находятся в результате численного решения системы двух нелинейных трансцендентных уравнений, полученных из условия резонанса и эквивалентности по крутизне реактивного сопротивления среднего резонатора сосредоточенному контуру:

$$\begin{cases} \sin\left(\frac{\theta}{2} - \psi\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2} - \psi\right) + \frac{\theta}{2} = 0, \\ \rho_2 \cdot \operatorname{ctg}\left(\frac{\theta}{2} - \psi\right) + \frac{1}{4\pi f_0 C} = 0, \end{cases} \quad (7)$$

где $\psi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\rho_2}{\rho_1 \operatorname{tg}\theta_{cs}}\right)$.

В соответствии с разработанной методикой расчета были определены параметры микрополосковых резонаторов для следующих исходных данных: $f_0 = 450$ МГц; $\Delta f = 15$ МГц; $R_n = 75$ Ом. В результате расчёта получены параметры: $R_0 = 1875$ Ом; $\rho_1 = 72,3$ Ом; $\rho_2 = 89,3$ Ом; $\theta_1 = 60^\circ$; $\theta_2 = 53,86^\circ$; $\theta_{cs} = 9,974^\circ$; $K_{cs} = 0,171$; $C = 2,824$ пФ. Для проверки адекватности разработанной методики расчёта ПФ с резонансной связью на основе МПЛ было проведено компьютерное моделирование частотных свойств фильтра. Результаты моделирования АЧХ фильтра с учетом диссипативных потерь приведены на рис. 11.

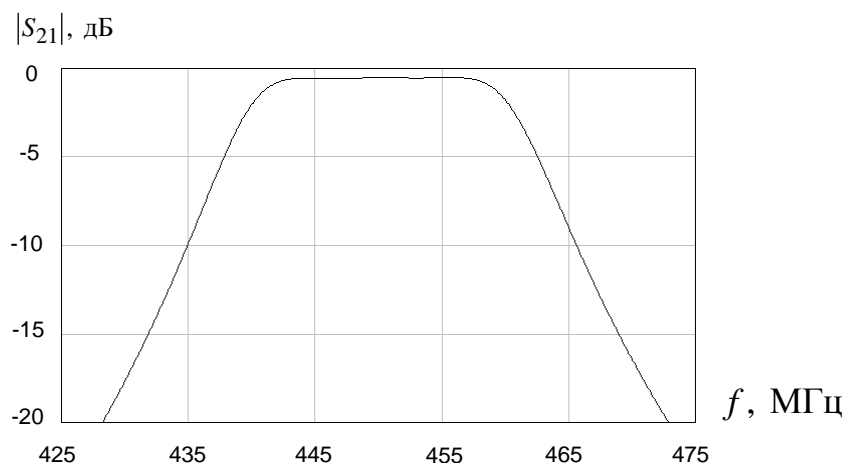


Рис. 11. АЧХ микрополоскового ПФ с резонансной связью

В дециметровом диапазоне для уменьшения прямых потерь целесообразно сосредоточенные индуктивности в сложной колебательной системе заменить отрезками короткозамкнутых линий передачи, как показано на рис. 12.

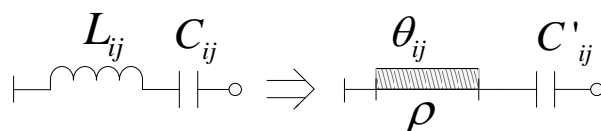


Рис. 12. Переход от последовательного сосредоточенного контура к распределенному резонатору

Предлагаемый переход является эквивалентным, если крутизна реактивного сопротивления последовательного контура на сосредоточенных элементах равна крутизне «полураспределённого» резонатора на частоте ω_0 . На основе этого условия были получены трансцендентные уравнения для расчёта электрической длины θ_{ij} и ёмкости C_{ij} :

$$\frac{\theta_{ij}}{\cos^2 \theta_{ij}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_{\pm i}} \right) + \operatorname{tg} \left(\theta_{ij} \frac{\omega_{\pm i}}{\omega_0} \right) = \frac{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega_{\pm i}^2}}{\rho C_{ij} \omega_{\pm i}},$$

$$C'_{ij} = \frac{1}{\omega_{\pm i} \rho \operatorname{tg} \left(\theta_{ij} \frac{\omega_{\pm i}}{\omega_0} \right)}. \quad (8)$$

В качестве примера применения данного подхода на рис. 13 приведена схема сосредоточенного эквивалента ПФ 3-го порядка (а) и его микрополосковой реализации (б), в которой используются четвертьволновые связи.

