

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РГБ СА

42 001 008

На правах рукописи

Семенов Эдуард Валерьевич

УДК 621.372

**Фазовые фильтры на основе связанных линий и их
применение для аналоговой обработки широкополосных
сигналов**

специальность 05.12.21. - Радиотехнические системы специального
назначения, включая технику СВЧ и технологию их производства

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических
наук



Томск – 1998

Работа выполнена на кафедре технологии радиоэлектронной аппаратуры Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Научный руководитель: доктор технических наук,
профессор Малютин Н.Д.

Официальные оппоненты: доктор технических наук,
профессор Шайдуров Г.Я.,
кандидат технических наук
Аржанов С.Н.

Ведущая организация: Сибирский физико-технический институт

Защита состоится 20 октября в 9 часов в 228 ауд. на заседании специализированного совета Д 063.05.03 Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).

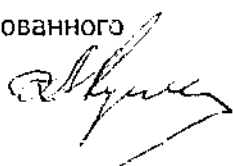
Адрес: 634050, г.Томск, пр. Ленина, 40

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ТУСУРа

Автореферат разослан « 1 » сентября 1998 г.

Ваши отзывы в двух экземплярах, заверенные печатью, просим направить в адрес университета ученому секретарю.

Ученый секретарь специализированного
совета к.т.н., доцент



А.А.Кузьмин

Актуальность работы. Рост скоростей передачи и обработки информации приводит к тому, что современные системы импульсной связи и радиолокации работают с сигналами нано- и пикосекундной длительности, спектр которых простирается до нескольких гигагерц. Цифровая обработка столь широкополосных сигналов затруднительна. Возможность применения активных устройств аналоговой обработки также ограничена. Достаточно большим резервом по обработке импульсных сверхширокополосных сигналов обладают пассивные устройства.

Аргументом в пользу применения пассивных устройств является также то, что при передаче и обработке шумоподобных сигналов повышенное влияние имеют мультипликативные помехи. Это накладывает требования высокой линейности устройств обработки шумоподобных сигналов, которым в наибольшей степени отвечают пассивные устройства.

Во многих случаях важно обрабатывать сигнал без потерь его мощности, т.е. объективно обработка сигнала должна обеспечиваться за счет нелинейной фазочастотной характеристики (неравномерного группового времени запаздывания ГВЗ)). Данные свойства присущи фазовым фильтрам (ФФ).

Состояние проблемы. Теория фазовых фильтров на сосредоточенных элементах разработана довольно полно, однако их реализация на сверхвысоких частотах (СВЧ) затруднительна. На СВЧ способны работать фильтры на основе распределенных структур, в частности, на связанных линиях (СЛ), но известные фильтры с применением СЛ не позволяют обрабатывать сверхширокополосные сигналы произвольным образом, так как набор их функциональных свойств неостаточен. Эффективные методы синтеза фазовых фильтров на основе СЛ к настоящему времени практически отсутствуют.

Целью работы является расширение функциональных возможностей пассивных линейных устройств обработки широкополосных сигналов на основе связанных линий и синтез многозвенных фазовых фильтров, предназначенных для цифровой обработки широкополосных сигналов, в том числе для защиты информации в каналах цифровой связи.

Предмет исследования. В работе исследуется возможность построения фазовых фильтров на основе связанных линий с характеристиками, образующими достаточно полный набор частотных зависимостей группового времени запаздывания (ГВЗ) для линейной пассивной обработки сигналов с малыми потерями энергии. Рассматриваются особенности построения многозвенных фильтров для защиты информации в каналах связи.

Основные задачи исследования

1. Синтез возможно большего количества звеньев, потенциально обладающих свойствами фазовых фильтров.
2. Анализ характеристик синтезированных звеньев и отбор перспективных для практического применения.
3. Синтез многозвенных фильтров для целей кодирования информации.

4. Конструктивный синтез перспективных фильтров и экспериментальная проверка теоретически полученных результатов.

Методы исследования. Для синтеза набора звеньев фазовых фильтров используется метод морфологического анализа. В процессе работы предложен также оригинальный метод синтеза распределенных устройств по прототипу на сосредоточенных элементах. Для отыскания передаточных параметров полосковых линий используется матричный метод решения телеграфных уравнений. При переходе от восьмиполосника связанных линий к четырехполоснику использованы элементы матричного анализа. При синтезе многозвенных фильтров используются полиномиальные аппроксимации Бесселя, Чебышева. Для решения систем нелинейных уравнений в процессе отыскания чебышевских аппроксимаций ГВЗ используется метод Ньютона-Рафсона.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Характеристика группового времени запаздывания фазового фильтра с максимумом на постоянном токе реализуется при схеме включения связанных линий, в которой обеспечивается преимущественно синфазное по току возбуждение СЛ.

2. Метод синтеза, основанный на переходе от одного сосредоточенного прототипа к распределенному устройству путем замены элементов прототипа отрезками линий передачи, приводит к решению в виде нескольких фазовых фильтров на связанных линиях с различными функциональными свойствами.

3. Характеристики секции фильтра с преимущественно синфазным возбуждением связанных линий при помощи включения сосредоточенных неоднородностей модифицируются таким образом, что групповое время запаздывания секции принимает вид характеристик фазовых фильтров второго порядка на сосредоточенных элементах, что позволяет получать характеристики, синтезированные для класса фильтров на сосредоточенных элементах.

4. Формирование или кодирование сигнала устройством предсказания с последующим восстановлением формы сигнала устройством коррекции обеспечивается совместным синтезом устройств предсказания и коррекции путем деления на две группы набора звеньев составляющих многозвенный фильтр с чебышевской частотной зависимостью ГВЗ.

Научная новизна результатов состоит в следующем:

1) показано, что устройства с применением связанных линий с неуравновешенной связью могут иметь нулевое затухание во всем диапазоне частот;

2) предложен метод синтеза фазовых фильтров на основе связанных линий основанный на переходе от одного сосредоточенного прототипа к распределенному устройству путем замены элементов прототипа отрезками линий передачи приводящий к решению в виде нескольких фазовых фильтров на связанных линиях с различными функциональными свойствами;

3) получены аналитические условия, при которых секции с преимущественно синфазным возбуждением СЛ имеют всепропускающие свойства. Получены аналитические формулы для передаточных функций и характеристик группового времени запаздывания данных секций в виде дробно-рациональных функций от носителя частоты и тригонометрических функций от нее;

4) показано, что совместный синтез фильтров разрушения и восстановления формы импульсных сигналов может быть осуществлен делением на две группы набора звеньев, составляющих многозвенный фильтр с чебышевской характеристикой группового времени запаздывания;

5) предложен эффективный алгоритм синтеза чебышевских характеристик группового времени запаздывания.

