

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

**ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ВЧ- И СВЧ-УСТРОЙСТВ НА НЕРЕГУЛЯРНЫХ
СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ**

Учебное пособие

Томск
Издательство ТУСУРа
2018

УДК 621.372.2.029.6.001.2-52(075.8)
ББК 32.845.8я73
Л817

Рецензенты:

Беспалько А.А., канд. физ.-мат. наук
Федоров В.Н., канд. техн. наук

Лоцилов, Антон Геннадьевич
Л817 Основы проектирования ВЧ- и СВЧ-устройств на нерегулярных связанных линиях передачи : учеб. пособие / А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – 136 с.

ISBN 978-5-86889-801-3

Излагаются методы анализа нерегулярных связанных линий передачи, основанные на конечно-разностном подходе к расчету волновых параметров. Представлено моделирование и расчет параметров проводных и полосковых кусочно-нерегулярных связанных линий, а также проектирование ряда устройств на основе нерегулярных одиночных и связанных линий: проволочных антенн, направленных ответвителей, содержащих сосредоточенные неоднородности.

Для студентов старших курсов (бакалавриата и магистратуры) и аспирантов, изучающих основы теории и проектирования ВЧ- и СВЧ-устройств, а также для широкого круга обучающихся и специалистов в области проектирования устройств на основе распределенных цепей и устройств микроэлектроники.

УДК 621.372.2.029.6.001.2-52(075.8)
ББК 32.845.8я73

Учебное издание

Лоцилов Антон Геннадьевич
Малютин Николай Дмитриевич

**ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЧ- И СВЧ-УСТРОЙСТВ
НА НЕРЕГУЛЯРНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ**

Учебное пособие

Подписано в печать 13.08.18. Формат 70х100/16.

Усл. печ. л. 10,97. Тираж 100 экз. Заказ 273.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники.
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.

ISBN 978-5-86889-801-3

© Лоцилов А.Г., Малютин Н.Д., 2018
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2018

Оглавление

Введение.....	5
Литература к введению.....	7
Вопросы для самопроверки.....	8
1 НЕРЕГУЛЯРНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ СТРУКТУРЫ, МЕТОДЫ ИХ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА (ОБЗОР)	
1.1 Классификация нерегулярных линий передачи.....	9
1.2 Ступенчато-нерегулярные структуры.....	10
1.3 Плавно-нерегулярные структуры.....	12
1.4 Комбинированные структуры.....	14
Литература к разделу 1.....	15
Вопросы для самопроверки.....	21
2 МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА НЕРЕГУЛЯРНЫХ СТРУКТУР КОМБИНИРОВАННОГО ТИПА	
2.1 Эквивалентная схема и конечно-разностные уравнения комбинированных структур.....	22
2.2 Алгоритм расчета входных параметров комбинированных структур.....	27
2.3 Алгоритм расчета характеристик комбинированных структур при импульсном воздействии.....	37
2.4 Анализ сходимости численного алгоритма.....	38
2.5 Пример расчета комбинированной структуры.....	46
Литература к разделу 2.....	54
Вопросы для самопроверки.....	58
3 АНАЛИЗ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАННЫХ СТРУКТУР	
3.1 Анализ широкополосных комбинированных антенн (решение внутренней задачи).....	59
3.1.1 Построение модели и анализ антенны как многополюсника... ..	59
3.1.2 Численный анализ.....	69
3.2 Модели и алгоритмы анализа согласующе-симметрирующих трансформаторов.....	75
3.3 Цепочки согласования импедансов на основе неминимально-фазовых фильтров.....	83
3.3.1 Постановка задачи.....	83
3.3.2 Анализ <i>C</i> -секции.....	87
3.3.3 Анализ <i>N</i> -секции.....	90
3.3.4 Анализ <i>P</i> -секции.....	92
3.3.5 Расчет каскадного включения секций.....	94
Литература к разделу 3.....	97
Вопросы для самопроверки.....	100

4	АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ УСТРОЙСТВ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ С ЗАДАНЫМИ СПЕКТРАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ	
4.1	Постановка задачи.....	101
4.2	Построение математической модели.....	102
4.3	Анализ параметров. Экспериментальные данные.....	106
4.4	Алгоритм синтеза.....	112
	Литература к разделу 4.....	119
	Вопросы для самопроверки.....	122
5	МЕТОД И АЛГОРИТМЫ ЭКСТРАКЦИИ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ С ПОТЕРЯМИ И ДИСПЕРСИЕЙ	
5.1	Постановка задачи экстракции эквивалентных первичных параметров по данным измерений.....	124
5.2	Исходные данные для определения первичных параметров по результатам измерения матричных параметров.....	125
5.3	Получение частотно-зависимой матрицы сопротивлений \mathbf{R}	129
5.4	Получение матрицы \mathbf{L} с учетом дисперсии.....	131
	Литература к разделу 5.....	134
	Вопросы для самопроверки.....	135

Введение

Создание систем связи, радиолокации и радионавигации, работающих в различных диапазонах волн, потребовало в последние годы разработки широкополосных и сверхширокополосных функциональных устройств, приемных и передающих антенн. Развитие широкополосных систем обусловлено повышением требований к помехозащищенности передачи информации, применением ЛЧМ сигналов и шумоподобных сигналов в технике связи, радиолокации и средствах измерений. Например, современные векторные анализаторы цепей работают в полосе частот от 10 МГц до 67 ГГц, т.е. отношение верхней частоты к нижней частоте составляет 6700.

Вопросам исследования и разработки широкополосных устройств посвящено большое число работ отечественных и зарубежных авторов. Традиционным путем расширения полосы рабочих частот ВЧ- и СВЧ-устройств является применение в их составе отрезков одиночных и связанных нерегулярных линий передачи (НЛП), первичные параметры которых зависят от продольной координаты. Нерегулярность линий может быть непрерывной, например по закону «косинус гиперболический», а может иметь ступенчатый характер, когда в пределах одной ступеньки первичные параметры не изменяются, но при этом параметры ступенек разные. Одними из первых в данном направлении были работы А.Л. Фельдштейна [В.1]. В дальнейшем оно получило развитие в работах В.П. Мещанова, Б.М. Каца, И.Н. Салия [В.2, В.3]. Спектральный подход к анализу и синтезу устройств на неоднородных линиях передачи изложен в работах О.Н. Литвиненко, В.В. Козловского, В.И. Сошникова [В4, В.5]. Синтезу устройств на основе ступенчато-нерегулярных линий передачи посвящены работы Б.А. Беляева, А.А. Лексикова, В.В. Тюрнева [В.6] и других авторов. В некоторых частных случаях отрезки НЛП могут вырождаться в сосредоточенно-распределенные или «несоразмерные» цепи, подходы к анализу и синтезу которых изложены в работах М.Я. Ворониной, К.Я. Аубакирова и В.Р. Шлее [В.7, В.8].

К настоящему времени достаточно обстоятельно разработана теория ступенчато-нерегулярных и плавно-нерегулярных линий передачи. Разработана общая теория нерегулярных связанных линий (НСЛ), в том числе с неуравновешенной электромагнитной связью. Известны труды по анализу и оптимизации распределенных устройств и антенн, содержащих элементы с сосредоточенными параметрами. Однако проектирование устройств на основе комбинированных структур, содержащих отрезки

нерегулярных связанных линий передачи с произвольным законом изменения первичных параметров и сосредоточенные или квазисосредоточенные корректирующие и согласующие элементы различных типов, все еще остается актуальной задачей.

Изготовление нерегулярных связанных линий передачи в виде коаксиальных структур достаточно сложно технологически. Развитие технологии фотолитографии и полосковой техники привело к упрощению и удешевлению производства нерегулярных линий передачи. Но процесс проектирования все еще остается достаточно трудоемким, так как почти всегда конструктор должен выбирать оптимальную топологию нерегулярных проводников.

В настоящем пособии рассматривается моделирование, разработка алгоритмов анализа и оптимизации устройств на основе нерегулярных структур комбинированного типа, содержащих отрезки нерегулярных связанных линий передачи с произвольным законом изменения первичных параметров. Устройства могут содержать сосредоточенные или квазисосредоточенные корректирующие и согласующие элементы различных типов.

Пособие основывается на материалах кандидатской диссертации Лоцилова А.Г. [В.9], а также ранее опубликованной монографии [В.10], но в значительной степени адаптировано для читателя, недостаточно знакомого с теорией связанных линий. Замысел состоит в том, чтобы пользованию современными САПР предшествовало глубокое знакомство с волновыми физическими процессами в нерегулярных структурах в предположении о существовании в них квазипоперечных (квази-Т) волн. При этом читатель имеет возможность познакомиться с основами моделирования и расчета СВЧ-устройств. Приведенные теоретические сведения апробированы в виде программ в среде математического пакета MathCAD [В.9, В.10], позволяющих проводить расчет параметров устройств, построенных на основе нерегулярных связанных линий. Большинство представленных результатов проверено экспериментально.

В пособии приводится достаточно обширный список цитируемых первоисточников по разделам. Это поможет читателю более основательно подходить к истокам знания и убедиться в том, что «не боги горшки обжигают». Особенно это полезно магистрантам и аспирантам. Имея некоторый первоначальный перечень авторов, обращаясь к электронным библиотекам elibrary.ru, ieeexplore, можно найти оригинал статьи, доклада. Их прочтение поможет основательно разобраться в интересующем материале. Данное пособие будет при этом своеобразным маяком в поиске путей решения поставленных задач.

В подготовке издания нашли отражение работы сотрудников, аспирантов и студентов СКБ «Смена» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, сотрудников НИИ систем электрической связи (НИИ СЭС), АО «Научно-производственная фирма «Микран», опубликованные в статьях и научно-технических отчетах. Особую благодарность авторы выражают профессорам Сычеву А.Н., Семенову Э.В., внесшим большой вклад в подготовку и выпуск монографии [В.10], послужившей основой для настоящего учебного пособия.

Литература к введению

В.1. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972.

В.2. Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б.М. Кац, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн ; под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984.

В.3. Салий И.Н. Многопроводные канонические линии и их применение в сверхвысокочастотной технике / И.Н. Салий, Н.А. Хованова // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 3. – С. 309–312.

В.4. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н. Литвиненко, В.И. Сошников. – М.: Сов. радио, 1964. – 535 с.

В.5. Козловский В.В. Устройства на неоднородных линиях / В.В. Козловский, В.И. Сошников. – Киев: Техніка, 1987. – 191 с.

В.6. Микрополосковый решетчатый фильтр на нерегулярных резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, М.М. Титов [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 8. – С. 939–946.

В.7. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ: теория и применение / М.Я. Воронин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1994. – Ч. 1, 2. – 290 с.

В.8. Шлее В.Р. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии / В.Р. Шлее, К.Я. Аубакиров, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1058–1063.

В.9. Лоцилов А.Г. Анализ и оптимизация широкополосных устройств и антенн на основе нерегулярных структур комбинированного типа: автореф. дис. ... канд. техн. наук / А.Г. Лоцилов. – Томск, 2008. – 22 с.

В.10. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: моногр. / Н.Д. Малютин,

А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с.

Вопросы для самопроверки

1. Какие отличительные конструктивные признаки имеют нерегулярные связанные линии передачи?
2. Назовите объективные причины применения связанных линий передачи с нерегулярным поперечным сечением.
3. С помощью каких технологических процессов можно изготавливать нерегулярные связанные линии передачи?
4. В чем состоят преимущества нерегулярных связанных полосковых линий передачи по сравнению с коаксиальными линиями передачи и волноводами?

1 Нерегулярные распределенно-сосредоточенные структуры, методы их анализа и синтеза (обзор)

1.1 Классификация нерегулярных линий передачи

Нерегулярной линией передачи принято называть волноведущую структуру, параметры которой являются функцией координаты. Такие линии широко используются при построении ВЧ- и СВЧ-устройств и позволяют достичь более совершенных характеристик, например расширить полосу рабочих частот, увеличить внеполосное загораживание, уменьшить массогабаритные показатели. Результатом теоретических и экспериментальных научных исследований явилось создание большого числа устройств и функциональных узлов, в основу функционирования которых положены нерегулярные линии передачи.

Устройства на нерегулярных линиях передачи имеют различное конструктивное исполнение. К настоящему времени сложилась определенная классификация: принято разделять плавно-нерегулярные и ступенчато-нерегулярные линии передачи [1.1–1.3]. Критерием такого разделения является закон изменения погонных параметров линий передачи. У ступенчато-нерегулярных линий передачи всегда имеется некоторый малый по отношению к рабочей длине волны размер элементарного отрезка – «ступеньки», плавно-нерегулярная линия характеризуется непрерывным законом изменения первичных параметров.

Отдельно следует отметить структуры комбинированного типа [1.4], представляющие собой синтез нерегулярных линий передачи и цепей с сосредоточенными или квазисосредоточенными параметрами. Применение в составе регулярных или нерегулярных линий сосредоточенных или квазисосредоточенных элементов, размеры которых много меньше рабочей длины волны, позволяет дополнительно расширить полосу частот, уменьшить габариты, а также осуществлять управление характеристиками устройств.

Значительный вклад в развитие теории и практики создания функциональных узлов и устройств на основе нерегулярных распределенно-сосредоточенных структур внесли как отечественные, так и зарубежные ученые: А.Л. Фельдштейн, В.П. Мещанов, Б.М. Кац [1.1–1.8], И.Н. Салий [1.10–1.13], О.Н. Литвиненко, В.В. Козловский, В.И. Сошников [1.14–1.16], М.Я. Воронин, В.Р. Шлее [1.17–1.20], Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев [1.21, 1.22], R. Levy, M. Khalaj-Amirhosseini [1.23–1.26] и многие другие.

1.2 Ступенчато-нерегулярные структуры

Исторически первым приложением анализа ступенчато-нерегулярных линий передачи были так называемые ступенчатые переходы [1.2]. Ступенчатым переходом (рис. 1.1) называется каскадное соединение из n отрезков передающих линий («ступенек»), имеющих одинаковую длину l и различные волновые сопротивления ρ_i . Ступенчатый переход предназначен для согласования между собой сопротивлений ρ_0 и r , включенных на входе и выходе такого соединения. Число ступенек в переходе n на единицу меньше числа скачков волнового сопротивления.

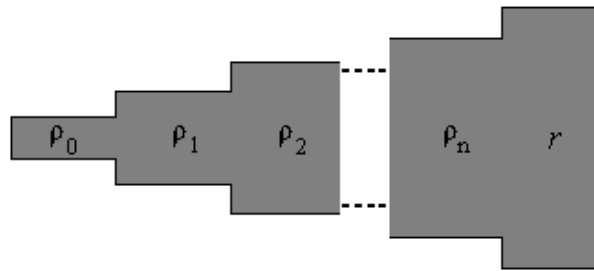


Рис. 1.1. Ступенчато-нерегулярная линия передачи

В настоящее время теория ступенчатых переходов используется в самых различных целях. Первоначально назначением ступенчатых переходов было согласование двух активных сопротивлений (например, подводящих линий). Дальнейшие исследования в этой области показали, что синтез ступенчатых переходов подчиняется строгим законам того же типа, что и синтез лестничных схем с сосредоточенными постоянными. Это обстоятельство сыграло важную роль в возникновении приложений теории ступенчатых переходов. Так, например, на основе прототипных ступенчатых переходов освоен синтез некоторых направленных ответвителей [1.27], фильтров с непосредственными связями [1.28], в частности фильтров на связанных полосковых линиях. При этом ступенчатый переход рассматривается как прототипная схема, имитирующая процессы, сходные с теми, которые возникают в реальных синтезируемых устройствах. В [1.2] описываются методы расчета переходов с чебышевской и максимально плоской частотными характеристиками. Существенным ограничением, сужающим область применения описанных методик, является пренебрежение потерями в линиях передачи.

В [1.29] проведена классификация ступенчато-нерегулярных направленных ответвителей (НО), состоящих из цепочки включенных каскадно

связанных регулярных линий передачи. Даны отличительные особенности НО I и II классов. В [1.5–1.8, 1.29] выполнено исследование ступенчатых НО, задачам их синтеза посвящены книги зарубежных и отечественных авторов.

В [1.30–1.35] описываются результаты исследований полосно-пропускающих фильтров на нерегулярных связанных линиях. В основу проектирования ступенчато-нерегулярных фильтров положен анализ частотно-зависимых коэффициентов электрической $k_C(\omega)$ и магнитной $k_L(\omega)$ связи резонаторов. Применение ступенчато-нерегулярных структур позволило повысить избирательность, увеличить степень внеполосного загораживания, уменьшить габариты СВЧ-фильтров.

Работа [1.36] посвящена исследованию полосно-загораживающих фильтров на ступенчато-нерегулярных резонаторах с расширенной полосой пропускания. Конструкция резонаторов фильтра, содержащих скачок волнового сопротивления, позволила переместить первую паразитную полосу отражения фильтра на частоту, в шесть раз превышающую частоту основного резонанса. Каскадное включение полосно-пропускающего и полосно-загораживающего фильтров [1.37] на ступенчато-нерегулярных линиях передачи позволяет расширить относительную полосу пропускания фильтра на 100 % и более.

В [1.38] приводятся результаты анализа полосно-пропускающих фильтров на пятиугольных ступенчато-нерегулярных резонаторах. Применение предложенной конструкции фильтра позволило сократить размеры устройства и обеспечить при этом высокую избирательность.

Авторами [1.39, 1.40] обосновывается аналогия физических процессов, происходящих в ступенчато-нерегулярных микрополосковых резонаторах и сверхрешетках [1.41]. Сверхрешетки – многослойные структуры, состоящие из чередующихся слоев различных материалов, толщина которых может быть соизмеримой с постоянной кристаллической решетки. Такие структуры обладают рядом уникальных физических свойств, благодаря которым являются перспективными для создания устройств радио- и оптоэлектроники.

В [1.39] на основе энергетических соотношений предложен метод, позволяющий получить частотные зависимости коэффициентов связи резонаторов в микрополосковой модели сверхрешетки. В [1.41] проводится исследование микрополосковых моделей полосно-пропускающих фильтров на одномерных фотонных кристаллах (сверхрешетках). Результаты исследований показали, что предложенная микрополосковая модель является близким аналогом сверхрешетки, состоящей из чередующихся

слоев с различной диэлектрической проницаемостью. Даже при сравнительно небольшом количестве слоев в сверхрешетке она может служить не только хорошим полосно-пропускающим фильтром, но и зеркалом с высоким коэффициентом отражения в широкой полосе частот.

1.3 Плавно-нерегулярные структуры

Плавным переходом согласно определению, данному в [1.2], называется неоднородная линия с непрерывно изменяющимися параметрами, соединяющая две однородные линии и предназначенная для согласования между собой их волновых сопротивлений; последние предполагаются действительными, не зависящими от частоты. Пример плавно-нерегулярной линии передачи приведен на рис. 1.2.

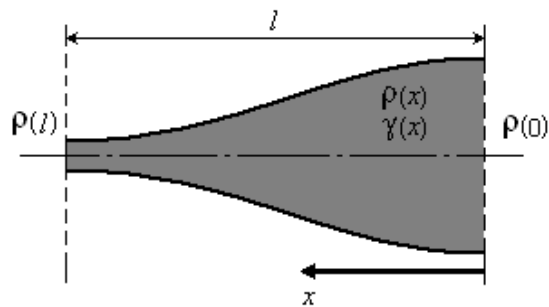


Рис. 1.2. Плавно-нерегулярная линия передачи

Методам расчета плавных переходов посвящена обширная литература. Первые работы в этой области основаны на решении телеграфных уравнений с переменными коэффициентами для некоторых частных случаев распределения погонных параметров по длине линии [1.42, 1.43]. Наиболее простой результат получается для так называемой экспоненциальной линии [1.2, 1.44]. Переходы, рассчитанные указанным точным (в пределах точности телеграфных уравнений) методом, не обладают оптимальными частотными характеристиками. Менее точное, но более широкое исследование плавных переходов было предпринято после того, как выяснилось, что собственный коэффициент отражения неоднородной линии может быть приближенно представлен в виде преобразования Фурье или преобразования Лапласа от функции местных отражений [1.45, 1.46]. Использование указанных приближенных методов позволило не только существенно расширить класс анализируемых типов переходов,

но и решить ряд задач по синтезу переходов, обладающих заданными оптимальными свойствами [1.47–1.49], – вероятностных, Чебышевских и др. [1.2].

В настоящее время теория плавных переходов в значительной мере сформировалась [1.12, 1.50, 1.51]. Авторами [1.4, 1.6] изложена обобщенная теория канонической нерегулярной линии передачи (КНЛП). Получены точные аналитические решения дифференциальных телеграфных уравнений теории КНЛП [1.13]. При этом известные в теории НЛП экспоненциальная, параболическая, гиперболическая и другие линии передачи являются частными случаями КНЛП. В [1.52, 1.53] приводятся результаты синтеза компактных автотрансформаторов сопротивлений на КНЛП.

В [1.16] рассматривается спектральный подход к анализу и синтезу устройств на неоднородных линиях передачи. Исходными данными при синтезе являются собственные числа (спектры), по ним восстанавливаются законы изменения распределенных параметров. Синтез нерегулярных линий по спектрам составляет основу разработанного авторами спектрального подхода.

Ряд работ зарубежных авторов [1.23, 1.25] посвящен синтезу устройств на отрезках плавно-нерегулярных линий передачи. В [1.54] развивается метод синтеза нерегулярных резонаторов на основе ряда Фурье.

Первые работы, посвященные проектированию функциональных устройств на связанных плавно-нерегулярных линиях передачи, были опубликованы в 60-х годах прошлого века. Объектом исследований являлись направленные ответвители СВЧ-диапазона. В дальнейшем эта тематика интенсивно разрабатывалась зарубежными [1.55–1.57] и отечественными [1.1, 1.58–1.65] учеными.

В ряде работ, например в [1.3], рассматриваются численные методы анализа плавно-нерегулярных связанных линий, основанные на аппроксимации структуры отрезками регулярных и экспоненциальных линий передачи.

В [1.1] систематизированы численные методы анализа и оптимизации устройств СВЧ на основе линий передачи с Т-волнами. Изложены результаты исследований в области теории многополюсников, неоднородных линий передачи, сформулирован и описан расчетно-экспериментальный метод оптимизации СВЧ-устройств.

1.4 Комбинированные структуры

Структуры, содержащие в своем составе нерегулярные линии передачи и корректирующие сосредоточенные или квазисосредоточенные элементы, можно классифицировать как комбинированные структуры (КС) [1.1].

Включение сосредоточенных элементов в отрезок НСЛ может осуществляться с различными целями, например для уменьшения размеров устройства и расширения полосы рабочих частот, управления характеристиками устройства [1.66], финишной настройки и корректировки параметров изделия [1.67].

В [1.67, 1.68] сосредоточенные емкостные элементы применяются для выравнивания скоростей нормальных мод и, как следствие, повышения характеристики направленности направленного ответвителя.

При проектировании частотно-селективных устройств на ступенчато-нерегулярных резонаторах в резонаторы могут быть включены сосредоточенные элементы: емкость и/или индуктивность. Такое включение позволяет сократить размеры резонаторов, получить неэквидистантные частотные характеристики.

Авторами [1.69, 1.70] численно решается задача анализа управляемых устройств на основе структур, содержащих связанные линии передачи с неуравновешенной электромагнитной связью и управляющие сосредоточенные элементы (варикапы, *p-i-n*-диоды). Приведена обобщенная модель структуры на основе двухпроводных связанных линий передачи, анализ рассматриваемых структур производится в квази-Т-приближении [1.71]. Для конкретной обобщенной схемы решается задача синтеза управляющих секций по заданным регулировочным характеристикам.

В [1.74] предлагается обобщенная модель управляемой секции на отрезке нагруженных связанных линий. Получены аналитические выражения для синтеза распределенно-сосредоточенных управляемых секций по их внешним параметрам и по заданному набору парциальных режимов их работы.

В [1.72–1.74] объектом анализа служит антенна, вибраторы которой содержат сосредоточенные включения. Антенна анализируется в квази-Т-приближении. Вибраторы по некоторым свойствам близки к линии передачи, поэтому авторы строят относительно простые физические модели антенн, обладающие приемлемой точностью и физической наглядностью.

К настоящему моменту достаточно обстоятельно разработана теория ступенчато-нерегулярных и плавно-нерегулярных линий передачи.

Общая теория нерегулярных связанных линий, в том числе и с неуровновешенной электромагнитной связью, разработана, но проектирование устройств на основе нерегулярных связанных линий все еще остается сложной задачей. При этом возникающие на практике задачи часто требуют разработки эффективных алгоритмов анализа и параметрического синтеза устройств и систем, построенных на основе НСЛ с сосредоточенными или квазисосредоточенными включениями: корректирующими фильтрами, управляющими элементами и т.п.

Литература к разделу 1

1.1. Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б.М. Кац, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн ; под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984.

1.2. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972.

1.3. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.

1.4. Мещанов В.П. Структурный синтез ступенчатых направленных ответвителей / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 18, № 10. – С. 2039–2043.

1.5. Мещанов В.П. Синтез ступенчатых ответвителей II класса / В.П. Мещанов, Г.Г. Чумаевская // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. 22, № 1. – С. 45–52.

1.6. Кац Б.М. Максимально плоская аппроксимация в задачах синтеза устройств СВЧ / Б.М. Кац, В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, № 4. – С. 690–698.

1.7. Бунимович Б.Ф. Таблицы для расчета ступенчатых направленных ответвителей II класса / Б.Ф. Бунимович, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн // Радиотехника и электроника. – 1974. – Т. 19, № 8. – С. 1602–1608.

1.8. Фельдштейн А.Л. Машинный синтез симметричных ступенчатых ответвителей II класса / А.Л. Фельдштейн, В.П. Мещанов, Ю.В. Кибирский // Антенны. – М., 1975. – Вып. 21. – С. 119–130.

1.9. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады Томского

государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.

1.10. Салий И.Н. Канонические нерегулярные линии передачи и их эквивалентные представления / И.Н. Салий // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике: 8-я зимняя школа-семинар инженеров. Кн. 4. – Саратов: Изд-во СГУ, 1989. – С. 73–80.

1.11. Салий И.Н. Многопроводные канонические линии и их применение в сверхвысокочастотной технике / И.Н. Салий, Н.А. Хованова // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 3. – С. 309–312.

1.12. Салий И.Н. Взаимная связь элементов волновых матриц неоднородных линий передачи / И.Н. Салий, С.А. Салий, А.Л. Фельдштейн // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28, № 4. – С. 797–799.

1.13. Салий И.Н. Точные решения дифференциальных уравнений теории нерегулярных линий передачи / И.Н. Салий // Проблемы современной физики. К 90-летию Саратовского государственного университета и 40-летию сотрудничества ОИЯИ – СГУ / под общ. ред. А.Н.Сисакяна и Д.И.Трубецкова. – Дубна: ОИЯИ, 2000. – С. 297–303.

1.14. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н. Литвиненко, В.И. Сошников. – М.: Сов. радио, 1964. – 535 с.

1.15. Литвиненко О.Н. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий / О.Н. Литвиненко, В.И. Сошников. – М.: Сов. радио, 1972. – 144 с.

1.16. Козловский В.В. Устройства на неоднородных линиях / В.В. Козловский, В.И. Сошников. – Киев: Техніка, 1987. – 191 с.

1.17. Воронин М.Я. Элементы теории нерегулярных линий передачи и их применение на СВЧ / М.Я. Воронин // Измерительная техника. – 1974. – № 10. – С. 44–46.

1.18. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ: теория и применение / М.Я. Воронин. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1994. – Ч. 1, 2. – 290 с.

1.19. Шлее В.Р. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии / В.Р. Шлее, К.Я. Аубакиров, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1058–1063.

1.20. Шлее В.Р. Дифференциальные уравнения неоднородных линий передачи / В.Р. Шлее // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 20, № 1.

1.21. Микрополосковый решетчатый фильтр на нерегулярных резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, М.М. Титов [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 8. – С. 939–946.

1.22. Селективные свойства микрополосковых фильтров на нерегулярных резонаторах / Б.А. Беляев, С.В. Бутаков, Н.В. Лалетин [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 11. – С. 1397–1406.

1.23. Levy R. General synthesis of asymmetric multi-element directional couplers / R. Levy // IEEE Trans. on MTT. – 1963. – Vol. 11. – P. 226–237.

1.24. Khala j-Amirhosseini M. Analysis of coupled or single nonuniform transmission lines using Taylor's series expansion / M. Khala j-Amirhosseini // Progress In Electromagnetics Research, PIER 60. – 2006. – P. 107–117.

1.25. Khala j-Amirhosseini M. Analysis of nonuniform transmission lines using Fourier series expansion / M. Khala j-Amirhosseini // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2007. – Jul. – Vol. 17, N 4.

1.26. Khala j-Amirhosseini M. Analysis of periodic and aperiodic coupled nonuniform transmission lines using the Fourier series expansion / M. Khala j-Amirhosseini // Progress In Electromagnetics Research, PIER 65. – 2006. – P. 15–26.

1.27. Фельдштейн А.Л. Синтез ступенчатых направленных ответвителей / А.Л. Фельдштейн // Радиотехника и электроника. – 1961. – Т. 6, № 2. – С. 234–240.

1.28. Прохорова Н.И. Фильтры с непосредственными связями / Н.И. Прохорова, А.Л. Фельдштейн // Антенны. – 1967. – № 2.

1.29. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазепова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова [и др.] ; под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979.

1.30. Беляев Б.А. Экспертная система FILTEX для синтеза микрополосковых фильтров / Б.А. Беляев, М.И. Никитина, В.В. Тюрнев // Труды международной научно-технической конференции «Спутниковые системы связи и навигации», 30 сентября – 3 октября. – Красноярск, 1997. – Т. 1. – С. 241–249.

1.31. Беляев Б.А. Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 29, № 3. – С. 300–307.

1.32. Беляев Б.А. Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи микрополосковых резонаторов : препринт № 695 Ф / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев. – Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1991. 43 с.

1.33. Беляев Б.А. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1992. – Вып. 4 (448). – С. 23–27.

1.34. Беляев Б.А. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев // *Материалы 1-й Крымской конференции «СВЧ техника и спутниковый прием»*. – Севастополь, 1991. – С. 119–130.

1.35. Александровский А.А. Синтез и селективные свойства фильтров на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами / А.А. Александровский, Б.А. Беляев, А.А. Лексиков // *Радиотехника и электроника*. – 2003. – Т. 48, № 4. – С. 398–405.

1.36. Levy Ralph. Bandstop Filters With Extended Upper Passbands / Ralph Levy, Richard V. Snyder, Sanghoon Shin // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2006. – June. – Vol. 54, N 6. – P. 2503–2515.

1.37. Ching-Wen Tang. A Microstrip Ultra-Wideband Bandpass Filter With Cascaded Broadband Bandpass and Bandstop Filters / Tang Ching-Wen, Chen Ming-Guang // *IEEE Tran. MTT*. – 2007. – November. – Vol. 55, N 11. – P. 2412–2418.

1.38. Miniaturized Hexagonal Stepped-Impedance Resonators and Their Applications to Filters / R. Mao, X. Tang, L. Wang [et al.] // *IEEE TRANS. ON MTT*. – 2008. – Vol. 56, N 2. – P. 440–448.

1.39. Беляев Б.А. Исследование коэффициентов связи резонаторов в микрополосковой модели одномерной сверхрешетки / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов // *Радиотехника и электроника*. – 2005. – Т. 50, № 8. – С. 910–917.

1.40. Беляев Б.А. Исследование микрополосковых моделей полосно-пропускающих фильтров на сверхрешетках / Б.А. Беляев, А.С. Волошин, В.Ф. Шабанов // *Доклады академии наук*. – 2004. – Т. 395, № 6. – С. 756–760.

1.41. Ветров С.Я., Шабанов А.В. // *ЖЭТФ*. – 2001. – Т. 120, вып. 5. – С. 1126.

1.42. Нейман М.С. Неоднородные линии с распределенными постоянными / М.С. Нейман. СПб.: ИЭСТ, 1938. – № 11.

1.43. Вольперт А.Р. Линии с неравномерно распределенными параметрами / А.Р. Вольперт // *Электросвязь*. – 1940. – № 2.

1.44. Ghose R.N. Exponential transmission lines as resonators and transformers / R.N. Ghose // *IRE Trans. Micro. Theory and Tech.* – 1957. – Jul. – Vol. 5, N 3. – P. 213–217.

1.45. Фельдштейн А.Л. Неоднородные линии / А.Л. Фельдштейн // *Радиотехника*. – 1951. – Т. 6, № 6.

1.46. Bolinder F. Fourier transforms in the theory of inhomogeneous transmission lines / F. Bolinder // *Proc. IRE*. – 1950. – Vol. 38, N 11.

- 1.47. Klopfenstein. A transmission line tape of improved design / Klopfenstein // Proc. IRE. – 1956. – Vol. 44, N 1.
- 1.48. Фельдштейн А.Л. К расчету оптимального плавного перехода / А.Л. Фельдштейн // Радиотехника. – 1959. – Т. 14, № 3.
- 1.49. Collin R. The optimum tapered transmission line matching sections / R. Collin // Proc. IRE. – 1956. – Vol. 44, N 4.
- 1.50. Салий И.Н. Матрица передачи произвольной нерегулярной передающей линии / И.Н. Салий, С.А. Салий // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1985. – Т. 28, № 7. – С. 55–60.
- 1.51. Салий И.Н. Новые решения для матричных параметров нерегулярной линии передачи / И.Н. Салий, С.А. Салий, Г.И. Перельмутер // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 3, № 8. – С. 1505–1512.
- 1.52. Ануфриев А.Н. Синтез компактных трансформаторов сопротивлений на основе шлейфов с плавно изменяющейся функцией волнового сопротивления / А.Н. Ануфриев, И.Н. Салий // Сборник трудов 12-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 9–13 сентября, 2002 г. – Севастополь, 2002.
- 1.53. Ануфриев А.Н. Автотрансформатор сопротивлений на канонических нерегулярных линиях передачи / А.Н. Ануфриев, И.Н. Салий // Сборник трудов 14-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 13–17 сентября, 2004 г. – Севастополь, 2004. – С. 487–488.
- 1.54. Khala j-Amirhosseini M. Microstrip nonuniform impedance resonators / M. Khala j-Amirhosseini // Progress In Electromagnetics Research, PIER. – 2007. – Vol. 67. – P. 329–339.
- 1.55. Jamamoto S. Coupled nonuniform transmission-line and its applications / S. Jamamoto, T. Azakami, K. Itakura // IEEE Trans. – 1967. – Vol. MTT-15, N 4. – P. 220–231.
- 1.56. Sharpe C. An equiwalense principle for nonuniform transmission-line directional couplers / C. Sharpe // IEEE Trans. – 1967. – Vol. MTT-15, N 7. – P. 398–405.
- 1.57. Tresselt C.P. The Design and construction of Broadband, High-Directivity, 90-Degree Couplers Using Nonuniform Line Techniques / C.P. Tresselt // IEEE Trans. on MTT. – 1966. – Vol. 14, N 12. – P. 647–656.
- 1.58. Бачинина Е.Л. Оптимальное проектирование симметричных направленных ответвителей / Е.Л. Бачинина, В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т.18, № 10. – С. 2039–2043.

1.59. Мещанов В.П. Неоднородные передающие линии с уравновешенной связью / В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 9. – С. 1985–1987.

1.60. Стародубский Р.К. Исследование направленных свойств неоднородно связанных линий передач / Р.К. Стародубский, Н.К. Топольская // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РИТ. – 1974. – Вып. 1. – С. 33–39.

1.61. Гительсон А.А. Синтез направленных ответвителей на неоднородных связанных линиях / А.А. Гительсон, Г.М. Кулин, В.А. Следков // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1974. – Вып. 5. – С. 105–109.

1.62. Следков В.А. Анализ и синтез широкополосных СВЧ узлов на связанных неоднородных линиях : автореф. дис. ... канд. техн. наук / В.А. Следков. – Ростов н/Д, 1975.

1.63. Воронин М.Я. Колебательные системы на неоднородных линиях для широкополосных усилителей мощности СВВ диапазона волн: дис. ... канд. техн. наук / М.Я. Воронин. – Новосибирск, 1971. – 280 с.

1.64. Кондратьева Т.А. Проектирование конструкций полосовых фильтров на основе неоднородных линий передачи для передающих устройств радиосвязи: дис. ... канд. техн. наук / Т.А. Кондратьева. – Л., 1980. – 180 с.

1.65. Лавров М.С. Характеристические параметры связанных неоднородных линий / М.С. Лавров // Радиотехника и электроника. – 1970. – Т. 15, № 8. – С. 1736–1739.

1.66. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2001. – 316 с.

1.67. Гаврилова З.А. Способ увеличения направленности микрополосковых направленных ответвителей / З.А. Гаврилова, В.Н. Суворов // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1977. – Вып. 1. – С. 97–98.

1.68. Стародубровский Р.К. О возможности повышения направленности многосекционных микрополосковых ответвителей / Р.К. Стародубровский // Техника средств связи. Сер. Технологии производства и оборудование. – 1980. – Вып. 2. – С. 46–51.

1.69. Разработка корректоров АЧХ и методики проектирования: отчет о НИР (заключительный). Тема 28-89. Шифр «Черешня-РВО» / Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники ; рук. Н.Д. Малютин. – № ГР 01890066041. – Инв. № 02900023216.

1.70. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 17. – С. 1711–1718.

1.71. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

1.72. Poggio A.J. Bandwidth extension for dipole antennas by conjugate reactive loading / A.J. Poggio, P.E. Mayes // IEEE Trans. on antennas and propagation. – 1971. – Vol. 19, N 4. – P. 554–559.

1.73. Пат. 3716867 (США). Wire antennas multiply – loaded with active element impedance / Mayes P.E., Poggio A.J. – Оpubл. 13.02.1973.

1.74. Сайко В.Г. Методика расчета вибраторной антенны с емкостными вставками / В.Г. Сайко // Радиоэлектроника. – 1992. – № 7. – С. 19–25.

Вопросы для самопроверки

1. Какие отличительные признаки характерны для нерегулярных линий передачи?

2. Назовите основные типы нерегулярных линий передачи по признаку зависимости первичных параметров от продольной координаты.

3. Охарактеризуйте основные методы анализа волновых параметров нерегулярных структур.

4. Назовите основные отличительные признаки комбинированных структур.

5. Какие устройства выполняются с применением нерегулярных линий передачи? Опишите их преимущества.

2 Модели и алгоритмы анализа нерегулярных структур комбинированного типа

2.1 Эквивалентная схема и конечно-разностные уравнения комбинированных структур

Рассмотрим вопросы расчета волновых процессов в нерегулярных комбинированных структурах, содержащих отрезки связанных линий с неоднородными первичными параметрами и сосредоточенные неоднородности. В таких структурах имеет место различие фазовых скоростей нормальных мод, которое может отрицательно сказываться на параметрах устройств [2.1, 2.2] или быть весьма полезным, позволяющим управлять характеристиками проектируемых функциональных устройств: групповой скоростью бегущих волн, амплитудно-частотными или фазо-частотными характеристиками (АЧХ или ФЧХ) [2.3, 2.4].

Для расчета волновых процессов будем использовать численный метод анализа квази-Т-волн в комбинированных структурах произвольного вида. В основе этого подхода лежит способ построения конечно-разностной схемы, который не накладывает ограничений на закон изменения первичных параметров по продольной координате [2.2, 2.5–2.8].

Обобщенная эквивалентная схема нерегулярной комбинированной структуры представляет собой цепочку каскадно включенных отрезков N -проводных нерегулярных связанных линий передачи и сосредоточенных элементов (рис. 2.1).

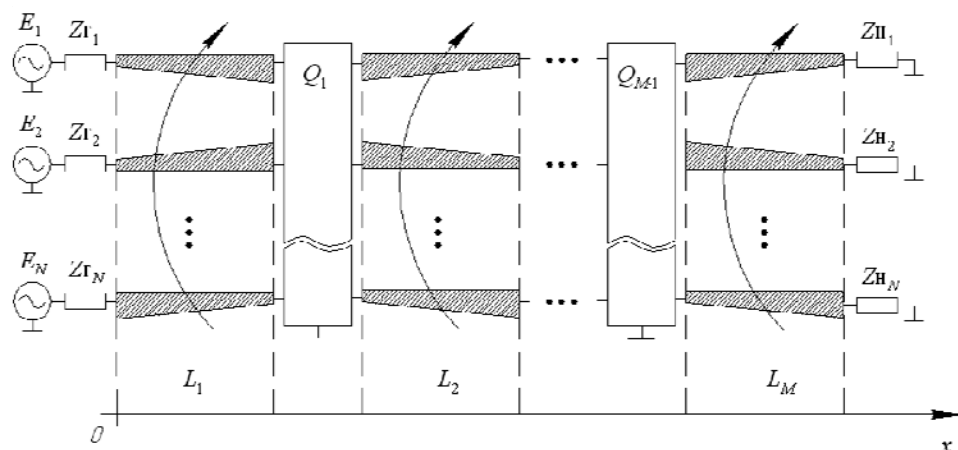


Рис. 2.1. Обобщенная эквивалентная схема нерегулярных структур комбинированного типа

На схеме обозначены: E_i – генераторы ЭДС с внутренними сопротивлениями $Z_{Г_i}$ ($i = 1, 2, 3, \dots, N$); $Z_{н_i}$ – сопротивления нагрузки; L_i – длины отрезков нерегулярных связанных линий ($i = 1, 2, 3, \dots, M$); Q_k ($k = 1, 2, 3, \dots, M-1$) – многополюсники, содержащие сосредоточенные неоднородности, включенные в разрывы нерегулярных связанных линий.

Для вычисления волновых параметров рассматриваемых связанных линий в отсутствие сосредоточенных неоднородностей исходной является система дифференциальных уравнений в матричной форме [2.9–2.12]:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{U}(x,t) = -\mathbf{L}(x) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(x,t) - \mathbf{R}(x) \mathbf{I}(x,t); \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{I}(x,t) = -\mathbf{C}(x) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{U}(x,t) - \mathbf{G}(x) \mathbf{U}(x,t), \end{cases} \quad (2.1)$$

где $\mathbf{U}(x,t)$, $\mathbf{I}(x,t)$ – столбцовые матрицы напряжений и токов в связанных линиях; $\mathbf{L}(x)$, $\mathbf{C}(x)$, $\mathbf{R}(x)$, $\mathbf{G}(x,t)$ – матрицы первичных параметров (индуктивностей, емкостей, сопротивлений и проводимостей), зависящие от продольной координаты x .

Телеграфные уравнения (2.1) позволяют исследовать волновой процесс в связанных линиях в переходном режиме и при воздействии на них сложных сигналов. При гармоническом воздействии вид уравнений упрощается. Примем следующую зависимость от времени напряжений и токов [2.10]:

$$\mathbf{U}(x,t) = \mathbf{U}(x) \cdot \exp(j\omega t), \quad \mathbf{I}(x,t) = \mathbf{I}(x) \cdot \exp(j\omega t). \quad (2.2)$$

Это позволит существенно упростить задачу анализа без потери общности, так как при произвольной зависимости E_1, E_2, \dots, E_N от времени t можно воспользоваться преобразованием Фурье, тогда частота ω рассматривается как одна из спектральных составляющих в разложении воздействующих сигналов и отклика в ряд Фурье [2.13].

С учетом выражения (2.2) система (2.1) может быть записана следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{d}{dx} \mathbf{U}(x) = -j\omega \mathbf{L}(x) \mathbf{I}(x) - \mathbf{R}(x) \mathbf{I}(x); \\ \frac{d}{dx} \mathbf{I}(x) = -j\omega \mathbf{C}(x) \mathbf{U}(x) - \mathbf{G}(x) \mathbf{U}(x). \end{cases} \quad (2.3)$$

В матричной форме система уравнений (2.3) имеет вид

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(j\omega\mathbf{L}(x) + \mathbf{R}(x)) \\ -(j\omega\mathbf{C}(x) + \mathbf{G}(x)) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Проблема интегрирования уравнений (2.4) состоит в том, что первичные параметры, напряжения и токи, как функции продольной координаты в комбинированных структурах рассматриваемого класса являются разрывными вследствие наличия сосредоточенных неоднородностей и не дифференцируемы в конечном числе точек [2.14], соответствующих точкам включения неоднородностей.

Решение задачи интегрирования телеграфных уравнений для структур комбинированного типа может быть получено путем введения дополнительных граничных условий в точках разрыва производной от функции тока (напряжения) и учета влияния сосредоточенных включений [2.15] с помощью метода матричного анализа [2.16–2.19]. Другой путь заключается в применении рекурсивного алгоритма [2.2, 2.5], строящегося на основе системы конечно-разностных уравнений, учитывающих специфику рассматриваемых комбинированных структур. Эта специфика состоит в том, что конечно-разностные уравнения, записанные в результате перехода от телеграфных уравнений (2.4) к уравнениям в разностной форме, представляют неполную систему. Полная система конечно-разностных уравнений получается в результате дополнения уравнениями, позволяющими учесть включение сосредоточенных неоднородностей, которые заменяются короткими отрезками линий передачи с соответствующими эквивалентными параметрами.

В работах [2.2, 2.5] предложен и реализован конечно-разностный метод расчета нерегулярных комбинированных структур. Подход основан на численном решении телеграфных уравнений связанных линий (2.4) для структур с неоднородными по длине параметрами, содержащих сосредоточенные включения. Для этого отрезки нерегулярных связанных линий комбинированной структуры L_1, L_2, \dots, L_M разбиваются равномерной сеткой по координате x с шагом Δx . Размер шага выбирается исходя из величины рабочей длины волны в линии и размеров сосредоточенных неоднородностей. Первичные параметры элементарных отрезков НСЛ, образованных в результате дискретизации комбинированной структуры, считаются постоянными внутри каждого шага разбиения Δx .

При этом первая производная напряжений и токов в системе (2.4) может быть заменена своим приближенным разностным выражением [2.20] по схеме производной «вперед»:

$$\frac{\partial f(x_0)}{\partial x} \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x}. \quad (2.5)$$

Обозначив длину элементарного отрезка dl_k и выполнив подстановку выражения (2.5) в соотношение (2.4), получим систему уравнений в конечно-разностной форме:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - dl_k \left\{ j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{C}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{G}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} \right\}, \quad (2.6)$$

где k – номер узла сетки.

Используя обозначение комплексных матриц сопротивлений $\mathbf{Z}_k = j\omega \mathbf{L}_k + \mathbf{R}_k$ и проводимостей $\mathbf{Y}_k = j\omega \mathbf{C}_k + \mathbf{G}_k$, систему (2.6) приведем к следующему виду:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - dl_k \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{Z}_k \\ \mathbf{Y}_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Система уравнений (2.7) в приведенном виде позволяет вычислить волновые параметры комбинированной структуры, построив рекурсивный алгоритм.

К недостаткам замены производной (2.5) можно отнести малую точность вычисления напряжения и тока в точке $k+1$, которая связана с точностью приближенного определения производной. Известно [2.20], что погрешность определения производной «вперед» $r(x, \Delta x)$ прямо пропорциональна шагу разбиения Δx :

$$r(x, \Delta x) \leq \frac{1}{2} M_2 \Delta x, \quad (2.8)$$

где $M_2 = \max_{\xi \in [x, x+\Delta x]} \left[\frac{\partial^2 \xi}{\partial \xi^2} \right]$.

Особый интерес представляют разностные соотношения, основанные на более точном численном определении производной. Одним из таких выражений является «центральная» производная, которая вычисляется следующим образом:

$$\frac{\partial f(x_0)}{\partial x} \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x}. \quad (2.9)$$

Она имеет второй порядок точности от шага разбиения:

$$r(x, \Delta x) \leq \frac{1}{6} M_3 \Delta x^2, \quad (2.10)$$

где $M_3 = \max_{\xi \in [x, x+\Delta x]} \left[\frac{\partial^3 \xi}{\partial \xi^3} \right]$.

Подставив выражение (2.9) для вычисления «центральной» производной в систему (2.4), после несложных математических преобразований получим

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - 2 \cdot dl_k \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{Z}_k \\ \mathbf{Y}_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Оценка сходимости конечно-разностных соотношений (2.6) и (2.9), а также погрешности при анализе волновых процессов в структурах на основе нерегулярных линий передачи приведены в подразделе 2.3.

Полученная связь напряжений и токов при расчете комбинированных структур позволяет, не нарушая однородность исходных уравнений (2.6), (2.9), осуществлять расчет как для распределенных участков цепи L_1, L_2, \dots, L_M , так и для элементов цепи Q_1, Q_2, \dots, Q_M , имеющих сосредоточенный характер. Для этого сосредоточенные неоднородности Q_1, Q_2, \dots, Q_M заменяются короткими отрезками линий передачи с эквивалентными распределенными параметрами. В результате параметры комбинированной структуры представляются множеством матриц комплексных погонных сопротивлений \mathbf{Z} и проводимостей \mathbf{Y} , определяемых в узлах сетки, покрывающих отрезки НСЛ и сосредоточенные неоднородности. Выбор длины элементарного отрезка dl осуществляется исходя из численного эксперимента. Начальное значение dl , как показывает практика, целесообразно привязать к реальным размерам комбинированной структуры. В качестве такого элемента может быть, например, продольный размер сосредоточенной индуктивности, включенной в разрыв отрезков НСЛ [2.21].

На рис. 2.2 изображено эквивалентное представление сосредоточенной неоднородности элементарным отрезком линии передачи длиной dl .

Такое эквивалентное представление сосредоточенных участков КС позволяет добиться однородности структуры конечно-разностных уравнений и упростить процедуру численного анализа таких структур.

Для численного решения телеграфных уравнений комбинированных структур с использованием выражений для полных волн напряжений и

токов (2.7), (2.11) необходимо и достаточно определить значения полных напряжений U_0 и токов I_0 в сечении $x=0$, соответствующем номеру узла сетки $k=0$.

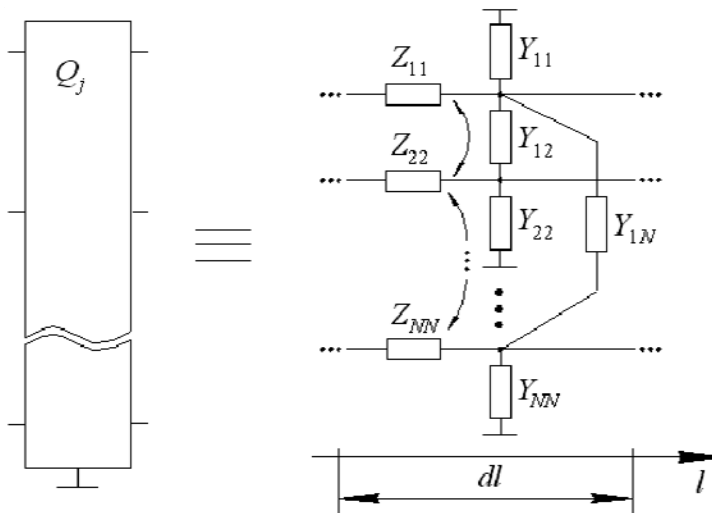


Рис. 2.2. Эквивалентная схема сосредоточенной неоднородности в виде элементарного отрезка связанных линий передачи

Указанные характеристики могут быть определены либо экспериментально [2.22], либо в результате моделирования [2.15].

2.2 Алгоритм расчета входных параметров комбинированных структур

Для использования конечно-разностного алгоритма расчета волновых процессов, кроме закона изменения первичных параметров Z_k , Y_k от номера узла сетки, необходимо иметь информацию о комплексных амплитудах напряжения и тока на входе комбинированной структуры как функций частоты. Рассмотрим алгоритм решения этой задачи применительно к комбинированным структурам. На рис. 2.3 приведен пример схемы нерегулярной структуры комбинированного типа. Структура состоит из нерегулярных связанных линий передачи, в разрывы которых включены элементы с сосредоточенными параметрами.

Алгоритм расчета входных параметров комбинированной структуры, а также напряжений и токов (U_0, I_0) на входе при заданных граничных условиях включает следующие этапы [2.15]:

- структурную (блочную) дискретизацию;
- дискретизацию отрезков нерегулярных связанных линий;
- расчет погонных параметров элементарных отрезков НСЛ;
- расчет матриц передачи отрезков НСЛ;
- расчет матриц передачи сосредоточенных включений;
- расчет полной матрицы передачи комбинированной структуры;
- вычисление напряжений и токов на входе комбинированной структуры;
- расчет распределения напряжений и токов.

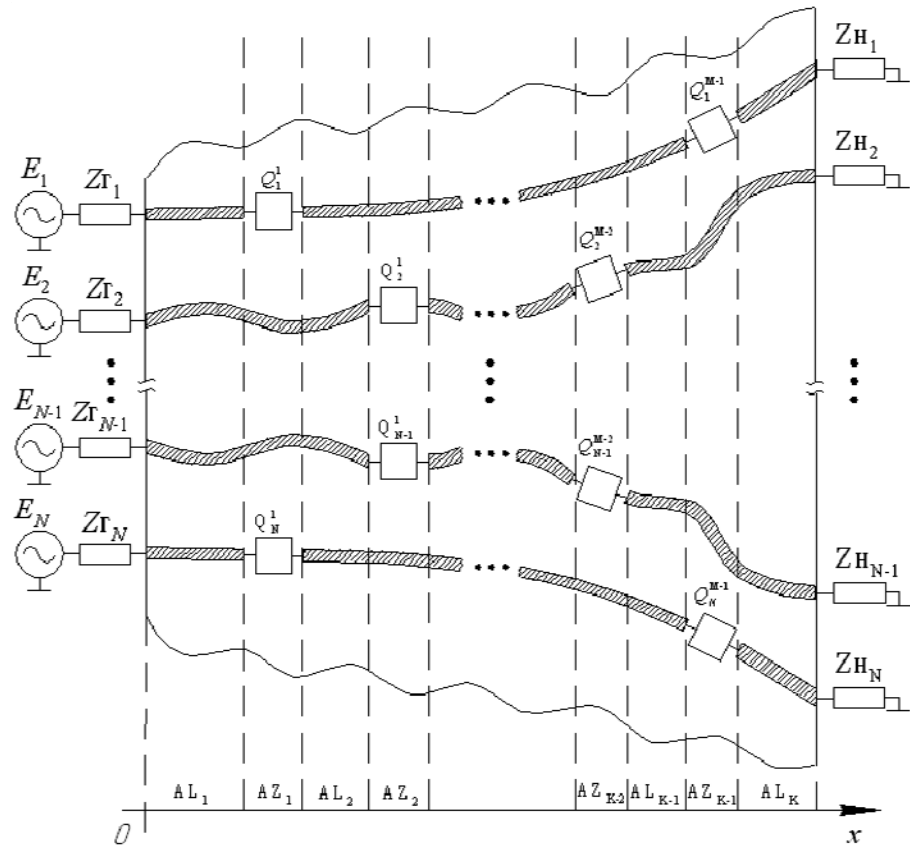


Рис. 2.3. Эквивалентная схема нерегулярной структуры комбинированного типа

Блочная дискретизация. На первом этапе осуществляется декомпозиция комбинированной структуры на конечное число блоков, представляемых в виде многополюсников (рис. 2.4). Многополюсники описываются классическими или волновыми матрицами передачи.

Многополюсник Z_{Γ} описывается внутренним сопротивлением генераторов E_1, E_2, \dots, E_N . Многополюсник Z_{Π} соответствует сопротивлениям конечных нагрузок на выходе комбинированной структуры. Нахождение матриц многополюсников Z_{Γ} и Z_{Π} не вызывает затруднений, так как исходными являются уравнения, записываемые по законам Кирхгофа [2.16].

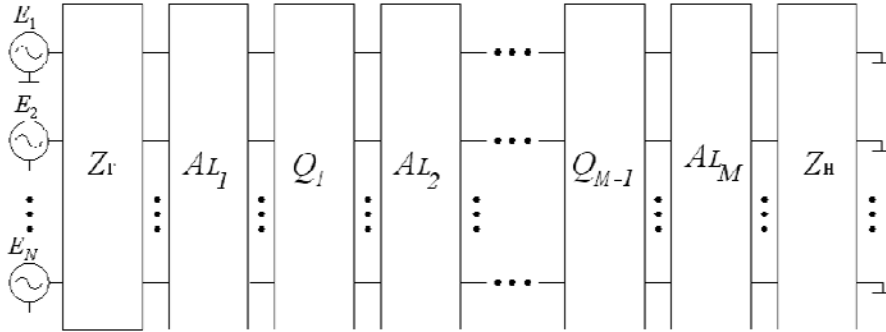


Рис. 2.4. Схема блочной дискретизации нерегулярных структур комбинированного типа

Многополюсники, описываемые матрицами $A_{L_1}, A_{L_2}, \dots, A_{L_m}, \dots, A_{L_M}$, представляют отрезки нерегулярных связанных линий. Матрицы передачи $A_{L_1}, A_{L_2}, \dots, A_{L_M}$ для произвольного закона изменения первичных параметров НСЛ и для случая неравенства фазовых скоростей нормальных волн в общем виде в настоящее время не получены. Для частных случаев экспоненциальной зависимости первичных параметров от продольной координаты или по закону гиперболических функций рядом авторов получены матричные параметры НСЛ [2.11, 2.12, 2.17, 2.23]. Результаты упомянутых и других работ применимы для отрезков НСЛ, если зависимости их первичных параметров соответствуют указанным условиям. Однако требование равенства фазовых скоростей нормальных волн, принятое в публикациях [2.17, 2.23], значительно сужает область применимости известных решений отыскания матричных параметров НСЛ. Тем не менее выделение отрезков НСЛ на данном этапе блочной дискретизации целесообразно, так как позволяет подойти к вычислению их матричных параметров с учетом особенностей каждого из отрезков НСЛ.

Многополюсники $Q_1, Q_2, \dots, Q_m, \dots, Q_{M-1}$ отражают включение сосредоточенных неоднородностей. Определение матриц передачи

Q_1, Q_2, \dots, Q_{M-1} основывается на представлении сосредоточенных элементов в виде элементарных отрезков регулярных линий передачи с соответствующими параметрами. В данном случае определение параметров Q_m через эквивалентное представление в виде распределенной структуры позволяет рассматривать всю блочную структуру (см. рис. 2.4) как однородную на следующем этапе дискретизации. Присутствие сосредоточенных элементов с матрицами Z_Γ и Z_H учитывается через граничные условия.

Дискретизация отрезков нерегулярных связанных линий. На данном этапе производится дискретизация параметров отрезков нерегулярных связанных линий передачи, поперечное сечение которых зависит от продольной координаты. Для этого каждый из отрезков НСЛ, описываемых матрицами $A_{L_1}, A_{L_2}, \dots, A_{L_M}$, разбивается на элементарные отрезки dl . В общем случае дискретизация может производиться путем разбиения отрезков НСЛ неравномерной сеткой. Однако такой прием, как показывают численные эксперименты, лишь осложняет процедуру дискретизации. Более продуктивным является максимально возможное уменьшение dl на шаге сетки. Ограничивающим фактором здесь являются вычислительные ресурсы. Рассмотрим дискретизацию типа 2D, при которой учитываются особенности структуры в плоскости $xу$.

При равномерном шаге по координате x необходимо учитывать неодинаковость физических длин линий передачи, образующих НСЛ, вследствие наклона средних линий составляющих проводников. На рис. 2.5 приведен фрагмент N -проводной НСЛ, поясняющий геометрию задачи в плоскости $z = \text{const}$.

Характеристикой длины элементарного отрезка в такой системе будет диагональная матрица dl_k , составленная из длин линий передачи отрезка НСЛ. Для случая двумерной структуры, изображенной на рис. 2.5, имеем

$$dl_k = \begin{bmatrix} dl_1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & dl_2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & dl_{N-1} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & dl_N \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{\cos(\alpha_1)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\cos(\alpha_2)} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\cos(\alpha_{N-1})} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{\cos(\alpha_N)} \end{bmatrix},$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N < 90^\circ$.

Аналогичным образом могут быть определены длины элементарных отрезков dl_k при дискретизации трехмерных структур. На рис. 2.6 показан пример проволочной трехмерной структуры.

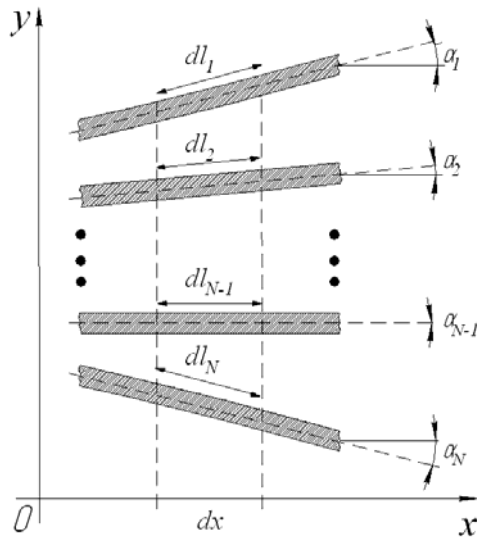


Рис. 2.5. Дискретизация двумерной комбинированной структуры (2D-дискретизация)

Дискретизация, как и для двумерного случая, может осуществляться по координате x . Тогда диагональная матрица, описывающая длины элементарных отрезков проводников, рассчитывается следующим образом:

$$dl_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{\cos(\alpha_1)\cos(\beta_1)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\cos(\alpha_2)\cos(\beta_2)} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\cos(\alpha_{N-1})\cos(\beta_{N-1})} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{\cos(\alpha_N)\cos(\beta_N)} \end{bmatrix},$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N < 90^\circ$; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N < 90^\circ$.

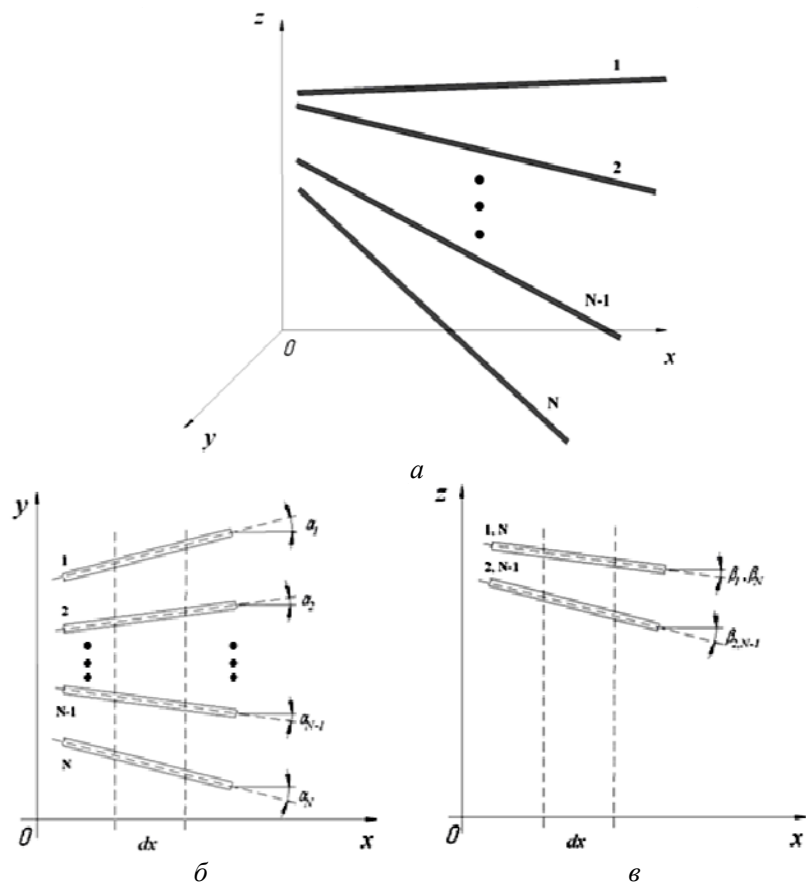


Рис. 2.6. Дискретизация трехмерной комбинированной структуры:
a – общий вид; *б* – проекция на плоскость *xy*; *в* – проекция на плоскость *xz*

Расчет погонных параметров элементарных отрезков НСЛ. Для каждого элементарного отрезка dl_k выполняется расчет матриц погонных параметров $\mathbf{L}_k, \mathbf{C}_k$. Для определения матриц погонных параметров \mathbf{L}, \mathbf{C} используем метод конформных отображений [2.24] и, как наиболее универсальный, метод конечных разностей [2.25]. Расчет матриц \mathbf{C}, \mathbf{L} проводится в предположении, что на шаге сетки от узла k до узла $k+1$ поперечное сечение связанных линий не изменяется. При таком подходе погонные параметры НСЛ описываются множеством матриц $\{\mathbf{L}_k\}, \{\mathbf{C}_k\}, k \in 1, 2, 3, \dots, N$. Определение матриц погонных сопротивлений осуществляется согласно [2.26–2.28] и экспериментальным путем с помощью векторного импульсного измерителя характеристик цепей [2.29, 2.30] и других векторных анализаторов частотных характеристик.

Расчет матриц передачи элементарных отрезков НСЛ. В силу того что длина элементарного отрезка dl выбирается много меньше рабочей длины волны, можно считать НСЛ в пределах каждого из элементарных отрезков регулярной структурой. При таком приближении эквивалентная схема нерегулярной комбинированной структуры будет представлять собой цепь каскадно включенных многополюсников, описывающих отрезки регулярных связанных линий малой длины и сосредоточенные неоднородности. Для анализа каскадного соединения многополюсников принято использовать аппарат матриц передачи [2.17].

Обозначим

$$\mathbf{a}(\omega) = \mathbf{Y}_k(\omega) \cdot \mathbf{Z}(\omega), \quad (2.12)$$

где $\mathbf{Y}_k(\omega)$ – матрица погонной комплексной проводимости; $\mathbf{Z}(\omega)$ – матрица погонного комплексного сопротивления.

Характеристический многочлен матрицы $\mathbf{a}(\omega)$ имеет степень n , поэтому в общем случае существует n собственных чисел и n собственных векторов матрицы $\mathbf{a}_k(\omega)$ [2.19, 2.31]. Для дальнейшего описания введем операторы $\text{eigenvals}(\bullet)$ и $\text{eigenvecs}(\bullet)$, обозначающие определение собственных значений и собственных векторов матрицы. Роль таких операторов могут выполнять вычислительные процедуры в среде математического моделирования MathCAD [2.32], MatLab [2.33], реализованные в любой иной среде алгоритмического проектирования либо полученные аналитически. Тогда вектор коэффициентов распространения волн для каждого из элементарных отрезков НСЛ k запишется следующим образом:

$$\gamma_k(\omega) = \sqrt{\text{eigenvals}(\mathbf{a}_k(\omega))}. \quad (2.13)$$

Выражения для модальных матриц напряжений и токов примут вид

$$\mathbf{Um}_k(\omega) = \sqrt{\text{eigenveks}(\mathbf{a}_k(\omega))}; \quad (2.14)$$

$$\mathbf{Im}_k(\omega) = \mathbf{Y}_k(\omega) \cdot \mathbf{Um}_k(\omega) \cdot (\text{diag}(\gamma(\omega)))^{-1}, \quad (2.15)$$

где $\text{diag}(\bullet)$ – оператор диагонализации вектора.

Выражение для матрицы передачи k -го элементарного отрезка НСЛ на частоте ω примет вид

$$\alpha_k = \begin{bmatrix} \mathbf{Um} & \mathbf{Um} \\ \mathbf{Im} & -\mathbf{Im} \end{bmatrix}_k \times \begin{bmatrix} \{e^{dl \cdot \gamma}\} & 0 \\ 0 & \{e^{-dl \cdot \gamma}\} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{Um} & \mathbf{Um} \\ \mathbf{Im} & -\mathbf{Im} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (2.16)$$

Полные матрицы передачи $\mathbf{AL}_1, \mathbf{AL}_2, \dots, \mathbf{AL}_M$ отрезков НСЛ L_1, L_2, \dots, L_M определяются в виде произведения матриц передачи \mathbf{a} элементарных отрезков:

$$\mathbf{AL}_m = \prod_{k=b_m}^{b_{m+1}} \mathbf{a}_k, \quad (2.17)$$

где m – индекс отрезка НСЛ; b_1, b_2, \dots, b_{M+1} – координаты элементарных отрезков, расположенных на границах отрезков нерегулярных связанных линий.

Расчет матриц передачи сосредоточенных включений. Учет включений в НСЛ сосредоточенных элементов осуществляется также с использованием аппарата матриц передачи. Матрицы передачи сосредоточенных включений $\mathbf{AZ}_1, \dots, \mathbf{AZ}_m$ описывают влияние корректирующих, управляющих или паразитных элементов Q_1, \dots, Q_m , включенных в НСЛ. Они могут быть рассчитаны с использованием известных соотношений для матриц передач [2.17].

Расчет полной матрицы передачи комбинированной структуры. Полная матрица передачи находится путем перемножения матриц передачи отрезков НСЛ и матриц передачи сосредоточенных включений:

$$\mathbf{A}_{\text{КС}} = \left(\prod_{m=1}^M \mathbf{AL}_m \cdot \mathbf{AZ}_m \right) \cdot \mathbf{AL}_{M+1}. \quad (2.18)$$

Расчет входных параметров комбинированной структуры. Система телеграфных уравнений, связывающая входные и выходные токи и напряжения в комбинированной структуре, описанной матрицей передачи эквивалентного многополюсника (рис. 2.7), имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{A}_{\text{КС}}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{U}_l \\ \mathbf{I}_l \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

где $\mathbf{U}_0, \mathbf{I}_0$ – векторы напряжений и токов на входе комбинированной структуры; $\mathbf{U}_l, \mathbf{I}_l$ – векторы напряжений и токов на выходе.

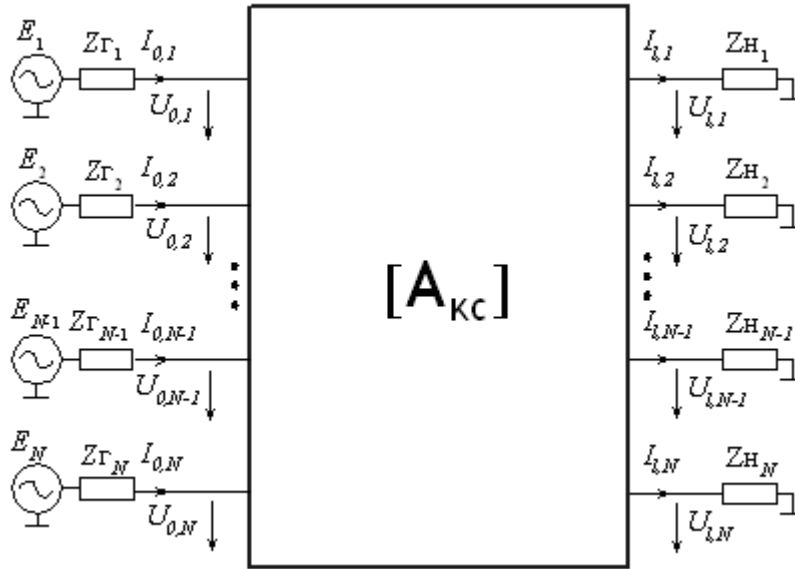


Рис. 2.7. Схема включения эквивалентного многополюсника

С учетом граничных условий на входе и выходе многополюсника

$$\mathbf{U}_0 = \mathbf{E} - \text{diag}(\mathbf{I}_0) \cdot \mathbf{Z}_{\Gamma}, \quad (2.20)$$

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{E} - \text{diag}(\mathbf{I}_l) \cdot \mathbf{Z}_{\text{Н}} \quad (2.21)$$

получим систему из $2N$ линейных алгебраических уравнений относительно векторов тока на входе и на выходе многополюсника:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E} - \text{diag}(\mathbf{I}_0) \cdot \mathbf{Z}_{\Gamma} \\ \mathbf{I}_0 \end{pmatrix} = [\mathbf{A}_{\text{КС}}] \cdot \begin{pmatrix} \text{diag}(\mathbf{I}_l) \cdot \mathbf{Z}_{\text{Н}} \\ \mathbf{I}_l \end{pmatrix}. \quad (2.22)$$

Сведем систему (2.19) к системе из N независимых линейных алгебраических уравнений. Для этого введем квадратную матрицу $\tilde{\mathbf{A}}_{\text{КС}}$,

которая получается путем перестановки строк и столбцов исходной матрицы передачи многополюсника $\mathbf{A}_{\text{КС}}$ и связывает напряжения и токи на входе и выходе многополюсника следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}_{0,1} \\ \mathbf{I}_{0,1} \\ \mathbf{U}_{0,2} \\ \mathbf{I}_{0,2} \\ \dots \\ \mathbf{U}_{0,N-1} \\ \mathbf{I}_{0,N-1} \\ \mathbf{U}_{0,N} \\ \mathbf{I}_{0,N} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{1,1} & \tilde{A}_{1,2} & \dots & \tilde{A}_{1,2N-1} & \tilde{A}_{1,2N} \\ \tilde{A}_{2,1} & \tilde{A}_{2,2} & \dots & \tilde{A}_{2,N-1} & \tilde{A}_{2,2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tilde{A}_{2N-1,1} & \tilde{A}_{2N-1,2} & \dots & \tilde{A}_{2N-1,2N-1} & \tilde{A}_{2N-1,2N} \\ \tilde{A}_{2N,1} & \tilde{A}_{2N,2} & \dots & \tilde{A}_{2N,2N-1} & \tilde{A}_{2N,2N} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{U}_{l,1} \\ \mathbf{I}_{l,1} \\ \mathbf{U}_{l,2} \\ \mathbf{I}_{l,2} \\ \dots \\ \mathbf{U}_{l,N-1} \\ \mathbf{I}_{l,N-1} \\ \mathbf{U}_{l,N} \\ \mathbf{I}_{l,N} \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

Систему N независимых линейных алгебраических уравнений, связывающую вектор ЭДС генераторов \mathbf{E} на входе многополюсника и вектор токов на выходе многополюсника \mathbf{I}_l , запишем следующим образом:

$$\mathbf{E} = [\mathbf{r}] \cdot \mathbf{I}_l, \quad (2.24)$$

где $r = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \dots & r_{1,N-1} & r_{1,N} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & \dots & r_{2,N-1} & r_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{N-1,1} & r_{N-1,2} & \dots & r_{N-1,N-1} & r_{N-1,N} \\ r_{N,1} & r_{N,2} & \dots & r_{N,N-1} & r_{N,N} \end{bmatrix}.$

Для элементов матрицы r получены выражения

$$r_{i,j} = \tilde{A}_{2i-1,2j-1} Z_{\text{Hi}} + \tilde{A}_{2i,2j-1} + \tilde{A}_{2i-1,2j} Z_{\Gamma i} Z_{\text{Hi}} + \tilde{A}_{2i,2j} Z_{\text{Hi}}, \quad (2.25)$$

где i – индекс столбца матрицы \tilde{A} ; j – индекс строки матрицы \tilde{A} .

Решив систему линейных алгебраических уравнений (2.24), получим значения токов на выходе многополюсника:

$$\mathbf{I}_l = [\mathbf{r}]^{-1} \cdot \mathbf{E}. \quad (2.26)$$

Напряжения на выходе комбинированной структуры вычисляются по формуле

$$\mathbf{U}_l = \text{diag}(\mathbf{Z}_{\text{H}}) \cdot \mathbf{I}_l. \quad (2.27)$$

Определив токи и напряжения на входе с помощью системы уравнений (2.19), вычислим входное сопротивление комбинированной структуры:

$$(Z_{\text{вх}})_n = \frac{(U_0)_n}{(I_0)_n}, \quad (2.28)$$

где $(U_0)_n$, $(I_0)_n$ – напряжения и токи на входе комбинированной структуры; n – номер входа.

Используя известное соотношение [2.17], связывающее входное сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление генератора, определим входной коэффициент отражения комбинированной структуры:

$$(\Gamma_{\text{вх}})_n = \frac{(Z_{\text{вх}})_n - (Z_{\Gamma})_n}{(Z_{\text{вх}})_n + (Z_{\Gamma})_n}. \quad (2.29)$$

Коэффициент стоячей волны вычисляется по формуле [2.25]

$$\text{КСВ}_n = \frac{1 + |(\Gamma_{\text{вх}})_n|}{1 - |(\Gamma_{\text{вх}})_n|}. \quad (2.30)$$

Приведенный алгоритм позволяет произвести расчет входных параметров комбинированных структур, определить комплексные амплитуды токов и напряжений на входе комбинированной структуры. Полученные в результате расчета характеристики и параметры могут быть использованы в качестве граничных условий для конечно-разностного метода, изложенного в подразделе 2.1.

2.3 Алгоритм расчета характеристик комбинированных структур при импульсном воздействии

Особый интерес при моделировании и проектировании устройств на базе структур комбинированного типа представляет анализ временных характеристик при импульсном воздействии [2.34, 2.35]. Преимущество анализа временных характеристик проявляется в принципиальной возможности локализовать отклик отдельных элементов пространственно протяженных структур [2.36], определить характеристики и параметры таких элементов, а также структуры в целом. Это имеет большое значение при настройке и диагностике устройств, содержащих комбинированные структуры [2.30], а также реализации расчетно-экспериментального метода синтеза [2.16].

Алгоритм анализа комбинированных структур во временной области основывается на разработанных моделях и алгоритмах анализа КС и известном методе прямого и обратного преобразования Фурье. Последовательность операций при вычислении отклика КС на импульсное воздействие:

- задается форма тестового сигнала $e(t)$ в виде набора временных отсчетов с шагом Δt ;
- с помощью преобразования Фурье вычисляется спектр тестового воздействия $E(\omega)$;
- решается задача расчета входных частотных параметров, а также комплексных амплитуд напряжений и токов на входе $U_0(\omega)$, $I_0(\omega)$ и на выходе $U_l(\omega)$, $I_l(\omega)$ комбинированной структуры (в соответствии с алгоритмами, изложенными в подразделе 2.2);
- с использованием конечно-разностного алгоритма расчета определяются комплексные амплитуды напряжений и токов $U_k(\omega)$, $I_k(\omega)$ в узлах сетки, разбивающей комбинированную структуру;
- с использованием обратного преобразования Фурье определяются временные формы сигналов на входе $u_0(t)$ и на выходе $u_l(t)$ структуры;
- при помощи обратного преобразования Фурье от комплексных амплитуд в каждом сечении КС определяются временные формы сигналов в этих сечениях.

2.4 Анализ сходимости численного алгоритма

Для оценки сходимости конечно-разностного алгоритма можно использовать известные решения для нерегулярных линий передачи и связанных нерегулярных линий [37–43]. Выполним вычислительный эксперимент на примере отрезка канонической нерегулярной линии передачи [2.23, 2.37, 2.38]. При анализе сходимости используется модель отрезка одиночной КНЛП, так как для такой линии известны точные аналитические решения дифференциальных уравнений. Оценка точности вычислений с помощью предложенного алгоритма, а также сравнение с матричным методом для структур на связанных нерегулярных линиях передачи, имеющих сосредоточенные включения, приведена в [2.5].

Схема включения отрезка КНЛП и эквивалентного четырехполюсника, описывающего его параметры, приведена на рис. 2.8.

Функция зависимости волнового сопротивления ρ от продольной координаты z КНЛП имеет вид [2.23]

$$\rho(z) = \rho(0) \left(\operatorname{ch} \sqrt{k} \frac{z}{l} + \frac{\sqrt{R} - \operatorname{ch} \sqrt{k}}{\operatorname{sh} \sqrt{k}} \cdot \operatorname{sh} \sqrt{k} \frac{z}{l} \right)^2, \quad (2.31)$$

где $R = \rho(0)/\rho(l)$ – перепад функции волнового сопротивления; k – коэффициент формы КНЛП.

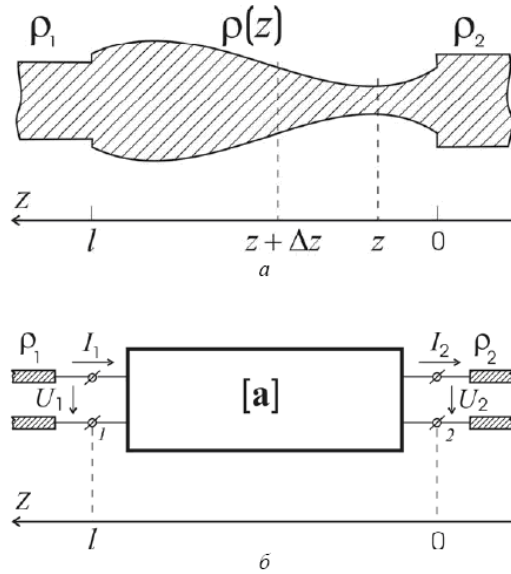


Рис. 2.8. Нерегулярная линия передачи:
 а – эскиз токонесящего проводника;
 б – эквивалентный четырехполюсник

Функция $N(z)$ известна как функция местных отражений:

$$N(z) = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \ln(\rho(z)) = \sqrt{k} \frac{\sqrt{R} \cdot \operatorname{ch}(\sqrt{k} \cdot z) - \operatorname{ch}(\sqrt{k} \cdot (1-z))}{\sqrt{R} \cdot \operatorname{sh}(\sqrt{k} \cdot z) - \operatorname{ch}(\sqrt{k} \cdot (1-z))}. \quad (2.32)$$

Решение телеграфных уравнений в форме аналитических соотношений для элементов матрицы передачи эквивалентного четырехполюсника имеет вид [2.23]

$$a_{11}(l) = \sqrt{\rho(l)/\rho(0)} \left(\cos \beta l - \frac{N(l)}{\beta} \sin \beta l \right); \quad (2.33)$$

$$a_{12}(l) = i\sqrt{\rho(l)\rho(0)} \left(\frac{N(l) - N(0)}{\beta_0} \cos \beta l + \frac{\beta^2 + N(0)N(l)}{\beta_0 \beta} \sin \beta l \right); \quad (2.34)$$

$$a_{21}(l) = \frac{i}{\sqrt{\rho(l)\rho(0)}} \frac{\beta_0}{\beta} \sin \beta l; \quad (2.35)$$

$$a_{22}(l) = \frac{1}{\sqrt{\rho(l)/\rho(0)}} \left(\cos \beta l + \frac{N(0)}{\beta} \sin \beta l \right). \quad (2.36)$$

Величина β имеет смысл коэффициента распространения в линии и определяется равенством

$$\beta = \beta_0 \sqrt{1 - \frac{k}{(\beta_0 l)^2}}. \quad (2.37)$$

С учетом приведенных соотношений построим модель для анализа сходимости конечно-разностного алгоритма. Модель представляет собой отрезок КНЛП длиной l с заданным входным волновым сопротивлением $\rho(0)$, перепадом волновых сопротивлений R и коэффициентом формы k . Схема включения отрезка КНЛП показана на рис. 2.9.

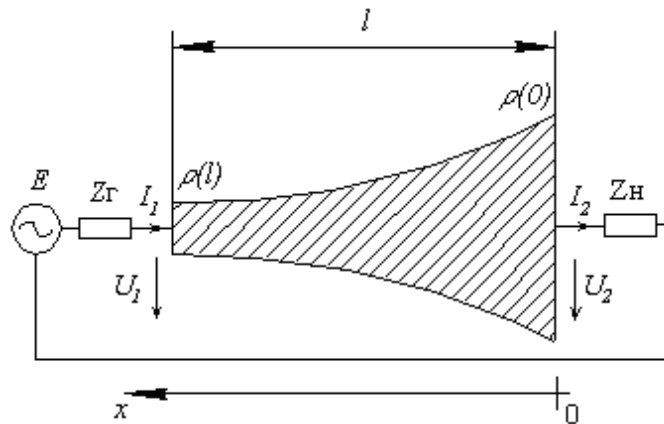


Рис. 2.9. Схема включения отрезка КНЛП

На рис. 2.10 приведены расчетные зависимости волнового сопротивления КНЛП от продольной координаты для пяти законов изменения волнового сопротивления. Закон изменения волнового сопротивления задавался параметром k – коэффициентом формы КНЛП. Длина отрезков НСЛ для всех вариантов составляла 0,3 м, $\rho(0) = 50$ Ом, $R = 4$.

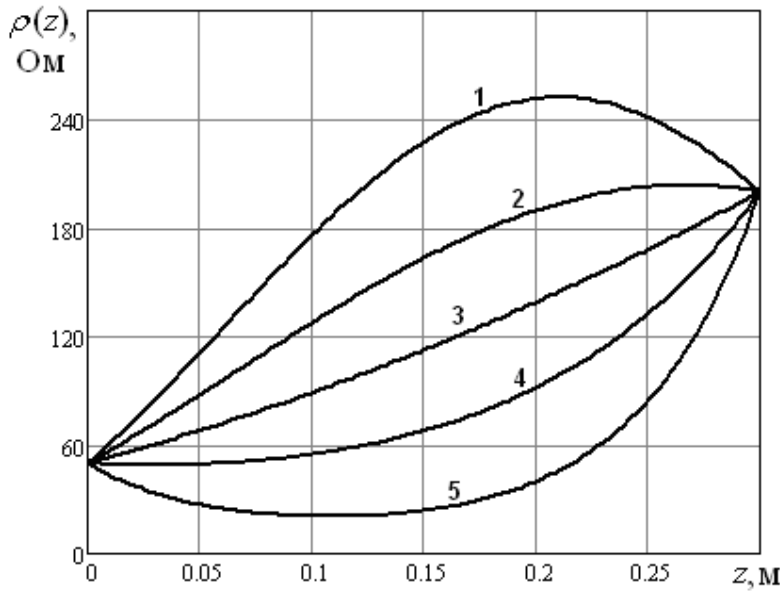


Рис. 2.10. Зависимость волнового сопротивления от продольной координаты 1 – $k = -2,5$; 2 – $k = -1,4$; 3 – $k = 0$; 4 – $k = 2,2$; 5 – $k = 8$

Для каждого из отрезков КНЛП рассчитывалась частотная зависимость входного сопротивления, токи и напряжения на входе и выходе:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{a_{11}Z_{\text{н}} + a_{12}}{a_{21}Z_{\text{н}} + a_{22}}; \quad (2.38)$$

$$I_1 = \frac{E}{Z_{\text{н}} + Z_{\text{вх}}}; \quad (2.39)$$

$$U_1 = I_1 Z_{\text{вх}}; \quad (2.40)$$

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Величина ЭДС генератора задавалась равной 1 В, минимальная частота анализа $f_{\text{min}} = 1$ МГц, максимальная частота анализа $f_{\text{max}} = 1$ ГГц, число точек разбиения по частоте $N = 100$. Рассчитанные частотные зависимости модуля напряжения на выходе отрезка КНЛП в зависимости от ее формы приведены на рис. 2.11.

Полученные аналитические решения сравнивались с результатами расчетов предложенным конечно-разностным методом (см. подраздел 2.1).

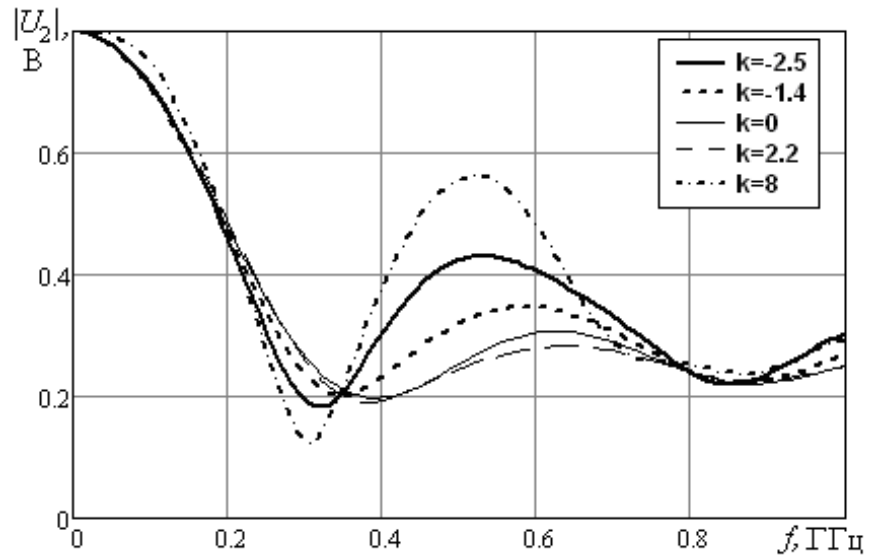


Рис. 2.11. Частотные зависимости модуля напряжения на выходе КНЛП при вариации коэффициента формы

Для этого отрезок КНЛП разбивался на равные элементарные отрезки малой длины, число узлов разбиения M менялось в процессе анализа. Напряжение и ток в начале линии U_1, I_1 определялись в результате аналитического решения телеграфных уравнений КНЛП (2.31)–(2.41). Для вычисления напряжения и тока на конце линии U_2, I_2 использовались соотношения (2.7), (2.11). С учетом ограничений теории КНЛП (отсутствие потерь в проводниках, независимость коэффициента распространения от пространственной координаты) соотношение (2.7) примет вид

$$\begin{bmatrix} U(\omega)_{k+1} \\ I(\omega)_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U(\omega)_k \\ I(\omega)_k \end{bmatrix} - idl_k \frac{\omega}{V_\phi} \begin{bmatrix} 0 & \rho_k \\ 1/\rho_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(\omega)_k \\ I(\omega)_k \end{bmatrix}, \quad (2.42)$$

где $k \in [0, M - 1]$ – номер узла разбиения отрезка КНЛП; dl_k – длина элементарного отрезка, имеющего индекс k ; ρ_k – волновое сопротивление элементарного отрезка с индексом k ; V_ϕ – фазовая скорость распространения сигнала; ω – частота анализа.

Аналогичным образом выражение (2.11) преобразуется к виду

$$\begin{bmatrix} U(\omega)_{k+2} \\ I(\omega)_{k+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U(\omega)_k \\ I(\omega)_k \end{bmatrix} - i \cdot 2dl_k \frac{\omega}{V_\phi} \begin{bmatrix} 0 & \rho_k \\ 1/\rho_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(\omega)_{k+1} \\ I(\omega)_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

Как видно из системы (2.43), для запуска конечно-разностного алгоритма расчета необходимо, в отличие от (2.42), знать ток и напряжение не только на входе отрезка КНЛП $U(\omega)_0, I(\omega)_0$, но и на первом элементарном отрезке. Напряжение и ток $U(\omega)_1, I(\omega)_1$ вычислялись с использованием формулы (2.42):

$$\begin{bmatrix} U(\omega)_1 \\ I(\omega)_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U(\omega)_0 \\ I(\omega)_0 \end{bmatrix} - i \cdot 2dl_k \frac{\omega}{c} \begin{bmatrix} 0 & \rho_0 \\ 1/\rho_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(\omega)_0 \\ I(\omega)_0 \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Выполнялось сравнение точности расчета напряжений на выходе отрезка нерегулярной линии передачи, проведенного путем аналитического решения системы телеграфных уравнений КНЛП (2.31)–(2.41) и с использованием численного конечно-разностного алгоритма (2.42) и (2.43). Число узлов разбиения отрезка при численном решении телеграфных уравнений по формулам (2.42) задавалось равным 20, 100, 400. На рис. 2.12 приведены графики частотной зависимости модуля напряжения на выходе отрезка КНЛП при коэффициенте формы $k = 2,5$.

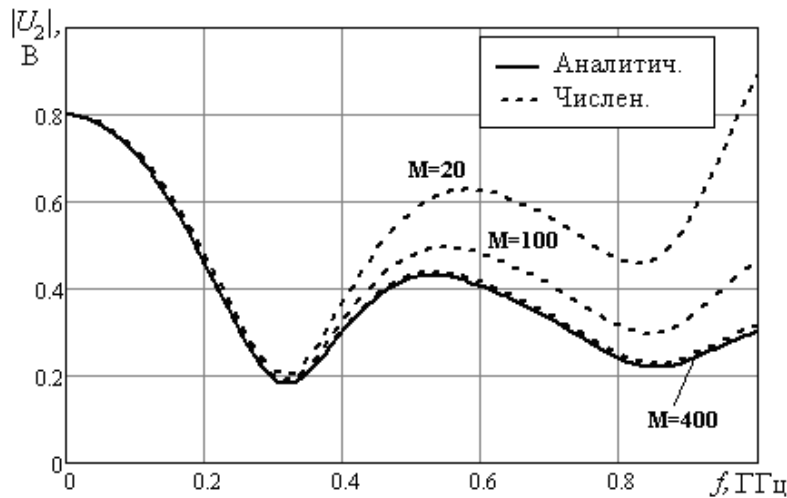


Рис. 2.12. Частотная зависимость модуля напряжения на выходе КНЛП при различном шаге дискретизации (производная «вперед»)

При расчете по формулам (2.43), основанным на приближенном вычислении «центральной» производной, число узлов разбиения M принимало значения 8, 16, 50. Результаты анализа приведены на рис. 2.13.

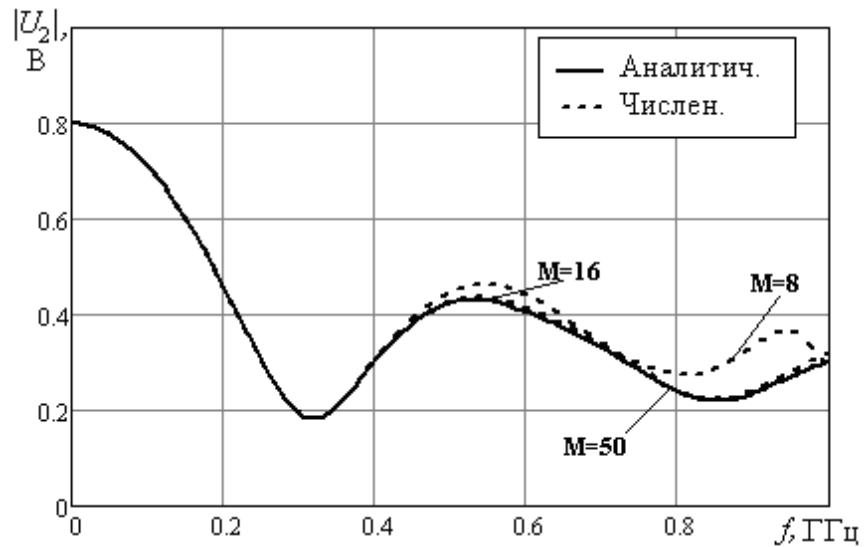


Рис. 2.13. Частотная зависимость модуля напряжения на выходе КНПЛ при различном шаге дискретизации («центральная» производная)

Как видно из рис. 2.12, 2.13, результаты, полученные с помощью конечно-разностного метода расчета, имеют хорошее совпадение с аналитическим решением. Следует отметить, что замена производной приближенным значением «центральной» производной (2.9) и полученные в результате такой замены конечно-разностные соотношения (2.11) обеспечивают лучшее совпадение с аналитическим решением, чем замена производной «вперед» (2.5), при меньшем числе узлов разбиения НЛП.

С целью проверки данного утверждения проведен ряд вычислительных экспериментов для моделей НЛП с пятью значениями коэффициента формы (см. рис. 2.9). При этом число точек разбиения отрезка НЛП принималось равным 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000. Для всех вариантов вычислялась относительная погрешность определения модуля напряжения на выходе отрезка НЛП по формуле

$$\varepsilon = \left(1 - \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^{\text{Ч}}|}{|U_{\text{ВЫХ}}^{\text{А}}|} \right) 100 \%,$$

где $U_{\text{вых}}^{\text{ч}}$ – напряжение на выходе НЛП, полученное в результате численного решения; $U_{\text{вых}}^{\text{а}}$ – напряжение на выходе НЛП, полученное в результате аналитического решения.

Результаты вычислительного эксперимента сведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1 – Результаты вычислительного эксперимента

Коэф. формы	Способ замены дифференциала	Число узлов разбиения (M)						
		10	20	50	100	200	500	1000
		$\varepsilon, \%$						
-2,5	Производная «вперед»	603,5	195,5	54,3	24	11,3	4,35	2,15
	«Центральная» производная	19,9	3,7	0,49	0,12	0,03	0,0046	0,001
-1,4	Производная «вперед»	573	184	52,3	23,3	11	4,2	2,1
	«Центральная» производная	27,9	5,26	0,7	0,17	0,04	0,0067	0,0016
0	Производная «вперед»	517	168	49,5	22,2	10,5	4,1	2
	«Центральная» производная	35	6,9	0,95	0,23	0,057	0,009	0,0022
2,2	Производная «вперед»	434	146	45,6	20,8	9,9	3,9	1,9
	«Центральная» производная	41,6	8,5	1,2	0,3	0,07	0,01	0,0028
8	Производная «вперед»	388,4	111	39	18,4	8,9	3,48	1,73
	«Центральная» производная	54,2	10,3	1,44	0,35	0,089	0,014	0,0034

Как следует из данных таблицы, можно говорить о хорошей сходимости предложенного рекурсивного алгоритма. Сравнение погрешностей расчетов по выражениям (2.42) и (2.43) показало, что способ замены производной приближенным выражением для «центральной» производной имеет меньшую погрешность вычисления для всех рассматриваемых

вариантов формы отрезка НЛП. При этом уже при 100 узлах разбиения отрезка НСЛ достигается погрешность вычисления напряжения на конце НСЛ менее 0,5 %.

Таким образом, установлены границы применимости соотношения (2.11) при численном решении системы телеграфных уравнений.

2.5 Пример расчета комбинированной структуры

Приведем пример расчета комбинированной структуры, содержащей отрезки связанных нерегулярных проволочных линий и сосредоточенные неоднородности [2.21], образующие приемопередающую антенну с согласующим снижением и V-образным излучателем [2.44] над поверхностью Земли. Конструкция рассматриваемой КС схематично показана на рис. 2.14.

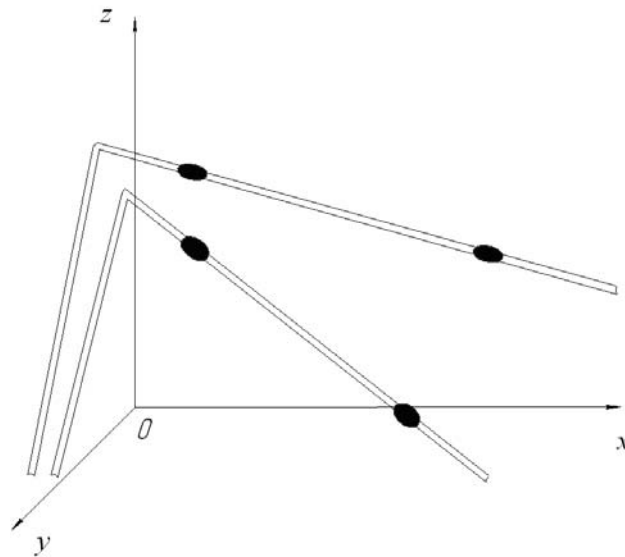


Рис. 2.14. Геометрия проводников высокочастотной приемопередающей антенной системы комбинированного типа

Проекция проводников на плоскости xu , xz показана на рис. 2.15, точками обозначены места включения сосредоточенных элементов Q_{11} , Q_{12} и Q_{21} , Q_{22} .

Проводники комбинированной структуры разбивались регулярной сеткой по координате x , количество узлов сетки $m=400$, при этом длина элементарного отрезка составляла 14,1 см для отрезков излучателей ком-

бинированной структуры и 29,1 см для отрезков согласующего снижения. Расчет первичных погонных параметров для каждого узла сетки производился с использованием результатов работ [2.45, 2.46].

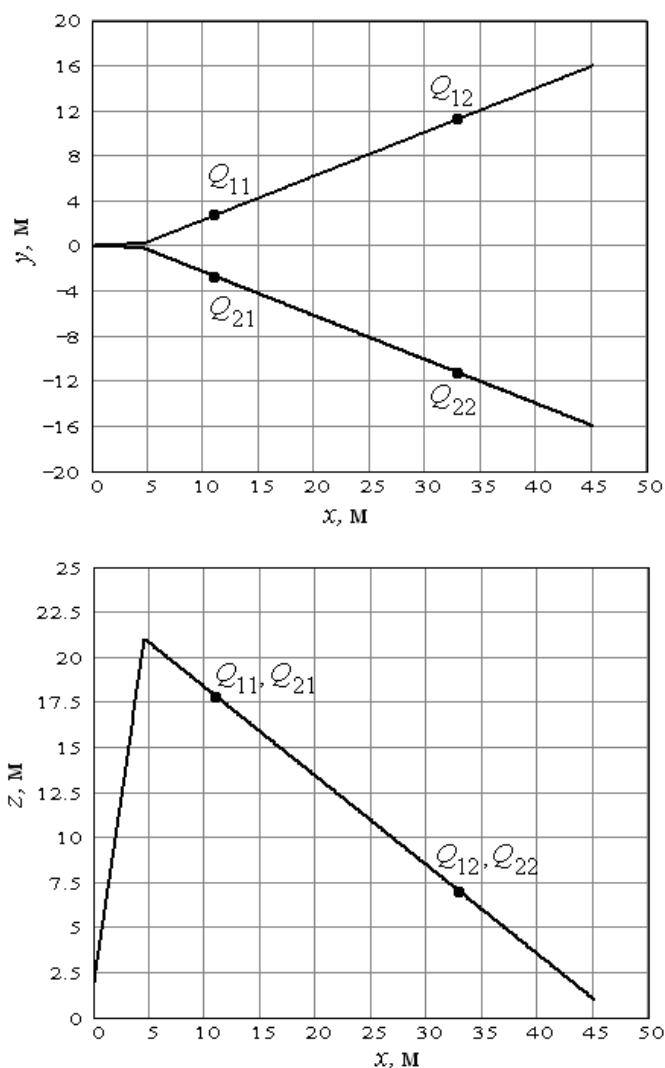


Рис. 2.15. Проекция проводников комбинированной структуры на плоскости

На рис. 2.16 приведены зависимости элементов матриц погонных параметров от продольной координаты x . В качестве сосредоточенных неоднородностей в КС использовались корректирующие фильтры, эквивалентная схема которых приведена на рис. 2.19. Там же приведена схема

замещения многополюсников Q_j отрезками связанных линий с приведенными параметрами Z_j, Y_j .

Сосредоточенные неоднородности (корректирующие фильтры), включенные в разрыв каждого из проводников рассматриваемой КС, представляли собой параллельные RLC -контуры и имели следующие параметры: $R1 = 810$ Ом, $C1 = 5$ пФ, $L1 = 62,5$ мкГн (вставки Q_{11} и Q_{21}); $R2 = 810$ Ом, $C2 = 10$ пФ, $L2 = 150$ мкГн (вставки Q_{12} и Q_{22}).

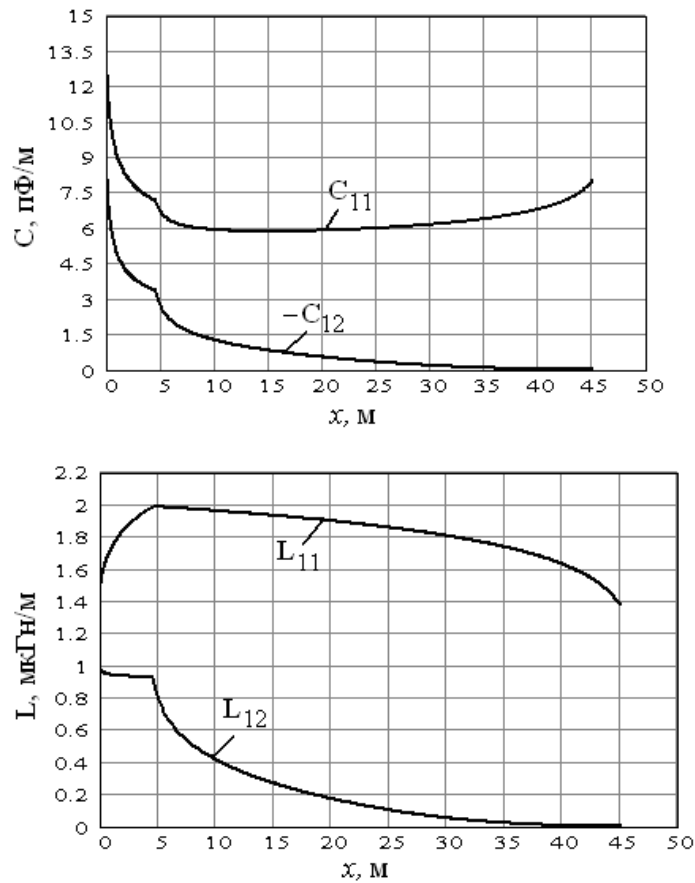


Рис. 2.16. Зависимость погонных параметров комбинированной структуры от координаты

Частотные зависимости модулей сопротивлений корректирующих фильтров $|Z_{Q11}|, |Z_{Q21}|$ приведены на рис. 2.17. Точки включения корректирующих фильтров в проводники комбинированной структуры имели

координаты $k_1 = 120$ и $k_2 = 300$ для пар фильтров Q_{11}, Q_{21} и Q_{12}, Q_{22} соответственно.

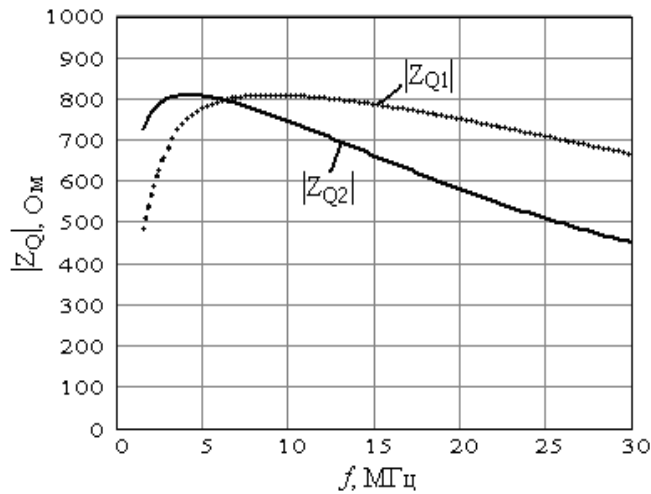


Рис. 2.17. Частотные характеристики корректирующих фильтров

Для расчета задавались следующие граничные условия на входах и выходах комбинированной структуры: ЭДС генераторов ($E_1 = 1$ В, $E_2 = -1$ В), выходное сопротивление генераторов ($Z_{Г1} = Z_{Г2} = 300$ Ом), сопротивления конечных нагрузок ($Z_{н1} = Z_{н2} = 30$ кОм). Расчет входных параметров комбинированной структуры осуществлялся с использованием алгоритмов, рассмотренных в подразделе 2.2. Для исходной комбинированной структуры вычислялись матрицы передачи элементарных отрезков, с учетом сосредоточенных включений определялась полная матрица передачи структуры. Полученная система уравнений решалась относительно напряжений и токов на входе структуры. Расчетные зависимости входных токов и напряжений в первом проводнике комбинированной структуры от частоты приведены на рис. 2.18.

Для расчета распределений напряжений и токов в комбинированной структуре использовался конечно-разностный подход, описанный в подразделе 2.2. При этом исходной системой уравнений, связывающей напряжения и токи в комбинированной структуре, служила система (2.19).

Сосредоточенные неоднородности заменялись короткими отрезками линий передачи с эквивалентными параметрами. Шаг дискретизации структуры dl выбирался исходя из размеров сосредоточенных

включений. Длина dl составляла 14,4 см. Эквивалентная схема сосредоточенного включения приведена на рис. 2.19.

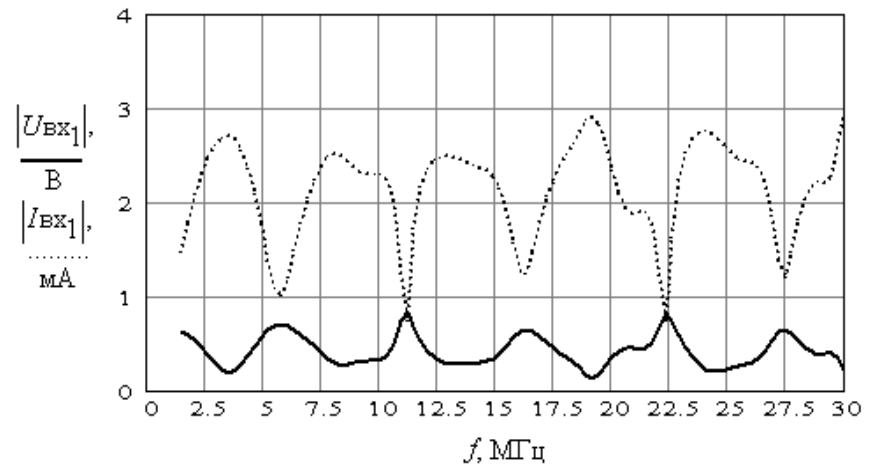


Рис. 2.18. Частотные характеристики напряжений и токов на входе комбинированной структуры

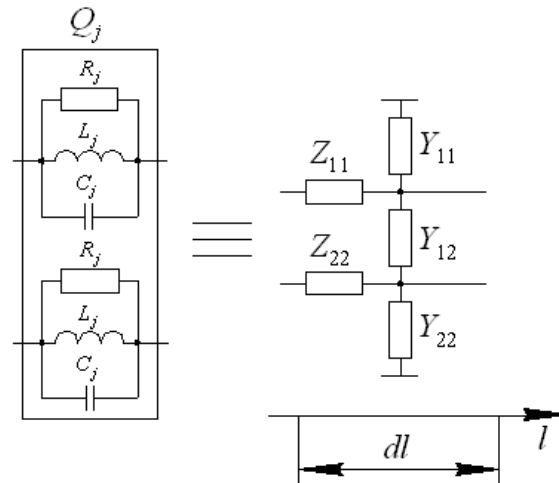


Рис. 2.19. Эквивалентная схема сосредоточенных включений

При таком представлении собственные составляющие погонного сопротивления отрезка связанной линии $Z_{11} = Z_{22} = \frac{Z_{Q1}}{dl}$, взаимные сопротивления $Z_{11} = Z_{21} = 0$. Элементы матрицы проводимостей для данной структуры сосредоточенных неоднородностей $Y_{11} = Y_{22} = Y_{12} = Y_{21} = 0$.

На рис. 2.20 представлены расчетные зависимости модулей напряжений и тока в первой линии $|U_1(x)|$ и $|I_1(x)|$ от продольной координаты x на частоте $f = 3$ МГц.

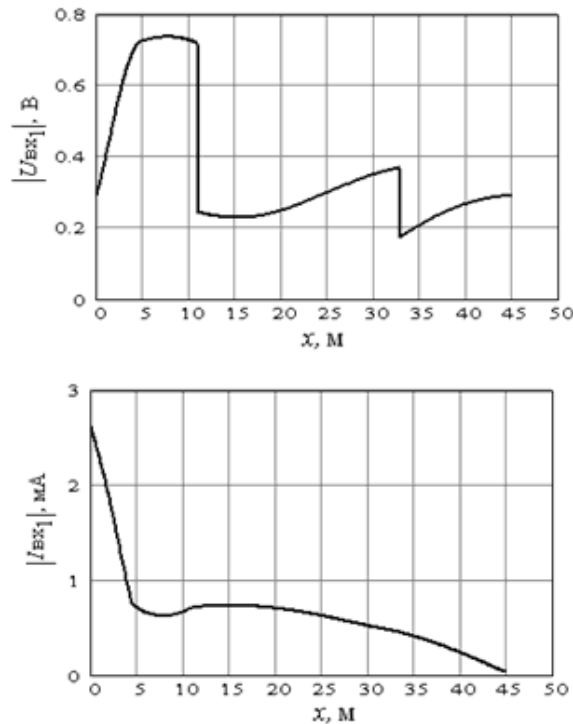


Рис. 2.20. Распределение напряжений и токов в проводнике комбинированной структуры

Рассчитанные значения напряжений $U(x)$ и токов $I(x)$ в проводниках сравнивались со значениями, полученными при вычислениях методом, описанным в [2.2]. Расхождение составило около 0,5 % при выбранном количестве узлов $m = 400$. Из этого можно сделать заключение о корректности предложенного алгоритма расчета. Из рис. 2.20 видно, что неоднородности существенно изменяют распределение напряжений и токов в проводниках КС. Важно отметить, что время вычислений параметров связанных волн по описанному алгоритму в несколько раз меньше по сравнению с временем, затрачиваемым при реализации расчетов матричным методом.

Также был произведен расчет временных характеристик рассматриваемой структуры при импульсном воздействии. Для этого на вход комбинированной структуры подавались тестовые сигналы трапецеидальной

формы, которые имели следующие параметры: A – амплитуда сигнала; t_ϕ – время фронта; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса; t_c – время спада импульса. Комбинированная антенна имела симметричный вход, моделирование осуществлялось в режиме противофазного возбуждения, параметры сигналов: $t_\phi = t_c = 2,5$ нс, $t_{\text{и}} = 7,5$ нс, амплитуды сигналов $A_1 = 1$ В, $A_2 = -1$ В. Форма тестового сигнала изображена на рис. 2.21.

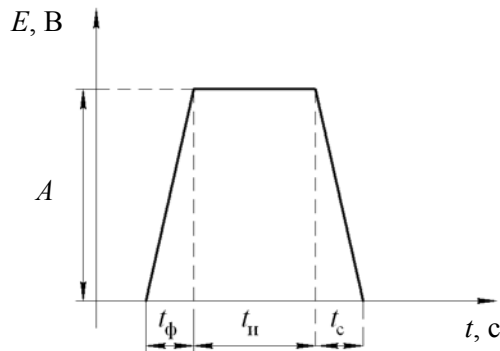


Рис. 2.21. Форма тестового импульса

После вычисления спектра тестового сигнала и решения системы уравнений (2.19) относительно напряжений и токов на входе и выходе комбинированной структуры с помощью процедуры обратного преобразования Фурье были рассчитаны временные формы сигналов на входе $\mathbf{u}_{\text{вх}}(t)$ и выходе $\mathbf{u}_{\text{вых}}(t)$ структуры. На рис. 2.22 приведены формы сигналов на входах первого и второго проводников комбинированной структуры.

По виду характеристик можно судить о том, что структура обладает симметрией относительно оси x в плоскости xu . Времена возникновения отраженных импульсов соответствуют неоднородностям комбинированной структуры: это место стыка согласующего снижения и вибраторов (0,13 мкс), первый корректирующий фильтр (0,182 мкс), второй корректирующий фильтр (0,354 мкс), оконечные нагрузки (0,45 мкс). Остальные отраженные импульсы, поступающие на вход КС, являются результатами многократных переотражений сигнала от корректирующих фильтров и оконечных нагрузок.

На рис. 2.23 приведены формы сигналов на выходе комбинированной структуры.

По виду рассчитанных характеристик также можно судить о временной задержке сигнала в рассмотренной структуре, которая соответствует

времени появления прошедшего тестового сигнала (0,225 мкс). Кроме того, видно, что в процессе распространения импульсный сигнал претерпевает многочисленные отражения, в структуре имеют место сложные резонансные явления.

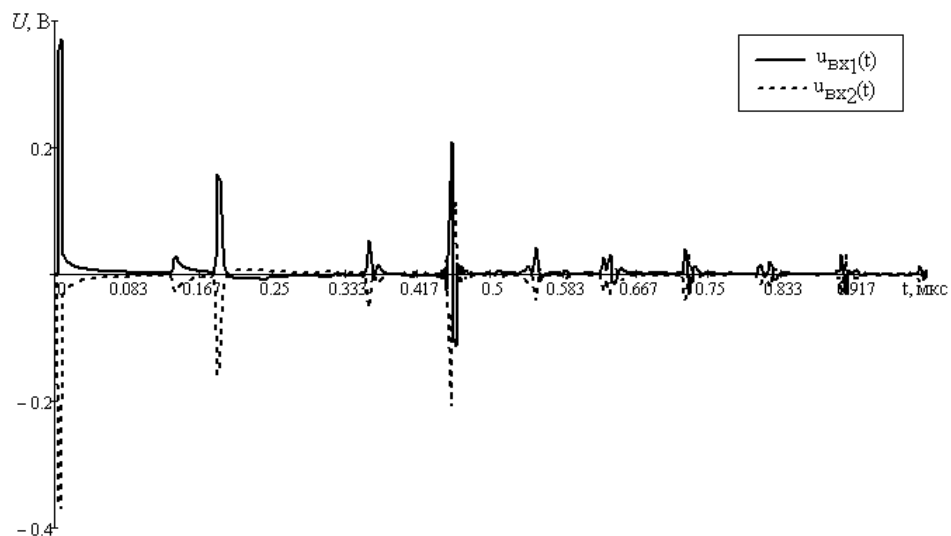


Рис. 2.22. Формы сигналов на входе комбинированной структуры

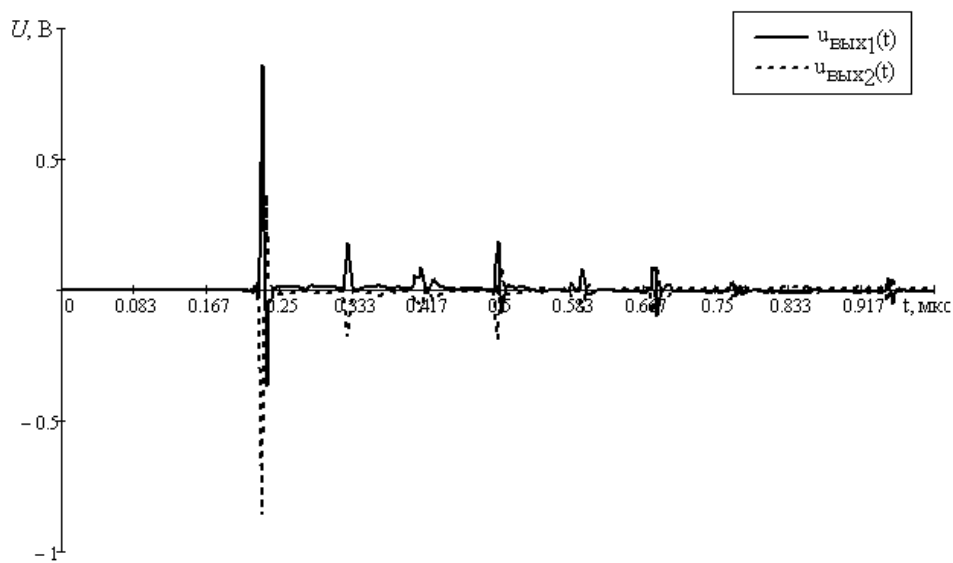


Рис. 2.23. Формы сигналов на выходе комбинированной структуры

Предложенный подход был применен при расчете параметров проводных систем, антенн [2.2, 2.5, 2.15, 2.21, 2.44], а также в рефлектометрии [2.30, 2.47].

Литература к разделу 2

2.1. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.

2.2. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, Э.В. Семенов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.

2.3. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

2.4. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2001. – 316 с.

2.5. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, Э.В. Семенов // Материалы международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 1. – С. 125–129.

2.6. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ диапазона : отчет о НИР (промежуточный). Шифр «Крюшон-Т». Тема 14-02. – Томск, 2002.

2.7. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ диапазона : отчет о НИР (промежуточный). Шифр «Крюшон-Т». Тема 14-02. – Томск, 2003.

2.8. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ диапазона : отчет о НИР (промежуточный). Шифр «Крюшон-Т». Тема 14-02. – Томск, 2004.

- 2.9. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи / Э.Г. Влостовский // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.
- 2.10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1980.
- 2.11. Шлее В.Р. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии / В.Р. Шлее, К.Я. Аубакиров, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1058–1063.
- 2.12. Шлее В.Р. Дифференциальные уравнения неоднородных линий передачи / В.Р. Шлее // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 20, № 1.
- 2.13. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
- 2.14. Батухтин В.Д. Разрывные экстремальные задачи / В.Д. Батухтин, Л.Н. Майборода. – СПб.: Гиппократ, 1995. – 358 с.
- 2.15. Лощилов А.Г. Алгоритм решения внутренней задачи расчета параметров комбинированных антенн ДКМВ-диапазона / А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции, Томск, 6–8 октября 2004 г. – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 99–101.
- 2.16. Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б.М. Кац, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн ; под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984.
- 2.17. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972.
- 2.18. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.
- 2.19. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – М.: Наука, 1966. – 576 с.
- 2.20. Бахвалов Н.С. Численные методы / Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М. Кобельков. – М.: Наука, 1987. – Гл. II.
- 2.21. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин, Л.Я. Серебрянников, Н.Я. Перевалов [и др.] // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции, Томск, 6–8 октября 2004 г. – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.
- 2.22. Рыбин А.П. Моделирование и экспериментальное исследование широкополосных антенн в ДКМВ-диапазоне / А.П. Рыбин, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин // Материалы всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия

ТУСУР-2004», Томск, 18–20 мая 2004 г. – Томск, 2004. – Т. 1. – С. 122–125.

2.23. Салий И.Н. Нерегулярные линии передачи: учеб. пособие / И.Н. Салий. – Электрон. текстовые дан. и граф. дан. – 2006. – Режим доступа: <http://www.sgu.ru/faculties/physical//departments/radiotechnics/Books/Saliy/saliy.php>.

2.24. Лоцилов А.Г. Анализ границ применимости метода конформных отображений при расчете емкостей сложных структур / А.Г. Лоцилов, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – Ч. 1. – С. 96–97.

2.25. Фуско В. Анализ и автоматизированное проектирование : пер. с англ. / В. Фуско. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

2.26. Harrington R.F. Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media / R.F. Harrington, C. Wei // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 1984. – July. – Vol. MTT-32. – P. 705–710.

2.27. Pucel R.A. Losses in Microstrip / R.A. Pucel // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1968. – Vol. MTT-16. – P. 342–350, correction p.1064.

2.28. Wheeler H.A. Transmission Line Properties of a Stripline Between Parallel Planes / H.A. Wheeler // MTT-26. – 1978. – P. 866–876.

2.29. Лоцилов А.Г. Цифровой измерительный комплекс для измерения частотных и импульсных характеристик четырехполюсников / А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин // Известия Томского политехнического университета. – Томск: Изд-во ТПУ, 2006. – Т. 309, № 8. – С. 37–42.

2.30. Лоцилов А.Г. Применение метода импульсной рефлектометрии для диагностики и оптимизации параметров комбинированных антенн / А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады 4-й международной научно-практической конференции. – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 1. – С. 195–197.

2.31. Уилкинсон Д.Х. Алгебраическая проблема собственных значений / Д.Х. Уилкинсон. – М.: Наука, 1970. – 564 с.

2.32. Дьяконов В.П. MathCAD 2001. Учебный курс / В.П. Дьяконов. – СПб.: Питер, 2001. – 624 с.

2.33. Кетков Ю. Matlab 7. Программирование, численные методы / Ю. Кетков, А. Кетков, М. Шульц. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 742 с.

2.34. Cvetković Z. Response Analysis on Nonuniform Transmission Line / Z. Cvetković, S. Aleksić, B. Nikolić // SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING. – 2005. – November. – Vol. 2, N 2. – P. 173–180.

2.35. Tang M. Transient analysis of lossy nonuniform transmission lines using a time-step integration method / M. Tang, J.F. Mao // Progress In Electromagnetics Research, PIER. – 2007. – Vol. 69. – P. 257–266.

2.36. Глебович Г.В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г.В. Глебович, А.В. Андриянов, Ю.В. Введенский. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.

2.37. Салий И.Н. Канонические нерегулярные линии передачи и их эквивалентные представления / И.Н. Салий // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике: 8-я зимняя школа-семинар инженеров. Кн. 4. – Саратов: Изд-во СГУ, 1989. – С. 73–80.

2.38. Салий И.Н. Многопроводные канонические линии и их применение в сверхвысококачастотной технике / И.Н. Салий, Н.А. Хованова // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 3. – С. 309–312.

2.39. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н. Литвиненко, В.И. Сошников. – М.: Сов. радио, 1964. – 535 с.

2.40. Литвиненко О.Н. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий / О.Н. Литвиненко, В.И. Сошников. – М.: Сов. радио, 1972. – 144 с.

2.41. Козловский В.В. Устройства на неоднородных линиях / В.В. Козловский, В.И. Сошников. – Киев: Техніка, 1987. – 191 с.

2.42. Воронин М.Я. Элементы теории нерегулярных линий передачи и их применение на СВЧ / М.Я. Воронин // Измерительная техника. – 1974. – № 10. – С. 44–46.

2.43. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ: теория и применение / М.Я. Воронин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1994. – Ч. 1, 2. – 290 с.

2.44. Высококачастотная приемопередающая антенная система: пат. 2262783 Рос. Федерация : МПК Н 01 Q 9/44 / Малютин Н.Д., Рыбин А.П., Перевалов Н.Я., Федоров А.Е. – Опубл. 20.10.2005, Бюл. № 29.

2.45. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во науч.-техн. литературы, 2003. – 212 с.

2.46. Мелкозеров А.О. Исследование точности вычисления емкостных матриц конфигурации из двух проводов малого диаметра /

А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Тр. Всерос. конф. студентов и молодых ученых, Красноярск, май 2004 г. – Красноярск, 2004. – С. 669–672.

2.47. Бибииков Т.Х. Программно-аппаратный комплекс диагностики проводных каналов связи / Т.Х. Бибииков, А.Г. Лоцилов // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады 4-й международной научно-практической конференции. – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 1. – С. 195–197.

Вопросы для самопроверки

1. Какие уравнения описывают процесс распространения волн в связанных нерегулярных линиях передачи?
2. Опишите основные методы анализа волновых процессов в связанных нерегулярных линиях передачи.
3. Запишите выражения для вычисления производных (напряжений и токов) по схемам «производная вперед», «центральная производная».
4. Сформулируйте алгоритмы реализации численных методов расчета параметров отрезков нерегулярных линий передачи.
5. Опишите методику матричного анализа комбинированных структур, содержащих сосредоточенные неоднородности.
6. От каких параметров дискретизации нерегулярных структур зависит погрешность расчета их волновых параметров?

3. Анализ широкополосных устройств и систем на основе комбинированных структур

3.1 Анализ широкополосных комбинированных антенн (решение внутренней задачи)

3.1.1 Построение модели и анализ антенны как многополюсника

Рассмотрим модели широкополосных функциональных устройств и элементов антенн на основе структур комбинированного типа [3.1–3.13]. Под термином комбинированная антенна (КА) [3.1] понимается антенна, излучающие вибраторы которой содержат сосредоточенные или квазисосредоточенные включения, позволяющие улучшить ее технические и технико-эксплуатационные характеристики: расширить полосу рабочих частот, синтезировать необходимую диаграмму направленности, уменьшить габаритные размеры и т.д. Будем использовать модели анализа двух- и четырехпроводных (по числу излучающих вибраторов) комбинированных антенн для расчета входных частотных и временных характеристик антенн при импульсном воздействии. С помощью конечно-разностного алгоритма [3.14, 3.15] рассчитаем распределение токов в вибраторах комбинированной антенны.

Особенностью алгоритмов анализа КА является то, что входные характеристики определяются с учетом влияния всех элементов антенн (вибраторов, согласующего снижения, согласующе-симметрирующего трансформатора, фидера питания). Это позволяет рассматривать комбинированную антенну как единую систему и решать задачу оптимизации параметров комплексно.

На рис. 3.1 приведен пример четырехпроводной комбинированной антенны с согласующим снижением, который является наиболее общим случаем по отношению к рассматриваемым двухпроводным и четырехпроводным системам.

В анализе комбинированных антенн используется аналогия между излучающими вибраторами и отрезками линий передачи, которая основана на том, что распределение токов в вибраторах антенны повторяет распределение токов в линии передачи с такими же эквивалентными параметрами [3.16, 3.17]. Вибраторы комбинированных антенн представляют собой нерегулярные волноведущие структуры и их параметры зависят от всех трех координат x , y , z . Анализ таких структур возможен с наименьшими затратами времени при условном разбиении отрезков на m частей, каждая из которых имеет однородные параметры по любой из координат.

При этом комбинированная антенна представляет набор элементарных вибраторов в виде прямолинейных проводников, первичные параметры которых изменяются ступенчато.

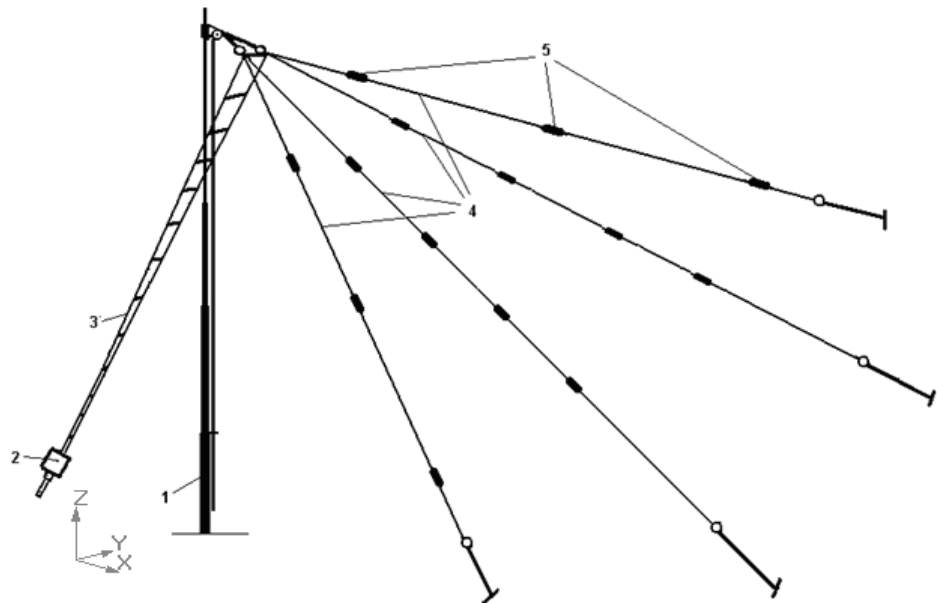


Рис. 3.1. Пример четырехпроводной комбинированной антенны:
1 – телескопическая мачта; 2 – согласующе-симметрирующий трансформатор;
3 – согласующее снижение; 4 – излучающие вибраторы;
5 – корректирующие фильтры

Эквивалентная схема четырехпроводной комбинированной антенны приведена на рис. 3.2. На схеме показаны: E_1, E_2 – эквивалентные генераторы ЭДС; Z_1, \dots, Z_6 – нагрузки; $\Delta l_{n,k}$ – отрезки элементарных вибраторов; $q_{n,j}$ – корректирующие фильтры; n – номер вибратора; j – номер фильтра в вибраторе; q_{num} – число фильтров в вибраторе; K – число элементарных отрезков, на которые разбивается каждый вибратор антенны.

Решение внутренней задачи расчета четырехпроводной комбинированной антенны выполним в соответствии с алгоритмами, изложенными в разделе 2. Для этого произведем блочную дискретизацию комбинированной антенны, в результате чего эквивалентная схема комбинированной антенны будет представлять собой цепочку многополюсников, описывающих включение согласующего снижения, вибраторов антенны и корректирующих фильтров (рис. 3.3). Затем выполним дискретизацию отрезков связанных линий путем условного разбиения проводников КА

на достаточно короткие отрезки длиной $\Delta l_{n,k}$, $n \in [1,4]$, $k \in [1,K]$. Максимальный размер элементарного отрезка выбирается исходя из размеров корректирующих фильтров и не должен превышать $\lambda/10$, где λ – минимальная длина волны анализа.

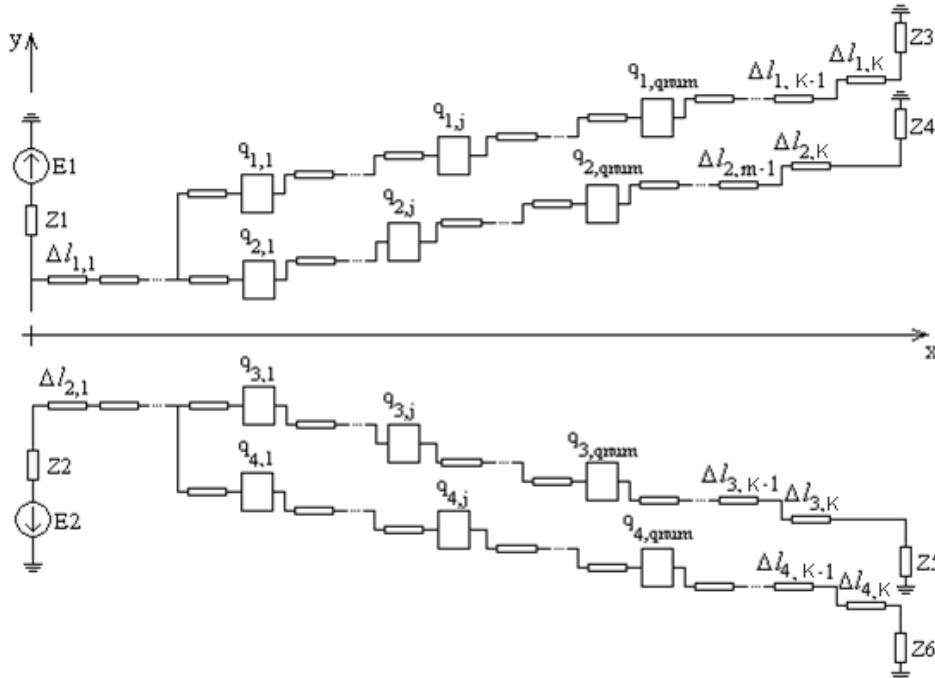


Рис. 3.2. Эквивалентная схема четырехпроводной комбинированной антенны

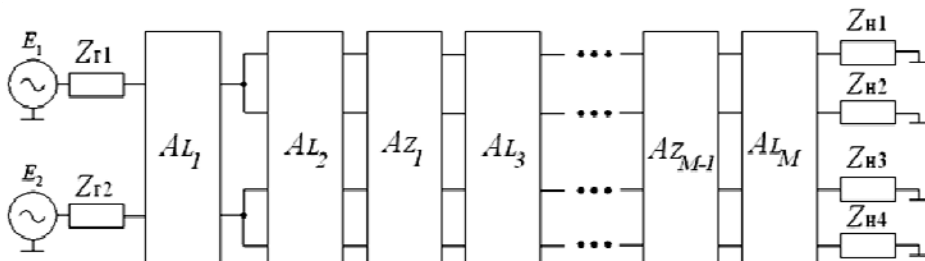


Рис. 3.3. Схема четырехпроводной комбинированной антенны в виде каскадно включенных эквивалентных многополюсников

Для каждого сечения k проводников комбинированной антенны вычисляются матрицы первичных погонных параметров \mathbf{R}_k , \mathbf{G}_k , \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k . Матрицы погонных емкостей и индуктивностей рассчитывались методом

моментов в системе электромагнитного моделирования TALGAT, а также при помощи аналитических выражений для системы проводников над поверхностью Земли, предоставленных М. Янусом. Матрицы погонных сопротивлений в первом приближении вычислялись согласно [3.18], затем по результатам экспериментальных измерений вводились поправки. Выберем диапазон частот анализа, произведем дискретизацию по частоте:

$$\omega_i = 2\pi \frac{f_{\max} - f_{\min}}{N - 1} \cdot i,$$

где f_{\max} – максимальная частота анализа; f_{\min} – минимальная частота анализа; N – число дискретных частот; $i \in [0, N - 1]$ – индекс частоты анализа.

Для перехода из частотной области во временную с помощью быстрого преобразования Фурье необходимо, чтобы минимальная частота анализа f_{\min} была равной нулю, число дискретных частот выбиралось из ряда 2^n .

Выражения для комплексных погонных сопротивлений и проводимостей элементарных отрезков вибраторов имеют вид

$$\mathbf{Z}_{i,k} = \mathbf{R}_k + j\omega_i \mathbf{L}_k, \quad (3.1)$$

$$\mathbf{Y}_{i,k} = \mathbf{G}_k + j\omega_i \mathbf{C}_k. \quad (3.2)$$

Характеристический многочлен матриц α определяется как

$$\alpha_{i,k} = \mathbf{Y}_{i,k} \cdot \mathbf{Z}_{i,k}. \quad (3.3)$$

Коэффициенты распространения волн для каждого из элементарных отрезков вибраторов вычисляются по формуле

$$\gamma_{i,k} = \sqrt{\text{eigenvals}(\alpha_{i,k})}, \quad (3.4)$$

где eigenvals – оператор вычисления собственных значений матрицы.

Матрицы модальных напряжений и токов определяются следующим образом:

$$\mathbf{U}_{i,k} = \sqrt{\text{eigenvecs}(\alpha_{i,k})}; \quad (3.5)$$

$$\mathbf{I}_{i,k} = \mathbf{Y}_{i,k} \cdot \mathbf{U}_{i,k} \cdot (\text{diag}(\gamma_{i,k}))^{-1}, \quad (3.6)$$

где eigenvecs – оператор вычисления собственных векторов матрицы; diag – оператор диагонализации вектора.

Матрица передачи элементарных отрезков вибраторов имеет вид

$$a_{i,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{Um}_{i,k} & \mathbf{Um}_{i,k} \\ \mathbf{Im}_{i,k} & -\mathbf{Im}_{i,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left\{ e^{dl_k \cdot \gamma_{i,k}} \right\} & 0 \\ 0 & \left\{ e^{-dl_k \cdot \gamma_{i,k}} \right\} \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} \mathbf{Um}_{i,k} & \mathbf{Um}_{i,k} \\ \mathbf{Im}_{i,k} & -\mathbf{Im}_{i,k} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (3.7)$$

где dl_k – вектор длин элементарных вибраторов, определяемый как

$$dl_k = \text{diag} \begin{bmatrix} \frac{dx}{\cos(\alpha_{1,k}) \cdot \cos(\beta_{1,k})} \\ \frac{dx}{\cos(\alpha_{2,k}) \cdot \cos(\beta_{2,k})} \\ \frac{dx}{\cos(\alpha_{3,k}) \cdot \cos(\beta_{3,k})} \\ \frac{dx}{\cos(\alpha_{4,k}) \cdot \cos(\beta_{4,k})} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

где $\alpha_{n,k}$ – угол места элементарного отрезка вибратора; $\beta_{n,k}$ – угол азимута элементарного отрезка вибратора; dx – шаг дискретизации по продольной координате x .

Расчет матриц передачи многополюсников \mathbf{AL} , описывающих отрезки излучающих вибраторов антенны и согласующее снижение, проведем путем перемножения матриц передачи $a_{i,k}$ входящих в них элементарных отрезков. Так как известны индексы отрезков элементарных вибраторов β_m , расположенных в начале и конце каждого фрагмента антенны \mathbf{AL}_m , матрицы передачи согласующего снижения и вибраторов комбинированной антенны вычисляются как

$$\mathbf{AL}_{i,m} = \prod_{k=\beta_m}^{\beta_{m+1}} a_{i,k}, \quad (3.9)$$

где m – индекс отрезка НСЛ; b_1, b_2, \dots, b_{M+1} – координаты элементарных отрезков, расположенных на границах отрезков нерегулярных связанных линий.

Для получения однородных по структуре матричных соотношений заменим восьмиполосник согласующего снижения антенны AL_1 (см. рис. 3.1, поз. 3) шестнадцатиполосником \widetilde{AL}_1 . Такой шестнадцатиполосник описывает четырехпроводную линию передачи, внешние проводники которой соответствуют согласующему снижению комбинированной антенны, а центральная пара проводников заменяется идеальными линиями с единичным коэффициентом передачи по току и по напряжению:

$$\widetilde{AL}_1 = \begin{bmatrix} (AL_1)_{1,1} & 0 & 0 & (AL_1)_{1,2} & (AL_1)_{1,3} & 0 & 0 & (AL_1)_{1,4} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ (AL_1)_{2,1} & 0 & 0 & (AL_1)_{2,2} & (AL_1)_{2,3} & 0 & 0 & (AL_1)_{2,4} \\ (AL_1)_{3,1} & 0 & 0 & (AL_1)_{3,2} & (AL_1)_{3,3} & 0 & 0 & (AL_1)_{3,4} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ (AL_1)_{4,1} & 0 & 0 & (AL_1)_{4,2} & (AL_1)_{4,3} & 0 & 0 & (AL_1)_{4,4} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Для учета межсоединений в месте подключения согласующего снижения к вибраторам антенны используем матрицу передачи Ac , которая моделирует режим холостого хода на выходах центральной пары проводников и параллельное включение проводников антенны с номерами 1–2 и 3–4. Матрица Ac имеет следующую структуру:

$$Ac = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -z_s \cdot y_p & 1 + z_s \cdot y_p & 0 & 0 & 0 & z_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 + z_s \cdot y_p & -z_s \cdot y_p & 0 & 0 & z_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ y_p & -y_p & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -y_p & y_p & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & y_p & -y_p & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -y_p & y_p & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

где y_p – проводимость соединения; z_s – последовательное сопротивление, задающее режим холостого хода.

В общем случае матрица Ac является частотно-зависимой. На практике величина y_p задавалась равной 10 См , $z_s = 1 \text{ МОм}$.

В разрывы вибраторов комбинированной антенны включены корректирующие фильтры, которые представляют собой параллельные RLC -контуры и описываются матрицами передачи AZ_m . На рис. 3.4 приведен пример эквивалентного шестнадцатиполусника, описывающего фрагмент комбинированной антенны, во внешние вибраторы которой включены корректирующие фильтры.

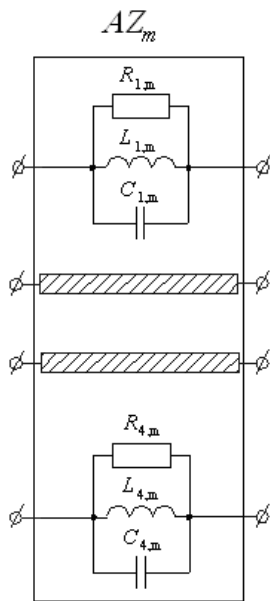


Рис. 3.4. Многополусник, описывающий сосредоточенные включения

Частотно-зависимые сопротивления фильтров вычисляются по формуле

$$(Z_{m,i})_n = \left(\frac{1}{R_{n,m}} + j\omega_i C_{n,m} + \frac{1}{j\omega_i L_{n,m}} \right)^{-1}, \quad (3.12)$$

где n – номер линии, в которую включен фильтр; m – индекс многополусника, описывающего сосредоточенные включения; i – индекс частоты анализа.

Матрицы передачи внутренних проводников комбинированной антенны вычисляются в соответствии с формулами (3.1)–(3.8). С учетом

этого матрица передачи многополюсника $AZ_{m,i}$, изображенного на рис. 3.4, имеет вид

$$AZ_{m,i} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & (Z_{m,i})_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (a_{m,i})_{1,1} & (a_{m,i})_{1,2} & 0 & 0 & (a_{m,i})_{1,3} & (a_{m,i})_{1,4} & 0 \\ 0 & (a_{m,i})_{2,1} & (a_{m,i})_{2,2} & 0 & 0 & (a_{m,i})_{2,3} & (a_{m,i})_{2,4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & (Z_{m,i})_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (a_{m,i})_{3,1} & (a_{m,i})_{3,2} & 0 & 0 & (a_{m,i})_{3,3} & (a_{m,i})_{3,4} & 0 \\ 0 & (a_{m,i})_{4,1} & (a_{m,i})_{4,2} & 0 & 0 & (a_{m,i})_{4,3} & (a_{m,i})_{4,4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Расчет полной матрицы передачи комбинированной антенны выполняется путем перемножения матриц передачи всех элементов, входящих в КА:

$$A_i = \widetilde{AL}_{1,i} \cdot Ac_i \prod_{m=2}^M AL_{m,i} AZ_{m-1,i} \cdot AL_{M+1,i}. \quad (3.14)$$

Таким образом, комбинированная антенна, состоящая из согласующего снижения, одной или двух пар излучающих вибраторов, описывается частотно-зависимой матрицей передачи A_i . Токи и напряжения на входе и выходе антенны связаны системой линейных алгебраических уравнений

$$\begin{bmatrix} U_{0,1} \\ U_{0,2} \\ U_{0,3} \\ U_{0,4} \\ I_{0,1} \\ I_{0,2} \\ I_{0,3} \\ I_{0,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & A_{1,3} & A_{1,4} & A_{1,5} & A_{1,6} & A_{1,7} & A_{1,8} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & A_{2,3} & A_{2,4} & A_{2,5} & A_{2,6} & A_{2,7} & A_{2,8} \\ A_{3,1} & A_{3,2} & A_{3,3} & A_{3,4} & A_{3,5} & A_{3,6} & A_{3,7} & A_{3,8} \\ A_{4,1} & A_{4,2} & A_{4,3} & A_{4,4} & A_{4,5} & A_{4,6} & A_{4,7} & A_{4,8} \\ A_{5,1} & A_{5,2} & A_{5,3} & A_{5,4} & A_{5,5} & A_{5,6} & A_{5,7} & A_{5,8} \\ A_{6,1} & A_{6,2} & A_{6,3} & A_{6,4} & A_{6,5} & A_{6,6} & A_{6,7} & A_{6,8} \\ A_{7,1} & A_{7,2} & A_{7,3} & A_{7,4} & A_{7,5} & A_{7,6} & A_{7,7} & A_{7,8} \\ A_{8,1} & A_{8,2} & A_{8,3} & A_{8,4} & A_{8,5} & A_{8,6} & A_{8,7} & A_{8,8} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{l,1} \\ U_{l,2} \\ U_{l,3} \\ U_{l,4} \\ I_{l,1} \\ I_{l,2} \\ I_{l,3} \\ I_{l,4} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

В соответствии с формулами (2.17)–(2.21) сведем систему восьми линейных алгебраических уравнений (3.15) к системе четырех уравнений относительно ЭДС генераторов на входе и токов на выходе комбинированной антенны:

$$\begin{bmatrix} I_{l,1} \\ I_{l,2} \\ I_{l,3} \\ I_{l,4} \end{bmatrix} = [r]^{-1} \begin{bmatrix} E_{\Gamma_1} \\ E_{\Gamma_2} \\ E_{\Gamma_3} \\ E_{\Gamma_4} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Опустив промежуточные преобразования, приведем выражения для элементов матрицы $[r]$ четырехпроводной комбинированной антенны:

$$\begin{aligned} r_{1,1} &= A_{1,1} \cdot Z_{H1} + A_{1,5} + (A_{5,1} \cdot Z_{H1} + A_{5,5}) \cdot Z_{\Gamma_1}; \\ r_{1,2} &= A_{1,2} \cdot Z_{H2} + A_{1,6} + (A_{5,2} \cdot Z_{H2} + A_{5,6}) \cdot Z_{\Gamma_1}; \\ r_{1,3} &= A_{1,3} \cdot Z_{H3} + A_{1,7} + (A_{5,3} \cdot Z_{H3} + A_{5,7}) \cdot Z_{\Gamma_1}; \\ r_{1,4} &= A_{1,4} \cdot Z_{H4} + A_{1,8} + (A_{5,4} \cdot Z_{H4} + A_{5,8}) \cdot Z_{\Gamma_1}; \\ r_{2,1} &= A_{2,1} \cdot Z_{H1} + A_{2,5} + (A_{5,1} \cdot Z_{H1} + A_{6,5}) \cdot Z_{\Gamma_2}; \\ r_{2,2} &= A_{2,2} \cdot Z_{H2} + A_{2,6} + (A_{5,2} \cdot Z_{H2} + A_{6,6}) \cdot Z_{\Gamma_2}; \\ r_{2,3} &= A_{2,3} \cdot Z_{H3} + A_{2,7} + (A_{5,3} \cdot Z_{H3} + A_{6,7}) \cdot Z_{\Gamma_2}; \\ r_{2,4} &= A_{2,4} \cdot Z_{H4} + A_{2,8} + (A_{5,4} \cdot Z_{H4} + A_{6,8}) \cdot Z_{\Gamma_2}; \\ r_{3,1} &= A_{3,1} \cdot Z_{H1} + A_{3,5} + (A_{5,1} \cdot Z_{H1} + A_{7,5}) \cdot Z_{\Gamma_3}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{3,2} &= A_{3,2} \cdot Z_{H2} + A_{3,6} + (A_{5,2} \cdot Z_{H2} + A_{7,6}) \cdot Z_{\Gamma 3}; \\
 r_{3,3} &= A_{3,3} \cdot Z_{H3} + A_{3,7} + (A_{5,3} \cdot Z_{H3} + A_{7,7}) \cdot Z_{\Gamma 3}; \\
 r_{3,4} &= A_{3,4} \cdot Z_{H4} + A_{3,8} + (A_{5,4} \cdot Z_{H4} + A_{7,8}) \cdot Z_{\Gamma 3}; \\
 r_{4,1} &= A_{4,1} \cdot Z_{H1} + A_{4,5} + (A_{5,1} \cdot Z_{H1} + A_{8,5}) \cdot Z_{\Gamma 4}; \\
 r_{4,2} &= A_{4,2} \cdot Z_{H2} + A_{4,6} + (A_{5,2} \cdot Z_{H2} + A_{8,6}) \cdot Z_{\Gamma 4}; \\
 r_{4,3} &= A_{4,3} \cdot Z_{H3} + A_{4,7} + (A_{5,3} \cdot Z_{H3} + A_{8,7}) \cdot Z_{\Gamma 4}; \\
 r_{4,4} &= A_{4,4} \cdot Z_{H4} + A_{4,8} + (A_{5,4} \cdot Z_{H4} + A_{8,8}) \cdot Z_{\Gamma 4}.
 \end{aligned}$$

Для расчета токов на концах вибраторов комбинированной антенны зададим граничные условия:

$Z_{\Gamma 1} = Z_{\Gamma 4} = Z_{\Gamma}$ – внутренние сопротивления генераторов, подключенных к проводникам согласующего снижения;

$Z_{\Gamma 2} = Z_{\Gamma 3} = \infty$ – внутренние сопротивления генераторов, подключенных к виртуальным проводникам согласующего снижения;

$Z_{H1} = Z_{H2} = Z_{H3} = Z_{H4} = \infty$ – сопротивления нагрузок на выходе комбинированной антенны.

В режиме противофазного возбуждения антенны для ЭДС генераторов на входе комбинированной антенны будут справедливы равенства $E1 = -E4 = E$, $E2 = E3 = 0$.

При моделировании сопротивление генераторов Z задается равным сопротивлению выходов согласующе-симметрирующего трансформатора, анализ которого приведен в подразделе 3.2. Бесконечно большое сопротивление при расчете заменяется сопротивлением 1 МОм. Спектр тестового воздействия $E(\omega)$ определяется с помощью прямого преобразования Фурье от временной формы $e(t)$ тестового сигнала.

Напряжения на выходе комбинированной структуры вычисляются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U_{l,1} \\ U_{l,2} \\ U_{l,3} \\ U_{l,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{H1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{H2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{H3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{H4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l,1} \\ I_{l,2} \\ I_{l,3} \\ I_{l,4} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Токи $I_{0,n}$ и напряжения $U_{0,n}$ на входе комбинированной антенны вычисляются по определению классической матрицы передачи (3.15). По

найденным напряжениям и токам на входах комбинированной антенны определяется вектор входных сопротивлений:

$$\begin{bmatrix} Z_{\text{ВХ}_1} \\ Z_{\text{ВХ}_2} \\ Z_{\text{ВХ}_3} \\ Z_{\text{ВХ}_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{0,1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{0,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{0,3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{0,4} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_{0,1} \\ U_{0,2} \\ U_{0,3} \\ U_{0,4} \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Коэффициент отражения от входов комбинированной антенны

$$\Gamma_{\text{ВХ}_n} = \frac{Z_{\Gamma_n} - Z_{\text{ВХ}_n}}{Z_{\Gamma_n} + Z_{\text{ВХ}_n}}, \quad (3.19)$$

где n – номер входа комбинированной антенны.

Коэффициент стоячей волны (КСВ) на входах комбинированной антенны определяется по формуле

$$\text{КСВ}_n = \frac{1 + |\Gamma_{\text{ВХ}_n}|}{1 - |\Gamma_{\text{ВХ}_n}|}. \quad (3.20)$$

3.1.2 Численный анализ

Численный анализ волновых процессов в комбинированной антенне производится с использованием предложенного в подразделе 2.1 рекурсивного конечно-разностного алгоритма. Для запуска рекурсивного алгоритма расчета необходимо и достаточно знать напряжения и токи в любом из сечений комбинированной структуры. В качестве такого сечения выберем вход комбинированной антенны, где напряжения $U_{0,1}, U_{0,2}, U_{0,3}, U_{0,4}$ и токи $I_{0,1}, I_{0,2}, I_{0,3}, I_{0,4}$ известны в результате решения задачи расчета входных параметров антенны (см. п. 3.1.1).

Значения напряжений и токов на выходе первого отрезка ($k = 1$) вычисляются на основании рекурсивных соотношений (2.7), которые позволяют найти значения напряжения и тока в каждом узле сетки, если определены первичные погонные параметры и напряжения и токи в предыдущем узле:

$$\begin{bmatrix} U_{1,1} \\ U_{1,2} \\ U_{1,3} \\ U_{1,4} \\ I_{1,1} \\ I_{1,2} \\ I_{1,3} \\ I_{1,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{0,1} \\ U_{0,2} \\ U_{0,3} \\ U_{0,4} \\ I_{0,1} \\ I_{0,2} \\ I_{0,3} \\ I_{0,4} \end{bmatrix} - dl_0 [G] \cdot \begin{bmatrix} U_{0,1} \\ U_{0,2} \\ U_{0,3} \\ U_{0,4} \\ I_{0,1} \\ I_{0,2} \\ I_{0,3} \\ I_{0,4} \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{0<1,1>} & Z_{0<1,2>} & Z_{0<1,3>} & Z_{0<1,4>} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{0<2,1>} & Z_{0<2,2>} & Z_{0<2,3>} & Z_{0<2,4>} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{0<3,1>} & Z_{0<3,2>} & Z_{0<3,3>} & Z_{0<3,4>} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{0<4,1>} & Z_{0<4,2>} & Z_{0<4,3>} & Z_{0<4,4>} \\ Y_{0<1,1>} & Y_{0<1,2>} & Y_{0<1,3>} & Y_{0<1,4>} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{0<2,1>} & Y_{0<2,2>} & Y_{0<2,3>} & Y_{0<2,4>} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{0<3,1>} & Y_{0<3,2>} & Y_{0<3,3>} & Y_{0<3,4>} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{0<4,1>} & Y_{0<4,2>} & Y_{0<4,3>} & Y_{0<4,4>} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для вычисления напряжений и токов в остальных узлах сетки применяются соотношения, основанные на более точном определении производной (2.11):

$$\begin{bmatrix} U_{k,1} \\ U_{k,2} \\ U_{k,3} \\ U_{k,4} \\ I_{k,1} \\ I_{k,2} \\ I_{k,3} \\ I_{k,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{k-2,1} \\ U_{k-2,2} \\ U_{k-2,3} \\ U_{k-2,4} \\ I_{k-2,1} \\ I_{k-2,2} \\ I_{k-2,3} \\ I_{k-2,4} \end{bmatrix} - 2dl_{k-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{k-1<1,1>} & Y_{k-1<1,2>} & Y_{k-1<1,3>} & Y_{k-1<1,4>} \\ Y_{k-1<2,1>} & Y_{k-1<2,2>} & Y_{k-1<2,3>} & Y_{k-1<2,4>} \\ Y_{k-1<3,1>} & Y_{k-1<3,2>} & Y_{k-1<3,3>} & Y_{k-1<3,4>} \\ Y_{k-1<4,1>} & Y_{k-1<4,2>} & Y_{k-1<4,3>} & Y_{k-1<4,4>} \end{bmatrix} \rightarrow.$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} Z_{k-1<1,1>} & Z_{k-1<1,2>} & Z_{k-1<1,3>} & Z_{k-1<1,4>} \\ Z_{k-1<2,1>} & Z_{k-1<2,2>} & Z_{k-1<2,3>} & Z_{k-1<2,4>} \\ Z_{k-1<3,1>} & Z_{k-1<3,2>} & Z_{k-1<3,3>} & Z_{k-1<3,4>} \\ Z_{k-1<4,1>} & Z_{k-1<4,2>} & Z_{k-1<4,3>} & Z_{k-1<4,4>} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{k-1,1} \\ U_{k-1,2} \\ U_{k-1,3} \\ U_{k-1,4} \\ I_{k-1,1} \\ I_{k-1,2} \\ I_{k-1,3} \\ I_{k-1,4} \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

где k – индекс элементарного отрезка, $k \in [2, K]$.

Учет изменения числа проводников в сечении комбинированной антенны, межсоединений в точке подключения вибраторов антенны к согласующему снижению, а также сосредоточенных корректирующих включений в вибраторы комбинированной антенны осуществляется в соответствии с алгоритмами, рассмотренными в разделе 2. При этом элементы с сосредоточенными параметрами, описывающие влияние корректирующих фильтров и межсоединений на стыке «согласующее снижение – вибраторы», представляются в виде элементов длиной Δl с эквивалентными распределенными параметрами.

Было проведено моделирование четырехпроводной комбинированной антенны. Профили проводников антенны в плоскостях XY и XZ приведены на рис. 3.5 и 3.6.

Длины отрезков проводников $W1(W4)$ и $W2(W3)$, а также номиналы элементов параллельных RLC -фильтров, установленных на концах отрезков этих проводников, приведены в табл. 3.1 (согласующее снижение задается первым отрезком проводников $W2$ и $W3$ комбинированной антенны).

Угол по азимуту для вибраторов антенны $\Theta_1 = 21,4^\circ$, для согласующего снижения $\Theta_2 = 64^\circ$. Угол между вибраторами антенны $W1$ и $W4$ в горизонтальной плоскости $\Phi_1 = 44^\circ$, между вибраторами $W2$ и $W3$ $\Phi_2 = 39^\circ$. Расстояние между проводниками согласующего снижения: внизу $d_1 = 3$ см, на вершине $d_2 = 44$ см. Высота подвеса антенны $H = 21,4$ м. Радиус проводников вибраторов 2 мм. Характеристика коэффициента стоячей волны в полосе 1,5–30 МГц, рассчитанная для первого входа

комбинированной антенны, приведена на рис. 3.7. Сопротивление генератора, подключенного к линии, $Z_{\Gamma} = 100 \text{ Ом}$.

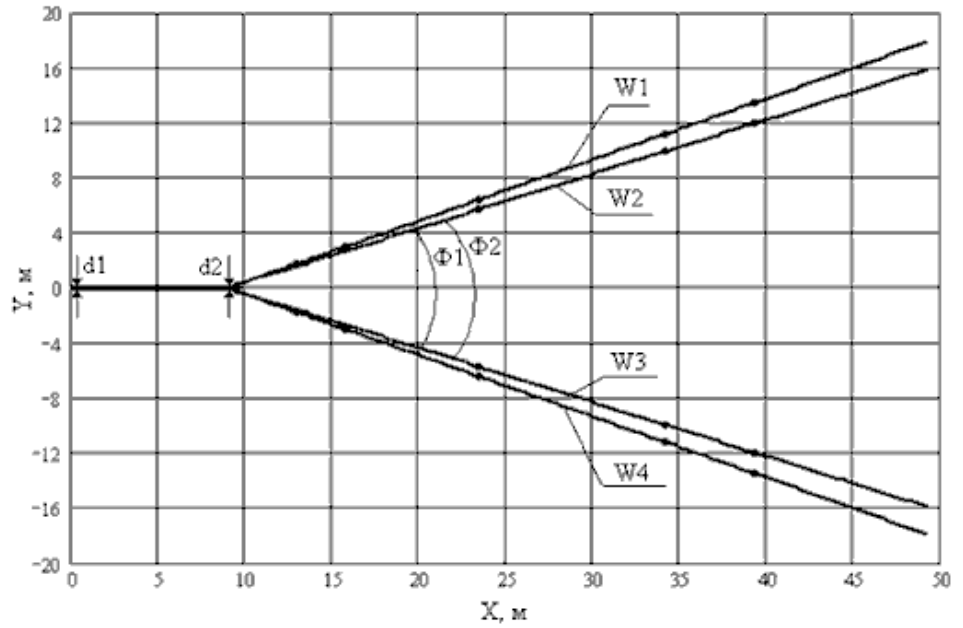


Рис. 3.5. Профиль четырехпроводной антенны в плоскости XY

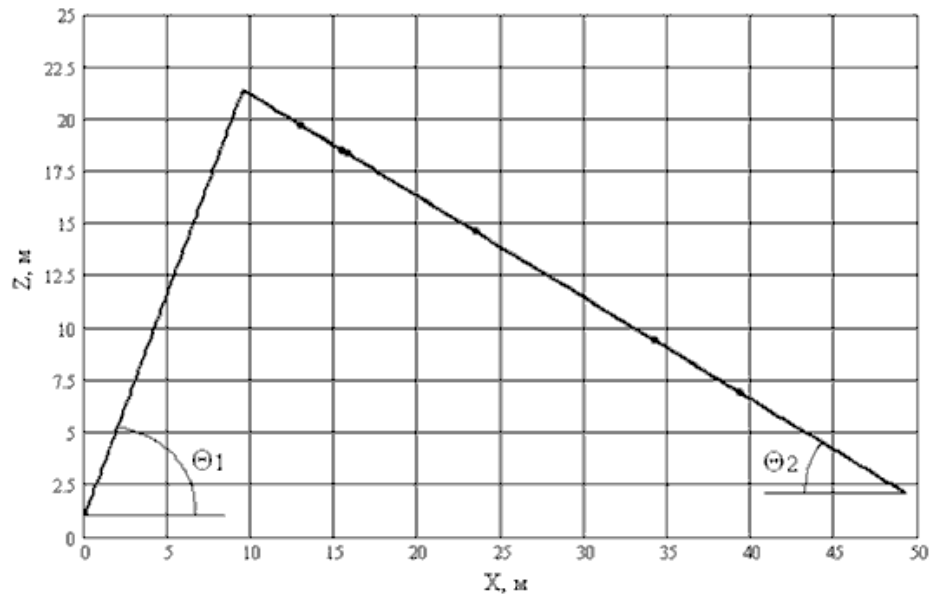


Рис. 3.6. Профиль четырехпроводной антенны в плоскости XZ

Таблица 3.1 – Параметры четырехпроводной комбинированной антенны

Параметр	Вибраторы $W1$ и $W4$					
Длины отрезков вибраторов, м	4,1	3,4	9,2	12,9	6,1	12,3
R , Ом	810	810	810	810	810	–
L , мкГн	7,85	19,8	62,5	121,8	150,7	–
C , пФ	5	5	5	10	10	–

Окончание таблицы 3.1

Параметр	Вибраторы $W2$ и $W3$ (+согласующее снижение)					
Длины отрезков вибраторов, м	22,5	7	9,37	12,7	6,0	12,1
R , Ом	–	810	810	810	810	–
L , мкГн	–	19,8	62,5	121,8	150,7	–
C , пФ	–	5	5	10	10	–

На рис. 3.8–3.10 приведены рассчитанные зависимости распределения токов в проводниках комбинированной антенны на частотах 1,5, 15,75 и 30 МГц.

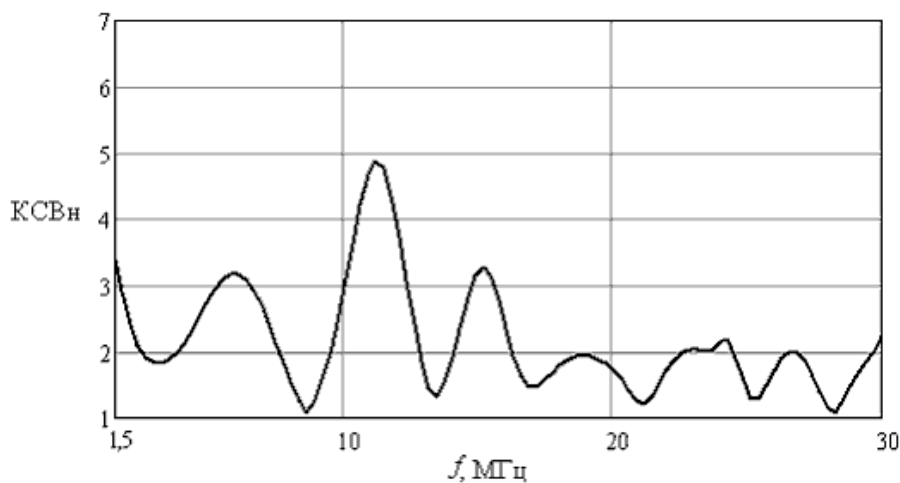


Рис. 3.7. Зависимость коэффициента стоячей волны комбинированной антенны от частоты

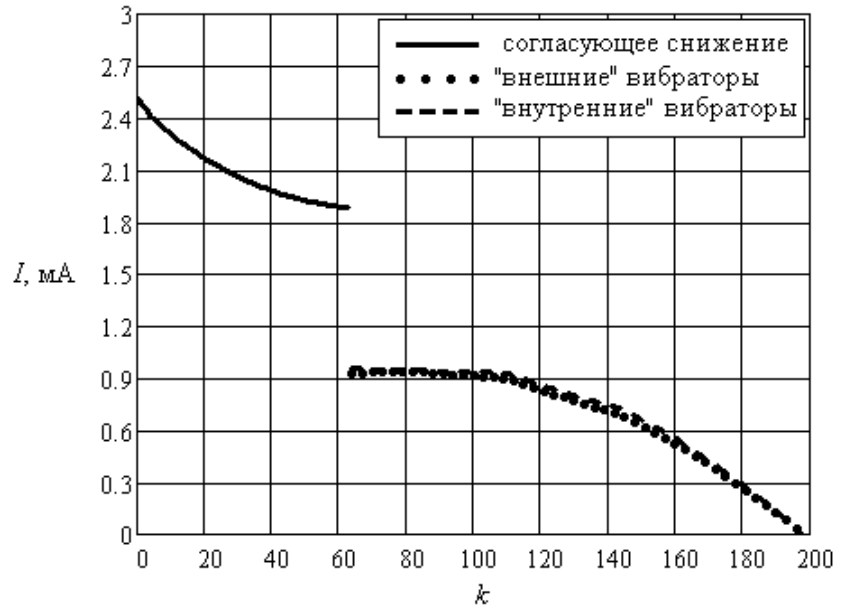


Рис. 3.8. Распределение токов в комбинированной антенне на частоте 1,5 МГц в зависимости от номера узла сетки



Рис. 3.9. Распределение токов в комбинированной антенне на частоте 15,75 МГц в зависимости от номера узла сетки

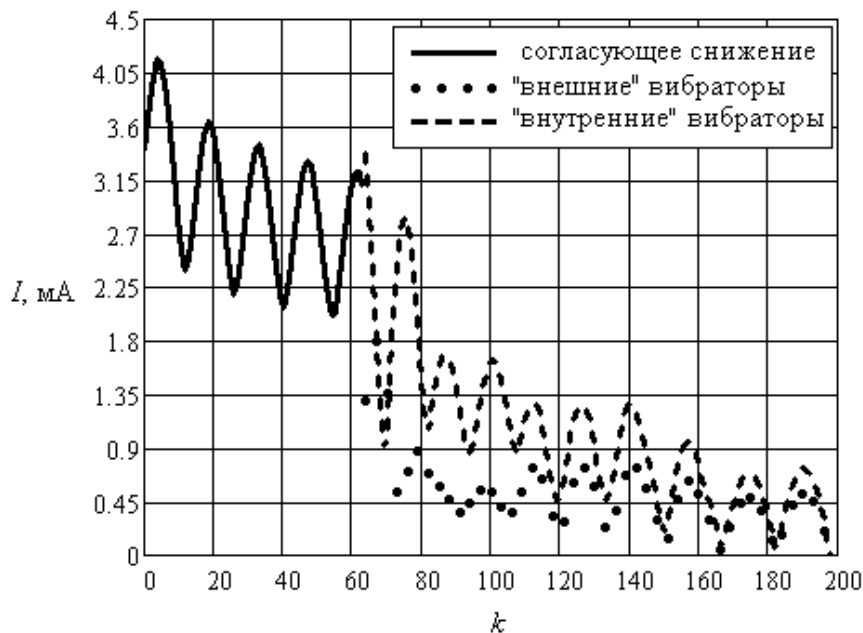


Рис. 3.10. Распределение токов в комбинированной антенне на частоте 30 МГц в зависимости от номера узла сетки

Рассмотренные алгоритмы анализа легли в основу программ в среде математического моделирования MathCAD. На базе разработанных моделей создано несколько образцов комбинированных антенн.

3.2 Модели и алгоритмы анализа согласующе-симметрирующих трансформаторов

При проектировании широкополосных комбинированных антенных систем, работающих с перекрытием по частоте 20:1 и более, возникает задача обеспечения согласования входа/выхода антенной системы с выходом/входом приемника во всей полосе рабочих частот. Такие устройства также должны выполнять роль симметрирующей цепи, то есть иметь несимметричный вход и симметричный выход [3.19, 3.20]. Рассмотрим решение задачи моделирования и расчета параметров согласующих симметрирующих трансформаторов (ССТ) на связанных линиях, нагруженных на входные сопротивления вибраторов комбинированных антенн. Моделирование таких устройств представляет интерес в том смысле, что позволяет подойти к анализу комбинированных антенн как целостного устройства с несимметричным входом, который соединяется с выходом

приемопередатчика без дополнительных устройств настройки антенны по входу.

Схема ССТ показана на рис. 3.11, где Z_r – сопротивление генератора; E_r – источник ЭДС; 1 – отрезок соединительной линии, 2–3, 4–5 – пары отрезков связанных линий передачи; Z_1, Z_2 – эквивалентные сопротивления нагрузок. В качестве Z_1, Z_2 в процессе анализа и отладки ССТ берутся резистивные нагрузки. При эксплуатации ССТ в составе антенной системы нагрузками являются либо согласующее снижение (фидер питания), либо излучающие элементы комбинированных антенн.

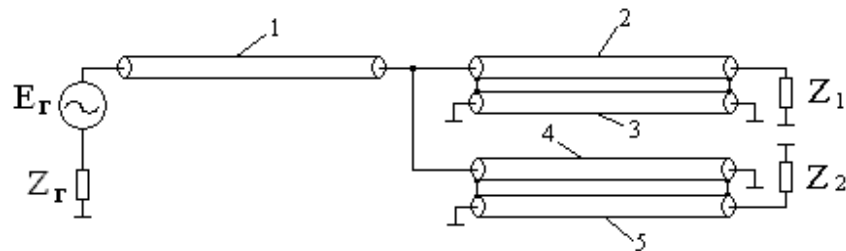


Рис. 3.11. Схема согласующе-симметрирующего трансформатора

В схеме ССТ отрезки связанных линий передачи имеют неуравновешенную электромагнитную связь и в общем случае являются нерегулярными по причине конструктивного исполнения.

Рассматривались два основных варианта комбинированных антенн: с числом излучающих элементов 2 и 4. Поэтому схема ССТ (см. рис. 3.10) была преобразована в обобщенную, показанную на рис. 3.12, в которой число входов и выходов равно 4, с возможностью реализации различных вариантов питания ССТ и объединения выходов.

Таким образом, при анализе схемы ССТ она представляется в виде шестнадцатиполюсника. Это позволяет, во-первых, определить параметры ССТ с нагрузками в виде четырех различающихся по входному сопротивлению излучающих элементов; во-вторых, определить влияние сопротивления и индуктивности перемычек, емкости конструктивных элементов на характеристики ССТ; в-третьих, получить при анализе соединения ССТ и антенны однородную по структуре эквивалентную схему в виде каскадного соединения многополюсников (восьмиполюсников при двух излучающих элементах и шестнадцатиполюсников, если используется четыре излучающих вибратора).

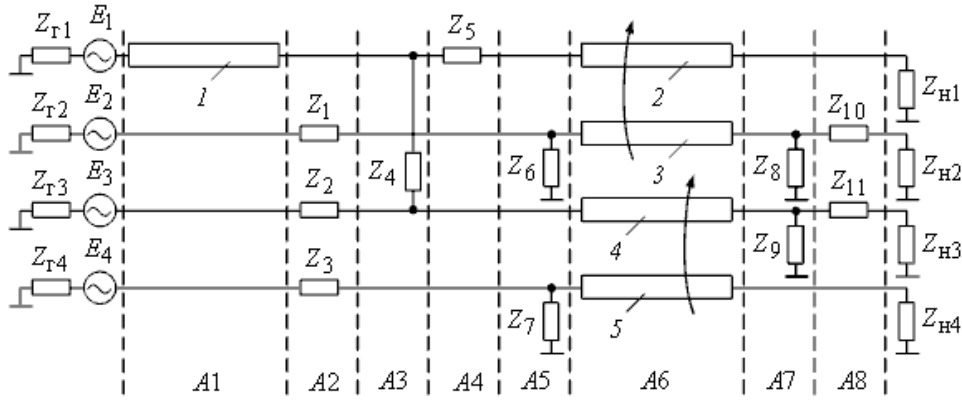


Рис. 3.12. Обобщенная схема согласующе-симметрирующего трансформатора

На эквивалентной схеме через $A1, \dots, A8$ обозначены матрицы передачи каскадно включенных шестнадцатиполусников. $A1$ – матрица передачи подводящей фидерной линии, которая записывается следующим образом:

$$A0 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} \text{ch}(\gamma l_0) & 0 & 0 & 0 & Y \cdot \{\text{sh}(\gamma l_0)\} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline Y \cdot \{\text{sh}(\gamma l_0)\} & 0 & 0 & 0 & \text{ch}(\gamma l_0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (3.23)$$

где Y – волновая проводимость; γ – коэффициент распространения; l_0 – длина линии передачи с номером 1.

Матрицы $A2, A3, A4, A5, A7, A8$ представляют межсоединения, получаемые включением сопротивлений. Матрицы передачи $A2, A3, A4, A5$ записываются следующим образом:

$$A2 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & Z_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & Z_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & Z_3 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (3.24)$$

$$A3 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline Z_4^{-1} & 0 & -Z_4^{-1} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -Z_4^{-1} & 0 & Z_4^{-1} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (3.25)$$

$$A4 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & Z_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (3.26)$$

$$A5 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_6^{-1} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_7^{-1} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]. \quad (3.27)$$

Матрица A_6 – матрица передачи связанных линий (2, 3, 4, 5) трансформатора. Пары линий 2-4, 2-5, 3-4 и 3-5 имеют между собой слабую связь. Это позволяет упростить матрицу A_6 , так как она разбивается на блоки элементов, вычисляемые через матрицы A_0' и A_0'' восьмиполусников – двухпроводных связанных линий. В результате матрица A_6 имеет следующий вид:

$$A_6 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} A_{0'1,1} & A_{0'1,2} & 0 & 0 & A_{0'1,3} & A_{0'1,4} & 0 & 0 \\ A_{0'2,1} & A_{0'2,2} & 0 & 0 & A_{0'2,3} & A_{0'2,4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{0''1,1} & A_{0''1,2} & 0 & 0 & A_{0''1,3} & A_{0''1,4} \\ 0 & 0 & A_{0''2,1} & A_{0''2,2} & 0 & 0 & A_{0''2,3} & A_{0''2,4} \\ \hline A_{0'3,1} & A_{0'3,2} & 0 & 0 & A_{0'3,3} & A_{0'3,4} & 0 & 0 \\ A_{0'4,1} & A_{0'4,2} & 0 & 0 & A_{0'4,3} & A_{0'4,4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{0''3,1} & A_{0''3,2} & 0 & 0 & A_{0''3,3} & A_{0''3,4} \\ 0 & 0 & A_{0''4,1} & A_{0''4,2} & 0 & 0 & A_{0''4,3} & A_{0''4,4} \end{array} \right]. \quad (3.28)$$

Элементы матрицы A_6 , не равные нулю, находятся как элементы матриц передачи A_0' и A_0'' :

$$\begin{aligned} A_0' &= A_{1m} \cdot \exp(\gamma_1 \cdot l_1) \cdot A_{1m}^{-1}; \\ A_0'' &= A_{2m} \cdot \exp(\gamma_2 \cdot l_2) \cdot A_{2m}^{-1}, \end{aligned} \quad (3.29)$$

где A_{1m} , A_{2m} – матрицы нормированных амплитуд; γ_1 , γ_2 – диагональные матрицы коэффициентов распространения падающих и отраженных волн; l_1 , l_2 – длина пар отрезков связанных линий.

Матрицы нормированных амплитуд A_{1m} и A_{2m} вычисляются через первичные параметры соответствующих пар связанных линий. Следует обратить внимание, что одна из пар линий наматывается на ферритовый сердечник, поэтому индуктивности линий 2 и 3 (см. рис. 3.12) отличаются от индуктивностей линий 4 и 5. Это учитывается путем введения поправочных коэффициентов в матрицу первичных параметров.

Матрицы $A7$, $A8$ находятся по следующим формулам:

$$A7 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_8^{-1} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_9^{-1} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (3.30)$$

$$A8 = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & Z_{10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & Z_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]. \quad (3.31)$$

Общая матрица передачи эквивалентной схемы в виде шестнадцатиполюсника вычисляется как произведение составляющих матриц:

$$A_T = \prod_{k=1}^8 A_k. \quad (3.32)$$

Поскольку часть элементов матриц в произведении (3.32) равны нулю, связь напряжений и токов на выходе устройства имеет вид

$$\begin{bmatrix} U_5 \\ U_6 \\ U_7 \\ U_8 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} & A_{17} & A_{18} \\ A_{21} & A_{22} & 0 & 0 & A_{25} & A_{26} & 0 & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} & A_{35} & A_{36} & A_{37} & A_{38} \\ 0 & 0 & A_{43} & A_{44} & 0 & 0 & A_{47} & A_{48} \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & A_{54} & A_{55} & A_{56} & A_{57} & A_{58} \\ A_{61} & A_{62} & 0 & 0 & A_{65} & A_{66} & 0 & 0 \\ A_{71} & A_{72} & A_{73} & A_{74} & A_{75} & A_{76} & A_{77} & A_{78} \\ 0 & 0 & A_{83} & A_{84} & 0 & 0 & A_{87} & A_{88} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Переход от эквивалентной схемы на рис. 3.12 к реальной схеме делается с учетом того, что сопротивления $Z_4, Z_5, Z_6, Z_7, Z_8, Z_9 \rightarrow 0$ (достаточно малы, поскольку отражают сопротивления коротких перемычек), а $Z_1, Z_2, Z_3, Z_{10}, Z_{11} \rightarrow \infty$ (достаточно велики, так как отражают режим холостого хода в соответствующих сечениях схемы).

В расчетах важно, чтобы порядки сопротивлений разрывов и перемычек различались на определенную величину. В процессе численного анализа с последующей экспериментальной проверкой было установлено, что достаточно принять следующие соотношения между сопротивлениями: $Z_4, Z_5, Z_6, Z_7, Z_8, Z_9 = Z$; $Z_1, Z_2, Z_3, Z_{10}, Z_{11} = Z^{-5}$, где Z – сопротивление, приблизительно равное реальному сопротивлению проводника перемычки. После введения этих соотношений элементы матрицы A могут быть определены через элементы матриц $A1$, $A6$ и сопротивление Z .

Далее, задавшись граничными условиями (сопротивлениями нагрузок и величинами ЭДС источников), вычисляем U_1, \dots, U_4 и I_1, \dots, I_4 – напряжения и токи на входе устройства соответственно; U_5, \dots, U_8 и I_5, \dots, I_8 – напряжения и токи на выходе устройства соответственно. Решаем систему телеграфных уравнений (3.33) аналогично тому, как это было сделано в подразделе 3.1 при анализе комбинированной антенны.

Расчетная характеристика КСВн входа трансформатора, нагруженного на активные сопротивления $Z_{н1} = Z_{н2} = Z_{н3} = Z_{н4} = 100$ Ом, приведена на рис. 3.13.

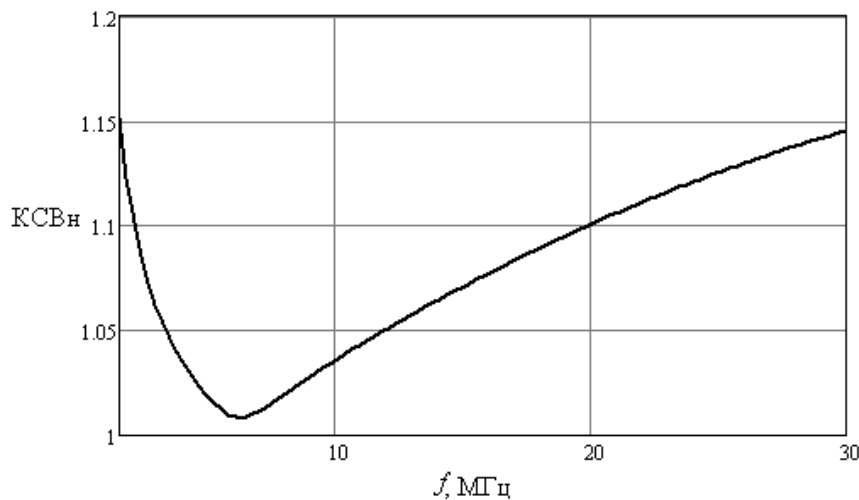


Рис. 3.13. Расчетная характеристика КСВн согласующе-симметрирующего трансформатора

Определим фазовый сдвиг между входом и каждым из выходов трансформатора. Разность фаз между входом и выходом, подключенным к нагрузке $Z_{н1}$:

$$\Delta\varphi_1 = \arctg\left(\frac{\text{Im}(U_5)}{\text{Re}(U_5)}\right) - \arctg\left(\frac{\text{Im}(U_1)}{\text{Re}(U_1)}\right). \quad (3.34)$$

Разность фаз между входом и выходом, подключенным к нагрузке $Z_{н4}$:

$$\Delta\varphi_2 = \arctg\left(\frac{\text{Im}(U_8)}{\text{Re}(U_8)}\right) - \arctg\left(\frac{\text{Im}(U_1)}{\text{Re}(U_1)}\right). \quad (3.35)$$

Фазовые характеристики ССТ приведены на рис. 3.14.

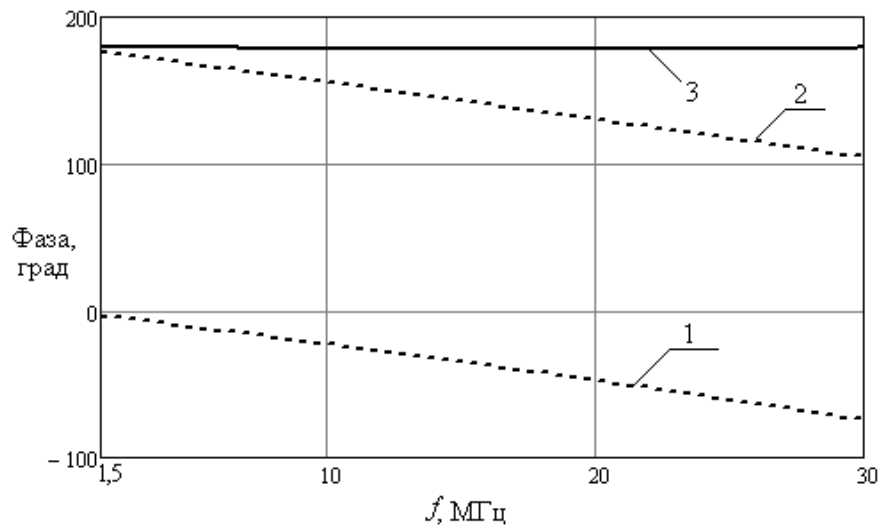


Рис. 3.14. Расчетные фазовые характеристики:
 1 – разность фаз между входом и выходом 1 (см. рис. 3.11);
 2 – разность фаз между входом и выходом 4;
 3 – разность фаз между выходами ССТ

Поскольку математическая модель на основе эквивалентной схемы ССТ (см. рис. 3.11) построена и известна матрица A_T , расчет антенной системы в целом при двух или четырех излучающих вибраторах и согласующе-симметрирующем трансформаторе на входе сводится к вычислению и анализу результирующей матрицы передачи [3.2]

$$A = A_T \times A_{КА}. \quad (3.36)$$

Определив токи и напряжения на входе и выходе, можно найти рабочие параметры комбинированной антенной системы, состоящей из фидера питания, согласующе-симметрирующего трансформатора, согласующего снижения, излучающих вибраторов и корректирующих фильтров.

На рис. 3.15 приведена расчетная характеристика КСВн по входу четырехпроводной комбинированной антенны, рассмотренной в подразделе 3.1, с включенным на входе фидером питания и согласующе-симметрирующим трансформатором.

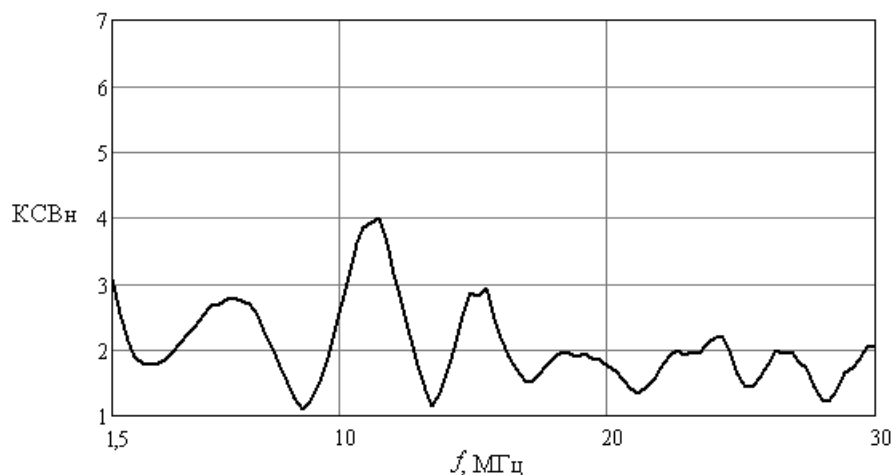


Рис. 3.15. Расчетная характеристика КСВн системы «фидер питания – ССТ – комбинированная антенна»

Описанные модели и алгоритмы расчета легли в основу программ в среде математического моделирования MathCAD. По разработанным моделям созданы опытные образцы согласующе-симметрирующих трансформаторов, проведены экспериментальные исследования.

3.3 Цепочки согласования импедансов на основе неминимально-фазовых фильтров

3.3.1 Постановка задачи

Рассмотрим задачу улучшения согласования широкополосных комбинированных структур на основе связанных нерегулярных линий передачи. Эта задача была поставлена и решена в рамках работ по созданию широкополосных приемопередающих антенн диапазона ДКМВ [3.3, 3.4]. Исследовалась возможность применения одиночных неминимально-

фазовых фильтров и цепочек, состоящих из нескольких фильтров, в качестве цепей согласования входа/выхода комбинированной антенны с входом/выходом генератора.

Исходными данными для анализа и синтеза согласующей цепи являются характеристики действительной и мнимой составляющей входного сопротивления комбинированной антенны, рассмотренной в подразделе 3.1. Входное сопротивление КА рассчитывалось и определялось экспериментально. Пример частотной зависимости входного сопротивления КА показан на рис. 3.16.

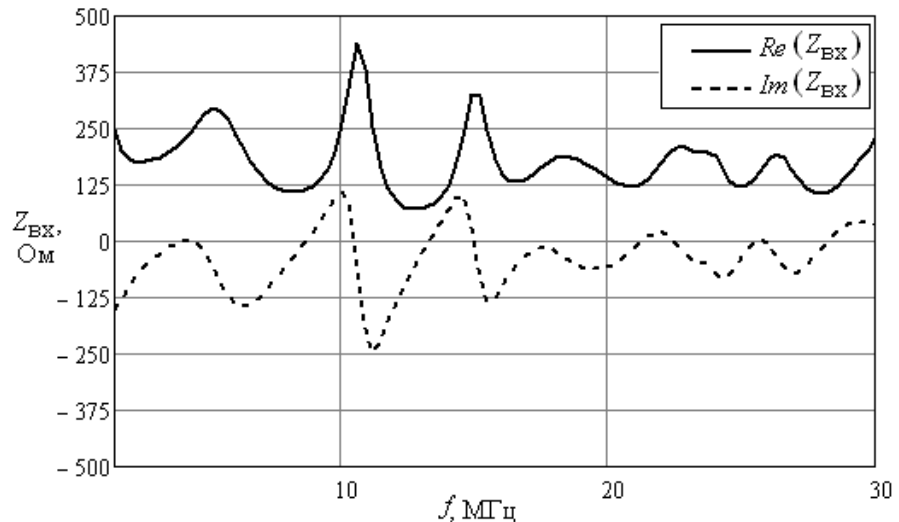


Рис. 3.16. Частотная зависимость входного сопротивления комбинированной антенны

Как видно из рис. 3.16, входное сопротивление комбинированной антенны является сложной многоэкстремальной функцией частоты. Рассматриваемые комбинированные антенны обладают симметрией первичных параметров в плоскости XU относительно оси X , поэтому сопротивления входов комбинированной антенны равны. В этом случае задачу согласования можно свести к классической задаче согласования частотно-независимого активного сопротивления генератора и частотно-зависимого комплексного сопротивления нагрузки, равного входному сопротивлению комбинированной антенны. Схема включения согласующего устройства (СУ) представлена на рис. 3.17 и является классической.

Для улучшения согласования во всей полосе рабочих частот использовались согласующие устройства на одиночных секциях фазовых

фильтров (ФФ) [3.8]. Эквивалентные схемы фазовых фильтров на сосредоточенных элементах [3.21, 3.22] как прототипах ФФ на связанных линиях передачи [3.23] приведены на рис. 3.18.

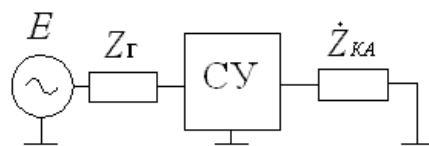


Рис. 3.17. Схема включения согласующего устройства

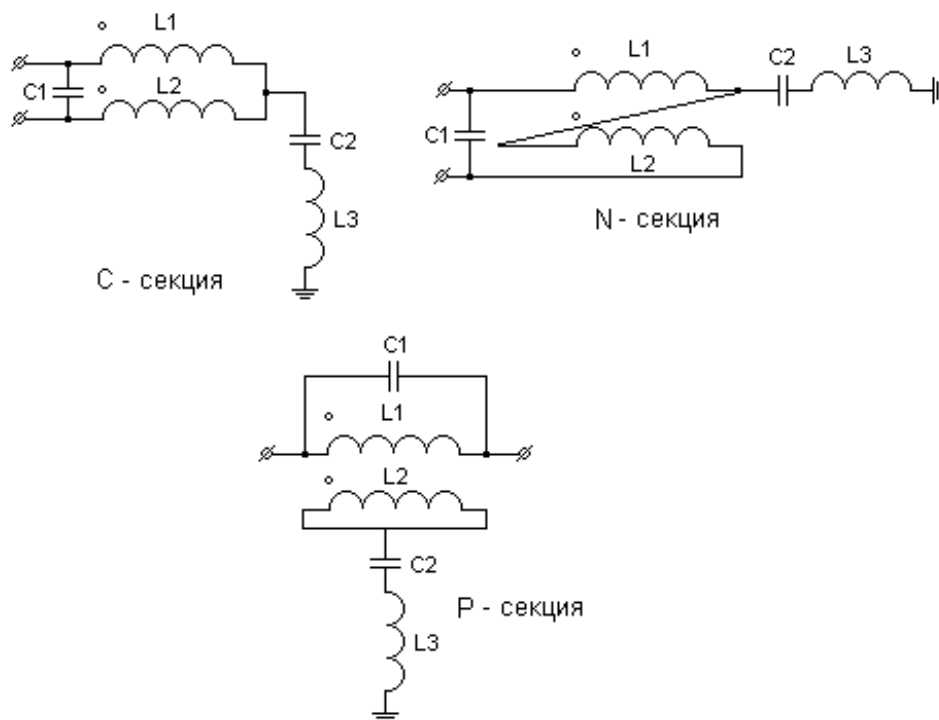


Рис. 3.18. Схемы фазовых фильтров на сосредоточенных элементах

В [3.10] произведена оценка возможности широкополосного согласования импедансов комбинированной антенны с выходом генератора при помощи одиночных секций ФФ. Для нескольких вариантов импедансов комбинированных антенн исследованы три способа согласования: с помощью *C*-, *N*- и *P*-секции. Поиск номиналов элементов СУ, обеспечивающих наилучшее согласование при фиксированной топологии, осуществлялся методами машинной оптимизации в среде моделирования Microwave Office 2002. По результатам исследований выяснилось, что

невозможно определить какой-либо из типов ФФ как универсальный. Более того, эффективность согласования сильно зависит от характера импеданса. Поэтому было выдвинуто предположение, что цепь, содержащая несколько ФФ, будет иметь более предпочтительные характеристики. Но подтвердить это расчетным экспериментом не представлялось возможным, так как на момент исследования не было найдено системы автоматизированного проектирования, позволяющей производить структурную оптимизацию подобного рода устройств. По этой причине было принято решение разработать модели и алгоритмы анализа согласующих устройств на основе одиночных фазовых фильтров и цепочек фазовых фильтров, которые могли бы лечь в основу специализированной САПР для синтеза элементов комбинированных антенн.

Математические модели фазовых фильтров разработаны на основе матричной теории многополюсников [3.24] с использованием обобщенной модели секции на отрезках связанных линий [3.25]. Модель описывает отрезок связанных линий передачи, нагруженный блоком сосредоточенных элементов (многополюсной нагрузкой). Схема обобщенной модели секции фазового фильтра приведена на рис. 3.19.

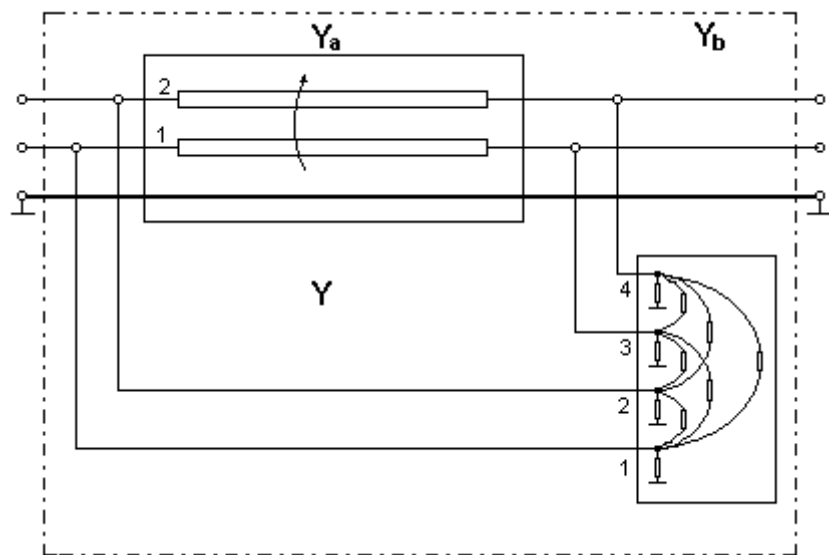


Рис. 3.19. Схема обобщенной модели секции фазового фильтра

Анализ модели секции фазового фильтра начинается с формирования матриц проводимостей восьмиполюсников Y_a и Y_b . Матрица проводимостей Y_a описывает отрезок связанных линий, Y_b – блок сосредоточенных

элементов. Затем выполняется параллельное соединение восьмиполюсников, которое в терминах матриц осуществляется простым суммированием составляющих матриц проводимостей. Путем обращения Y -матрицы производится переход к Z -матрице. Последующая редукция восьмиполюсника к результирующему четырехполюснику с учетом режимов работы холостого хода на двух внутренних плечах легко осуществляется в терминах Z -матриц вычеркиванием лишних строк и столбцов.

Матрицы первичных погонных параметров отрезка связанных линий определяются в зависимости от сложности структуры поперечного сечения на основе известных аналитических выражений [3.26, 3.27], с помощью метода конформных отображений в среде проектирования Lines Designer [3.28, 3.29] или методом моментов в среде моделирования TALGAT [3.30].

Тогда матрицы полных погонных проводимостей и сопротивлений отрезка СЛ запишутся в виде $Y_l = G + j\omega C$, $Z_l = R + j\omega L$.

Выражение для классической матрицы проводимости отрезка связанных линий имеет вид [3.25]

$$Y_a = \begin{bmatrix} I_m \{ \text{cth}\gamma l \} U_m^{-1} & -I_m \{ \text{csch}\gamma l \} U_m^{-1} \\ -I_m \{ \text{csch}\gamma l \} U_m^{-1} & I_m \{ \text{cth}\gamma l \} U_m^{-1} \end{bmatrix}, \quad (3.37)$$

где $U_m = \text{eigenvcs}(Q)$ – комплексная матрица модальных напряжений; $I_m = Y_l \cdot U_m \cdot \text{diag}(\gamma)^{-1}$ – комплексная матрица модальных токов; $Q = Y_l \cdot Z_l$ – характеристический многочлен; $\gamma = \text{eigenvals}(Q)$ – вектор коэффициентов распространения; l – длина отрезка СЛ.

Вычисление матрицы проводимости Y_a в случае нерегулярных связанных линий производится на основе алгоритмов, изложенных в разделе 2. Дальнейший анализ секций согласующих устройств на основе фазовых фильтров связан с выбором способа нагружения отрезка связанных линий и выводом выражений для матриц многополюсников.

3.3.2 Анализ С-секции

Схема нагружения отрезка связанных линий при анализе С-секции приведена на рис. 3.20.

Представим восьмиполюсник С-секции как параллельное соединение двух восьмиполюсников: Y_a (отрезка СЛ) и Y_b (нагрузок). Эквивалентная схема включения восьмиполюсников представлена на рис. 3.21.

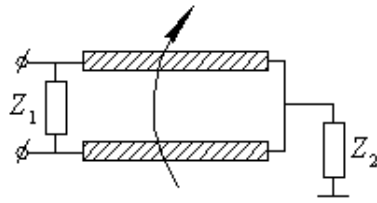


Рис. 3.20. Схема C-секции

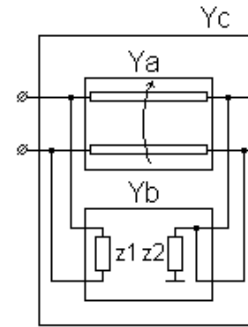


Рис. 3.21. Эквивалентная схема C-секции в виде соединения двух восьмиполюсников

Матрица проводимостей восьмиполюсника, описывающая включение оконечных нагрузок, имеет вид

$$Y_b = \begin{bmatrix} y_1 & -y_1 & 0 & 0 \\ -y_1 & y_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \infty & -\infty \\ 0 & 0 & -\infty & \infty + y_2 \end{bmatrix}, \quad (3.38)$$

где $y_1 = \frac{1}{z_1}$, $y_2 = \frac{1}{z_2}$, бесконечно большая проводимость заменялась при анализе проводимостью 1 МСм.

Полная матрица проводимости C-секции, представленной восьмиполюсником, будет равна сумме матриц проводимости отрезка связанных линий и оконечных нагрузок:

$$Y_c = Y_a + Y_b. \quad (3.39)$$

Произведем редукцию восьмиполюсника Y_c до четырехполюсника, для чего найдем матрицу сопротивлений $Z_c = Y_c^{-1}$. Переход к матрице сопротивлений четырехполюсника осуществляется вычеркиванием строк и столбцов, содержащих элементы с бесконечно большим сопротивлением:

$$Z_{4c} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

Переход от матрицы сопротивлений к матрице проводимостей произведем путем вычисления обратной матрицы:

$$Y_{4c} = Z_{4c}^{-1}. \quad (3.41)$$

Волновая матрица рассеяния C -секции определяется из известного соотношения

$$S = 2(E + Y)^{-1} - E, \quad (3.42)$$

где E – единичная диагональная матрица.

Рассчитанная характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ) фазового фильтра на основе C -секции приведена на рис. 3.22.

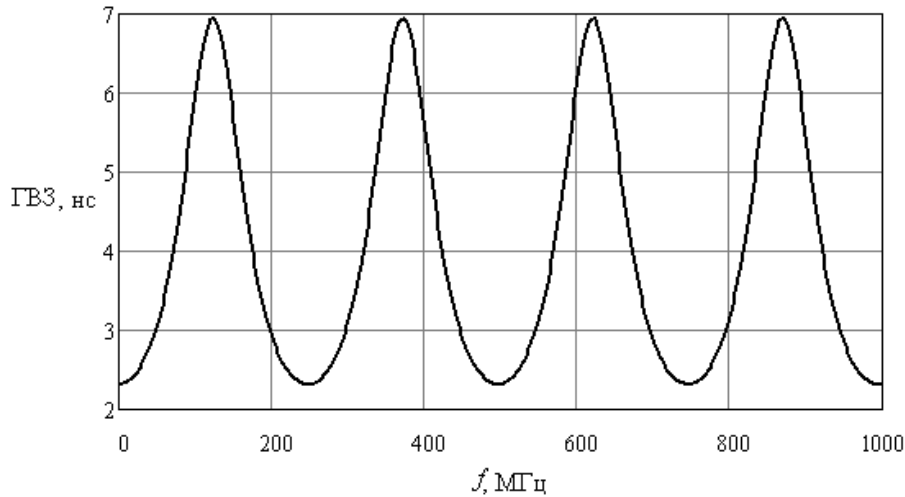


Рис. 3.22. Характеристика группового времени запаздывания C -секции

Фильтр имеет следующие параметры:

длина отрезка связанных линий $l = 1$ м;

матрица погонных сопротивлений $R = \begin{bmatrix} 0,25 & 0 \\ 0 & 0,25 \end{bmatrix}$ Ом/м;

матрица погонных проводимостей $G = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$ мСм/м;

матрица погонных емкостей $C = \begin{bmatrix} 46,3 & -23,1 \\ -23,1 & 46,3 \end{bmatrix}$ пФ/м;

матрица погонных индуктивностей $L = \begin{bmatrix} 115,48 & -57,74 \\ -57,74 & 115,48 \end{bmatrix}$ нГн/м;

сопротивления нагрузки $z_1 = z_2 = 1$ МОм.

3.3.3 Анализ N-секции

Расчет отрезка связанных линий для N-секции выполняется аналогично расчету для C-секции. Отличие состоит в режиме нагружения восьмиполюсника, описывающего отрезок связанных линий. Схема нагружения отрезка связанных линий приведена на рис. 3.23.

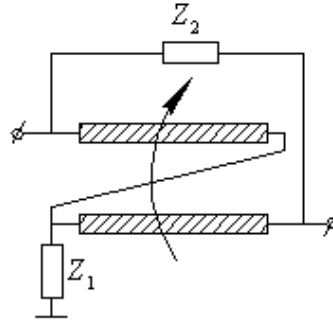


Рис. 3.23. Схема N-секции

Эквивалентная схема N-секции в виде параллельного соединения восьмиполюсников представлена на рис. 3.24.

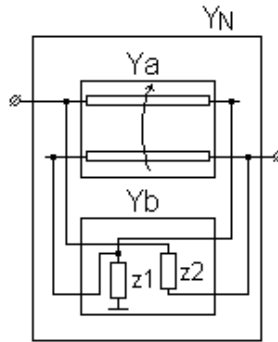


Рис. 3.24. Эквивалентная схема N-секции

Матрица проводимостей восьмиполюсника нагрузок запишется следующим образом:

$$Y_b = \begin{bmatrix} y_2 & 0 & 0 & -y_2 \\ 0 & \infty + y_1 & \infty & 0 \\ 0 & -\infty & \infty & 0 \\ -y_2 & 0 & 0 & y_2 \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

где $y_1 = \frac{1}{z_1}$, $y_2 = \frac{1}{z_2}$.

Полная матрица проводимости N -секции, представленной восьмиполусником, будет

$$Y_N = Y_a + Y_b. \quad (3.44)$$

Произведем редукцию восьмиполусника Y_N до четырехполусника. Для этого найдем матрицу сопротивлений $Z_N = Y_N^{-1}$ и, вычеркнув из нее строки и столбцы, содержащие элементы с бесконечно большим сопротивлением, получим

$$Z_{4N} = \begin{bmatrix} Z_{N1,1} & Z_{N1,4} \\ Z_{N4,1} & Z_{N4,4} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Матрица проводимостей четырехполусника и переход к матрице S -параметров осуществляется аналогично соотношениям (3.41), (3.42). На рис. 3.25 приведена характеристика ГВЗ N -секции.

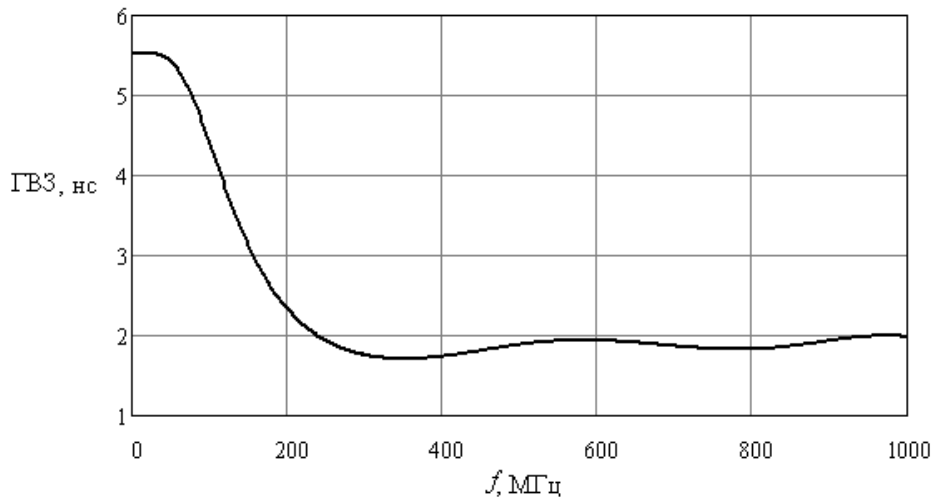


Рис. 3.25. Характеристика группового времени запаздывания N -секции

Секция имеет следующие параметры:

длина отрезка связанных линий $l = 1$ м;

матрица погонных сопротивлений $R = \begin{bmatrix} 0,25 & 0 \\ 0 & 0,25 \end{bmatrix}$ Ом/м ;

матрица погонных проводимостей $G = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$ мСм/м;

матрица погонных емкостей $C = \begin{bmatrix} 36,8 & -36,7 \\ -36,7 & 36,8 \end{bmatrix}$ пФ/м;

матрица погонных индуктивностей $L = \begin{bmatrix} 91,8 & -45,9 \\ -45,9 & 91,8 \end{bmatrix}$ нГн/м;

сопротивление нагрузки $z_1 = 1/j\omega C_1$, где $C_1 = 110,3$ пФ;

сопротивление нагрузки $z_2 = 1$ МОм.

3.3.4 Анализ P-секции

Расчет отрезка связанных линий для P-секции выполняется аналогично расчету для C- и N-секции. Схема P-секции представлена на рис. 3.26.

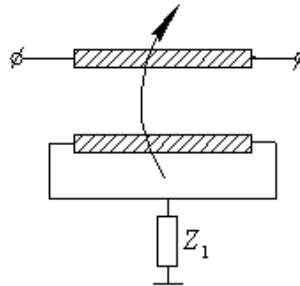


Рис. 3.26. Схема P-секции

Эквивалентная схема P-секции представлена на рис. 3.27.

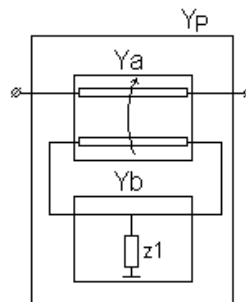


Рис. 3.27. Эквивалентная схема P-секции

Матрица проводимостей восьмиполюсника Y_b имеет вид

$$Y_b = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \infty + y_1 & 0 & -\infty \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\infty & 0 & \infty \end{bmatrix}, \quad (3.46)$$

где $y_1 = \frac{1}{z_1}$.

Полная матрица проводимости восьмиполюсника P -секции будет

$$Y_P = Y_a + Y_b. \quad (3.47)$$

Произведем редукцию восьмиполюсника Y_P до четырехполюсника, для этого найдем матрицу сопротивлений $Z_P = Y_P^{-1}$. Перейдем к матрице сопротивлений четырехполюсника:

$$Z_{4P} = \begin{bmatrix} Z_{P1,1} & Z_{P1,3} \\ Z_{P3,1} & Z_{P3,3} \end{bmatrix}. \quad (3.48)$$

Матрицу проводимостей и рассеяния P -секции определим аналогично соотношениям (3.41), (3.42). Характеристика группового времени запаздывания P -секции приведена на рис. 3.28.

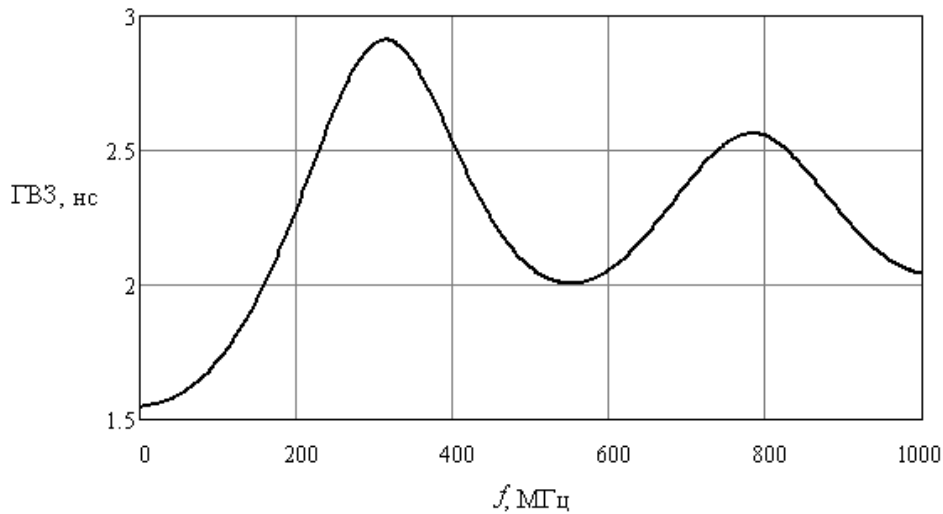


Рис. 3.28. Характеристика группового времени запаздывания P -секции

Секция имеет следующие параметры:

длина отрезка связанных линий $l = 1$ м;

матрица погонных сопротивлений $R = \begin{bmatrix} 0,25 & 0 \\ 0 & 0,25 \end{bmatrix}$ Ом/м ;

матрица погонных проводимостей $G = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$ мСм/м ;

матрица погонных емкостей $C = \begin{bmatrix} 45 & -44 \\ -44 & 45 \end{bmatrix}$ пФ/м ;

матрица погонных индуктивностей $L = \begin{bmatrix} 91,8 & -35 \\ -35 & 91,8 \end{bmatrix}$ нГн/м ;

сопротивление нагрузки $z_1 = 1/j\omega C$, где $C_1 = 90$ пФ.

3.3.5 Расчет каскадного включения секций

Для расчета цепочек, состоящих из нескольких фазовых фильтров и нагруженных на произвольную нагрузку, используем выражения, приведенные в [3.25]. Пусть Y – четырехполюсник, нагруженный на нагрузку Y_B согласно схеме, представленной на рис. 3.29.

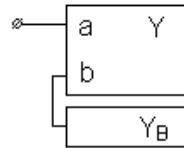


Рис. 3.29. Схема нагружения четырехполюсника

Тогда, учитывая, что

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{a,a} & Y_{b,a} \\ Y_{b,a} & Y_{b,b} \end{bmatrix},$$

входная проводимость двухполюсника будет определяться следующим образом [3.25]:

$$Y_{\text{вх}} = Y_{a,a} - Y_{a,b} (Y_{b,b} + Y_B)^{-1} Y_{b,a}. \quad (3.49)$$

Процедура повторяется по числу каскадно соединенных фазовых фильтров. Для цепочек, состоящих из двух и более ФФ, входная проводимость предыдущей секции является нагрузкой для текущей секции.

На рис. 3.30 приведен пример входных частотных характеристик комбинированной антенной системы, в состав которой входят фидер питания, согласующе-симметрирующий трансформатор сопротивлений, два идентичных согласующих устройства на основе одиночной N -секции и комбинированная антенна, рассмотренная в подразделе 3.1.

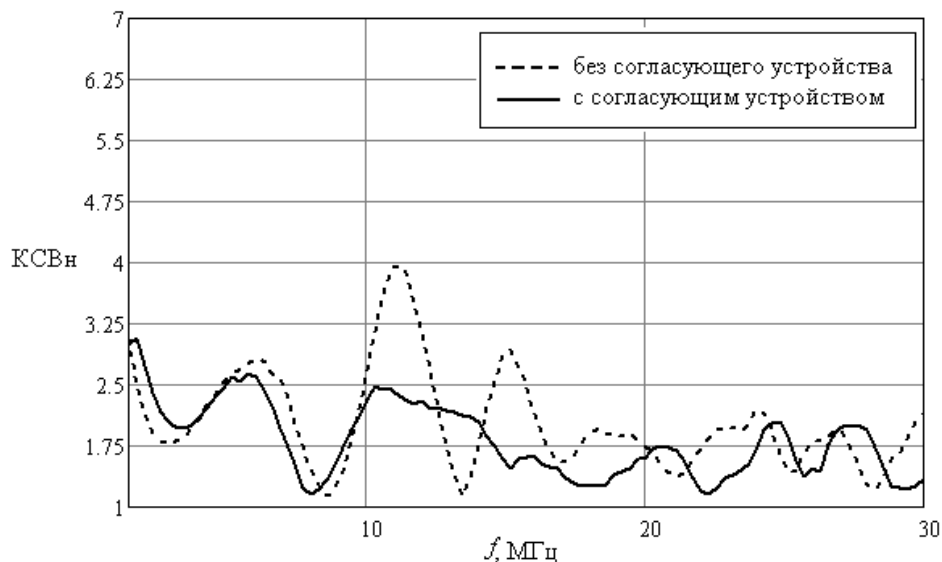


Рис. 3.30. Входные характеристики комбинированной антенной системы

На рис. 3.30 сопоставлены входные характеристики антенн без согласующего устройства и с включенным на выходе согласующе-симметрирующего трансформатора согласующим устройством, состоящим из двух одинаковых N -секций фазового фильтра. Схема согласующего устройства приведена на рис. 3.31.

Согласующее устройство имеет следующие параметры:

длина отрезков связанных линий $l = 1,25$ м;

матрица погонных сопротивлений отрезков СЛ $R = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ Ом/м;

матрица погонных проводимостей отрезков СЛ $G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ См/м;

	матрица	погонных	емкостей	отрезков	СЛ
$C =$	$\begin{bmatrix} 0,0013 & -0,0014 \\ -0,0014 & 0,0013 \end{bmatrix}$				

	матрица	погонных	индуктивностей	отрезков	СЛ
$L =$	$\begin{bmatrix} 3,177 & -16,3 \\ -16,3 & 3,262 \end{bmatrix}$				

нагрузки $C_1 = C_3 = 35,2$ пФ, $C_2 = C_4 = 1680$ пФ, $L_1 = L_2 = 8,9$ мкГн.

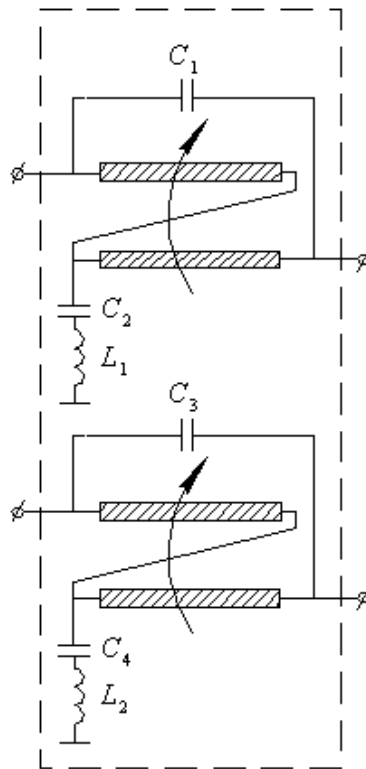


Рис. 3.31. Схема согласующего устройства

Как видно из рис. 3.30, включение на входе антенны согласующего устройства позволяет снизить общий уровень КСВн до 3 в нижнем частотном диапазоне и ниже 2,5 в диапазоне 10–30 МГц. Созданные модели секций фазовых фильтров позволяют осуществлять анализ и синтез согласующих устройств, представляющих собой одиночные секции или цепочки последовательно включенных фазовых фильтров. Разработанные алгоритмы легли в основу программы структурной и параметрической

оптимизации согласующих устройств на основе фазовых фильтров MatchWizard [3.12].

Литература к разделу 3

3.1. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин, Л.Я. Серебренников, Н.Я. Перевалов [и др.] // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции, Томск, 6–8 октября, 2004. – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

3.2. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ-диапазона: отчет о НИР (промежуточный, первый этап). Шифр «Крюшон-Т»: 14-02. – Томск, 2002.

3.3. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ-диапазона: отчет о НИР (промежуточный, второй этап). Шифр «Крюшон-Т»: 14-02. – Томск, 2003.

3.4. Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн для радиолиний ДКМВ-диапазона: отчет о НИР (промежуточный, третий этап). Шифр «Крюшон-Т»: 14-02. – Томск, 2004.

3.5. Рыбин А.П. Моделирование и экспериментальное исследование широкополосных антенн в ДКМВ-диапазоне / А.П. Рыбин, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин // Материалы всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР-2004», Томск, 18–20 мая 2004. – Томск, 2004. – Т. 1. – С. 122–125.

3.6. Лощилов А.Г. Моделирование широкополосного симметрирующего трансформатора / А.Г. Лощилов // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – Ч. 1. – С. 105–107.

3.7. Малютин Н.Д. Моделирование, расчет и экспериментальное исследование согласующих симметрирующих трансформаторов на отрезках связанных линий передачи, нагруженных на входные сопротивления

комбинированных антенн / Н.Д. Малютин, А.П. Рыбин, А.Г. Лоцилов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – СПб.: Изд-во СПбГТУ «ЛЭТИ», 2007. – № 1. – С. 37–45.

3.8. Уменьшение локального рассогласования импедансов в сверхширокополосных системах при помощи неминимально-фазовых фильтров: отчет о НИР (промежуточный) по программе «Развитие научного потенциала высшей школы», подпрограмма «Развитие инфраструктуры научно-технической и инновационной деятельности высшей школы и ее кадрового потенциала»: 7768. – Томск, 2005.

3.9. Уменьшение локального рассогласования импедансов в сверхширокополосных системах при помощи неминимально-фазовых фильтров: отчет о НИР (заключительный) по программе «Развитие научного потенциала высшей школы», подпрограмма «Развитие инфраструктуры научно-технической и инновационной деятельности высшей школы и ее кадрового потенциала»: 7768. – Томск, 2005.

3.10. Лоцилов А.Г. Параметрическая оптимизация согласующих устройств на основе фазовых фильтров / А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Сборник научных трудов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых специалистов «Научная сессия ТУСУР-2005». – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – С. 191–193.

3.11. Лоцилов А.Г. Программное обеспечение для параметрической оптимизации согласующих устройств на основе фазовых фильтров / А.Г. Лоцилов, И.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады 4-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 1. – С. 198–200.

3.12. Лоцилов А.Г. Модели и алгоритмы анализа согласующих устройств на основе фазовых фильтров / А.Г. Лоцилов // Доклады 4-й международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 1. – С. 195–197.

3.13. Малютин Н.Д. Цепочки комбинированных фильтров поглощающего типа / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, А.А. Ладур // 18-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымиКо'2009): материалы конф. в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2008. – С. 489–490.

3.14. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неодно-

родностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.

3.15. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Материалы международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 1. – С. 125–129.

3.16. Пистолькорс А.А. Антенны / А.А. Пистолькорс. – М.: Гос. изд-во по вопросам связи и радио, 1947. – 479 с.

3.17. Ротхаммель К. Антенны / К. Ротхаммель. – Минск, 2001. – Т. 1, 2. – 830 с.

3.18. Harrington R.F. Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media / R.F. Harrington, C. Wei // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 1984. – July. – Vol. MTT-32. – P. 705–710.

3.19. Семенов А.В. Симметрирующие устройства на основе связанных линий. Ч.1. Анализ устройств при работе на активную нагрузку с заземленной средней точкой / А.В. Семенов. – 1983. – № 26. – Деп. в МПС ВИМИ «Техника, технология, экономика», № 9022/83.

3.20. Семенов А.В. Симметрирующие устройства на основе связанных линий. Ч.2. Анализ устройств при работе на активную нагрузку без заземленной средней точки / А.В. Семенов. – 1983. – № 26. – Деп. в МПС ВИМИ «Техника, технология, экономика», № 9024/83.

3.21. Давыдов Г.Б. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей / Г.Б. Давыдов. – М.: Связьиздат, 1958. – 293 с.

3.22. Сильвинская К.А. Расчет фазовых и амплитудных корректоров. Справочник / К.А. Сильвинская, З.И. Голышко. – М.: Связь, 1969.

3.23. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов: дис. ... канд. техн. наук / Э.В. Семенов. – Томск: ТУСУР, 1998.

3.24. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972.

3.25. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2001. – 316 с.

3.26. Иоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоиздат, Ленинградское отд-е, 1981 – 288 с.

3.27. Wadell Brian C. Transmission line design handbook / C. Wadell Brian. – Artech House, Inc., 1991. – 266 p.

3.28. Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур: моногр. / А.Н. Сычев. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.

3.29. Сычев А.Н. Система компьютерного моделирования многомодовых полосковых структур Lines Designer: рук-во пользователя / А.Н. Сычев, А.Л. Емельянов, В.Н. Путилов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2006. – 17 с.

3.30. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов [и др.] // Компьютерные учебные программы и инновации. – М.: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10. – С. 89–90.

Вопросы для самопроверки

1. Опишите эквивалентную схему широкополосной комбинированной антенны.
2. Опишите алгоритм анализа широкополосных комбинированных антенн.
3. Назовите методы согласования широкополосных антенн с передающим трактом.
4. Покажите схемы секций, используемых для согласования широкополосных антенн.

4. Анализ и синтез топологии устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных связанных линий

4.1 Постановка задачи

В радиотехнических системах по мере их развития возникают задачи формирования и обработки сигналов специальной формы с наперед заданными спектральными характеристиками. Так, В.А. Котельниковым поставлена и решена задача синтеза сигналов с минимальной энергией вредного спектра [4.1]. Применение импульсных и видеоимпульсных сверхширокополосных сигналов в радиолокации и нелинейной радиолокации [4.2, 4.3] позволяет получить значительно больший объем информации о характеристиках объектов исследования. В радиосвязи использование импульсных сигналов [4.4–4.6] дает возможность повысить помехозащищенность систем.

В последние два десятилетия одновременно с радиотехническими системами интенсивно развивались средства измерений нано- и пикосекундного диапазона [4.7]. Естественно, что перечисленные и многие другие направления, связанные с практической радиотехникой, исследованиями физики материалов и волновых процессов в различных линейных и нелинейных средах, потребовали разработки методов и технических средств формирования и обработки импульсов с заданными спектрами. При этом стремительно росли требования к форме сигналов (допуски вплоть до долей процента), фазовой и временной стабильности. Например, решение задач измерения нелинейных искажений импульсных сигналов [4.8, 4.9] напрямую связано с формированием импульсов сложной формы с заданной зависимостью группового времени запаздывания спектральных составляющих.

Достижения современной микроэлектроники позволяют решить большинство проблем формирования импульсов и импульсных последовательностей на основе применения как пассивных, так и активных устройств. Однако остается актуальной проблема синтеза и изготовления устройств формирования импульсных сигналов с наперед заданными частотными (спектральными) характеристиками в нано- и пикосекундном диапазоне. Одна из подобных задач возникла в измерительной технике в связи с необходимостью получения двух жестко связанных импульсов

синтезируемой формы, один из которых необходимо подвергнуть фазовой обработке [4.10].

Известно, что при распространении импульсных сигналов в многопроводных линиях передачи происходит их разложение на моды вследствие интерференции нормальных волн [4.11], имеющих разные фазовые скорости. Это явление, как было показано в [4.12], может быть с успехом использовано для построения новых функциональных устройств.

Решение задачи формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками возможно путем применения связанных линий. Однако при этом весьма остро стоит вопрос о синтезе устройств такого типа и о создании конструкции связанных линий с широким диапазоном вариации коэффициентов электрической и магнитной связи, минимальными потерями и размерами.

Задачам синтеза СВЧ-устройств на связанных линиях посвящено большое число работ, среди которых можно отметить монографии А.Л. Фельдштейна, Л.Р. Явича [4.13], Б.М. Каца, В.П. Мещанова [4.14]. В этих и других публикациях рассматриваются связанные линии с однородным в поперечном сечении диэлектриком и, следовательно, считается, что распространяющиеся в них нормальные волны имеют одинаковые фазовые скорости. Но связанные полосковые и микрополосковые линии, как правило, конструктивно выполняются с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением и характеризуются неодинаковыми фазовыми скоростями нормальных волн [4.15–4.23]. Поэтому результаты, полученные в [4.13, 4.14], применимы к синтезу устройств рассматриваемого типа лишь в качестве первого приближения. Основы подхода к синтезу полосковых устройств на связанных линиях с учетом зависимости коэффициентов распространения от типа возбуждения проводников рассмотрены в [4.20] при проектировании управляемых устройств на секциях связанных линий.

В настоящем пособии решается задача синтеза устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных полосковых или микрополосковых рельефных связанных линий.

4.2. Построение математической модели

Рассмотрим эквивалентную схему моделируемых устройств (рис. 4.1). Нерегулярные связанные линии 1, 2 имеют в общем случае произвольные зависимости первичных параметров от продольной коор-

динаты. Исходный импульс подается с генератора E_1 . Сформированные импульсные сигналы снимаются с нагрузок z_2 и z_3 . Нагрузки $z_1 - z_4$ и первичные параметры структуры выбираются таким образом, чтобы потери на отражение со стороны генератора были минимальны.

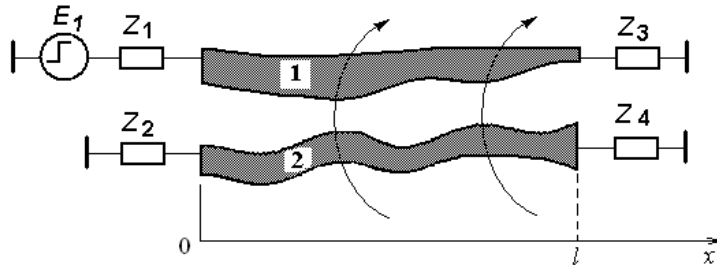


Рис. 4.1. Эквивалентная схема устройств формирования импульсов с заданной спектральной характеристикой

Получение импульсов с заданной спектральной характеристикой основывается на формировании соответствующего волнового процесса в нерегулярных связанных линиях, содержащих участки сильной и слабой связи. Эти участки расположены по координате x , вдоль которой распространяется система нормальных волн с различающимися фазовыми скоростями. Анализ квази-Т-волн в регулярных связанных полосковых линиях такого типа проведен в работах [4.21–4.24]. По отношению к рассматриваемым нерегулярным связанным линиям результаты этих и других работ применимы лишь для участков небольшой длины Δx . Решение для общего случая произвольной зависимости погонных параметров от координаты x , в том числе при наличии сосредоточенных неоднородностей, получено в работах [4.24, 4.25]. Амплитуды и коэффициенты нормальных волн в нерегулярных связанных линиях определяются в зависимости от координаты x , поэтому классическая форма общего решения телеграфных уравнений [4.13, 4.14] преобразуется к виду

$$U_{1,2}(x) = A_{1,2}(x) e^{\gamma(x)x}, \quad (4.1)$$

$$I_{1,2}(x) = B_{1,2}(x) e^{\gamma(x)x}, \quad (4.2)$$

где $A_{1,2}(x)$, $B_{1,2}(x)$ – матрицы амплитуд напряжений и токов синфазной и противофазной волн в первой (индекс 1) и второй (индекс 2) линиях; $\gamma(x)$ – матрица коэффициентов распространения синфазной и противофазной волн.

Воспользуемся результатами работ [4.24, 4.25] для определения параметров НСЛ. Отрезки НСЛ разбиваются равномерной сеткой по координате x с шагом Δx , который выбирается путем численного эксперимента. Первичные параметры участков отрезков НСЛ, образовавшихся в результате дискретизации структуры, будем считать постоянными внутри отрезка Δx . Обозначим через $k = 0, 1, 2, \dots, N$ номера узлов сетки. Полагаем, что условие постоянства первичных параметров выполняется на шаге k «вперед». Тогда первичные параметры связанных линий и сосредоточенных неоднородностей будут представлены множествами матриц индуктивностей \mathbf{L}_k , емкостей \mathbf{C}_k , сопротивлений \mathbf{R}_k , проводимостей \mathbf{G}_k .

Вычислив производную «вперед», переходим от системы телеграфных уравнений к системе алгебраических уравнений

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{C}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{G}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} \right\}, \quad (4.3)$$

где $\mathbf{U}_k, \mathbf{I}_k$ – матрицы напряжений и токов в точке k ; ω – круговая частота спектральной составляющей.

Формула (4.3) позволяет вычислить волновые параметры комбинированной нерегулярной структуры, построив рекурсивный алгоритм. Этот алгоритм не предусматривает нахождения коэффициентов распространения и амплитуд нормальных волн, вследствие чего позволяет существенно упростить решение, если каким-либо образом определены напряжения и токи хотя бы в одной точке k структуры.

Система уравнений (4.3) записана для полных напряжений и токов в связанных линиях, которые являются суперпозицией падающих и отраженных составляющих, т.е. $\mathbf{U}(x) = \mathbf{U}_{\text{пад}}(x) + \mathbf{U}_{\text{отр}}(x)$, $\mathbf{I}(x) = \mathbf{I}_{\text{пад}}(x) - \mathbf{I}_{\text{отр}}(x)$. Конечно-разностное уравнение (4.3) позволяет значительно упростить отыскание не только $\mathbf{U}(x)$ и $\mathbf{I}(x)$, но и их составляющих $\mathbf{U}_{\text{пад}}(x)$, $\mathbf{U}_{\text{отр}}(x)$, $\mathbf{I}_{\text{пад}}(x)$, $\mathbf{I}_{\text{отр}}(x)$, так как оно справедливо для обоих компонентов напряжений и токов:

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{U}_{k+1})_{\text{пад}} \\ (\mathbf{I}_{k+1})_{\text{пад}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \\ (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \\ \mathbf{C}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \\ \mathbf{G}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} \right\}; \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{U}_{k+1})_{\text{отр}} \\ -(\mathbf{I}_{k+1})_{\text{отр}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \\ -(\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} -\mathbf{L}_k(\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \\ \mathbf{C}_k(\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{R}_k(\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \\ \mathbf{G}_k(\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} \right\}. \quad (4.5)$$

Для решения системы (4.3) необходимо и достаточно определить значения напряжений \mathbf{U}_0 и токов \mathbf{I}_0 в сечении $x=0$, соответствующем значению $k=0$. Решать такую задачу целесообразно в матричной форме, как это сделано в работе [4.26]. Приведем последовательность расчета \mathbf{U}_0 , \mathbf{I}_0 на примере рассматриваемой эквивалентной схемы (см. рис. 4.1).

1. Выполняется дискретизация структуры путем покрытия равномерной сеткой с шагом Δx .

2. Находятся первичные параметры каждого элементарного отрезка Δx НСЛ в виде множеств матриц \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k , \mathbf{R}_k , \mathbf{G}_k .

3. Формируются матрицы передачи a_k для каждого элементарного отрезка Δx с номерами $k=0, 1, \dots, N-1$ [4.21, 4.22].

4. Определяется матрица передачи a_s отрезков НСЛ длиной l в виде произведения матриц a_k :

$$a_s = \prod_{k=0}^{N-1} a_k. \quad (4.6)$$

5. Формулируются граничные условия на входах и выходах многополюсника, представленного матрицей передачи a_s , используя значения E_1 , $z_1 - z_4$. В результате для вычисления напряжений и токов в точке $x=0$ образуется система четырех линейных алгебраических уравнений, сводящаяся благодаря известной связи напряжений и токов на входе и выходе к системе из двух алгебраических уравнений [4.24].

6. Решается полученная система и определяется \mathbf{I}_0 , а затем, используя граничные условия, вычисляется \mathbf{U}_0 :

$$\mathbf{I}_0 = \left[A2 \cdot (A1)^{-1} + \begin{pmatrix} z_1 & 0 \\ 0 & z_2 \end{pmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{U}_0 = \begin{bmatrix} -(I_0)_1 \cdot z_1 \\ -(I_0)_2 \cdot z_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \end{pmatrix},$$

где

$$A1_i = \begin{bmatrix} [(a_s)_{3,1} \cdot z_3 + (a_s)_{3,3}] & [(a_s)_{3,2} \cdot z_4 + (a_s)_{3,4}] \\ [(a_s)_{4,1} \cdot z_3 + (a_s)_{4,3}] & [(a_s)_{4,2} \cdot z_4 + (a_s)_{4,4}] \end{bmatrix};$$

$$A2_i = \begin{bmatrix} [(a_s)_{1,1} \cdot z_3 + (a_s)_{1,3}] & [(a_s)_{1,2} \cdot z_4 + (a_s)_{1,4}] \\ [(a_s)_{2,1} \cdot z_3 + (a_s)_{2,3}] & [(a_s)_{2,2} \cdot z_4 + (a_s)_{2,4}] \end{bmatrix}.$$

Поскольку вектор $\begin{bmatrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{bmatrix}$ определен, напряжения и токи в остальных

узлах сетки рассчитываются путем решения системы (4.3) с помощью рекурсивного алгоритма.

4.3. Анализ параметров. Экспериментальные данные

Анализ частотных и импульсных характеристик проводился на модели-прототипе устройства, выполненного на нерегулярных связанных полосковых линиях с зависимостью коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от координаты x (рис. 4.2).

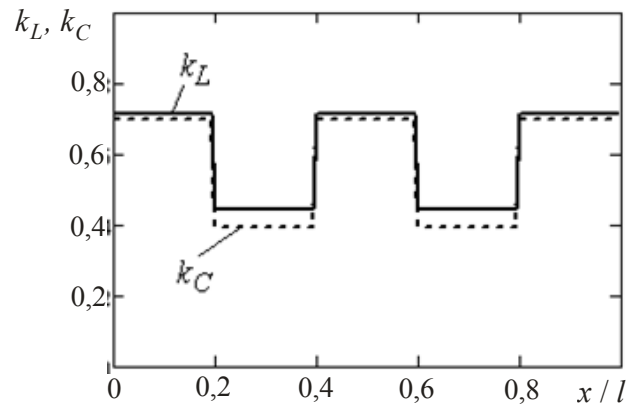


Рис. 4.2. Зависимость коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от нормированной координаты x/l

В качестве базовой структуры служила конструкция нерегулярных рельефных связанных полосковых линий (НРСПЛ) [4.25–4.30], поперечное сечение которых показано на рис. 4.3,а. Топология проводников, соответствующая выбранной зависимости $k_C(k)$, $k_L(x)$ (см. рис. 4.2), изображена на рис. 4.3,б.

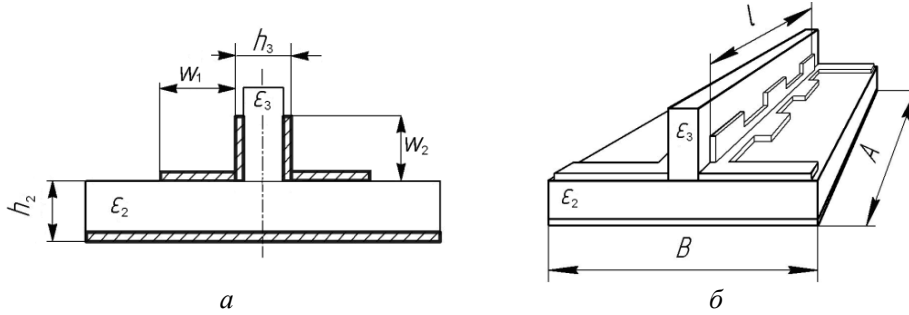


Рис. 4.3. Конструкция поперечного сечения рельефных связанных линий (а) и топология модели-прототипа устройства формирования импульсов (б)

Размеры проводников нерегулярных рельефных связанных линий модели-прототипа обозначены на рис. 4.3 и 4.4, а их значения даны в табл. 4.1.

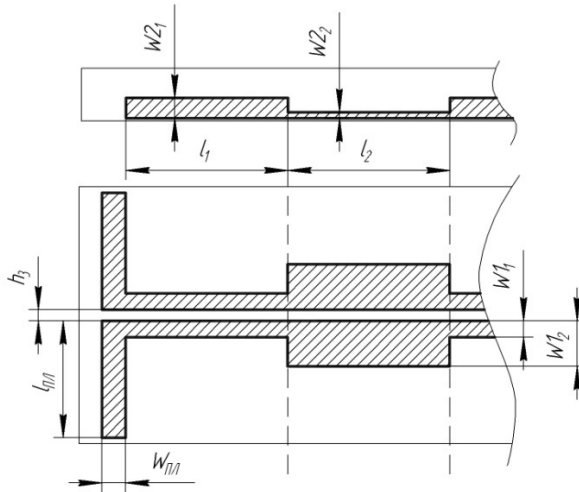


Рис. 4.4. Размеры полосок нерегулярных рельефных связанных линий

Расчет параметров модели-прототипа проводился с целью исследования закономерностей формирования импульсов в устройствах на

основе НРСПЛ. Расчетная модель в виде эквивалентной схемы показана на рис. 4.5. Схема разделена на три части, обозначенные римскими цифрами. Части I и III представляют собой регулярные несимметричные полосковые линии, матрицы передачи которых находятся по известным соотношениям [4.13]. Часть II – это отрезок нерегулярных связанных линий, основной элемент формирователя импульсов.

Таблица 4.1 – Параметры модели-прототипа

Параметр	Обозначение	Значение
Длина структуры, мм	A	214
Ширина структуры, мм	B	38
Толщина подложки, мм	h_2	2
Диэлектрическая проницаемость подложки	ε_2	5
Длина связанных линий, мм	l	200
Диэлектрическая проницаемость вертикальной вставки	ε_3	2,8
Длина гребня с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мм	l_1	40
Длина гребня с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мм	l_2	40
Зазор между связанными линиями, мм	h_3	0,52
Ширина горизонтального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мм	w_{11}	0,71
Ширина вертикального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мм	w_{21}	1,56
Ширина горизонтального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мм	w_{12}	2,05
Ширина вертикального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мм	w_{22}	0,45
Длина подводящей линии, мм	$l_{\text{ПЛ}}$	18,3
Ширина подводящей линии, мм	$w_{\text{ПЛ}}$	3,58

Через подводящую линию 1 импульс с генератора E_1 подается на нерегулярную связанную линию 3. Часть ответвленной энергии поступает в линию 4, другая часть проходит в линию 5. Требуемый импульсный сигнал выделяется на нагрузке z_2 . На нагрузке z_3 также получается импульсный сигнал, жестко связанный по времени с сигналом на выходе

линии 2. В идеальном случае вся мощность, обеспечиваемая генератором, попадает в нагрузки z_2, z_3 , а в линию 6 и соответственно в нагрузку z_4 энергия не проходит.

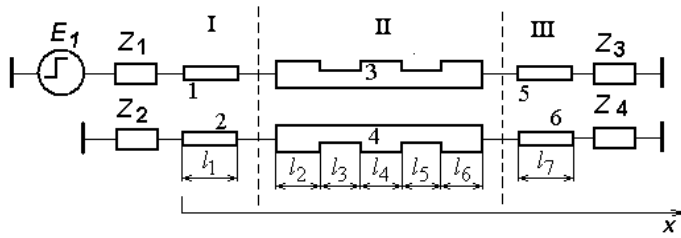


Рис. 4.5. Эквивалентная схема модели-прототипа формирователя импульсов

Для определения частотных характеристик устройства на нерегулярных связанных линиях отрезки этих линий с продольными размерами l_2, \dots, l_6 в соответствии с ранее описанным алгоритмом разбиваются на N регулярных элементарных отрезков Δl . Для каждого из этих отрезков методом сеток [4.31] находятся матрицы первичных параметров $\mathbf{C}_k, \mathbf{L}_k, k = 0, \dots, N-1$ [4.32]. Матрицы передачи элементарных отрезков a_k рассчитывались по соотношениям, полученным в работах [4.21, 4.22], с учетом неодинаковых коэффициентов распространения синфазной и противофазной составляющих нормальных волн.

Осуществив нормирование результирующей матрицы передачи отрезков НСЛ a_s , запишем классическую нормированную матрицу передачи A_s в клеточном виде, а затем перейдем к волновой матрице передачи [4.13]:

$$[T] = \begin{bmatrix} [1] & [1] \\ [1] & -[1] \end{bmatrix}^{-1} [A_s] \begin{bmatrix} [1] & [1] \\ [1] & -[1] \end{bmatrix},$$

где $[1]$ – единичная матрица размером 2×2 . Матрица коэффициентов рассеяния

$$[S] = \begin{bmatrix} [T_{ba}][T_{aa}]^{-1} & [T_{bb}] - [T_{ba}][T_{aa}]^{-1}[T_{ab}] \\ [T_{aa}]^{-1} & -[T_{aa}]^{-1}[T_{ab}] \end{bmatrix}.$$

Расчет и экспериментальные измерения проводились в частотной и во временной области. Частотные характеристики получены с помощью прибора OBZOR-103. Измерения частотных характеристик выполнялись в согласованном режиме в полосе частот от 300 кГц до 1,4 ГГц, а измерения во временной области – на установке, содержащей стробоскопический осциллограф Tektronix 11801B и измерительную головку SD-24. Установка содержит также генератор ступенчатого скачка напряжения с длительностью фронта порядка 70 пс и позволяет регистрировать отклик от устройства с частотой $256 \cdot 10^9$ выборок в секунду (длительность выборки 3,9 пс).

На рис. 4.6, 4.7 приведены частотные характеристики, полученные в результате моделирования и эксперимента. Наблюдается достаточно хорошее соответствие расчетных и экспериментальных данных.

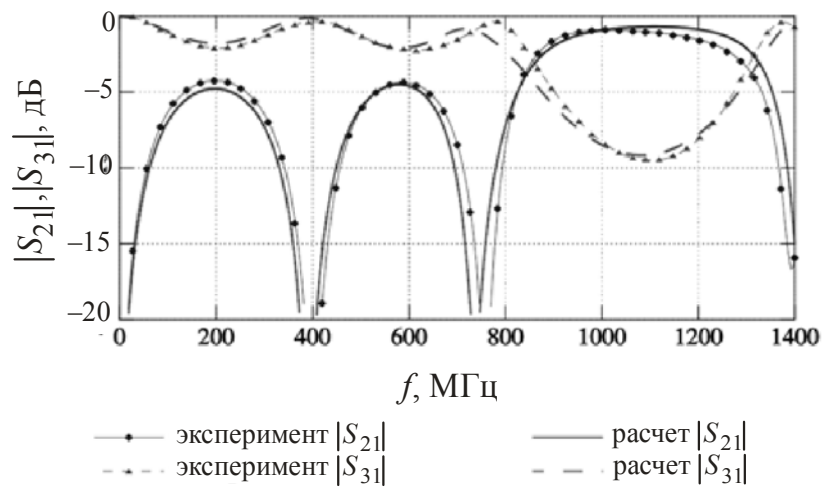


Рис. 4.6. Частотные зависимости коэффициентов передачи (модулей коэффициентов матрицы рассеяния $|S_{21}|$, $|S_{31}|$)

Из анализа частотных характеристик следуют важные выводы:

1) наблюдается периодичность зависимости $|S_{21}(f)|$ и $|S_{31}(f)|$ в диапазоне частот, соответствующем нарастанию $\arg(S_{31})$ до 360 град, т.е. до частоты, на которой длина участка связи линий соответствует длине волны;

2) на более высоких частотах периодичность нарушается и, судя по зависимости $|S_{21}(f)|$, происходит сложение обратных волн, распространяющихся по структуре НСЛ, в нагрузке z_2 ;

3) в исследуемой модели-прототипе в пределах отрезков l_2, \dots, l_6 первичные параметры зависят от продольной координаты ступенчато и структура является ступенчато-нерегулярной, поэтому вариация параметров внутри l_2, \dots, l_6 дает дополнительные степени свободы в изменении вида зависимости коэффициентов связи от x и в изменении их амплитуды. Следовательно, будут существенно изменяться частотные характеристики устройства в целом в пределах физически возможной реализации.

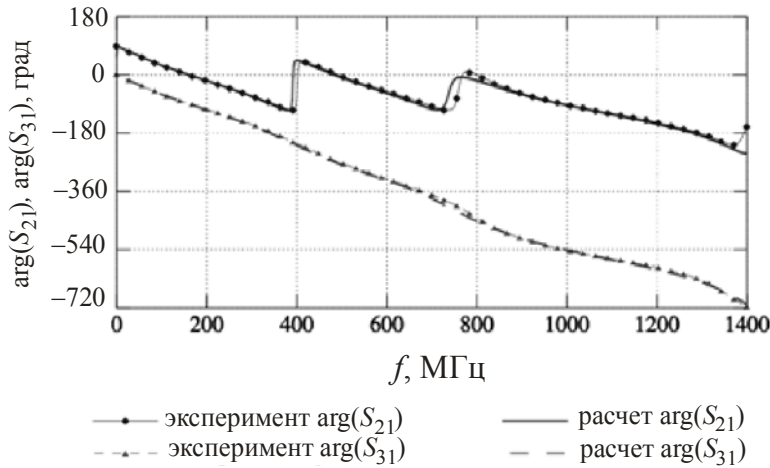


Рис. 4.7. Частотные зависимости вносимых фазовых сдвигов (фазы коэффициентов матрицы рассеяния S_{21}, S_{31})

Исследовались импульсные характеристики макета-прототипа (рис. 4.8). На вход устройства подавался сигнал от генератора с ЭДС E_1 , напряжение на нагрузке $z_1 - U_1(t)$. Импульс $U_1(t)$ имел фронт нарастания 0,1 нс. На выходе порта 3 напряжение $U_3(t)$ повторяет форму сигнала $U_1(t)$ с затянутым фронтом 0,6 нс (рис. 4.8,а). На рис. 4.8,б показана зависимость $U_2(t)$ – импульса, сформированного на нагрузке z_2 .

Фронт импульса $U_2(t)$ практически идентичен фронту $U_1(t)$, но импульс имеет три ярко выраженных максимума, что свидетельствует о механизме его образования за счет перекачки части энергии падающей волны в линии 1 в волну в линии 2, распространяющуюся в обратном направлении.

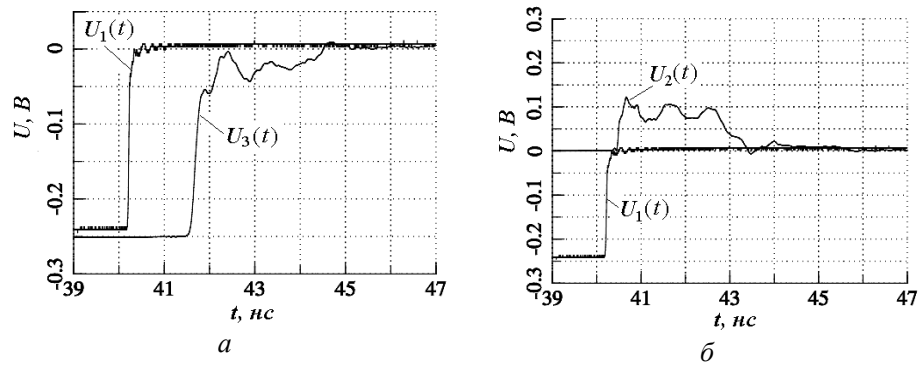


Рис. 4.8. Реакция устройства на ступенчатое изменение напряжения на входе

При этом четко просматривается задержка максимумов $U_2(t)$, обусловленная групповым временем запаздывания волны, сформированной на участках сильной связи между линиями (см. рис. 4.3).

4.4. Алгоритм синтеза

Выявленные на примере модели-прототипа закономерности формирования импульсов, а также численные эксперименты позволили разработать алгоритм синтеза устройств рассматриваемого типа на основе нерегулярных связанных линий. Его суть состоит в следующем.

1. Задается форма импульса $U_2(t)$, который необходимо получить на выходе линии 2 (см. рис. 4.5) при известных параметрах исходного импульса $E_1(t)$.

2. По заданным функциям $U_2(t)$ и $E_1(t)$ проводится спектральный анализ входного и выходного сигналов. Затем определяется коэффициент передачи $S_{21}(f)$, например с помощью пакета Signal-CAD, предназначенного для решения задач исследования и инженерного анализа негармонических волн и устройств, реализующих заданную обработку сигналов [4.33].

3. В предположении, что на выход линии б в нагрузку z_4 сигнал не поступает, вычисляются спектральные характеристики функции напряжения $U_3(t)$ и затем рассчитывается коэффициент передачи $S_{31}(f)$.

4. Решается обратная задача вычисления множества матриц погонных параметров \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k в предположении, что $\mathbf{R}_k = \mathbf{G}_k = 0$. Для этого

строится система уравнений в матричной форме, которая определена на множестве частот f_i , где i – номер гармоники в спектральном разложении функций напряжений, определенных ранее:

$$\begin{bmatrix} U_1(f_i) \\ U_2(f_i) \\ I_1(f_i) \\ I_2(f_i) \end{bmatrix} = \prod_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \begin{bmatrix} U_3(f_i) \\ U_4(f_i) \\ I_3(f_i) \\ I_4(f_i) \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Система (4.7) упрощается, если пренебречь энергией, поступающей в нагрузку z_4 . В этом случае имеем

$$\begin{bmatrix} U_1(f_i) \\ U_2(f_i) \\ I_1(f_i) \\ I_2(f_i) \end{bmatrix} = \prod_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \begin{bmatrix} U_3(f_i) \\ 0 \\ I_3(f_i) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Используя граничные условия в точках $x=0$ и $x = \sum_{i=2}^m l_i$, преобразуя систему (4.8), получаем функцию $\Psi(f)$, которая в неявной форме зависит от элементов матриц $\mathbf{L}_k, \mathbf{C}_k$:

$$\Psi(f) = (1 - z_2^{-1}) \cdot S_{21}(f) - (a_{S21}(f) + a_{S23}(f) \cdot z_3^{-1} + a_{S41}(f) + a_{S43}(f) \cdot z_3^{-1}) \cdot S_{31}(f). \quad (4.9)$$

Минимизация функции $\Psi(f)$ путем вариации элементов $\mathbf{L}_k, \mathbf{C}_k$ приводит к синтезу топологии нерегулярных связанных полосковых или микрополосковых линий и в конечном итоге устройства формирования импульсов заданной формы и с заданными спектральными характеристиками. При этом, если $|\Psi(f)| \rightarrow 0$, то автоматически обеспечивается условие $S_{41}(f) \rightarrow 0$.

5. Решается задача определения геометрических размеров структуры [4.32]. Ее суть заключается в получении функции, аппроксимирующей связь между первичными параметрами и геометрическими размерами поперечного сечения нерегулярных связанных линий в каждом k -м сечении. Рельефные связанные микрополосковые линии (РСМПЛ) обеспечивают

возможность вариации коэффициентов электрической и магнитной связи в широких пределах: от величины, близкой к нулю, до значения, близкого к единице.

Используем конструкции РСМПЛ, показанные на рис. 4.3,а и рис. 4.9.

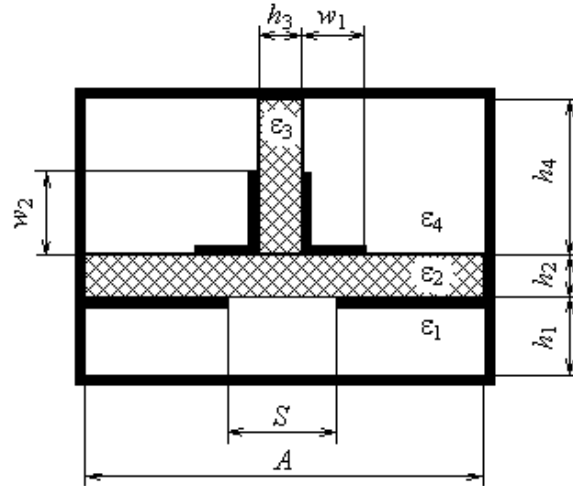


Рис. 4.9. Рельефные связанные микрополосковые линии с зазором в заземляемом основании

Обозначим размеры РСМПЛ в соответствии с рис. 4.9. Опустив индекс k , запишем исходные данные в виде матриц погонных параметров:

емкостей $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix}$, индуктивностей $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix}$. Матрица \mathbf{L}

определяется через матрицу емкостей $\mathbf{C}(1)$ структуры, заполненной воздухом: $\mathbf{L} = c^{-2} (\mathbf{C}(1))^{-1}$, где c – скорость света.

Будем считать, что связанные линии имеют одинаковые параметры и справедливы равенства $C_{11} = C_{22}$, $L_{11} = L_{22}$, $C(1)_{11} = C(1)_{22}$. Поскольку элементы матрицы \mathbf{L} определяются через матрицу $\mathbf{C}(1)$, число исходных электрических параметров для решения поставленной задачи составляет $N = 4$, а именно: C_{11} , C_{12} , $C(1)_{11}$, $C(1)_{12}$. Количество неизвестных параметров $n = 12$: $w_1, w_2, s, A, h_1, \dots, h_4, \epsilon_1, \dots, \epsilon_4$. Очевидно, что точное решение задачи определения геометрических параметров и диэлектрических свойств подложек, если $n > N$, невозможно, поэтому в процессе постановки задачи необходимо уменьшить число n до приемлемого значения.

Синтез размеров РСМПЛ предполагает, что при проектировании у разработчика нет полного набора исходных данных ни о геометрических размерах, ни о свойствах материалов подложек. Но с другой стороны, всегда существуют ограничения на выбор размеров и типов подложек. Это значительно облегчает постановку задачи определения геометрических параметров подложек.

Рассматриваемые связанные микрополосковые линии обладают отличительными особенностями:

1) составляющие погонных емкостей полосок на горизонтально и вертикально ориентированных подложках в различной степени зависят от размеров w_1 и w_2 при прочих равных условиях;

2) наличие зазора в заземляемом основании и воздушного промежутка между ним и экраном снижает собственные частичные емкости преимущественно горизонтальных полосок с размером w_1 ;

3) ортогональное расположение диэлектрических подложек и соответственно полосок при вариации ϵ_2 и ϵ_3 позволяет в различной степени изменять частичную емкость C_{10} между проводниками и заземляемым основанием и взаимную емкость C_{12} между проводниками.

Расчет первичных параметров проводился тремя методами: конформных отображений, методом сеток и методом моментов. При этом ставилась задача вне зависимости от выбранного метода обосновать алгоритм синтеза размеров по заданным первичным параметрам.

Алгоритм решения задачи определения размеров w_1, w_2 в виде последовательности шагов состоит в следующем.

1. Задаются исходные значения емкостей РСМПЛ $C_{10}^{(0)}, C_{12}^{(0)}, C(1)_{10}^{(0)}, C(1)_{12}^{(0)}$, где $C_{10}^{(0)}, C(1)_{10}^{(0)}$ — частичные собственные емкости полосок на заземляемое основание при реальном и воздушном заполнении поперечного сечения соответственно.

2. Исходя из конструктивных и технологических ограничений, задаются параметры $A, h_1, \dots, h_4, \epsilon_1, \dots, \epsilon_4, s = 0$.

3. Проводится численная проверка существования решения. С этой целью на шаге 1 на горизонтальной подложке размещается «зародыш» в виде достаточно узких полосок так, как это показано на рис. 4.10, а. Вычисляются значения емкостей $C_{10}^{(1)}, C_{12}^{(1)}, C(1)_{10}^{(1)}, C(1)_{12}^{(1)}$. Затем полоски «выращиваются» до предельного значения (показано пунктирной линией) и определяются емкости $C_{10}^{(2)}, C_{12}^{(2)}, C(1)_{10}^{(2)}, C(1)_{12}^{(2)}$. На шаге 2 возвращаемся

к первоначальному размеру горизонтальной полоски и разрешаем рост вертикальных полосок в соответствии с рис. 4.10, б. Получаем значения емкостей $C_{10}^{(3)}$, $C_{12}^{(3)}$, $C(1)_{10}^{(3)}$, $C(1)_{12}^{(3)}$ и $C_{10}^{(4)}$, $C_{12}^{(4)}$, $C(1)_{10}^{(4)}$, $C(1)_{12}^{(4)}$. На шагах 1, 2 проверяются условия попадания всех заданных емкостей в интервал их изменения при вариации размера вертикальных полосок. Условия существования решения:

$$C_{10}^{(0)} \in (C_{10}^{(1)}, C_{10}^{(2)}); C(1)_{10}^{(0)} \in (C(1)_{10}^{(1)}, C(1)_{10}^{(2)});$$

$$C_{12}^{(0)} \in (C_{12}^{(3)}, C_{12}^{(4)}); C(1)_{12}^{(0)} \in (C(1)_{12}^{(3)}, C(1)_{12}^{(4)}).$$

Если эти условия выполняются, то принимается решение о нахождении более точного соответствия параметров тем или иным методом в более узком интервале вариации размеров горизонтальных и вертикальных полосок. В противном случае переходим к шагу 3: возвращаемся в диапазон размера вертикальных полосок, в наибольшей степени соответствующий поставленным условиям.

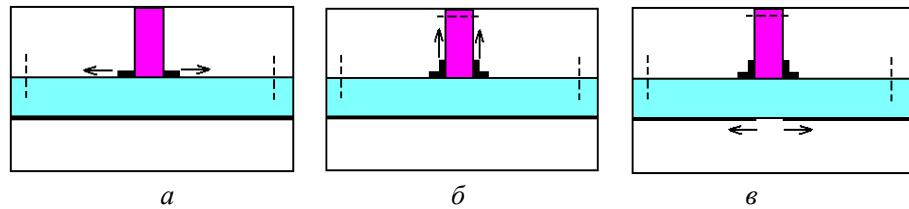


Рис. 4.10. «Выращивание» полосок структуры

Разрешаем рост зазора S в заземляемом основании (рис. 4.10, в). Проверяем условия попадания всех емкостей в интервал их изменения при вариации зазора. Если данное событие не состоялось, то изменяем исходные параметры и процедура повторяется пошагово.

4. Учитывая, что емкости $C_{10}^{(0)}$, $C(1)_{10}^{(0)}$ в большей степени зависят от размера w_1 , в результате решения обратной задачи методом конформных отображений определяем зависимость w_1 от $C_{10}^{(0)}$:

$$w_1 = \frac{h_2}{\pi} \operatorname{arcsch} \left(- \left(b(1 - ke^2) / (ke^2) \right) + \operatorname{ch}(\pi\alpha) \right) - \alpha h_2,$$

где ke – модуль полных эллиптических интегралов первого рода, определяемый из отношения

$$K'/K = C_{10}^{(0)} / (\varepsilon_0 \varepsilon_2);$$

$$\alpha = (h_3/2 + ih_2)/h_2;$$

$$b = \left| -\operatorname{ch}(\pi s/2h_2) + \operatorname{ch}\left(\pi(h_3/2 + ih_2)/h_2\right) \right|.$$

5. По заданной емкости $C_{12}^{(0)}$ находим

$$w_2 = h_3/\pi \cdot \operatorname{arcch}(2ke/(1-ke)),$$

где ke – модуль эллиптического интеграла, определяемый из условия $K(ke)/K(ke') = C_{12}^{(0)}/(\varepsilon_0 \varepsilon_3)$.

Найденные параметры РСМПЛ являются начальным приближением, которое используется при оптимизации на основе численных методов расчета матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} .

Как уже отмечалось, для нерегулярных РСМПЛ матрицы \mathbf{C} , \mathbf{L} зависят от продольной координаты x , поэтому процедура синтеза размеров повторяется n раз (n – число узлов сетки, покрывающей проводники в продольном направлении).

По представленным алгоритмам с учетом знаний о свойствах модели-прототипа синтезирована топология устройства, формирующего импульс на нагрузке z_2 , показанный на рис. 4.11 в виде зависимости $U_2(t)$.

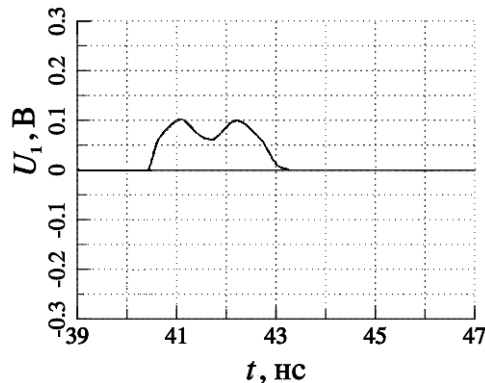


Рис. 4.11. Зависимость $U_2(t)$, формируемая синтезируемым устройством

Входной импульс $U_1(t)$ при этом брался в соответствии с рис. 4.8, а. Синтез элементов \mathbf{C}_k , \mathbf{L}_k показал, что зависимость коэффициентов

связи, физически реализуемая в конструкции НРСПЛ, имеет вид, показанный на рис. 4.12. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициентов S_{21} , S_{31} матрицы рассеяния представлены на рис. 4.13, а сформированные импульсные характеристики – на рис. 4.14.

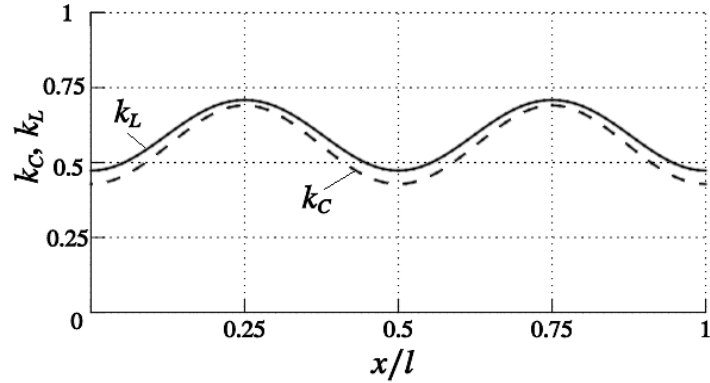


Рис. 4.12. Зависимость коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от нормированной координаты x/l синтезируемого формирователя импульсов

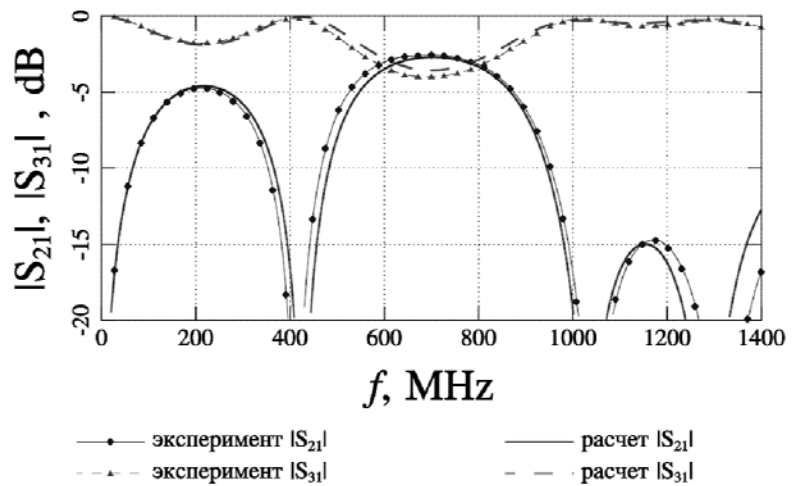


Рис. 4.13. Частотные зависимости коэффициентов передачи (модулей коэффициентов матрицы рассеяния $|S_{21}|$, $|S_{31}|$), полученные в результате синтеза устройства

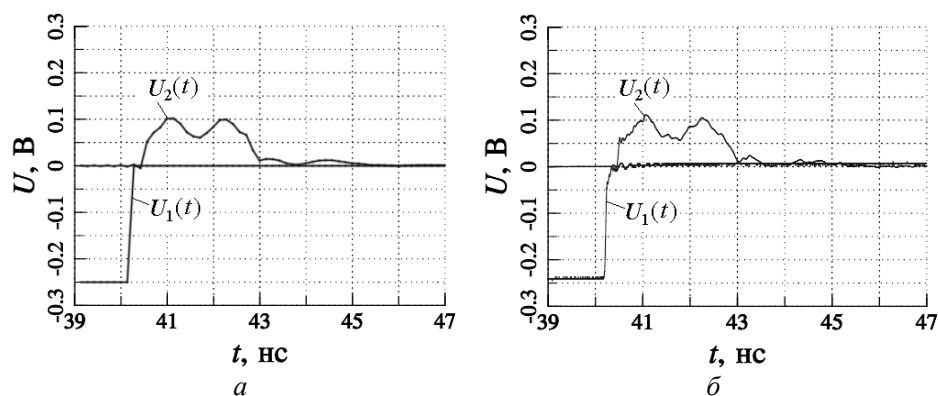


Рис. 4.14. Расчетные (а) и экспериментальные (б) зависимости напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$, полученные в результате синтеза

Литература к разделу 4

4.1. Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра / В.А. Котельников // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 7. – С. 773–780.

4.2. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности / И.Я. Иммореев // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 1998. – № 4. – С. 25–56.

4.3. Вернигоров Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами / Н.С. Вернигоров // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 10. – С. 1181–1185.

4.4. Об использовании сверхширокополосных сигналов на скоростных линиях радиосвязи / Г.Я. Шайдуров [и др.] // Труды международной научно-технической конференции «Спутниковые системы связи и навигации», Красноярск, 30 сентября – 3 октября 1997 г. – Красноярск, 1997. – Т. 1. – С. 66–71.

4.5. Scholtz R.A. Time-hopping SSMA techniques for impulse radio with an analog modulated data subcarrier / R.A. Scholtz, M.Z. Win, L.W. Fullerton // Proceedings of the IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), Mainz, Germany, September 22–25. – 1996. – P. 359–364.

4.6. Withington P. Impulse Radio Overview / P. Withington. – URL: http://www.time-domain.com/paper_iro.html.

- 4.7. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко [и др.] ; под ред. В.Н. Ильюшенко. – М. : Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.
- 4.8. Штейншлейгер В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами / В.Б. Штейншлейгер // Успехи физических наук. – 1984. – Т. 142, вып. 1. – С. 131–145.
- 4.9. Семенов Э.В. Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности / Э.В. Семенов // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике : сб. докл. всерос. науч. конф. – Муром, 2003. – С. 99–103.
- 4.10. Пат. 2263929 С1 Российская Федерация, G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Э.В. Семенов. – № 2004110640; заявл. 07.04.2004; опубл. 10.11.2005, Бюл. № 31; приоритет 07.04.2004.
- 4.11. Семенов Э.В. Особенности импульсных последовательностей, формируемых фазовыми фильтрами на основе С-секций с периодической характеристикой группового времени запаздывания / Э.В. Семенов, А.Н. Маничкин, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 27–30.
- 4.12. Пат. на полезную модель 79355 Российская Федерация. Модальный фильтр / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, И.Г. Бевзенко, И.Е. Самотин, П.Е. Орлов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, И.С. Костарев. – Заявка 2008127527/22(033781) ; приоритет 07.07.2008; опубл. 27.12.2008, Бюл. № 36.
- 4.13. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М. : Связь, 1971. – 352 с.
- 4.14. Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б.М. Кац, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн; под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984. – 288 с.
- 4.15. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи / Э.Г. Влостовский // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.
- 4.16. Белуга И.Ш. Программа расчета нормальных квази-ТЕМ-волн в N -полосковой линии с тонкими проводниками / И.Ш. Белуга // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1977. – Вып. 9. – С. 125–127.
- 4.17. Беляев Б.А. Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов: препринт № 695 Ф. ИФ СО АН СССР / Беляев Б.А., Тюрнев В.В. – Красноярск, 1991. – 43 с.

4.18. Аристархов Г.М. Эквивалентное модовое представление микрополосковых фильтров на основе многопроводных линий с неравными фазовыми скоростями / Г.М. Аристархов, В.П. Чернышев // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, № 12. – С. 2289–2297.

4.19. Вершинин И.М. Применение метода возмущений для расчета элементов матрицы передачи многопроводной линии в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Радиотехника и электроника. – 1980. – Т. 25. – С. 1079–1080.

4.20. Малютин Н.Д. Синтез полосковых устройств для аналоговой обработки сверхширокополосных сигналов / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов // Известия вузов. Электроника. – 1998. – № 3. – С. 95–101.

4.21. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.

4.22. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

4.23. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев; под. ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.

4.24. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.

4.25. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Сб. докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: Институт оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 1. – С. 125–128.

4.26. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин [и др.] // Материалы международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

4.27. Шлее В.Р. Рельефные связанные микрополосковые линии / В.Р. Шлее, А.В. Ефименко, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1064–1071.

4.28. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure / Y. Konishi [et al.] // The Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – № 6.

4.29. Реберно-диэлектрическая линия и некоторые устройства на ее основе / В.И. Гвоздев [и др.] // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35, №3. – С. 465–478.

4.30. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.

4.31. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. / В. Фуско. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

4.32. Малютин Н.Д. Синтез нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий методом «выращивания» / Н.Д. Малютин, А.А. Ильин, А.Г. Лоцилов // 20-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымиКо'2010): материалы конференции. – Севастополь: Вебер. – 2010. – Т. 2. – С. 745–747.

4.33. Малютин Н.Д. Пакет Signal-CAD. Решение задач исследования и инженерного анализа негармонических волн и устройств, реализующих заданную обработку сигналов / Н.Д. Малютин. – Томск : Изд-во Том. ун-та, 1996. – 38 с.

Вопросы для самопроверки

1. Назовите предпосылки к возникновению задачи синтеза устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками.

2. Опишите алгоритм расчета формы сигналов на входе и выходах устройства формирования.

3. Опишите конструкцию отрезка нерегулярной рельефной связанной полосковой линии.

4. В чем достоинства и недостатки описанной конструкции?

5. Как связаны классическая нормированная матрица передачи и волновая матрица передачи многополюсника?
6. Как связаны между собой волновые матрицы передачи и рассеяния многополюсника?
7. В чем состоит алгоритм синтеза устройств формирования сигналов рассмотренного типа?

5. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией

5.1. Постановка задачи экстракции эквивалентных первичных параметров по данным измерений

Как известно [5.1–5.4], связанные линии (СЛ), отличительным конструктивным признаком которых является неравенство длины проводников в области связи, характеризуются неравенством и дисперсией фазовых скоростей нормальных волн. К связанным линиям такого класса относятся, например, меандровая линия, перекрытая сплошной полоской [5.1], СЛ типа витая пара в экране [5.5] и др. Рассмотрим решение задачи экстракции первичных параметров СЛ по данным измерения матриц рассеяния в частотном диапазоне, а также построения модели связанных линий, в которой используются полученные эквивалентные первичные параметры.

Одним из способов определения первичных параметров СЛ является измерение матриц коэффициентов рассеяния s устройств, содержащих связанные линии, на современных приборах: векторных анализаторах цепей при воздействии ЛЧМ-сигналов [5.6], импульсных векторных анализаторах цепей [5.7–5.9]. При этом первичные параметры (матрицы емкостей C , индуктивностей L , сопротивлений R и проводимостей G) связанных линий определяются лишь косвенно. Определение C , L , R и G с помощью $LCRG$ -измерителей, если в связанных проводниках имеет место частотная зависимость первичных параметров, некорректно, поскольку изменение частоты приводит к изменению электрической длины линий передачи. В этом случае прямыми измерениями получают уже не величины C , L , R и G , а зависящие от них вторичные параметры.

Исходя из сказанного, требуется разработать метод экстракции первичных параметров, базирующийся на получении данных измерения матрицы s в заданном диапазоне частот и данных расчета матриц C , L , R , G на низких частотах, при которых электрическая длина проводников не превышает значения порядка 0,05 рад. Возникающее при такой постановке задачи противоречие в определении первичных параметров (согласно теории Т-волн параметры C , L не должны зависеть от частоты [5.10–5.12]) устраняется введением эквивалентных первичных параметров.

Критерий корректности отыскания эквивалентных первичных параметров – соответствие матриц s , рассчитанных и экспериментально полученных в определенном диапазоне частот. При этом за основу берется модель для анализа квази-Т-волн в связанных линиях, позволяющая учитывать потери и дисперсию фазовых скоростей нормальных волн [5.2–5.4].

5.2. Исходные данные для определения первичных параметров по результатам измерения матричных параметров

Измерение матричных параметров, в частности матрицы s , в настоящее время наиболее распространено при несимметричной схеме включения проводников связанных линий, так как выход генератора и сигнальные входы анализаторов цепей – коаксиальные. В соответствии с этим эквивалентная схема связанных линий представляется в виде восьмиполюсника (рис. 5.1).

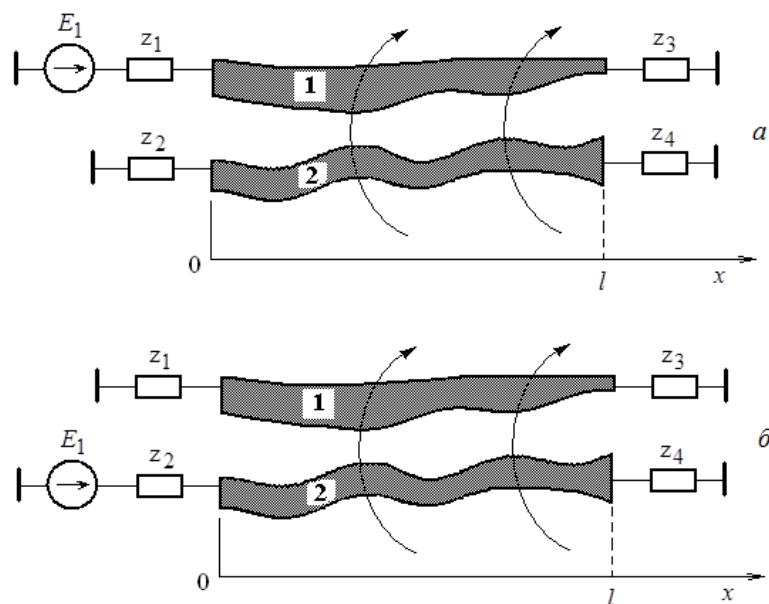


Рис. 5.1. Эквивалентная схема отрезка связанных линий

Связанные линии в общем случае нерегулярные, проводники 1, 2 имеют произвольные зависимости первичных параметров от продольной координаты x . Сигнал генератора с ЭДС E_1 подается на порт 1

(рис. 5.1,*a*) либо на порт 2 (рис. 5.1,*б*) в зависимости от того, какие матричные параметры определяются. Связанные линии 1, 2 нагружены на известные сопротивления $z_1 - z_4$. Нагрузки z_1, z_2, z_3, z_4 выбираются таким образом, чтобы потери на отражение со стороны генератора были минимальны. При использовании тракта 50 Ом при анализаторе цепей целесообразно взять $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = 50$ Ом, что и было сделано в процессе измерений.

В качестве объекта исследований выбран кабель КВСФМ-75, представляющий витую пару в экране (рис. 5.2). Данный тип связанных линий представляет определенную сложность для анализа по следующим причинам. Размеры проводников, слоя диэлектрика и особенно форма внешней оплетки витой пары достаточно сильно отличаются от той идеальной формы, которая изображена на рис. 5.2.

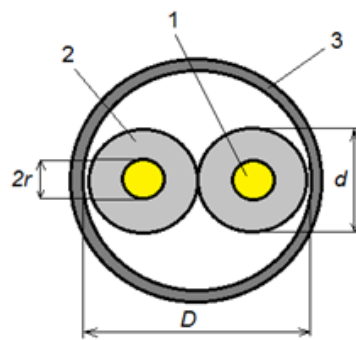


Рис. 5.2. Конструкция поперечного сечения витой пары в экране:
 1 — многожильный проводник;
 2 — изоляция проводника с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ;
 3 — внешний экран (оплетка)

Это связано как с технологией изготовления кабеля, так и с особенностями конструкции. Например, практически в любом сечении внешний экран деформируется, приобретая форму эллипса по внешним обводам изоляции проводников.

В поперечном и продольном сечениях проводники и изоляция несимметричны, имеют отличия в размерах. Поэтому ясно, что витая пара, являясь системой трех связанных проводников (два внутренних проводника и внешний экран), представляет нерегулярную структуру. Точный анализ таких структур труден по причине сложности определения конструктивных размеров в любом сечении связанных проводников. Поэтому примем допущение о возможности вычисления первичных параметров по результатам измерения рабочих характеристик отрезка витой пары. При таком подходе, тем не менее, необходим расчет или измерение матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} , \mathbf{R} и \mathbf{G} на низких частотах, чтобы получить начальное квазистатическое приближение для определения первичных параметров. Эти матрицы

также берутся в качестве исходных при сравнении экспериментальных и расчетных параметров рассеяния в процессе решения поставленной задачи – определения эквивалентных первичных параметров связанных линий с учетом потерь и дисперсии.

Рассмотрим теперь некоторые результаты получения исходных данных для экстракции параметров связанных линий. Расчет первичных параметров проводился с помощью программы TALGAT [5.13, 5.14] при следующих размерах связанных проводников: $2r = 0,35$ мм, $d = 0,7$ мм, $D = 1,4$ мм, $\varepsilon_{r1} = 2,1$. Результаты вычисления матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 113,9450 & -19,4784 \\ -19,4784 & 113,9450 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,209294 & 0,034877 \\ 0,034877 & 0,209294 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м.}$$

Матрицы \mathbf{R} и \mathbf{G} взяты следующие:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,6 & 0,05 \\ 0,05 & 0,6 \end{bmatrix} \text{ Ом/м}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 0 & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{ См/м.}$$

Измерение коэффициентов матрицы рассеяния s проводилось на векторном анализаторе цепей «Обзор-103» и импульсном векторном анализаторе Р4-И-01 [5.6, 5.7]. Расчет частотных зависимостей параметров выполнялся матричным методом на основе работ [5.12, 5.15, 5.16]. Сравнение результатов измерения и расчета частотных зависимостей $|s_{11}|$, $|s_{21}|$, $|s_{31}|$, $|s_{41}|$ показано на рис. 5.3–5.6. Наибольшее расхождение частотных зависимостей наблюдается для коэффициента передачи $|s_{31}|$, что характерно при анализе связанных линий с потерями [5.16, 5.17].

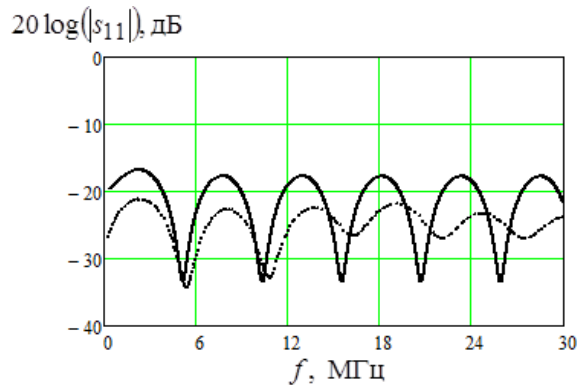


Рис. 5.3. Частотная зависимость коэффициента отражения s_{11}

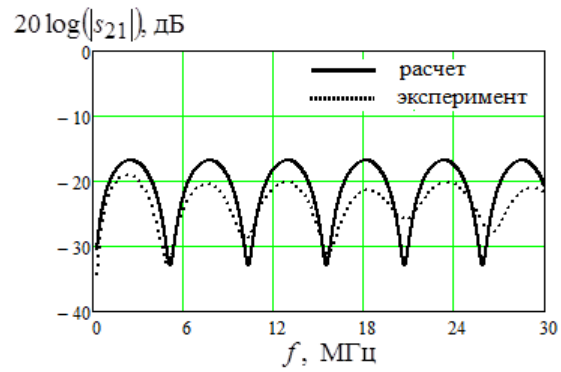


Рис. 5.4. Частотная зависимость коэффициента передачи s_{21}

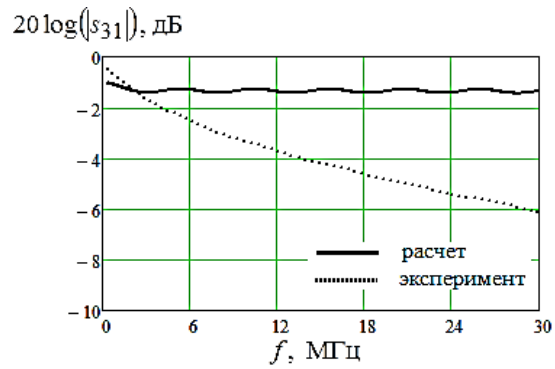


Рис. 5.5. Частотная зависимость коэффициента передачи s_{31}

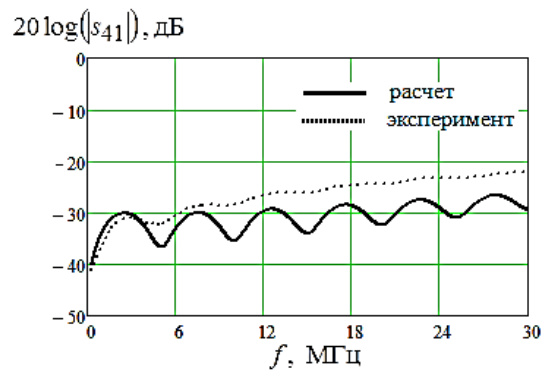


Рис. 5.6. Частотная зависимость коэффициента передачи s_{41}

5.3. Получение частотно-зависимой матрицы сопротивлений R

Воспользуемся физически обоснованным фактором, что частотная зависимость $|s_{31}|$ вызвана преимущественно увеличением коэффициентов R_{11} , R_{22} матрицы \mathbf{R} с ростом частоты. При этом влиянием на другие элементы матрицы s можно пренебречь в силу относительно небольших потерь. Поскольку несимметрия связанных линий мала, на первом этапе отыскания коэффициентов матрицы \mathbf{R} полагаем $R_{11} = R_{22}$. Запишем в виде неравенства уравнение для определения R_{11} :

$$\left| 20 \log |s_{31}^3(f)| - \left| 20 \log |s_{31}^p(f)| \right| \right|_{\text{var } R_{11}} \leq \delta_{31}, \quad (5.1)$$

где $s_{31}^3(f)$ — экспериментальная зависимость коэффициента передачи от частоты f ; $s_{31}^p(f)$ — рассчитанная зависимость коэффициента передачи от частоты f ; δ_{31} — допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента передачи от частоты f .

Варьирование R_{11} осуществляется на равномерной сетке. Решением соотношения (5.1) является множество частот f_j , $j = 0, 1, \dots, m$, которые соответствуют элементам множества R_{11j} . Величина m зависит от шага изменения коэффициента R_{11} : $\Delta R_{11} = R_{11(j+1)} - R_{11j}$. Выбор начального значения R_{110} , соответствующего минимальной частоте f_0 , может не удовлетворять решению (5.1), так как R_{110} не определяется экспериментально, а берется лишь его оценочное значение исходя из опыта или в результате расчета. Поэтому следует эту точку рассматривать особо и запускать процедуру поиска R_{110} отдельно. Один из способов нахождения R_{110} состоит в том, что организуется вспомогательный цикл для прохождения R_{11} от заранее заниженного начального значения до получения R_{110} , соответствующего частоте f_0 , на которой достигнуто значение $s_{31}^3(f_0)$ с заданным допуском δ_{31} . Далее решение (5.1) ищется путем изменения R_{11j} с шагом ΔR_{11} до достижения максимальной частоты f_m диапазона частот, в котором были измерены s -параметры.

Реализация алгоритма определения R_{11j} путем обработки данных, показанных на рис. 5.5, позволила получить соответствие множества значений R_{11j} и f_j , $j = 0, 1, \dots, 13$, в результате решения неравенства (5.1) (табл. 5.1).

Таблица 5.1 – Результат восстановления элемента R_{11j} матрицы **R**

R_{11j} , Ом/м	0,3	0,5	0,7	0,9	1,1	1,3	1,5
f_j , МГц	0,60	1,80	2,92	4,05	5,23	7,19	9,09
R_{11j} , Ом/м	1,7	1,9	2,1	2,3	2,5	2,7	2,9
f_j , МГц	11,3 0	13,7 8	16,7 0	19,4 9	22,6 5	25,8 8	29,3 9

Зависимость $R_{11}(f)$ во всем диапазоне изменения частоты f построена посредством сплайн-аппроксимации (рис. 5.7).

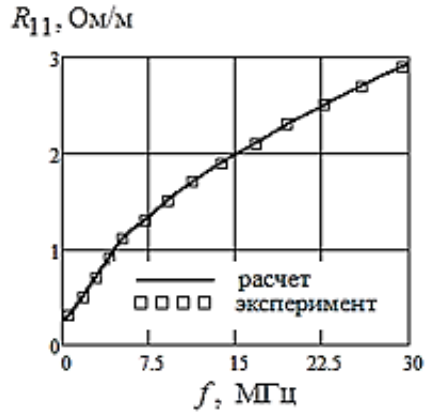


Рис. 5.7. Частотная зависимость коэффициента R_{11}

Использование полученной функции $R_{11}(f)$ при расчете $|s_{31}(f)|$ дало совпадение с экспериментальными результатами в пределах погрешности δ_{31} . Определим матрицы **C**, **L** без учета дисперсии на низких частотах. Анализ характера несоответствия расчетных и экспериментальных зависимостей $|s_{11}|$, $|s_{21}|$, $|s_{31}|$, $|s_{41}|$ позволяет сформировать систему уравнений в виде неравенств, решение которых дает второе приближение

для элементов C_{11}, C_{12} матрицы \mathbf{C} и L_{11}, L_{12} матрицы \mathbf{L} (считаем, что матрицы \mathbf{C}, \mathbf{L} – симметричные):

$$\left| \max \left(20 \log |s_{11}^3(f)| \right) - \max \left(\left| 20 \log |s_{11}^p(f)| \right| \right) \right| \leq \delta_{11}; \quad (5.2)$$

$$\left| \max \left(20 \log |s_{21}^3(f)| \right) - \max \left(\left| 20 \log |s_{21}^p(f)| \right| \right) \right| \leq \delta_{21}, \quad (5.3)$$

где $s_{11}^3(f)$ – экспериментальная зависимость коэффициента отражения от частоты f ; $s_{11}^p(f)$ – рассчитанная зависимость коэффициента отражения от частоты f ; $s_{21}^3(f)$ – экспериментальная зависимость коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f ; $s_{21}^p(f)$ – рассчитанная зависимость коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f ; δ_{11} – допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента отражения от частоты f ; δ_{21} – допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f .

Заметим, что в соотношениях (5.2) и (5.3) берутся максимальные значения соответствующих параметров на низкой частоте (первые экстремумы на графиках рис. 5.3 и 5.4), поскольку именно эти максимальные значения определяются параметрами $C_{11}, C_{12}, L_{11}, L_{12}$ и их отношением.

В результате получено второе приближение матриц \mathbf{C}, \mathbf{L} :

$$C = \begin{bmatrix} 108,248 & -14,609 \\ -14,609 & 108,248 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}; \quad L = \begin{bmatrix} 0,234 & 0,028 \\ 0,028 & 0,234 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м}.$$

5.4. Получение матрицы L с учетом дисперсии

Анализ и сравнение рассчитанных и экспериментальных графиков $|s_{11}(f)|$, $|s_{21}(f)|$, $\arg(s_{31}(f))$ показывает, что фазовая скорость распространения связанных волн в СЛ зависит от частоты (рис. 5.8). Поэтому следующий этап реализации алгоритма направлен на решение задачи определения эквивалентных первичных параметров, ответственных за дисперсию.

В рассматриваемом случае решалось уравнение (5.2), в основе которого лежит критерий соответствия расчетного фазового сдвига $\arg(s_{31}(f))$ экспериментальным данным:

$$\left| \arg(s_{31}^3(f)) - \arg(s_{31}^p(f)) \right|_{\text{var } L_{11}, L_{12}} \leq \delta\varphi_{31}, \quad (5.4)$$

где $\arg(s_{31}^3(f))$ — экспериментальная зависимость фазы коэффициента передачи s_{31} от частоты f ; $\arg(s_{31}^p(f))$ — рассчитанная зависимость фазы коэффициента передачи s_{31} от частоты f ; $\delta\varphi_{31}$ — допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей фазы коэффициента передачи s_{31} от частоты f .

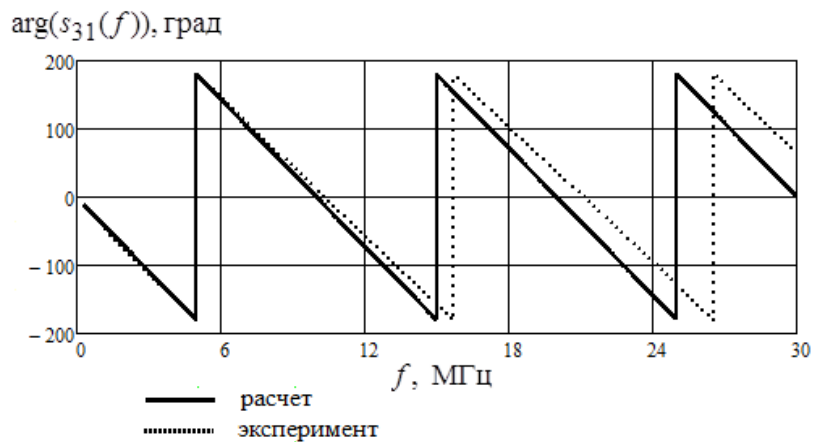


Рис. 5.8. Частотная зависимость фазы коэффициента передачи s_{31}

Варьируемые параметры – коэффициенты L_{11} , L_{12} матрицы индуктивностей \mathbf{L} . Выбор этих параметров физически обоснован тем, что проводники связанных линий расположены под углом по отношению друг к другу, выполнены как многожильные. Для таких структур типична частотная зависимость индуктивной связи, которая моделируется через частотную зависимость коэффициентов матрицы \mathbf{L} . Заметим, что в рассматриваемом случае нельзя определить матрицу \mathbf{L} через матрицу емкостей \mathbf{C} , рассчитанную при воздушном заполнении пространства поперечного сечения СЛ, как это обычно делается в теории связанных линий [5.10, 5.11].

Результат решения уравнения (5.4) в виде зависимостей $L_{11}(f)$ и $L_{12}(f)$ показан на рис. 5.9.

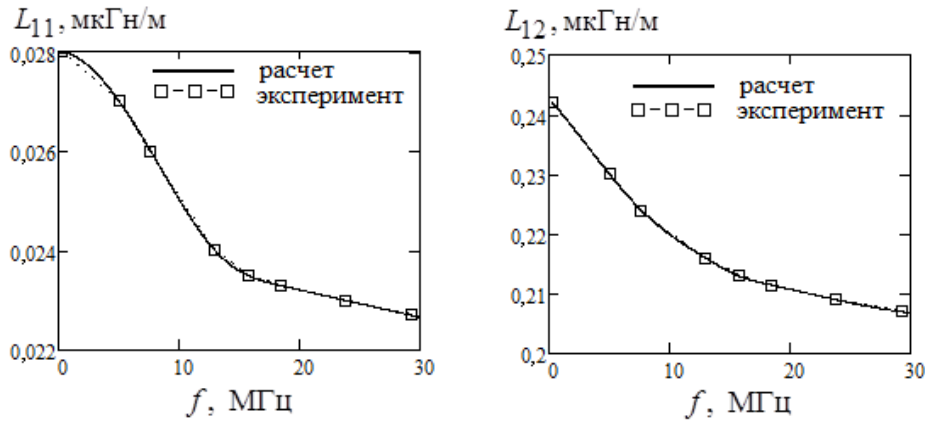


Рис. 5.9. Частотные зависимости коэффициентов матрицы индуктивностей

Аппроксимация зависимостей $L_{11}(f)$ и $L_{12}(f)$ проведена сплайнами по методике и алгоритму, аналогичным тем, которые были описаны выше применительно к определению $R_{11}(f)$. Расчет $\arg(s_{31}^p(f))$ с использованием полученных зависимостей $L_{11}(f)$ и $L_{12}(f)$ показал незначительное отклонение от экспериментально измеренной фазы $\arg(s_{31}^3(f))$.

Таким образом, разработанный метод и алгоритмы экстракции (восстановления) эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией по экспериментальным данным измерения параметров рассеяния отрезка связанных линий позволяют построить модель для расчета характеристик СЛ с учетом отмеченных особенностей. Точность нахождения первичных параметров определяется погрешностями измерения параметров рассеяния и задаваемыми допусками на расхождение расчетных и экспериментальных частотных характеристик. Использование полученных первичных параметров при расчете матрицы s обеспечивает возможность моделирования более сложных магистралей для передачи данных по связанным линиям или витым парам.

Литература к разделу 5

5.1. Воробьев П.А. Эффект регулирования фазовой и групповой скорости квази-Т-волн в направляющих двухпроводных системах с неоднородным диэлектриком и неодинаковой длиной в области электромагнитной связи / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Измерительные комплексы и системы. – Томск, 1981. – Ч. 1. – С. 114–116.

5.2. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных плосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.

5.3. Малютин Н.Д. Многосвязные плосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та. – 1990. – 164 с.

5.4. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых плосковых структурах / А.Н. Сычев; под. ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т. – 2001. – 318 с.

5.5. Ацюковский В.А. Электродинамические основы электромагнетизма. Обеспечение помехоустойчивости проводных связей. – 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 2011. – С. 186–194.

5.6. Андронов Е.В. Теоретический аппарат измерений на СВЧ / Е.В. Андронов, Г.Н. Глазов // Методы измерений на СВЧ. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2010. – Т. 1. – 804 с.

5.7. Векторный импульсный измеритель цепей Р4-И-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sibtronika.ru/product/hardware/r4-i-01.php>, свободный (дата обращения: 24.09.2011).

5.8. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов [и др.] // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.

5.9. Instrumentation for nonlinear distortion measurements under wide-band pulse probing / A.G. Loschilov [et al.] // Proc. of 19th Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2009), Sevastopol, September 14–18, 2009. – Sevastopol, 2009. – Vol. 2. – P. 754–755.

5.10. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи / Э.Г. Влостовский // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.

5.11. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд, перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.

5.12. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12) – С. 42–49.

5.13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009614871. TALGAT 2008 // Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий. – Заявка № 2009613644. Дата поступления 9 июля 2009 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.

5.14. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов [и др.] // Компьютерные учебные программы и инновации. – М.: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10. – С. 89–90.

5.15. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин [и др.] // Электронные средства и системы управления: материалы международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2004. – Ч. 1. – С. 107–110.

5.16. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам / Н.Д. Малютин [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 1 (23). – С. 183–190.

5.17. On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multielectric transmission line systems / T.R. Arabi [et al.] // IEEE trans. microwave theory tech. – July 1991. – Vol. MTT-39. – P. 1090–1097.

Вопросы для самопроверки

1. В чем состоит задача экстракции первичных параметров связанных линий передачи и каково ее назначение?

2. Назовите основные источники погрешности при экстракции первичных параметров косвенным методом.
3. Каким образом можно усовершенствовать предложенную методику экстракции первичных параметров?