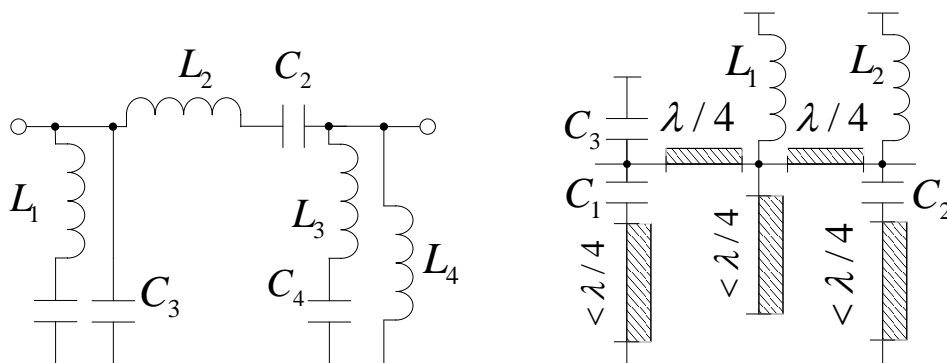


Рис. 13. ПФ полосовых фильтров 3-го порядка:
а) сосредоточенный эквивалент; б) микрополосковая реализация

Как показало компьютерное моделирование, при отклонении частоты режекции от частоты среза на 2 % и более в рабочей полосе частот сохраняется чебышевский альтернанс, а при отклонении 3÷5 % - требуется проводить параметрическую оптимизацию, начальное приближение для которой определяется по приведённым выше соотношениям.

В четвертой главе на основе результатов теоретических исследований, полученных в предыдущих разделах диссертационной работы, была выполнена разработка ряда экспериментальных конструкций и опытных образцов канальных эллиптических фильтров на различный уровень мощности для те-

левизионных модуляторов и передающих устройств метрового и дециметрового диапазона. Для фильтров дециметрового диапазона на уровень мощности более 150 Вт в качестве колебательных систем использовались высокодобротные коаксиальные четвертьволновые резонаторы, позволяющие обеспечить уровень прямых потерь порядка 0,1-0,3 дБ. Маломощные каналные фильтры были реализованы на основе LC -контуров, отрезков микрополосковых линий передачи и спиральных резонаторов. В качестве критерия эффективности разработанных каналных фильтров различного вида использован индекс массогабаритных потерь.

Для метрового и дециметрового диапазонов длин волн был разработан и экспериментально исследован трехконтурный каналный фильтр, выполненный на сосредоточенных LC -элементах по схеме рис. 5. Данный фильтр предназначен для работы на малом уровне мощности входного высокочастотного сигнала (до 100 мВт). Конструктивная реализация фильтра показана на рис. 14. В связи с тем, что параллельные LC -контур с частичным включением обладают трансформирующими свойствами, в данном фильтре существенно улучшена физическая реализация катушек индуктивности, величина которых для метровых телевизионных каналов составляет 50-75 нГ. При этом требуемые для настройки на центральную частоту полосы пропускания значения емкостей контуров позволяют использовать типовые конденсаторы постоянной емкости. Использование во входном параллельном контуре частичного индуктивного включения, а в выходном параллельном контуре частичного емкостного включения обеспечивает симметричную форму АЧХ эллиптического фильтра справа и слева от полосы пропускания. При этом коэффициенты частичного включения последовательного контура связи выбраны таким образом, что емкость последовательного контура связи равна емкости параллельных контуров с частичным включением. Это обеспечивает быструю настройку фильтра на любой телевизионный канал. Для каналных фильтров метрового диапазона экспериментально были определены оптимальные значения емкостей конденсаторов, обеспечивающие величину прямых потерь 1-2 дБ. Конкретные значения емкостей конденсаторов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Оптимальные значения емкостей конденсаторов каналного фильтра