Практическая значимость результатов работы

Синтезирован ряд новых фазовых фильтров на основе связанных линий, позволяющих формировать многозвенные ФФ с достаточно произвольной характеристикой ГВЗ и обрабатывать широкополосные сигналы по этому параметру при малых потерях энергии. Это позволяет решать задачи коррекции и кодирования сигналов.

Предложенный метод синтеза кодека сверхширокополосных сигналов на основе фазовых фильтров позволяет эффективно защищать передаваемую информацию от несанкционированного съема. Разработанные модели и программы используются не только для моделирования и проектирования фазовых фильтров на СЛ, но и могут быть полезны при исследовании и разработке других функциональных устройств. САПР «Codec» нашла применение в исследованиях и учебном процессе.

Результаты работы использованы в НИР ГБ 6.96 «Разработка принципов кодирования сигналов на основе управления групповой скоростью волн в многозвенных структурах» и при разработке двух проектов, финансируемых по грантам Госкомитета РФ по высшему образованию по фундаментальным исследованиям в области электроники и радиотехники: проект 5-16 «Синтез полосковых устройств на связанных линиях с сильно неуравновешенной электромагнитной связью» и «Методы синтеза и экспериментальное исследование управляемых устройств для векторного преобразования широкополосных сигналов на основе связанных структур с предельно неуравновешенной электромагнитной связью».

Результаты внедрения

1. Разработанные устройства кодирования и декодирования импульсных сигналов внедрены в локальную сеть предприятия ОАО «Томский химико-фармацевтический завод», локальную сеть Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Устройства повышают информационную безопасность в указанных учреждениях.

2. САПР для разработки устройств защиты информации при передаче импульсных сигналов внедрена в учебный процесс на кафедре технологии РЭА (ТРЭА) ТУСУР.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы представлялись на:

1. Международной научно-технической конференции и выставке «Спутниковые системы связи и навигации» (Красноярск, 30 сентября-3 октября 1997).

2. Международных научных симпозиумах «Распространение радиоволн в городе» и «Конверсия науки - международному сотрудничеству» (Томск, 2-4 сентября, 1997).

3. Выставке-ярмарке в «Hanpover messe '98» (Ганновер, 20-25 апреля 1998).
4. Выставке-ярмарке «Инновация-97» (Томск, ноябрь 1997).
5. XXXIV международной научной студенческой конференции «Студент и научно-технический прогресс» (Новосибирск, 1996).
6. 2-й Региональной научно-практической конференции молодежи и студентов по техническим наукам и высоким технологиям (Томск, март 1996).
7. 3-й Областной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (Томск, 25-28 март 1997).
8. 4-й Областной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (Томск, 23-28 март 1998).
9. Второй Региональной научно-технической конференции студентов и молодых специалистов «Радиотехнические и информационные системы и устройства» (Томск, 20-22 мая 1997 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 14 печатных работ, в том числе 1 – в центральной печати, и получено свидетельство на полезную модель.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, списка литературы и пяти приложений. Она содержит 133 страницы текста с рисунками, приложениями и списком литературы из 75 наименований.

Содержание работы

Во введении обоснована актуальность синтеза новых фазовых фильтров на основе связанных линий и их использования для обработки сигналов, обрисовано состояние проблемы, определены цель диссертационной работы и основные задачи исследования, сформулированы положения, выносимые на защиту.

В первой главе произведен обзор и анализ литературных и других источников информации.

В результате обзора установлено, что нормированная характеристика ГВ:

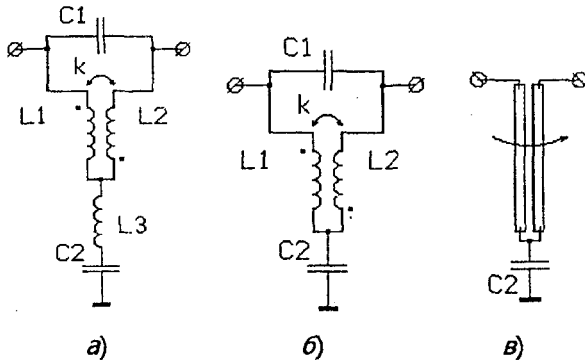


Рис. 1. Фазовые фильтры на сосредоточенных элементах и С-секция

ДФ второго порядка на сосредоточенных элементах рис.1,а,б однозначно определяется коэффициентом связи обмоток трансформатора k :

$$\tau(\Omega) = 2 \cdot m \cdot \frac{\Omega^2 + 1}{\Omega^4 - 2 \cdot \Omega^2 + \Omega^2 \cdot m^2 + 1}, \quad m = \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}. \quad (1)$$

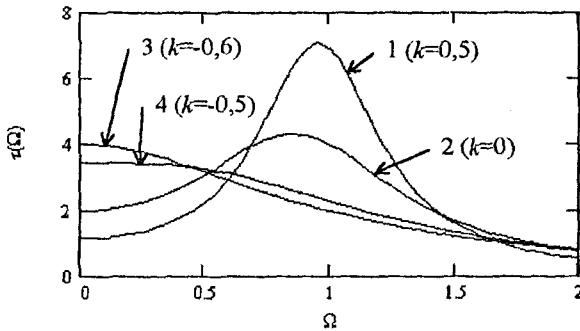


Рис.2. Зависимость характеристики ГВЗ фазового фильтра второго порядка от коэффициента связи трансформатора

При $k > -0.5$ реализуется колоколообразная $\tau(\Omega)$ (кривые 1, 2 на рис.2), при $k < -0.5$ – ниспадающая (кривые 3, 4).

Характеристика фазового фильтра на основе связанных линий, С-секции рис.1,в), обладает следующими особенностями:

- 1) максимум характеристики С-секции не может располагаться на частоте близкой к нулю;
- 2) частотная характеристика ГВЗ периодична.

Периодичность характеристики С-секции обуславливает то, что синтез заданной зависимости в области первых резонансов приведет к неуправляемому оведению ГВЗ на вторых. Невозможность получения максимума ГВЗ на частоте близкой к нулю означает, что при каскадном соединении С-секций суммарная характеристика всегда будет иметь там провал.

Следовательно, особенности характеристики ГВЗ С-секции не позволяют рассматривать ее в качестве единственного базиса для фазовых фильтров СВЧ.

Модифицированная С-секция (с неуравновешенной электромагнитной связью (УЭМС)) отличается наличием сосредоточенной проводимости (емкости), уравнивающей процесс передачи энергии в линиях. Недостатком работ по модифицированной С-секции является рассмотрение только младшего по частоте резонанса ГВЗ.

В диссертации отмечена вполне отчетливая аналогия между строением С-секции и сосредоточенным фильтром (рис.1,б) как в отношении включения связанных линий, так и в отношении расположения уравнивающей емкости.

Во второй главе рассмотрено два метода синтеза фазовых фильтров на основе распределенных структур: морфологический и на основе прототипа на сосредоточенных элементах.

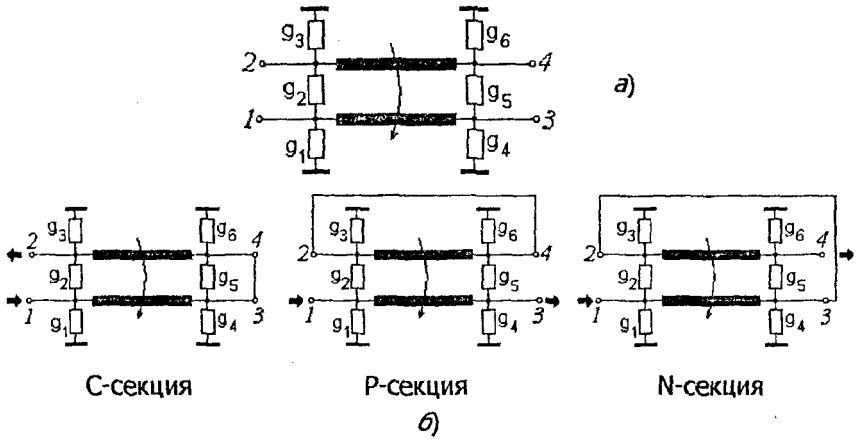


Рис.3. Базовая схема для фазовых фильтров на основе СЛ

В процессе **морфологического синтеза** множество вариантов построения фильтра (рис.3,б) образуется при различных вариантах перехода от принятого качества базовой схемы восьмиполюсника (рис.3,а) к четырехполюснику. Правило перехода заключается в следующем: две пары полюсов являются входом и выходом фильтра, а другие две пары полюсов должны быть замкнуты между собой. Возможно три топологически различных варианта перехода к четырехполюснику, удовлетворяющих этому требованию. Они представлены на рис.3,б названы соответственно тому, какую букву напоминает их схематическое изображение: С-секция, Р-секция и N-секция.

Синтез распределенных фильтров по сосредоточенному прототипу

Множество новых секций формируется в результате замены в схеме прототипа на сосредоточенных элементах (рис.1,а) индуктивностей L_1 и L_2 на связанные полосковые линии, а индуктивности L_3 на одиночную полосковую линию

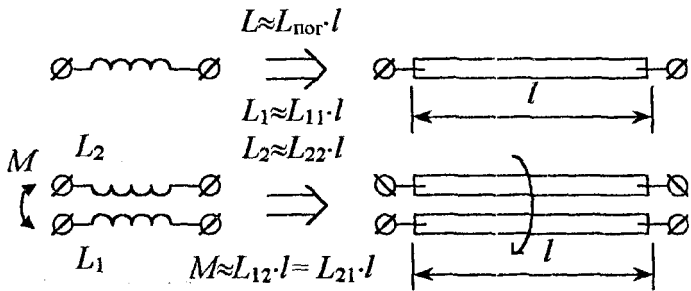


Рис.4. Соответствие элементов при переходе от сосредоточенного прототипа к распределенному устройству

(рис.4). Произведя указанную замену, приходим к схеме фильтра, изображенной на рис.5. Из этой схемы как частные получаются схемы С-секции, N-секции, модифи-

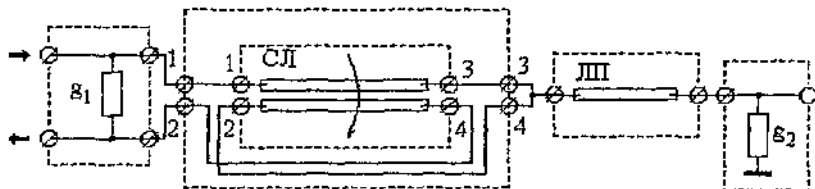


Рис.5. Обобщенная эквивалентная схема фазового фильтра второго порядка цифрованной N-секции и ряда фильтров на сосредоточенных элементах. Отношения между синтезированным фильтром и прототипом оказываются более строгими, чем простая аналогия: прототип далее можно рассматривать как вырожденный случай синтезированного распределенного фильтра. Таким образом, данный метод позволяет рассматривать известные сосредоточенные фильтры как вырожденные варианты С- и N-секций. Особенность метода также в том, что синтезированный фильтр имеет по крайней мере одно сочетание параметров, при котором обеспечиваются всепропускающие свойства.

Аналитически продемонстрирована корректность замены индуктивностей на связанные полосковые линии: показано, что матрица передачи СЛ при устремлении погонных емкостей к нулю стремится к матрице передачи включенных на проход индуктивностей.

Распределенная схема (рис.5) эффективна и при расчетах сосредоточенных фильтров, если необходимо учесть большое число воздействующих на реальное устройство факторов. Сложность вычисления передаточных параметров СЛ компенсируется меньшим количеством элементов, составляющих эквивалентную схему.

В связи с тем, что схема на рис.5 имеет своими частными случаями довольно большое количество ФФ, она может рассматриваться как обобщенная схема фазовых фильтров.

Далее во второй главе рассматриваются отдельные вопросы анализа передаточных характеристик фильтров на основе связанных линий. Предложен подход, при котором операция перехода представляется в матричной форме, что обеспечивает единство математического аппарата с вычислением погонных параметров СЛ, а также удобство при использовании в интегрированных математических пакетах программ. Получены следующие формулы перехода к четырехполюснику по схемам С-секции (2), Р-секции (3) и N-секции (4):

$$A^C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \left\{ \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right\}^{-1} \quad (2)$$

$$A^P = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot A \times \left\{ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (3)$$

$$A^N = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot A \times \left\{ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (4)$$

Далее предложены более удобные для практического использования формулы для расчета ГВЗ $\tau(f)$ по аналитически заданному затуханию $H(f)$:

$$\tau(f) = \frac{\text{Im}'(H(f)) \cdot \text{Re}(H(f)) - \text{Im}(H(f)) \cdot \text{Re}'(H(f))}{\text{Re}^2(H(f)) + \text{Im}^2(H(f))}, \quad (5)$$

и по заданному таблично:

$$\tau(f_i) \approx \frac{1}{f_i - f_{i-1}} \cdot \frac{\text{Im}(H(f_i)) \cdot \text{Re}(H(f_{i-1})) - \text{Im}(H(f_{i-1})) \cdot \text{Re}(H(f_i))}{\text{Re}^2(H(f_i)) + \text{Im}^2(H(f_i))}. \quad (6)$$

Третья глава посвящена исследованию свойств синтезированных секций: Р-секции, N-секции, модифицированной N-секции. Выявлены также следующие недостатки работ по **модифицированной С-секции**:

- 1) рассматривается только один максимум ГВЗ секции;
- 2) не установлено четких математических критериев выбора параметров уравнивающих цепей.