№ канала	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
С, пФ	100	75	56	47	43	18	15	12	11	10	10	8

Для повышения селективных свойств было предложено каскадное включение двух фильтров третьего порядка, каждый из которых настраивается независимо друг от друга. При этом для компенсации влияния диссипативных потерь и уменьшения взаимного влияния фильтров друг на друга между фильтрами был включен развязывающий усилительный каскад с высокой линейностью амплитудной характеристики. Применение развязывающе-

го усилительного каскада позволило не только компенсировать диссипативные потери, но и получить усиление по мощности 10-12 дБ. Для уменьшения прямых потерь в дециметровом диапазоне длин волн (21-60 канал) индуктивные элементы были выполнены в виде прямоугольной петли или МПЛ, а настройка колебательных систем осуществлялась с помощью подстроечных конденсаторов 2-10 пФ.

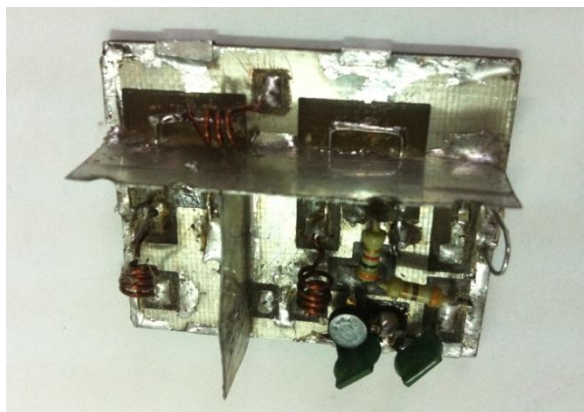


Рис. 14. Конструкция эллиптического трехконтурного фильтра на сосредоточенных LC -элементах

Экспериментальный график АЧХ каскадного включения двух трехконтурных фильтров с буферным усилительным каскадом приведен на рис. 15.

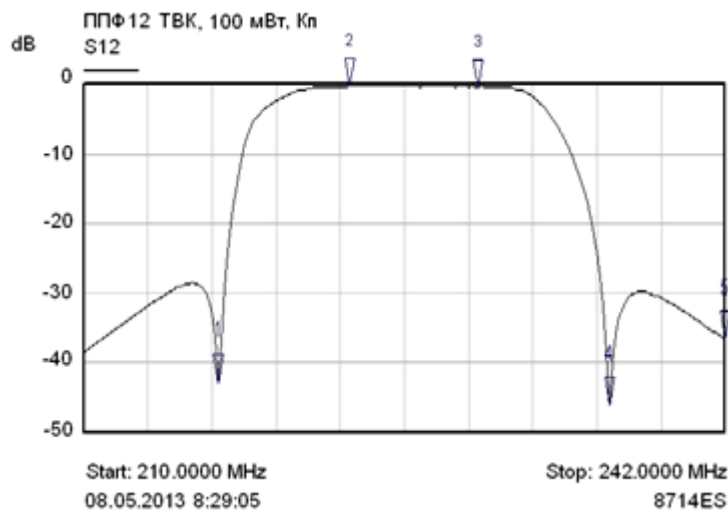


Рис. 15. Экспериментальный график АЧХ трехконтурного фильтра на сосредоточенных LC -элементах

В ходе экспериментальных исследований было установлено, что в метровом и дециметровом диапазоне длин волн при использовании сосредоточенных индуктивных элементов, а также отрезков линий передач с добротностью 200-400 за счет влияния диссипативных потерь полоса пропускания канальных фильтров уменьшается на (10-15)%, что следует учитывать с помощью коррекции исходных данных. В двухкаскадном фильтре с развязывающим буферным усилителем были получены следующие технические характеристики:

- Частотный диапазон: 50- 862 МГц
- Максимальная мощность входного СВЧ сигнала: 100 мВт DTV (150 мВт ATV).
- Полоса пропускания: 8 – 10 МГц
- Температурная стабильность: ≤ 6 кГц/К
- Рабочая температура: $- 5 \div + 45^{\circ}\text{C}$
- Предельная температура: 40К на 100 мВт DTV.
- Масса: 0,1 кг
- Прямые потери: ≤ 2 дБ на центральной частоте.
 $\leq 2,1$ дБ на центральной $\pm 3,8$ МГц
- Избирательность: > 6 дБ на центральной $\pm 4,2$ МГц
 > 15 дБ на центральной ± 6 МГц
 > 32 дБ на центральной ± 12 МГц
- Потери на отражение: > 24 дБ

Для усилителей мощности передающей телевизионной аппаратуры серии «Полярис» был разработан каналный эллиптический фильтр дециметрового диапазона на 4 спиральных резонаторах и с комбинированной электромагнитной связью между соседними резонаторами на уровень мощности 100 Вт, конструкция которого показана на рис. 16. Габаритный индекс потерь в разработанной конструкции составил $40\text{дБ}\times\text{см}^3$ (прямые потери 0,8 дБ).

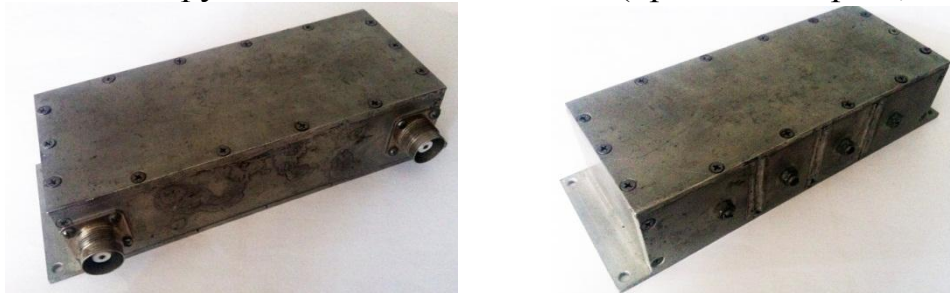


Рис. 16. Конструкция каналного фильтра на уровень мощности 100 Вт для ДМВ телевизионного передатчика

На рис. 17 приведён экспериментальный график АЧХ каналного фильтра на спиральных резонаторах.

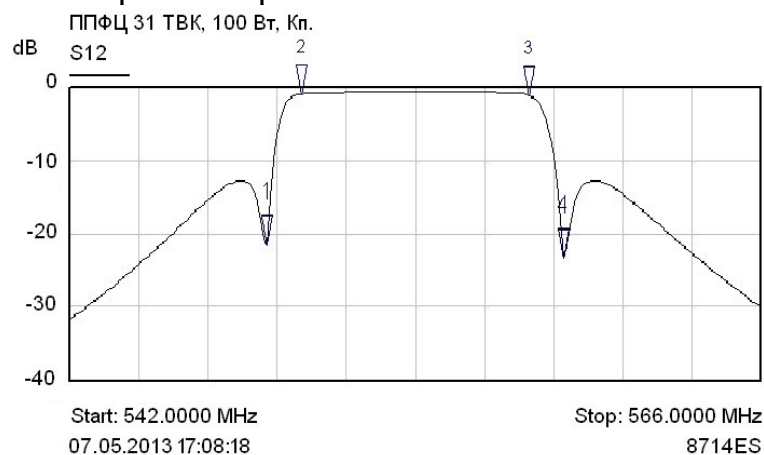


Рис. 17. Экспериментальный график АЧХ каналного фильтра на 4-х спиральных резонаторах

На основе результатов теоретического исследования, приведенных во 2 главе, была разработана конструкция канального фильтра с перекрестными связями на основе перестраиваемых четвертьволновых резонаторов. Данный фильтр был использован в качестве выходного канального фильтра для телевизионного передатчика «ПОЛЯРИС», работающего в стандарте DVB-T2.