В работе предложен критерий выбора номинала уравнивающей емкости C , причем в диапазон рассматриваемых частот может укладываться несколько максимумов характеристики ГВЗ:

$$\max_{C \in (0, \infty)} \left\{ \min_{\omega \in (\omega_a, \omega_b)} \{s_{21}(C, \omega)\} \right\}, \quad (7)$$

где s_{21} - соответствующий коэффициент матрицы рассеяния четырехполюсника С-секции.

Численное решение рассматриваемой задачи выполнено в среде MathCad. На рис.6 приведены результаты работы программы. Обнаружено следующее свойство решения, удовлетворяющего (7): первый и последний по частоте резонансы (из укладываемых в рассматриваемый диапазон частот) имеют одинаковое и максимальное в рассматриваемом диапазоне частот затухание. Установлено также,

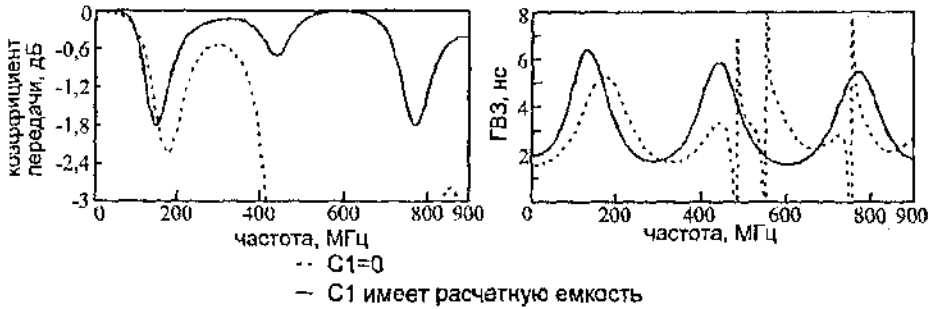


Рис.6. Передаточные характеристики С-секции

то величина емкости, необходимой для компенсации резонанса, растет с увеличением его номера. Поэтому, возможно, лучшие результаты могут быть получены при помощи уравнивающих двухполюсников с более сложной частотной зависимостью импеданса.

Установлено, что **Н-секция с уравновешенной электромагнитной связью** имеет характеристику ГВЗ обратную характеристике С-секции, но не обладает всепропускающими свойствами. Рост коэффициента связи СЛ приводит к появлению провалов в АЧХ секции.

В случае **Н-секции с неуравновешенной связью** лишь при выполнении специального условия возможно отсутствие искажений АЧХ. Из метода сосредоточенных прототипов следует, что уравнивающими неоднородностями могут быть конденсаторы C_1 и C_2 , включенные в качестве проводимостей g_2 и g_4 на ис.3,б (прочие проводимости полагаются равными нулю).

В работе показано аналитически, что $\eta(f) = 1$, то есть секция обладает всепропускающими свойствами, для любого m , если:

$$k_L = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1}, \quad C_1 = 0, \quad k_C = 1, \quad (8)$$

$$C_{11} = \frac{2}{\omega_0 \cdot \rho \cdot m}, \quad I_{11} = \frac{\rho}{\omega_0} \cdot \frac{m^2 + 1}{2 \cdot m}, \quad C_2 = \frac{2 \cdot m}{\rho \cdot \omega_0}, \quad I_{11} = L_{22}, \quad C_{11} = C_{22}. \quad (9)$$

где $L_{11}, L_{22}, C_{11}, C_{22}$ - распределенные индуктивности и емкости связанных линий,

k_L, k_C - коэффициенты связи линий по индуктивности и емкости соответственно,

ρ - сопротивление подводящих линий,

ω_0 - частота среза корректора.

При этом m будет определять форму характеристики ГВЗ. Данный результат является принципиально новым: показано, что секция с неуравновешенной (прежельно неуравновешенной) электромагнитной связью может иметь нулевое затухание во всём диапазоне частот.

Для этого, в частности, получены передаточные параметры СЛ при предельной связи по емкости:

$$\begin{aligned}
 \gamma_e &= \sqrt{2 \cdot Y_{11}} \cdot \sqrt{Z_{11} - Z_{12}}, \quad Y_e = \frac{\sqrt{2 \cdot Y_{11}}}{\sqrt{Z_{11} - Z_{12}}}, \\
 a_{11} = a_{22} = a_{33} = a_{44} &= \frac{1}{2} \cdot (1 + ch(\gamma_e)), \quad a_{12} = a_{21} = a_{34} = a_{43} = \frac{1}{2} \cdot (1 - ch(\gamma_e)), \\
 a_{31} = a_{42} = -a_{32} = -a_{41} &= \frac{1}{2} \cdot Y_e \cdot sh(\gamma_e), \\
 a_{13} = a_{24} &= \frac{1}{2} \cdot \left[Z_{11} + Z_{12} + \frac{sh(\gamma_e)}{Y_e} \right], \quad a_{14} = a_{23} = \frac{1}{2} \cdot \left[Z_{11} + Z_{12} - \frac{sh(\gamma_e)}{Y_e} \right].
 \end{aligned} \tag{10}$$

Получены выражения для затухания и ГВЗ N-секции при выполнении приведенных условий:

$$\begin{aligned}
 H(\Omega) &= \frac{1 + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) - 2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 \cdot \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) - 2 \cdot \Omega \cdot m \cdot \sin\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right)}{1 + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + 2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 - 2 \cdot \Omega \cdot m \cdot \sin\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right)} + \\
 &+ j \cdot \frac{2 \cdot \Omega \cdot m \left[1 + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) - \Omega \cdot m \cdot \sin\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) \right]}{1 + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + 2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 - 2 \cdot \Omega \cdot m \cdot \sin\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right)}. \tag{11} \\
 \tau(\Omega) &= \frac{2 \cdot m \cdot \left(2 \cdot \Omega^2 + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + 1 \right) \cdot \left(2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 + 2 \cdot \Omega \cdot m \cdot \sin\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + 1 \right)}{\left(4 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 + 1 \right) \cos^2\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + \left(4 \cdot \Omega^2 \cdot m^2 + 2 \right) \cos\left(2 \cdot \frac{\Omega}{m}\right) + 4 \cdot \Omega^4 \cdot m^4 + 1}
 \end{aligned}$$

Характеристика ГВЗ фильтра (рис.7, сплошная линия) имеет ярко выраженный максимум на нулевой частоте.

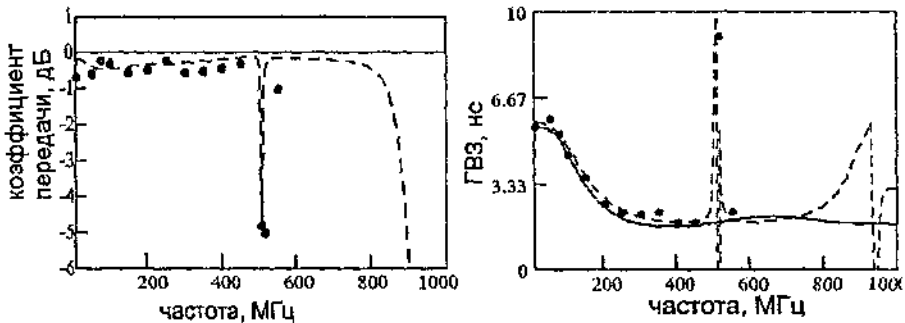


Рис.7. Передаточные характеристики N-секции

Р-секция с уравновешенной электромагнитной связью вносит незначительное затухание во всем диапазоне частот, то есть обладает всепропускающими свойствами. Характеристики ГВЗ секции качественно аналогичны характеристикам С-секции. С учетом большей сложности технологической реализации Р-секции можно считать практическое применение Р-секции с уравновешенной электромагнитной связью пока нецелесообразным.

Установлено, что **Р-секция с неуравновешенной связью** имеет всепропускающие свойства при выполнении следующих условий:

$$L_{11} = L_{22} = \frac{\rho}{\omega_0} \cdot \frac{m^2 + 1}{2 \cdot m}, \quad L_{12} = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \cdot L_{11}, \quad C_{11} = \frac{1}{\rho \cdot \omega_0} \cdot \frac{2}{m},$$

$$C_{12} = C_{22} = C_{11}, \quad C = \frac{2 \cdot m}{\rho \cdot \omega}. \quad (12)$$

На рис.8 представлено ГВЗ Р-секции с неуравновешенной связью. Характери-

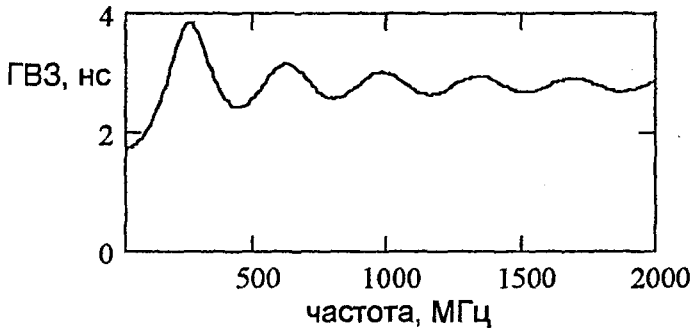


Рис.8. График ГВЗ Р-секции с неуравновешенной электромагнитной связью

стика (рис.8) не имеет функциональных аналогов среди характеристик, реализуемых фильтрами на сосредоточенных элементах. Действительно, характеристика, для которой задержка на нулевой частоте меньше, чем на частоте много большей частоты среза, нереализуема фильтром конечного порядка на сосредоточенных элементах.

Если в N-секции, из соображений реализуемости, ограничиться неуравновешенностью связи $k_C / k_L < 2$, то максимум ГВЗ будет располагаться только на частотах близких к нулю. С-секция может применяться для построения корректоров только с $m < 1$ и обладает периодической характеристикой ГВЗ. Таким образом, возникает потребность в синтезе новых фильтров с $1 < m < 1,7$, а также фильтров с $m < 1$ и непериодической характеристикой. Это возможно в **модифицированной N-секции** (рис.5).

Аналитически показано, что секция обладает всепропускающими свойствами, если:

$$L_{11} = L_{12} = L_{22} = \frac{\rho}{\omega_0} \cdot \frac{m}{2}, \quad C_{11} = C_{12} = C_{22} = \frac{2}{\rho \cdot \omega_0 \cdot m}, \quad (14)$$

$$L_{III} = \frac{\rho}{2 \cdot \omega_0 \cdot m}, \quad C_{III} = 0,$$

где L_{III} , C_{III} - распределенные индуктивность и емкость одиночной линии передачи соответственно.

Проводимость g_2 при этом должна представлять собой емкость $C = \frac{2 \cdot m}{\rho \cdot \omega_0}$, про-

водимость g_1 полагается равной нулю. В работе получено выражение для затухания секции в явном виде (при выполнении условий (14)):

$$H(\Omega) = \frac{\Omega^4 - 2 \cdot \Omega^2 - \Omega^2 \cdot m^2 + 1 + 2 \cdot i \cdot \Omega \cdot m \cdot (i - \Omega^2)}{\Omega^4 - 2 \cdot \Omega^2 + \Omega^2 \cdot m^2 + 1}. \quad (15)$$

Из (15) получено аналитическое выражение для ГВЗ модифицированной N-секции:

$$\tau(\Omega) = \frac{2 \cdot m \cdot (\Omega^2 + 1)}{\Omega^4 - 2 \cdot \Omega^2 + \Omega^2 \cdot m^2 + 1}. \quad (16)$$

Данная формула совпадает с характеристикой ГВЗ сосредоточенных фильтров (1). Это говорит, в частности, о том, что секция имеет столь же широкие, как и у сосредоточенных фильтров, функциональные возможности. Таким образом, она может использоваться в качестве базиса для построения достаточно произвольных характеристик ГВЗ. Данный факт позволяет также применять для синтеза характеристик известные полиномиальные описания.

На практике условия (14) о полной связи линий выполняются не в точности, что приводит к образованию паразитных резонансов (рис.9, штрих-пунктирная линия, $k_C = 0.97$, $k_L = 0.91$). В процессе численных экспериментов было установлено, что при неполной связи полосок первый паразитный резонанс возможно устранить подбором определенной степени неуравновешенности электромагнитной связи. На рис.9 представлены передаточные характеристики модифицирован-

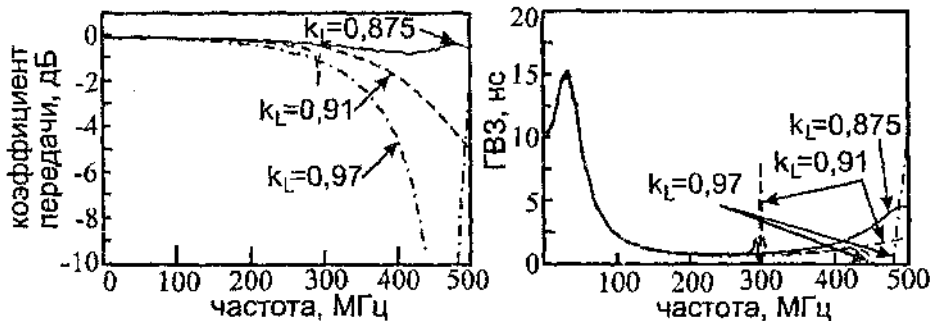


Рис.9. Передаточные характеристики модифицированной N-секции в зависимости от неуравновешенности электромагнитной связи, $k_C = 0.97$

ной N-секции для $k_L = 0,97, 0,91, 0,875$. k_C во всех случаях равен 0,97. Некоторое уменьшение коэффициента связи по емкости и рост неуравновешенности связи приводят к компенсации провала АЧХ. Таким образом, для реальных параметров СЛ модифицированная N-секция с НУЭМС оказывается предпочтительной.