Заключение

Достижение поставленных в настоящей работе целей позволило предложить новые принципы построения и методы расчета фильтров, сочетающих в себе высокую крутизну скатов АЧХ эллиптических фильтров и обеспечивающих режекцию на заданных частотах в полосе заграждения. Разработанные новые схемотехнические решения для фильтровых структур позволили эффективно подавлять конкретные комбинационные составляющие и высшие гармоники в модуляторных и усилительных устройствах радиотехнических систем различного назначения. Улучшение физической реализуемости элементов колебательных систем достигнуто за счет использования широкополосных методов трансформации характеристического сопротивления, а также использования комбинированной и перекрестной связи между сосредоточенными колебательными контурами и распределенными резонаторами. Все это позволило существенно уменьшить уровень внеполосного излучения, повысить электромагнитную совместимость и помехоустойчивость радиотехнических систем. Разработанные устройства нашли применение в продукции, серийно выпускаемой заводами – изготовителями радиотелевизионного передающего оборудования: ООО «НПП Триада-ТВ» и ООО «НПК Микротек» (г. Новосибирск).

ПРИЛОЖЕНИЕ

Основные положения диссертационной работы отражены в следующих публикациях:

Статьи, соответствующие перечню периодических изданий, рекомендуемых ВАК:

1. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Полосовые фильтры с эллиптическими характеристиками // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 1 (46). – С. 149–156.
2. Разинкин В.П., Хрусталеv В.А., Рубанович М.Г., Востряков Ю.В., Абросимов А.А. Широкополосная амплитудно-частотная коррекция // Радиопромышленность. – 2012. – № 1. – С. 31–41.
3. Разинкин В.П., Абросимов А.А., Мехтиев А.Д. Анализ переходных процессов в нестационарных частотно-избирательных цепях // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 2 (47). – С. 115–120.
4. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Высокоизбирательные фильтры на спиральных резонаторах // Радиопромышленность. – Москва. – 2012. – Вып. № 1. – С. 21–31.

5. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Эллиптические фильтры на сосредоточенных элементах // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2. – часть 2. – С. 29–31.

Статьи и тезисы в материалах конференций:

6. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Полосовые фильтры с частичным включением резонаторов // Наука. Технологии. Инновации: труды Всероссийской научной конференции молодых учёных. – Новосибирск. – 2011. – С. 285–287.

7. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Узкополосные фильтры на сосредоточенных элементах // Информатика и проблемы телекоммуникаций: материалы Российской научно-практической конференции. – Новосибирск. – 2011. – Т. 1 – С. 466–468.

8. Abrosimov A.A., Razinkin V.P. Phase-shift keying device based on tunable filter // International Siberian Workshop and Tutorials on Electron Devices and Materials EDM 2011: Proceedings of the 10th annual international conference. – Novosibirsk. – 2011. – P. 186–188. [СВЧ фазовый манипулятор на основе перестраиваемых фильтров].

9. Абросимов А.А. Разинкин В.П. Мехтиев А.Д. Амплитудный детектор на основе фильтрового диплексера // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Российской научно-технической конференции. – Новосибирск. – 2012. – С. 242–245.

10. Абросимов А.А., Разинкин В.П. Эллиптические фильтры на спиральных резонаторах // Наука. Технологии. Инновации: труды Всероссийской научной конференции молодых учёных. – Новосибирск. – 2012. – Часть 2. – С. 217–219.

11. Разинкин В.П., Абросимов А.А., Мехтиев А.Д. СВЧ выключатели на основе фильтровых структур // Наука, образование, бизнес: материалы Российской научно-практической конференции. – Омск. – 2012. – С. 193–195.

12. Абросимов А.А., Разинкин В.П., Мехтиев А.Д. Широкополосный СВЧ коммутатор // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск. – 2012. – С. 287–289.

13. Абросимов А.А. Полосно–пропускающие фильтры с комбинированной связью // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Российской научно-технической конференции. – Новосибирск. – 2013. – С. 255–258.