Далее в третьей главе показано, что формула:

$$\tau(\Omega) = 4 \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{p}{p^2 + \Omega^2} \right), \quad (17)$$

где

$$p = \alpha_n + j \cdot \Omega_n, \quad (18)$$

представляет полюс передаточной характеристики фильтра, эквивалентна характеристике ГВЗ N-секции (16) (а также, разумеется, характеристике (1) ФФ второго порядка на сосредоточенных элементах).

В **четвертой главе** показана эффективность непосредственного формирования шумоподобного сигнала (ШПС) из цифровой последовательности с помощью пассивного ФФ.

Предложена структурная схема системы кодирования импульсных сигналов (рис.10). Устройство предискажения является формирователем шумоподобного сигнала из поступающей цифровой последовательности, устройство коррекции восстанавливает искаженный сигнал до формы, близкой к первоначальной. Обратное направление передачи энергии приводит к последовательности обработки

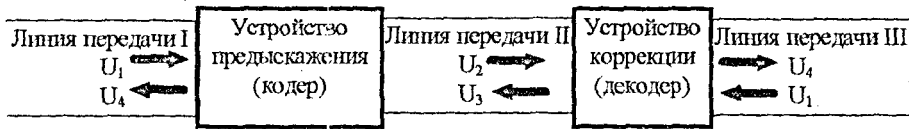


Рис.10. Структурная схема системы кодирования цифровой информации

сигналов, показанной на схеме стрелками противоположного направления.

Условиями работы системы (рис.10) являются плоская суммарная ГВЗ устройств в спектральном диапазоне передаваемого сигнала и искажения формы сигналов устройствами в отдельности, исключающие правильный прием информации цифровой схемой.

Решается задача совместного синтеза устройств следующим образом.

1. Синтезируем фазовый фильтр с плоской в некотором диапазоне частот характеристикой ГВЗ.

Рассмотрены две полиномиальные аппроксимации: максимально плоская Бесселя) и чебышевская. По отношению к фильтрам на основе распределенных структур, полиномиальные аппроксимации в общем случае, очевидно, непригодны, однако в третьей главе было показано, что характеристики модифицированной N-секции (обладающей наиболее гибкой характеристикой ГВЗ) могут быть с некоторой идеализацией (14) описаны дробно-рациональной функцией (16) или налоговой ей (17).

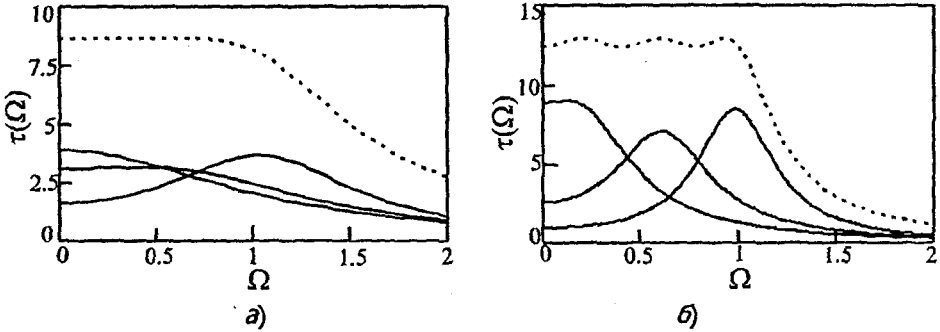


Рис.11. Характеристики ГВЗ фильтра Чебышева

Установлено, что звенья фильтра Бесселя вносят небольшие перепады ГВЗ (рис.11,а) и при увеличении порядка фильтра возрастают они незначительно, что не позволяет использовать фильтры Бесселя любого порядка для решения рассматриваемой задачи.

Рассмотрен также фильтр шестого порядка с чебышевской характеристикой ГВЗ. На рис.11,б представлены зависимости ГВЗ каждого звена в отдельности и суммарная ГВЗ фильтра. Вносимый звеньями перепад ГВЗ значительно больше чем перепад ГВЗ звеньев фильтра Бесселя (до 8 против 2.5 для фильтра Бесселя) и примерно линейно возрастает с увеличением порядка фильтра, составляя для фильтра 14-го порядка 20, для фильтра 20-го порядка 30.

В связи с тем, что аналитическое решение задачи чебышевской аппроксимации характеристик ГВЗ к настоящему времени отсутствует, в работе предложено более эффективный по сравнению с известными алгоритм построения чебышевских аппроксимаций ГВЗ, заключающийся в решении следующей системы алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=0}^{\frac{n-1}{2}} \operatorname{Re} \left(\frac{4 \cdot p_i}{p_i^2 + \Omega e_j^2} - \frac{4}{p_i} \right) - \Delta \tau \cdot \left(\frac{1 + (-1)^j}{2} \right) &= 0 \\ \sum_{i=0}^{\frac{n-1}{2}} \operatorname{Re} \left(\frac{p_i}{(p_i^2 + \Omega e_j^2)^2} \cdot \Omega e_j \right) &= 0 \quad j = 0..n-2. \\ \sum_{i=0}^{\frac{n-1}{2}} \operatorname{Re} \left(\frac{4 \cdot p_i}{p_i^2 + 1} - \frac{4}{p_i} \right) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

2. Выполняем фильтр в виде каскадного соединения элементарных звеньев. Учитывая инвариантность его характеристик к последовательности соединения звеньев, выделяем некоторое количество звеньев для фильтра предискажения (кодера), а оставшиеся – считаем фильтром коррекции (декодером).

Пусть количество звеньев, составляющих устройство, равно n . Сопоставим наличию или отсутствию i -го звена в кодере 1 или 0 соответственно в i -м разряде двоичного числа. Теперь очевидно, что можно составить 2^n вариантов построения кодера. Для 10 звеньев количество вариантов разбиения равно 1024. С учетом дальнейшей «отбраковки» части вариантов реально используемых будет меньше. Это говорит, как будто, о необходимости брать большое количество звеньев для надежного закрытия передаваемой информации. Однако приведенная цифра характеризует объем одной серии вариантов, полученной в рамках принятой аппроксимации. Выбор другой частоты среза, допустимой неравномерности ГВЗ или количества звеньев приведет к генерации новой серии вариантов, в общем случае несовместимой с другими. Таким образом, несанкционированное снятие информации из линии связи II (рис.10) оказывается перед необходимостью *аппаратного* перебора практически непрерывного множества вариантов.

3. Из множества всех возможных вариантов такого разбиения отбираем подмножество (серию), в которое входят разбиения, удовлетворяющие «условиям несовместимости»:

- 1) раздельное применение кодера или декодера исключает возможность приема информации цифровой схемой;
- 2) применение декодера (кодера) из одного варианта разбиения совместно с кодером (декодером) из другого варианта не обеспечивает восстановление возможности приема информации цифровой схемой.

Вначале проверяется соблюдение первого требования, т.е. отбираются варианты, вносящие искажения формы сигнала, достаточные для исключения приема информации цифровой схемой. В зависимости от направленности линии передачи (однонаправленная / двунаправленная) можно проверить соответствие этому условию либо только устройства предсказания, либо также и устройства коррекции, которое при передаче сигнала в обратном направлении оказывается в роли кодера. Для решения этой задачи использована модель цифрового приемника в виде компаратора и стробируемого триггера. Вариант считается годным, если приводит к появлению ошибок приема тестового сигнала виртуальным приемником.

Соблюдение второго условия несовместимости проверяется следующим образом. Осуществляется каскадное соединение кодера (декодера) одного варианта разбиения с декодером (кодером) другого варианта. Если виртуальный приемник не обнаруживает ошибок в тестовом сигнале, то один из вариантов исключается из формируемого множества. Эта процедура повторяется для всех вариантов, удовлетворяющих первому условию.

С целью экспериментальной проверки вышеизложенного подхода разработаны устройства предсказания и коррекции ГВЗ для закрытия информации в системе передачи цифровой информации между ЭВМ (сеть Ethernet на 10 Мбит/с на основе коаксиального кабеля) (рис.13). На рис.12 представлены результаты моделирования преобразований несущего сигнала системы Ethernet (U_1) в кодере и декодере при передаче сигнала в прямом и обратном направлениях.

Одновременное применение устройств предсказания и коррекции может использоваться для обеспечения открытости передачи информации по линии пе-

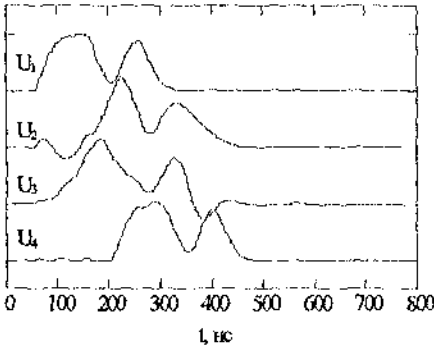


Рис.12. Преобразования сигналов в системе связи

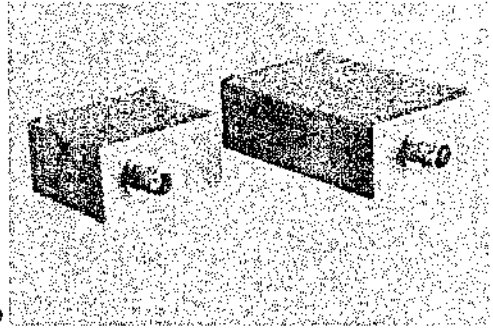


Рис.13. Внешний вид устройств кодирования цифровой информации в системе Ethernet

редачи II (см. рис.10) или для вторичного использования этой линии связи. Компьютерная сеть, организованная внутри линии связи II, также оказывается скрытой для трансиверов, подключенных к линиям связи I и III.

Пятая глава посвящена исследованию возможности конструктивной реализации P- и N-секций.

Предложен вариант конструкции N-секции, позволяющий минимизировать

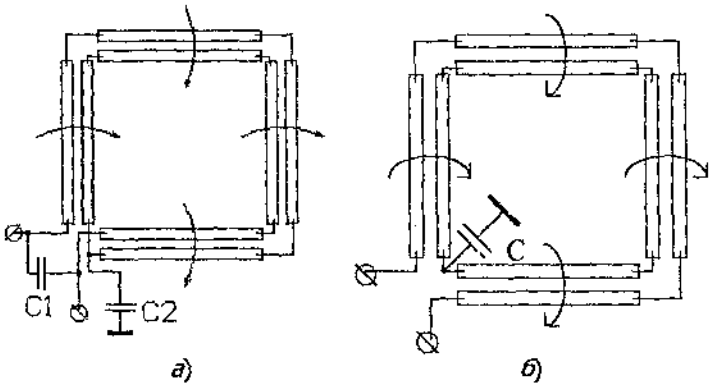


Рис.14. Вариант конструктивной реализации N-секции (а) и P-секции (б)

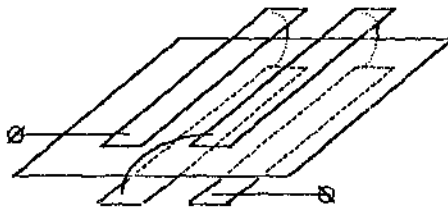


Рис.15. Вариант конструктивной реализации N-секции

длину перемычки (рис.14,а). Аналогичным образом может быть построена Р-секция (рис.14,б). Другим подходом может быть симметричное расположение полосок по обе стороны экрана (рис.15).

Для реализации N-секции необходима максимальная неуравновешенность электромагнитной связи полосок, поэтому за основу выбрана конструкция реберных диэлектрических линий, позволяющая получить сильную связь полосок с существенно отличающимися коэффициентами связи по емкости и индуктивности.

Был рассчитан и изготовлен макет фильтра на основе N-секции, его характеристики приведены на рис.7 точками. Уменьшение коэффициента связи по емкости до физически реализуемых значений приводит к образованию паразитных резонансов на частотах много больших частоты основного резонанса.

Согласно условиям (14) для построения модифицированной N-секции требуются единичные коэффициенты связи как по емкости, так и по индуктивности. Если взять за основу реберные линии, то ширина горизонтальных полосок должна быть минимальной. В частности, возможно применение в качестве СЛ гибкого

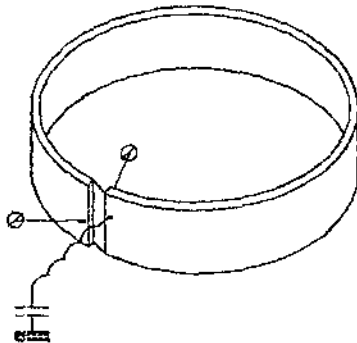


Рис.16. Вариант конструкции поперечного сечения модифицированной N-секции

плоского кабеля, например, марки РП-12-5-12 или подобного. Вариант такой конструкции приведен на рис.16. При горизонтальной ориентации токонесущих полосок также возможна реализация полосок в виде кольца.

Размеры (ширина w и длина l линий) поперечного сечения СЛ модифицированной N-секции в первом приближении могут быть вычислены по формуле плоского конденсатора после выбора толщина материала h :

$$w = \sqrt{\frac{C}{L} \frac{\mu_0 \cdot \mu}{\epsilon_0 \cdot \epsilon} \cdot h^2}, \quad l = \sqrt{\frac{L \cdot C}{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu}}$$

где C – полная емкость линий, L – полная индуктивность линий.

Данные формулы получены фактически в предположении полной связи полосок как по емкости, так и по индуктивности. Уточнить действительные параметры СЛ можно при помощи программ анализа первичных параметров СЛ методами сеток, конформных отображений и другими или при помощи экспериментальных

измерений. На этом же этапе можно выполнить оптимизацию конструктивных параметров СЛ.

Из плоского кабеля марки РП-12-5-12 был изготовлен макет фильтра для $m=1,24$, $f_0=39$ МГц. На рис.17 приведены передаточные характеристики секции:

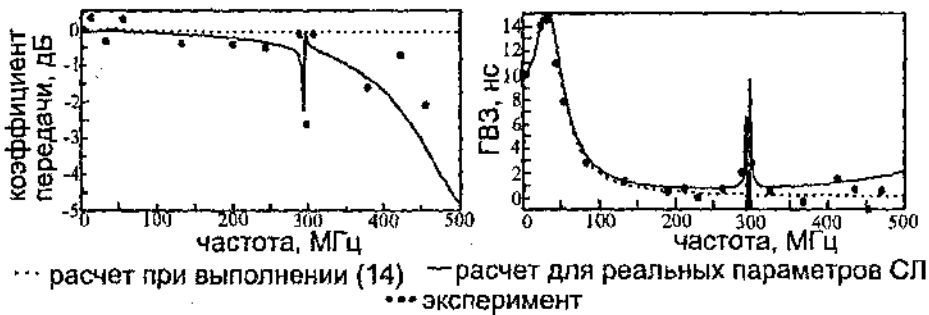


Рис.17. Передаточные характеристики модифицированной N-секции штриховой линией – теоретически рассчитанные для предельной связи СЛ ($k_C=1, k_L=1$); сплошной линией – теоретический расчет для параметров СЛ, реально полученных в макете; точками - результаты экспериментального измерения характеристик макета. Можно видеть незначительное отклонение характеристик при снижении коэффициентов связи до реализуемых значений, заключающееся в образовании резонансов на частотах много больших частоты максимума ГВЗ, а также малое отличие экспериментальных характеристик от расчетных.

В заключении сформулированы основные результаты диссертационной работы.

В приложении 1 приведена программа синтеза уравнивающей емкости в С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью.

В приложении 2 приведена программа анализа передаточных характеристик N-секции.

В приложении 3 приведена программа анализа передаточных характеристик P-секции.

В приложении 4 приведена программа синтеза максимально плоских аппроксимаций ГВЗ.

В приложении 5 приведена программа синтеза чебышевских аппроксимаций характеристик группового времени запаздывания.

Содержание диссертации отражено в следующих работах авторов:

1. Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Широкополосные корректоры группового времени запаздывания на основе спиралеобразных связанных линий // Радиотехника, 1998. – №2. – С.50-53.
2. Малютин Н.Д., Сычев А.Н., Семенов Э.В. Синтез полосковых устройств для аналоговой обработки сверхширокополосных сигналов // Известия ВУЗов Электроника, – 1998. – №3. – с. 95-102.
3. Синтез полосковых устройств на связанных структурах с сильно неуравновешенной электромагнитной связью для аналоговой обработки сверхширокополосных сигналов // Известия ВУЗов Электроника, – 1998. – №4. – с. 105-110.

- лосных шумоподобных сигналов: Отчет о НИР (заключительный) / Томск. у-нт систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР); Руководитель Н.Д.Малютин. – № ГР 01.9.70009544. – Томск, 1997. – 60 с.
- Тема ГБ 3/94 СТ, шифр «Синтез»: Отчет о НИР (заключительный) / Томск. у-нт систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР); Руководитель Н.Д.Малютин. – Томск, 1995.
- Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Мелехин А.Б., Росолов Ю.И. Широкополосные устройства для аналоговой обработки сигналов с целью их коррекции, кодирования и декодирования // Спутниковые системы связи и навигации: Труды международной конференции. Красноярск, 30 сентября - 3 октября 1997. – Т. 3. – С.172-179. – Красноярск, 1997.
- Семенов Э.В. Синтез устройств обработки широкополосных сигналов на СВЧ с минимальными потерями энергии на основе связанных линий // Труды международных научных симпозиумов «Распространение радиоволн в городе» и «Конверсия науки - международному сотрудничеству». Томск, 2-4 сентября 1997. с.143-149.
- Семенов Э.В., Баранов С.И. Программа интерпретации и расчета погонных параметров полосковых структур // Тезисы докладов 2-й Региональной научно-практической конференции молодежи и студентов по техническим наукам и высоким технологиям. – Томск: Изд-во ТПУ, 1996.
- Малютин А.Н., Мелехин А.Б., Семенов Э.В. Система SIGNAL оперативного анализа и синтеза произвольных электрических сигналов // Тезисы докладов 2-й Региональной научно-практической конференции молодежи и студентов по техническим наукам и высоким технологиям. – Томск: Изд-во ТПУ, 1996.
- Семенов Э.В. Радиолокационная оценка диэлектрических свойств слоистой среды при значительной априорной информации // Студент и научно-технический прогресс: Материалы XXXIV международной научной студенческой конференции. – Новосибирск, 1996.
- Семенов Э.В., Росолов Ю.И. Устройства для предвысказания и коррекции частотной зависимости группового времени запаздывания сложных сигналов в радиоизмерительных трактах // Современные техника и технологии: Труды 3-й Областной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: Изд-во ТПУ, 1997.
- Мелехин А.Б., Семенов Э.В. Разработка первых фрагментов динамической системы автоматизации проектирования ВЧ и СВЧ элементов // Современные техника и технологии: Труды 3-й Областной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: Изд-во ТПУ, 1997.
- Мелехин А.Б., Семенов Э.В. Разработка САПР устройств типа кодер/декодер на базе корректоров ГВЗ // Радиотехнические и информационные системы и устройства: Тезисы докладов научно-техн. конференции. Томск, 20-22 мая 1997 г. – Томск: ТУСУР, 1997. – С.31-32.
- Семенов Э.В., Росолов Ю.И. Устройства СВЧ для аналоговой обработки сигналов с целью их коррекции, кодирования и декодирования // Радиотехнические и информационные системы и устройства: Тезисы докладов научно-

- технической конференции. Томск, 20-22 мая 1997 г. – Томск: ТУСУР, 1997. – С.32-33.
14. Семенов Э.В., Росолов Ю.И., Пархоменко А. Программа моделирования устройств СВЧ для аналоговой обработки сигналов // Радиотехнические и информационные системы и устройства: Тезисы докладов научно-технической конференции. Томск, 20-22 мая 1997 г. – Томск: ТУСУР, 1997. – С.37-38.
15. Заявка на полезную модель МПК⁶ H01P 9/00; H04B 7/005. Корректор группового времени запаздывания / Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Положительное решение по заявке №97111492/20 (012449), приоритетная справка от 17.07.97.

Заказ 34. Тираж 100.

Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники