

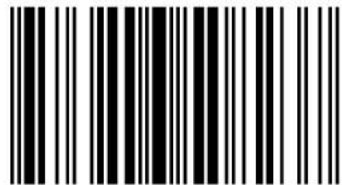


МОДАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Одно из направлений электромагнитной совместимости – защита от кондуктивных воздействий. Опасным воздействием является мощный сверхкороткий импульс (СКИ), проникающий в устройства и способный вывести их из строя. Особенно актуальна защита электронных устройств управления критичным оборудованием. Известные приборы защиты обладают недостатками (малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры), затрудняющими защиту от мощных СКИ. Эффективная защита требует сложных многоступенчатых устройств. Но практика, наряду с высокими характеристиками, требует простоты и дешевизны, и необходим поиск новых принципов защиты. Один из них основан на модальной фильтрации – использовании модальных искажений (изменений сигнала из-за разности задержек мод многопроводной линии передачи) для защиты за счет модального разложения импульса в отрезках связанных линий, например в микрополосковых или в плоском трёхпроводном силовом кабеле. В работе представлены результаты исследования модальных фильтров, которые отличаются радиационной стойкостью, малой массой и дешевизной, а в случае кабеля, ещё и массовым применением. Для студентов и специалистов по радиоэлектронике.

#### Иван Саотин

Саотин Иван Евгеньевич, кандидат технических наук. Автор 23 научных работ. Заболоцкий Александр Михайлович, кандидат технических наук. Автор 72 научных работ. Газизов Тальгат Рашитович, доктор технических наук. Автор 120 научных работ. Сотрудники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.



978-3-8465-0823-7

Иван Саотин, А. Заболоцкий, Т. Газизов

Иван Саотин  
Александр Заболоцкий  
Тальгат Газизов

# КАБЕЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ МОДАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА  
В КАБЕЛЬНЫХ И ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУРАХ  
И РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ  
НА ЕГО ОСНОВЕ

LAP  
**LAMBERT**  
Academic Publishing

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
1. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЯХ: ОБЗОР.....	11
1.1 Теоретическое моделирование распространения электрических сигналов.....	12
1.1.1 Общие подходы.....	12
1.1.2 Теория метода моментов.....	14
1.1.3 Обзор исследований по вычислению матриц параметров.....	17
1.1.4 Выбор метода вычисления матриц параметров.....	21
1.1.5 Обзор исследований по вычислению временного отклика схем многопроводных линий передачи.....	23
1.2 Модальное разложение импульса в электрических соединениях.....	31
1.2.1 Разложение импульса в отрезках связанных линий.....	31
1.2.2 Разложение в кабеле.....	35
1.2.3 Разложение в печатных платах.....	41
1.2.4 Разложение в специальных полосковых структурах.....	43
1.3 Цель работы и постановка задач исследования.....	45
2. МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА В ПЛОСКИХ КАБЕЛЯХ СИЛОВОГО ПИТАНИЯ.....	49
2.1 Плоские кабели сетевого питания с эффектом модального разложения.....	50
2.1.1 Выбор кабелей с эффектом модального разложения.....	50
2.1.2 Разработка программ для сквозного анализа эффектов модального разложения.....	52
2.1.3 Вычисление электрических параметров кабелей.....	52
2.2 Исследование влияния рассогласования отрезков кабеля.....	54
2.2.1 Рассогласование в одиночных отрезках кабеля.....	54

2.2.2	Рассогласование в двух последовательно соединенных отрезках кабеля .....	65
2.2.3	Рассогласование в трех последовательно соединенных отрезках кабеля .....	70
2.3	Экспериментальное подтверждение разложения импульса в плоском кабеле .....	78
2.4	Практическая реализация кабельного модального фильтра .....	81
2.5	Основные результаты главы.....	82
3.	МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА В ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУРАХ .....	83
3.1	Разработка общих подходов к созданию модального фильтра.....	84
3.1.1	Оценка предельной разности задержек мод модального фильтра.....	84
3.1.2	Программы для сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах .....	87
3.1.3	Простой пример проектирования модального фильтра .....	88
3.2	Выбор структуры поперечного сечения модального фильтра .....	91
3.2.1	Качественный выбор .....	91
3.2.2	Параметры выбранных структур.....	91
3.2.3	Влияние сегментации на результаты моделирования .....	93
3.3	Анализ амплитуд импульсов на выходе модального фильтра .....	96
3.4	Исследование зависимостей характеристик модального фильтра от параметров поперечного сечения.....	102
3.5	Исследование временных и частотных откликов модального фильтра..	107
3.5.1	Временные отклики четырехкаскадного модального фильтра на различные входные воздействия.....	107
3.5.2	Временные и частотные отклики семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника .....	116

3.5.3	Зависимость частотных откликов модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника от количества и расположения каскадов .....	126
3.5.4	Параметрическая оптимизация и исследование временного и частотного откликов модальных фильтров с различными структурами поперечного сечения.....	141
3.5.5	Временные и частотные отклики псевдосогласованного модального фильтра с различным числом и расположением каскадов.....	161
3.6	Анализ рассеяния мощности помехового воздействия в активной и пассивной линиях модального фильтра.....	170
3.6.1	Рассеяние мощностей в однокаскадном модальном фильтре .....	171
3.6.2	Рассеяние мощностей в многокаскадных модальных фильтрах .....	173
3.6.3	Влияние потерь в диэлектрической подложке и проводниках модального фильтра на параметры выходного сигнала.....	175
3.7	Создание макетов модальных фильтров.....	178
3.7.1	Конструкция макетов модальных фильтров.....	178
3.7.2	Технология изготовления макетов модальных фильтров .....	181
3.8	Экспериментальное моделирование .....	184
3.9	Основные результаты главы.....	188
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	189
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	193

## Благодарность

*Авторы благодарны Минобрнауки РФ за поддержку работы договором № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010 с ОАО «ИСС» им. акад. М. Ф. Решетнева».*



## Обозначения и сокращения

МФ	Модальный фильтр
ОПЛ	Обращенная полосковая линия
ППЛ	Подвешенная полосковая линия
МПЛП	Многопроводная линия передачи
ПТМП	Помехозащищённая теплопроводная монтажная плата
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура
СКИ	Сверхкороткий импульс
ХХ	Холостой ход
КЗ	Короткое замыкание
СТП	Стеклоткань прокладочная
ЭМС	Электромагнитная совместимость



## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность работы

С развитием и широким распространением электронных устройств различного назначения все острее необходимость обеспечения их электромагнитной совместимости (ЭМС). Одним из направлений ЭМС является защита от кондуктивных воздействий. Опасным воздействием представляется мощный сверхкороткий импульс<sup>1</sup> (СКИ), проникающий в устройства и способный вывести их из строя. Особенно актуальна защита устройств вычислительной техники и систем управления критичным оборудованием.

Известно, что включаемые на входе аппаратуры приборы защиты обладают рядом недостатков (малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры), затрудняющих защиту от мощных СКИ. Эффективная защита в широком диапазоне воздействий требует сложных многоступенчатых устройств. Между тем, наряду с высокими характеристиками, практика требует простоты и дешевизны, так что необходим поиск новых принципов совершенствования защиты.

Один из таких принципов основан на модальной фильтрации – использовании *модальных искажений*<sup>2</sup> (изменений сигнала за счет разности задержек мод многопроводной линии передачи) для защиты за счет последовательного *модального разложения*<sup>3</sup> импульса в отрезках связанных линий, например в микрополосковых линиях, а также в плоском

---

<sup>1</sup> Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов/ К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – 2006. №3 (18).– С. 36–45.

<sup>2</sup> Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением/ Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы.– 2004. №11.– С. 18–22.

<sup>3</sup> Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов/ Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС.– 2006. №4.– С. 40–44.



трёхпроводном силовом кабеле. Ряд работ свидетельствует о возможности создания устройств защиты на основе модальной фильтрации – модальных фильтров (МФ). Они могут отличаться радиационной стойкостью, малой массой и дешевизной, а в случае кабеля, ещё и массовым применением. По существу, можно предположить даже возможность использования самого кабеля, например обычного трёхпроводного силового кабеля, наряду с его основной функцией электропитания, ещё и в качестве устройства защиты от импульсов помех. Для этой же цели можно использовать и полосковые структуры на широко распространённом фольгированном стеклотекстолите. Однако применимость таких структур на практике требует более детального исследования.

Цель работы – исследование эффекта модального разложения импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

выбрать кабельные и полосковые структуры с эффектом модального разложения;

провести исследование выбранных структур;

разработать общие подходы к созданию модального фильтра;

разработать конструкции и технологии изготовления макетов модального фильтра;

провести экспериментальные исследования.

В работе применены: квазистатический анализ, параметрическая оптимизация генетическими алгоритмами, экспериментальное и компьютерное моделирование.

Достоверность результатов основана на корректном использовании метода моментов и теории линий передачи, на согласованности результатов эксперимента и моделирования.

### Научная новизна

1. Обоснован новый способ защиты вычислительной техники и систем управления, основанный на модальном разложении импульсов помех в плоских трехпроводных силовых кабелях и выявлено, что для этого предпочтительны кабели без воздушных промежутков в поперечном сечении.

2. Получены характеристики модальных фильтров с волновым сопротивлением 100 Ом на подложке из стеклотекстолита.

3. Сформулировано условие равенства амплитуд импульсов разложения на выходе однокаскадного модального фильтра и получено аналитическое выражение для их нормированных амплитуд при этом условии.

### Практическая значимость

1. Созданы программы для автоматизированного проектирования модальных фильтров.

2. Показана возможность создания модальных фильтров без резисторов.

3. Созданы экспериментальные макеты модальных фильтров на основе полосковых структур и опытный образец модального фильтра на основе плоского кабеля.

Структура и объём работы. В состав работы входят введение, 3 главы, заключение, список литературы из 120 наим.

Краткое содержание работы. В гл. 1 выполнен обзор состояния вопроса теоретического моделирования распространения электрических сигналов, а также защиты аппаратуры от сверхкоротких импульсов на основе эффекта модального разложения в связанных линиях. В гл. 2 исследован эффект модального разложения импульса в кабельных структурах. В гл. 3 проведено исследование разложения импульса в полосковых структурах, получены временные и частотные отклики структур, разработаны конструкции и технология изготовления макетов модальных фильтров. В заключении сделаны выводы по работе. Далее приведён список литературы.



**1. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ  
И МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА  
В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЯХ: ОБЗОР**

## **1.1 Теоретическое моделирование распространения электрических сигналов**

В данном разделе [1] рассмотрены общие подходы к решению задач электромагнитного поля, выделен подход к решению задач электромагнитного поля методом моментов и рассмотрена его теория, проведен выбор методов вычисления матриц параметров, а также выполнен обзор исследований по вычислению временного отклика многопроводных линий передачи. Это позволило выбрать инструментарий для решения поставленных задач.

### **1.1.1 Общие подходы**

В самом общем случае распространение электрических сигналов в межсоединениях описывается уравнениями Максвелла. Поэтому строгое решение задачи вычислительного моделирования межсоединений требует численного решения уравнений Максвелла для граничных условий, определяемых конфигурацией межсоединений, при начальных значениях, задаваемых электрическими сигналами в межсоединениях. Однако необходимые для этого вычислительные затраты оказываются крайне высокими даже для относительно простых конфигураций. Поэтому такой анализ, называемый электродинамическим или полноволновым (поскольку он учитывает все типы волн, возникающие в межсоединениях), используется при анализе межсоединений, как правило, только на частотах в десятки и сотни гигагерц.

При статическом подходе делается упрощающее предположение, что в межсоединениях отсутствуют потери, дисперсия и высшие типы волн, и может распространяться только основная, поперечная волна. Это сводит уравнения Максвелла к телеграфным уравнениям, решение которых гораздо проще, но весьма точно для большинства практических межсоединений. При допущении распространения только поперечной волны получаются довольно точные результаты даже при наличии небольших потерь в межсоединениях. Этот

случай известен как квазистатический подход. При нём произвольная схема межсоединений представляется обобщенной схемной моделью, напряжения и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка МПЛП с учётом граничных условий на концах отрезка, задаваемых окончаниями. В результате, благодаря квазистатическому подходу, моделирование распространения электрических сигналов межсоединений делится на три задачи, решение которых можно искать независимо друг от друга:

- определение матриц параметров отрезков МПЛП;
- определение параметров неоднородностей;
- определение отклика схемы МПЛП на заданное воздействие.

Показано, что решение любой из этих задач, несмотря на упрощения квазистатического подхода, может оказаться весьма сложным в зависимости от сложности конфигураций отрезков МПЛП, их соединений между собой, сложности конфигураций неоднородностей окончаний и наличия в окончаниях комплексных и нелинейных элементов.

Особо важна первая из этих трёх задач. Действительно, значения параметров матриц играют ключевую роль, поскольку в интегральном виде содержат в себе всю информацию о геометрической конфигурации и электрических свойствах материалов проводников и диэлектриков, составляющих межсоединение. Кроме того, простые соотношения этих параметров позволяют приближённо определить основные характеристики одиночных и связанных межсоединений. Наконец, некоторые методы определения параметров отрезков МПЛП пригодны и для решения второй задачи, т.е. позволяют определить и параметры неоднородностей.

Задача определения параметров неоднородностей на стыках и концах отрезков МПЛП сложнее предыдущей, поскольку, как правило, требует вычислительно затратного трёхмерного моделирования сложных конфигураций и разработки для него соответствующих моделей алгоритмов и программ.

Решение заключительной задачи определения отклика схемы МПЛП на заданное воздействие может оказаться довольно сложным, например при учёте дисперсии или при изменении параметров отрезков межсоединений по длине отрезка. Кроме того, значительные трудности возникают при учёте нелинейного характера окончаний межсоединений, произвольных воздействиях, а также в схемах со сложной конфигурацией соединений отрезков МПЛП. Однако для некоторых важных частных случаев воздействий и конфигураций возможны простые и даже аналитические решения, позволяющие вычислить форму сигнала в заданной точке схемы межсоединений.

### **1.1.2 Теория метода моментов**

Самый известный и разработанный численный метод решения задач вычисления электромагнитного поля – это метод моментов [2]. Далее кратко рассмотрены истоки, разработка и общая теория метода моментов по материалам работы [3].

Трудно сказать точно, когда именно появился метод моментов. Численные и вариационные методы уходят ещё к временам Максвелла. Основная идея взять линейное функциональное уравнение и представить его линейным матричным уравнением также относительно стара. Галеркин, русский инженер-механик, разработал свой метод примерно в 1915 году, ещё до того, как Гильберт тщательно математически обосновал использование проекций из пространства бесконечномерной функции на конечномерное подпространство. Квантовая механика, развитая в 20-х годах XX века, использовала многие идеи из линейных пространств и их распространение на пространства Гильберта. Однако до появления быстродействующих компьютеров эти методы не пользовались популярностью из-за утомительных вычислений, требуемых для их применения. К ним часто относились как к используемым лишь в последнюю очередь численным методам, к которым обращались, только если всё остальное исчерпало себя. Но они не более численные, чем некоторые, так называемые, аналитические методы, по крайней мере, если грамотно

применяются. Просто они делают акцент на другой аспект математики, аспект линейных пространств и ортогональных проекций.

После изучения книги Канторовича и Крылова [4] для Харрингтона стало очевидно, что метод Галеркина формально эквивалентен вариационному методу Рэлея-Ритца. Не было веской причины выбирать функцию разложения и тестовую функцию одинаковыми, как делалось и в методе Галеркина, и в вариационном методе Рэлея-Ритца. Когда они были одинаковыми, легче было доказать математические теоремы, но вычисление решений давалось труднее. Для удобства вычислений функцию разложения и тестовую функцию можно выбрать разными и, по-прежнему, утверждать, что решение стационарно.

Когда стал вопрос, как назвать этот общий метод, Харрингтон, понимая, что другие использовали его в прошлом, не стал вводить новый термин. После поиска литературы, он решил, что самым близким аналогом того, что он использовал, было изложение, данное Канторовичем и Акиловым [5]. Они назвали это «метод моментов», и именно так Харрингтон назвал метод, применённый им к различным задачам в классической статье [6], развитие которой вылилось в монографию [7]. С тех пор, общий метод моментов вошел в широкое применение для практических задач электродинамики и электромагнитной совместимости.

Общая теория метода моментов довольно проста. Детерминированное уравнение

$$\mathbf{L}f=g \quad (1.1)$$

где  $\mathbf{L}$  – линейный оператор,  $g$  – известная функция, а  $f$  – искомая неизвестная функция. Пусть  $f$  представляется системой *базисных* функций  $\{f_1, f_2, f_3, \dots\}$  в области  $\mathbf{L}$  как линейная комбинация

$$f = \sum_j \alpha_j f_j, \quad (1.2)$$

где  $\alpha_j$  – искомые скаляры. Для приближённых решений (1.2) является конечной суммой, а для точных – обычно бесконечной. Подставляя (1.2) в (1.1) и используя линейность  $\mathbf{L}$ , имеем



$$\sum_j \alpha_j \mathbf{L}f_j = \mathbf{g}, \quad (1.3)$$

где равенство является обычно приближённым. Теперь зададим набор тестовых или весовых функций  $\{w_1, w_2, w_3, \dots\}$  в области  $\mathbf{L}$ . Возьмём скалярное произведение (обычно интегрирование) (1.3) с каждым  $w_i$  и используем линейность этого скалярного произведения для получения

$$\sum_j \alpha_j \langle w_i, \mathbf{L}f_j \rangle = \langle w_i, \mathbf{g} \rangle, \quad i=1, 2, 3, \dots \quad (1.4)$$

Эту систему уравнений можно записать в матричном виде как

$$[l]\underline{\alpha} = \underline{\mathbf{g}}, \quad (1.5)$$

где  $[l]$  является матрицей

$$[l] = [\langle w_i, \mathbf{L}f_j \rangle], \quad (1.6)$$

а  $\underline{\alpha}$  и  $\underline{\mathbf{g}}$  являются векторами-столбцами

$$\underline{\alpha} = [\alpha_j]; \quad (1.7)$$

$$\underline{\mathbf{g}} = [\langle w_i, \mathbf{g} \rangle]. \quad (1.8)$$

Если  $[l]$  несингулярна, то существует её инверсия, и  $\underline{\alpha}$  находится как

$$\underline{\alpha} = [l]^{-1} \underline{\mathbf{g}}. \quad (1.9)$$

Решение для  $f$  теперь даётся посредством (1.2). Для краткого обозначения зададим вектор-строку функций

$$\tilde{f} = [f_j]. \quad (1.10)$$

Записав (1.2) как  $f = \tilde{f} \underline{\alpha}$  и подставив  $\underline{\alpha}$  из (1.9), получим решение

$$f = \tilde{f}[l]^{-1} \underline{\mathbf{g}}, \quad (1.11)$$

которое может быть приближённым или точным в зависимости от выбора базисных и тестовых функций.

Самым испытанным путём является выбор ступенчатых функций в качестве базисных (т.е. искомая функция полагается равномерной в заданной подобласти и ступенчатой во всей структуре) и дельта-функций в качестве тестовых (т.е. согласования по точкам, когда произведение матрицы на вектор искомой функции равно вектору воздействий только в определённых точках). Главное достоинство этого выбора заключается в самых простых (по

сравнению с другими базисными и тестовыми функциями) результирующих выражениях для вычисления элементов матрицы структуры. Действительно, при выборе дельта функций в качестве тестовых, скалярное произведение дельта функции (в точке с ненулевым значением) и интеграла (задаваемого интегральным уравнением структуры) равно значению интеграла в этой точке. А равномерное распределение искомой функции в заданной подобласти позволяет полагать её значение равным постоянному коэффициенту, который выносится за знак интеграла. Тогда в подынтегральном выражении остаётся только функция Грина, и такой интеграл, в ряде случаев, берётся даже аналитически, и, во всяком случае, всегда может быть взят почленным интегрированием разложения функции Грина в ряд, т.е. избежав численного интегрирования, что даёт максимальную скорость и точность вычисления элементов матрицы. Недостатком этого выбора является низкая скорость сходимости решения, что требует разбиения структуры на большое число подобластей. Это сильно увеличивает размер матрицы, к тому же заполненной. Тем не менее такой выбор вполне оправдан при первых реализациях приложения метода моментов к интегральным уравнениям, особенно новых структур.

### **1.1.3 Обзор исследований по вычислению матриц параметров**

Из геометрических параметров конструкции отрезка МПЛП, а также электрических и магнитных параметров материалов этой конструкции получают четыре матрицы погонных параметров размером  $N*N$  (где  $N$  – число сигнальных проводников МПЛП, а  $(N+1)$ -й проводник является опорным), часто называемых матрицами первичных параметров, в общем случае частотно-зависимых и меняющихся по длине отрезка МПЛП, и полностью описывающих элемент отрезка МПЛП длиной  $dx$  [8]:

[C] – матрица погонных коэффициентов электростатической индукции (далее называемая ёмкостной матрицей);

[L] – матрица погонных коэффициентов электромагнитной индукции (далее называемая индуктивной матрицей);

[G] – матрица погонных проводимостей;

[R] – матрица погонных сопротивлений.

Из матриц погонных параметров МПЛП получают удобные для последующего анализа матрицы [Z] и [Y], а также полностью характеризующие отрезок МПЛП матрицы [A], [T] и [S]. Связь этих матриц с матрицами первичных параметров для случая без потерь показана в [9], а формулы для случая с потерями приводятся в [10]. Метод получения матрицы [A] для нерегулярной МПЛП рассмотрен в [11]. В [12] отрезок МПЛП описан ABCD-матрицей, которую получают перемножением соответствующих матриц отдельных звеньев отрезка МПЛП или преобразованием из матрицы [S] параметров рассеяния. Такое описание успешно используется многими исследователями для анализа широкого класса МПЛП.

Действительно, сложность МПЛП как объекта моделирования, имеющего, в общем случае, большое число проводников с произвольными размерами, поперечным сечением, расположением и ориентацией, которые могут находиться в среде с произвольным диэлектрическим заполнением, часто делает численные методы единственно приемлемыми для определения параметров отрезков МПЛП. Поэтому, разработка численных методов вычисления параметров МПЛП развивается очень интенсивно.

#### Вычисление матрицы [C]

Одним из наиболее эффективных методов, широко применяемых для вычисления поля, является метод моментов. Известен алгоритм для вычисления методом моментов ёмкостной и индуктивной матриц МПЛП в двумерном случае для произвольного числа диэлектрических слоев и произвольного числа проводников конечного поперечного сечения или бесконечно тонких, над одной плоскостью земли или между двумя параллельными плоскостями земли [13]. Рассмотрены случаи МПЛП, где не только проводники, но и диэлектрические

области, и земляной проводник могут иметь произвольные поперечные сечения [14], а также трёхмерный случай МПЛП с произвольной ориентацией проводников конечной длины [15].

#### Вычисление матрицы [L]

Вычисление матрицы [L] для МПЛП требует, в общем случае, решения магнитоэлектростатической задачи. Однако, в статическом приближении для двумерного случая без потерь вычисление матрицы [L] возможно через матрицу [C], полученную в результате решения соответствующей электростатической задачи. Матрица [L] равна произведению магнитной и диэлектрической проницаемостей свободного пространства, умноженному на обращённую матрицу [C], которая вычислена для случая, когда та же геометрия проводников МПЛП помещена в свободное пространство [13]. Аналогично можно вычислить матрицу [L] и для более общего случая диэлектриков с различной магнитной проницаемостью [16]. Для этого вычисляется матрица [C] для той же геометрии проводников, но с диэлектрической проницаемостью каждого слоя, заменённой величиной обратной его магнитной проницаемости [17]. Подобным же способом вычисляется матрица [L] для МПЛП в наиболее общей среде с диэлектрической и магнитной анизотропией и потерями [18].

Отмечено, что в любом случае подход, когда матрица [L] вычисляется через инверсию матрицы [C] строго справедлив только в статическом приближении, полагающем отсутствие потерь. Возможна его применимость и в квазистатическом приближении, допускающем небольшие потери в среде и в проводниках, однако, нужно помнить, что с ростом потерь границы применимости квазистатического приближения сужаются. Оценка этих границ при наличии потерь в среде с диэлектрической и магнитной анизотропией проведена в работе [18]. Что касается случая с потерями в проводниках, то подход, когда матрица [L] вычисляется через инверсию матрицы [C] и полагается частотно-независимой, является только приближённым [19]. Во-первых, он не рассматривает магнитную энергию, запасаемую внутри

проводников, которая может быть значительной в низкочастотной части спектра. Во-вторых, он даёт распределение тока неточное на низких частотах, поскольку полагает сильно выраженными эффект близости и краевые эффекты, что в реальности имеет место лишь на более высоких частотах. Тогда как не учет небольшой по величине внутренней индуктивности проводников, нелинейно зависящей от частоты, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрёстных помех и спада фронта импульсных сигналов, распространяющихся в МПЛП [20].

### Потери в МПЛП

Общеизвестным допущением, справедливым во многих случаях и значительно упрощающим анализ линий передачи, является допущение об отсутствии в них потерь. Возможно, поэтому оценке потерь столь сложного объекта моделирования, как МПЛП посвящено довольно мало работ. Рассмотрены работы, касающиеся численной оценки потерь в МПЛП.

Отмечено, что в этапной работе [21], в отличие от прежних работ, в которых моделировались потери лишь в одномодовых линиях передачи конкретных конфигураций, впервые предложено гораздо более общее решение, пригодное для вычисления потерь в МПЛП с проводниками произвольных поперечных сечений в многослойной диэлектрической среде и применимое к среде с многочисленными диэлектриками другой формы. Матрица проводимости  $[G]$  найдена методом моментов, как в случае без потерь, рассмотренном в [13], с той лишь разницей, что реальные диэлектрические постоянные заменяются комплексными, учитывающими потери диэлектриков. (Обращено внимание, что матрицы  $[C]$  и  $[G]$  могут зависеть от частоты, и неучёт даже небольшой частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости, а особенно, потерь диэлектриков, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрёстных помех и спада фронта [20]). Для вычисления матрицы сопротивлений  $[R]$  с учётом потерь в нижней плоскости земли в [21] применено развитие метода возмущений,

требующее нахождения мод МПЛП из решения задачи собственных значений, а затем постоянных затухания всех мод. В предлагаемом решении для металлических поверхностей МПЛП применяется аппроксимация поверхностным сопротивлением проводника. Такой подход в спектральной области делает возможным квазистатический анализ линий с потерями в проводниках для режимов, как со слабым, так и сильным скин-эффектом, с многослойными изотропными и анизотропными подложками, в том числе полупроводниковыми и/или магнитными [22].

При этом отмечено, что точный учёт частотной зависимости потерь в проводниках линий передачи требует моделирования скин-эффекта и эффекта близости проводников друг к другу, которое, в свою очередь, делает необходимым сложное вычисление распределения тока по поперечному сечению проводников. Для точного учёта частотной зависимости потерь в проводниках МПЛП предложено использовать интегральное уравнение по поверхности проводников [19], позволяющее получить матрицы  $[R]$  и  $[L]$  с учётом скин-эффекта [23]. Точное определение потерь из-за скин-эффекта существенно зависит и от моделирования поверхностного заряда в проводниках МПЛП [17]. Известно применение метода возмущённого статического приближения для исследования точного распределения тока и постоянных распространения МПЛП с учётом скин-эффекта и эффекта близости [24].

#### **1.1.4 Выбор метода вычисления матриц параметров**

Для эффективного вычисления электрических параметров межсоединений важен выбор метода вычисления. Критерии выбора обычно зависят от многих факторов, но главным из них, является способность метода анализировать конфигурацию заданной сложности.

В случае упрощённого анализа каждый сигнальный проводник межсоединения считают полоской бесконечно малой толщины. При более строгом подходе необходим учёт конечной толщины полоски, поскольку с

уплотнением межсоединений толщина полосы становится сравнимой с её шириной. В общем случае, поперечное сечение полосы принято считать прямоугольником. Поперечное сечение реальной полосы отличается от прямоугольного и представляет собой трапецию из-за особенностей травления фольги или произвольную фигуру после нанесения на полосу покрытия. Это существенно влияет на электрические параметры межсоединений [25]. Выбор особо тонкой фольги (её минимальная толщина снизилась до 3 мкм [26]) способен привести к заметному влиянию на поперечное сечение проводника любых неровностей и даже шероховатостей фольги, создаваемой для лучшей адгезии к подложке [27]. Поэтому, для вычисления параметров желателен метод, пригодный для любого поперечного сечения проводника.

В зависимости от числа проводников (не считая опорного) обычно рассматриваются: одиночный проводник (характеристики одиночной линии), два проводника (учёт взаимовлияний в паре связанных линий) и произвольное число проводников (строгий учёт взаимовлияний всех проводников в МПЛП). В общем случае, размеры поперечного сечения для разных сигнальных проводников не одинаковы.

На выбор метода вычисления параметров влияет также расположение сигнальных проводников. Наиболее простым для анализа является планарное расположение. Однако возможны участки с расположением параллельных проводников на разных сигнальных слоях, а значит, на разном расстоянии от опорного проводника. Поэтому, желателен метод, допускающий произвольное расположение проводников относительно опорного и друг друга.

Диэлектрическое заполнение межсоединений может состоять из нескольких слоёв диэлектриков, в том числе с разной диэлектрической проницаемостью. Защитные и вспомогательные адгезионные диэлектрические слои ещё более увеличивают число диэлектрических слоёв. Строгий учёт реальной конфигурации межсоединений требует учёта кривизны границ раздела диэлектриков [28].

Необходимо учесть особенности и опорного проводника межсоединений. При простейшем анализе его общепринято полагать бесконечно протяжённой плоскостью бесконечно малой толщины. Однако в ряде случаев такая идеализация некорректна. Поэтому, необходим учёт влияния конечной протяжённости и толщины опорной плоскости МПЛП [29]. Кроме того, следует учесть влияние отверстий в плоскости и влияние опорного проводника, выполненного в виде сетки. Такой анализ довольно сложен, но актуален. По этому поводу выделена работа [30], в которой рассмотрены параметры одиночной микрополосковой линии передачи с опорным проводником в виде сетки с различной ориентацией ячеек относительно сигнальной полоски, и работу [31] для пары связанных полосковых линий. На определённых участках межсоединений шины земли и питания могут выполнять роль второй плоскости земли для сигнальных линий.

Таким образом, для двухмерного случая вычисления параметров различных видов межсоединений платы необходим достаточно общий и универсальный метод, и метод моментов подходит для этого.

### 1.1.5 Обзор исследований по вычислению временного отклика схем многопроводных линий передачи

Схема замещения [32] с сосредоточенными элементами для элемента длины двухпроводной линии передачи (третий проводник опорный) приведена на рис. 1.1.

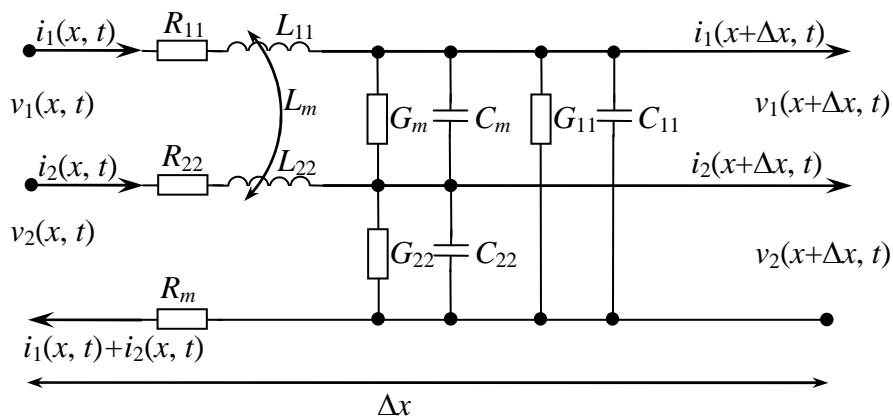


Рис. 1.1. Схема замещения элемента длины двухпроводной линии передачи



Обозначения элементов эквивалентной схемы: собственные ( $L_{11}$ ,  $L_{22}$ ) и взаимная ( $L_m$ ) индуктивности проводников структуры; собственные ( $C_{11}$ ,  $C_{22}$ ) и взаимная ( $C_m$ ) емкости; собственные ( $G_{11}$ ,  $G_{22}$ ) и взаимная ( $G_m$ ) проводимости, обусловленные потерями в диэлектриках; собственные ( $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ) и взаимное ( $R_m$ ) сопротивления, обусловленные потерями в проводниках.

Отмечено, что в работе [33] впервые показано, как можно использовать матричную алгебру для решения с минимальными затратами трудной и громоздкой задачи анализа МПЛП. В работе [34] рассмотрена МПЛП в установившемся режиме, а в [35] приведено решение задачи переходного анализа симметрированной МПЛП через определённый интеграл от функции Бесселя, применяя матричную теорию и преобразование Лапласа. В известной работе [36] приведен вывод телеграфных уравнений, описывающих МПЛП.

В работе [37] представлен анализ временного отклика МПЛП без потерь, без ограничения двумя линиями и без допущения слабой связи между ними, а также введено понятие схемы согласованного окончания и эквивалентной схемы для МПЛП. В классической работе [38] с помощью матричного анализа развита теория распространения волн в многопроводных линиях передачи без потерь с неоднородными диэлектриками.

В работе [39] представлен метод вывода решений уравнений однородной многопроводной линии передачи и метод для вывода матричных схемных параметров отрезка линии. Отмечен существенный вклад этого автора в исследование различных аспектов проблемы МПЛП. Названия многих его работ, опубликованных в технических отчётах, трудах симпозиумов и журналах, приведены в посвящённой перекрёстным помехам десятой главе учебника [40]. Кроме того, существует его монография, специально посвящённая анализу многопроводных линий передачи [41].

Отмечена важная работа [42], в которой представлен эффективный метод для вычисления переходной характеристики  $N$ -проводной системы линий передачи, которая характеризуется многочисленными модами распространения

с неравными фазовыми скоростями. Для вывода расчетного алгоритма предложена эквивалентная схема, состоящая из развязанных линий передачи и двух трансформаторов, и преобразованная в два развязанных резистивных  $N$ -полюсника.

Существенным вкладом в анализ МПЛП стала монография [43], в которой, в частности, наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением рассмотрена квази-ТЕМ теория МПЛП с малыми потерями и неоднородным диэлектрическим заполнением. В последней главе книги на двух простых примерах линий передачи с неоднородным диэлектриком рассмотрены пределы точности квазистатических аппроксимаций.

Из немногих чисто теоретических работ по применимости квази-ТЕМ подхода к анализу МПЛП отмечена работа [44], где рассматривается обобщенная неоднородная экранированная  $N$ -проводная линия передачи и выводятся некоторые свойства квази-ТЕМ мод, распространяющихся в ней. В работе [45] теория для квази-ТЕМ мод, распространяющихся в поперечно неоднородной и продольно регулярной линии передачи, прежде выведенная для гармонических волн, выводится для переходных сигналов.

Примечательна посвящённая вычислению временного отклика МПЛП работа [46]. Статья уникальна тем, что в ней описывается и сравнивается несколько методов расчета отклика линий, основанных на использовании известных параметров теории цепей. К ним относится метод на основе пошагового во времени решения телеграфных уравнений, метод нормальных волн во временной области, метод нормальных волн в частотной области и метод свертки, использующий функции Грина для линии. Последний позволяет исследовать наиболее общий случай линий с потерями, нагруженных нелинейными цепями.

Необходимо отметить активную работу исследователей по развитию теории МПЛП в направлении более точного учёта реального диэлектрического заполнения МПЛП: от однородного изотропного заполнения до неоднородного

анизотропного хирального заполнения применительно как к диэлектрическим, так и магнитным параметрам, включая потери. В качестве примера, можно привести работу [47], в которой разработана квази-ТЕМ аппроксимация для МПЛП, помещённых в неоднородную би-изотропную среду.

Продолжаются исследования и по развитию общей теории модального анализа. Так, впервые выполненный в упоминавшейся работе [42] вывод метода развязки системы МПЛП в значительно более простом и ясном виде представлен в работе [48]. В работе [49] основательно исследуется ряд тонких вопросов, возникающих при использовании метода модальной декомпозиции, в частности, доказываемость диагонализированности матриц  $\mathbf{LC}$  и  $\mathbf{CL}$  для линий передачи без потерь (хотя диагонализированность их комплексных аналогов,  $\mathbf{ZY}$  и  $\mathbf{YZ}$  матриц, для линий с потерями не гарантируется). В работе [50] после краткого обзора квази-ТЕМ анализа систем связанных линий передачи без потерь в неоднородной среде, на основе обобщённых телеграфных уравнений, вычисляется характеристический импеданс нормальных мод в соответствии с тремя обычными определениями для случая одиночной линии: мощность-ток, мощность-напряжение и напряжение-ток. В отличие от квази-ТЕМ случая одиночной линии, показывается, что эти 3 определения приводят, в общем случае, к различным значениям модального характеристического импеданса.

Ряд исследований посвящён вычислению отклика МПЛП с учётом дисперсии. В работе [51] исследована дисперсия многопроводных микрополосковых линий с помощью спектральной процедуры Галеркина. В работе [52] представлена основанная на полноволновом анализе новая вычислительная модель для вычисления временного отклика МПЛП с дисперсией, которая учитывает все возможные компоненты поля и удовлетворяет всем требуемым граничным условиям. В работе [53] с помощью полноволнового анализа рассмотрен вопрос взаимовлияния между линиями в быстродействующих межсоединениях СБИС.

Вычисление временного отклика МПЛП с учётом нелинейных окончаний также интенсивно исследуется. В работе [54] представлены удобные для разработчика цифровых схем упрощенные формулы для вычисления приближенных амплитуд перекрестных помех и форм сигналов на соседних линиях, соединяющих логические вентили, оконечные импедансы которых аппроксимируются SPICE-анализом линейными «эффективными сопротивлениями». В работе [55] представлен новый подход для анализа переходных процессов в связанных линиях передачи с потерями и нелинейных окончаний, использующий формулировку модальных параметров рассеяния. В работе [56] для вычисления переходных откликов в связанных линиях, оканчивающихся нелинейными импедансами, применен модальный подход, а окончания линий описаны нелинейным коэффициентом отражения. В работе [57] представлен новый метод для переходного анализа линий передачи с потерями и с произвольными нелинейными оконечными цепями. В работе [58] представлен новый подход для переходного моделирования межсоединений с потерями, оканчивающихся произвольными нелинейными элементами, с помощью свертки. В работе [59] рассмотрен объединённый частотно-временной анализ нелинейно нагруженных межсоединений с малыми потерями, дающий высокую точность при малых вычислительных затратах за счёт неоднородной кусочно-линейной аппроксимации переходных функций.

При исследовании межсоединений различных уровней интеграции возникает необходимость в вычислении отклика и нерегулярных МПЛП. Одной из трудностей является то, что традиционный для регулярных МПЛП с неоднородным диэлектриком и с потерями модальный анализ неприменим для нерегулярных МПЛП. Рассмотрено несколько работ, представляющих различные подходы к решению этой задачи. В работе [60] представлен эффективный и гибкий метод временного анализа для расчета отражений и перекрестных наводок в системе многопроводных связанных линий, в том числе и с нелинейными нагрузками. В работе [61] представлен анализ

сужающихся связанных микрополосковых линий передачи с помощью итерационно-пертурбационного подхода, применяемого в пространственной области. В работе [62] представлена новая SPICE-совместимая схемная модель для переходного анализа общих нерегулярных структур межсоединений, оканчивающихся произвольными линейными или нелинейными нагрузками, с помощью параметров рассеяния. В работе [63] представлены численные методы для описания и анализа во временной области регулярных и нерегулярных МПЛП с потерями и дисперсией. В крупных работах [64, 65] для моделирования переходного отклика нерегулярных связанных линий передачи с потерями, которые характеризуются частотно-зависимыми параметрами, представлены метод релаксации формы сигнала, являющийся обобщением метода характеристик, и эффективный дискретно-временной метод. Наконец, для описания распространения волн в нерегулярных линиях, а также воздействия на них поля, недавно была разработана «супер-теория линий передачи» (transmission line super theory) [66], которая, в отличие от известной классической теории линий передачи, выводится из теории Максвелла без ограничений квази-Т моды, тем не менее, сохраняя в результате структуру телеграфных уравнений.

Рассмотрены основные работы, посвящённые оценке отклика различных схем МПЛП. Из работ, рассматривающих последовательное соединение отрезков МПЛП, выделяется, прежде всего, работа [67], в которой исследованы переходные процессы для структур, состоящих из отрезков одиночных и связанных линий с разными характеристическими проводимостями и емкостей на стыках этих отрезков. В качестве альтернативы в работе [68] с помощью частотного подхода представлено другое решение этой же задачи, имеющее несколько новых возможностей. Для вычисления временного отклика МПЛП с ответвлениями эффективный метод представлен в работе [69]. В работе [70] исследуется частный случай, называемый частично связанными линиями, когда от МПЛП с определённой дистанции ответвляется несколько проводников.

Первый анализ самой общей (имеющей замкнутые контуры) схемы межсоединений из отрезков МПЛП без потерь, основанный на использовании матриц рассеяния, предложен в работе [71]. В работе [72] для анализа схем межсоединений предложен новый подход (wave spreading evaluation), предполагающий разделение анализируемой схемы на две части: одна состоит из компонент, описываемых S-параметрами, а другая – из топологии идеальных межсоединений. В работе [73] рассмотрены системы, состоящие из произвольного числа отрезков МПЛП с потерями и частотно-зависимыми параметрами, произвольным образом соединенных и оканчивающихся произвольными линейными схемами. В работе [74] представлен метод описания сложной схемы связанных многопортовых линий передачи функциями Грина во временной области, реализованный в схемном симуляторе и позволяющий очень точно моделировать произвольные цепи линий передачи с нелинейными моделями цифровых схем на уровне транзистора. В работе [75] кратко описаны все основные этапы реализации своего подхода к решению указанной задачи, от разбиения сложных геометрических конфигураций МПЛП на более простые участки, моделируемые двух- и трёхмерными конфигурациями, до построения соответствующей схемной SPICE-модели. В работе [76] метод асимптотической оценки формы сигнала, зарекомендовавший себя эффективным и точным методом для моделирования сосредоточенных линейных схем произвольной топологии, развит для моделирования схем с распределёнными и нелинейными элементами. В работе [77] на моделирование схем, содержащих МПЛП с дисперсией, распространён алгоритм вычисления аппроксимации Падэ сосредоточенной линейной RLC схемы посредством процесса Лэнкзоса (Lanczos), который даёт более точные аппроксимации, чем метод асимптотической оценки формы сигнала и его производные.

Особо отмечены исследования, пожалуй, на сегодня самые близкие к практической реализации решения задачи межсоединений быстродействующих электронных схем. Так, в работе [78] метод кусочной декомпозиции (piecewise

decomposition) для нелинейных схем с распределёнными частотно-зависимыми параметрами использован применительно к общей задаче произвольной схемы межсоединений с произвольными нагрузками. В работе [79] для анализа схем связанных линий передачи с потерями и с произвольными линейными оконечными и соединительными схемами представлен новый метод, основанный на численной инверсии преобразования Лапласа. В работе [80] описана структура САПР для решения трёх аспектов проблемы быстродействующих межсоединений, а именно, моделирования, анализа чувствительности и оптимизации быстродействия. Работа [81] посвящена проблеме влияния разброса геометрических параметров межсоединений СБИС и свойств материалов на процент выхода годных изделий в процессе производства печатных плат и многокристальных модулей. В работе приведено систематическое описание теоретической стыковки нескольких методов моделирования линейных/нелинейных, сосредоточенных/распределённых схем.

## 1.2 Модальное разложение импульса в электрических соединениях

### 1.2.1 Разложение импульса в отрезках связанных линий

В данном разделе [82] показана возможность использования новых модальных явлений [83–85] для защиты от коротких импульсов в линиях передачи. Продемонстрировано разложение импульса в отрезке связанных линий на два импульса вдвое меньшей амплитуды. Рассмотрено последовательное разложение импульса в нескольких отрезках: приведены примеры моделирования, пояснены различные механизмы разложения, представлены формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами.

В работе [82] показано, что при распространении импульса в отрезке линии, с неоднородным диэлектрическим заполнением, из  $N$  проводников (не считая опорного) импульс может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на  $N$  импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии. Полное разложение импульса в отрезке длиной  $l$  имеет место, если общая длительность импульса  $t_{\Sigma}$  меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k=1, \dots, N, \quad i \neq k \quad (1.12)$$

где  $\tau_{i(k)}$  – погонная задержка  $i(k)$ -й моды отрезка. Для пары связанных линий ( $N=2$ ) из (1.12) получим

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \quad (1.13)$$

где  $\tau_2, \tau_1$  – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке связанных линий. Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка рис. 1.2. (Результаты вычислены при значениях резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).



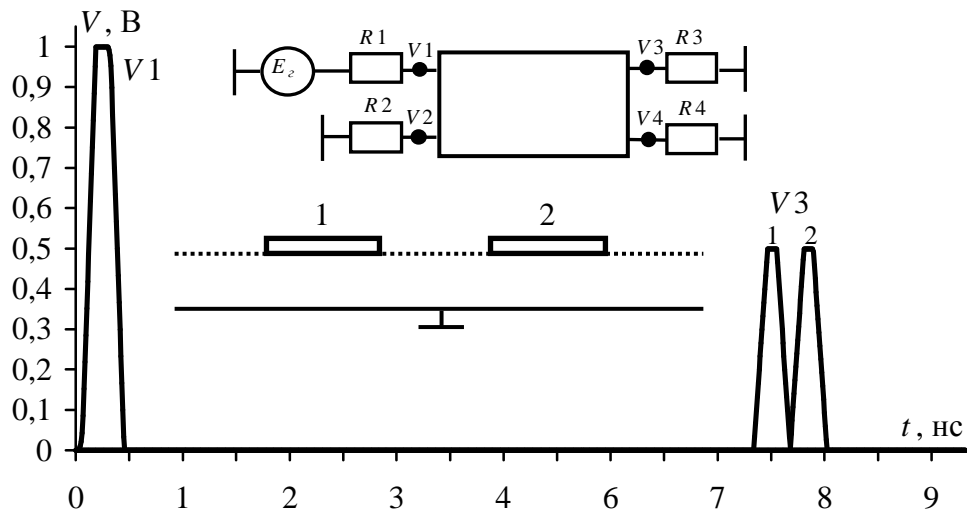


Рис. 1.2. Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Режим холостого хода на концах пассивного проводника (когда к концам пассивного проводника подключались резисторы с сопротивлением 10 кОм, а на активных проводниках выбирались из условия псевдосогласования) не влияет на форму импульсов разложения, а только незначительно изменяет их амплитуду (рис. 1.3). Дальнейшее исследование в этом разделе выполняется при условии псевдосогласования.

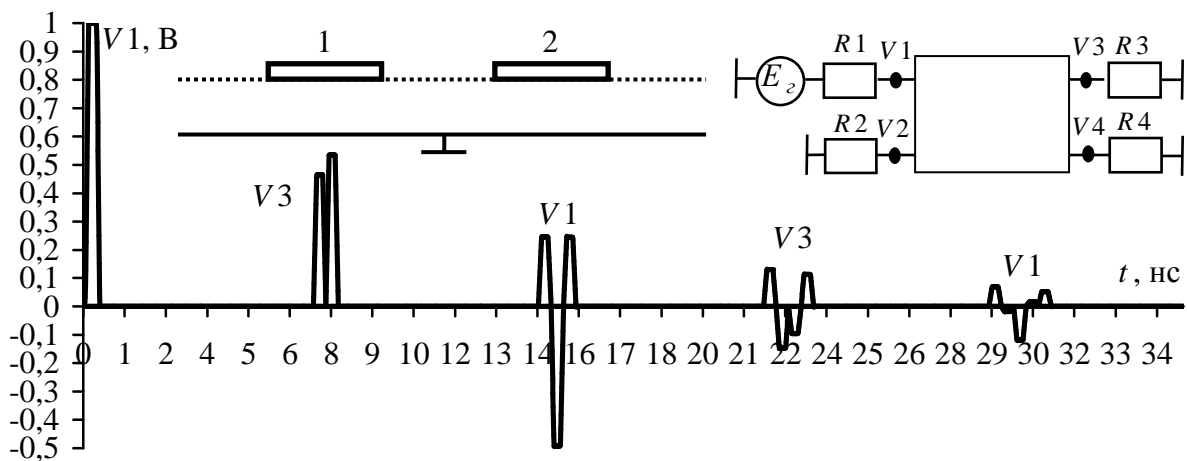


Рис. 1.3. Формы напряжения в активном проводнике  
для режима холостого хода на концах пассивного проводника

Факт уменьшения вдвое амплитуды импульса может быть использован для защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи. Причем, можно предположить, что каскадное соединение отрезков приведет к последовательному делению каждого импульса на два импульса

вдвое меньшей амплитуды. Действительно, подключение к отрезку из рис. 1.2 ещё одного отрезка приведет к тому, что импульс 1 разложится на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разложится на импульс 2.1 и импульс 2.2. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом в двух случаях: если разность задержек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого (тогда получится последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2, см. рис. 1.4); если разность задержек мод у первого отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у второго (тогда получится последовательность импульсов 1.1, 1.2, 2.1, 2.2, см. рис. 1.5).

Отметим, что структуры из рис. 1.4 и 1.5 представляют собой, по существу, одну структуру, возбуждаемую импульсом с разных сторон. Так что, несмотря на явную асимметрию, можно говорить о взаимности подобных структур.

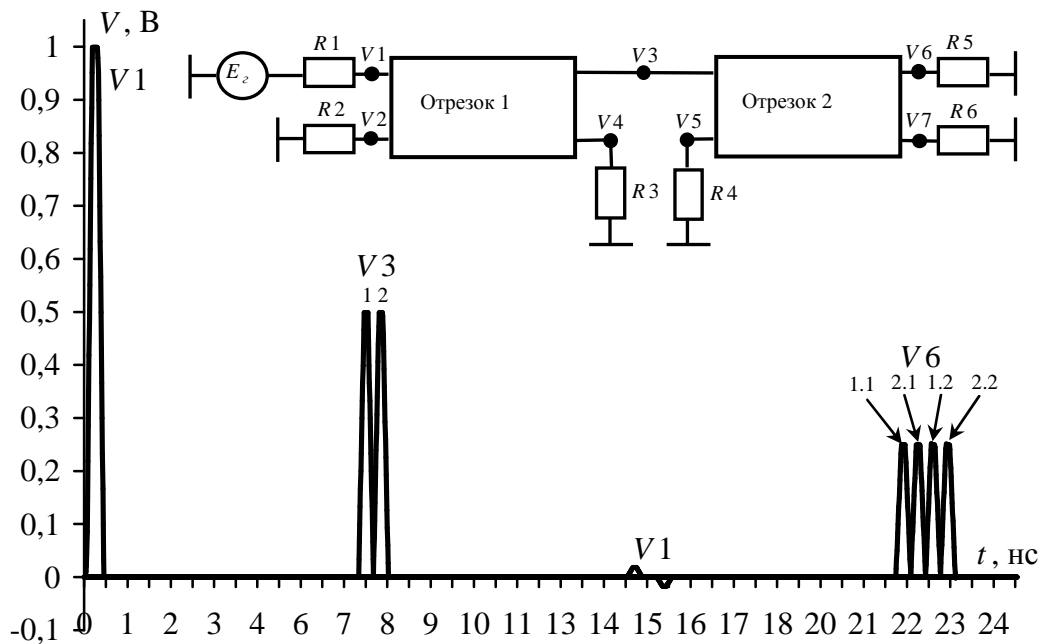


Рис. 1.4. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 1 (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

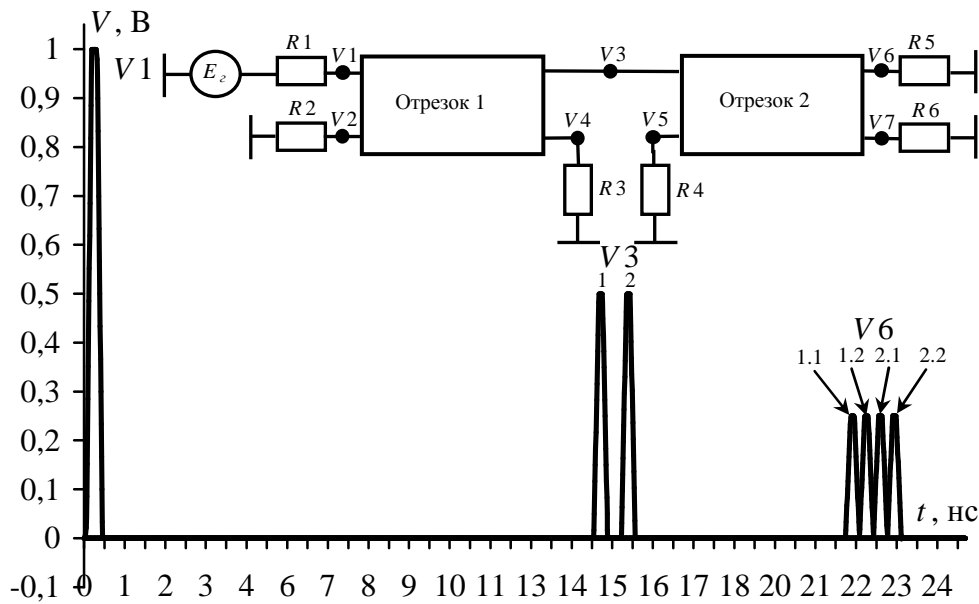


Рис. 1.5. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 2 (разность задержек мод у первого отрезка вдвое больше, чем у второго)

Естественно полагать, что последовательное соединение  $n$  отрезков приведет при определенных условиях к разложению на  $2^n$  импульсов. Так, 3 отрезка дадут  $2^3$ , то есть 8 импульсов в 8 раз меньшей амплитуды, например, если перед структурой из рис. 1.5 включить отрезок с вдвое большей (чем у последующего) разностью задержек мод (рис. 1.6).

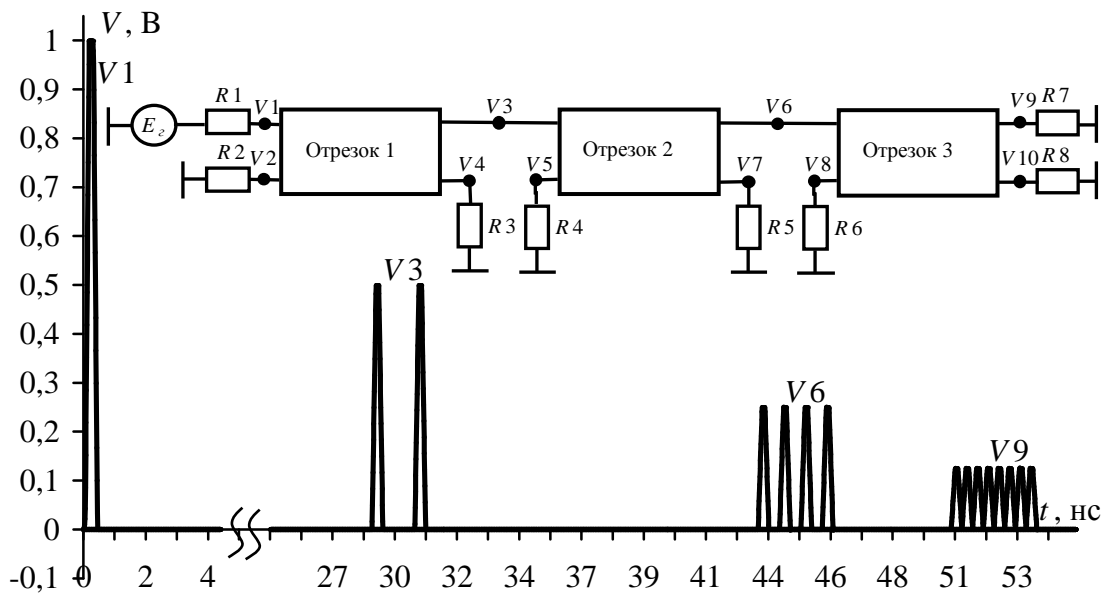


Рис. 1.6. Разложение импульса в трёх отрезках связанных линий

Для структуры из  $n$  отрезков длина  $k$ -го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}), k = 1, \dots, n, \quad (1.14)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1). \quad (1.15)$$

Таким образом, простые формулы (1.13)–(1.15) связывают число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчёт защиты. Тип линии не имеет принципиального значения; в данной работе использовалась микрополосковая линия с параметрами, детально описанными в работах [86, 87]. Для моделирования распространения импульса в структурах (рис. 1.2 – 1.6) использовано квазистатическое приближение: вычисление матриц погонных параметров линии выполнено в системах LINPAR и TALGAT с хорошим совпадением результатов. Потери и дисперсия в линиях не учитывались, но их влияние вполне предсказуемо: прежде всего, оно скажется в «размывании» импульсов и приведет к частичному слиянию импульсов на фронтах и спадах, что может быть даже полезным для защиты (один импульс той же амплитуды вместо нескольких).

Практическая реализация нового принципа защиты за счет модального разложения импульса в отрезках связанных линий представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

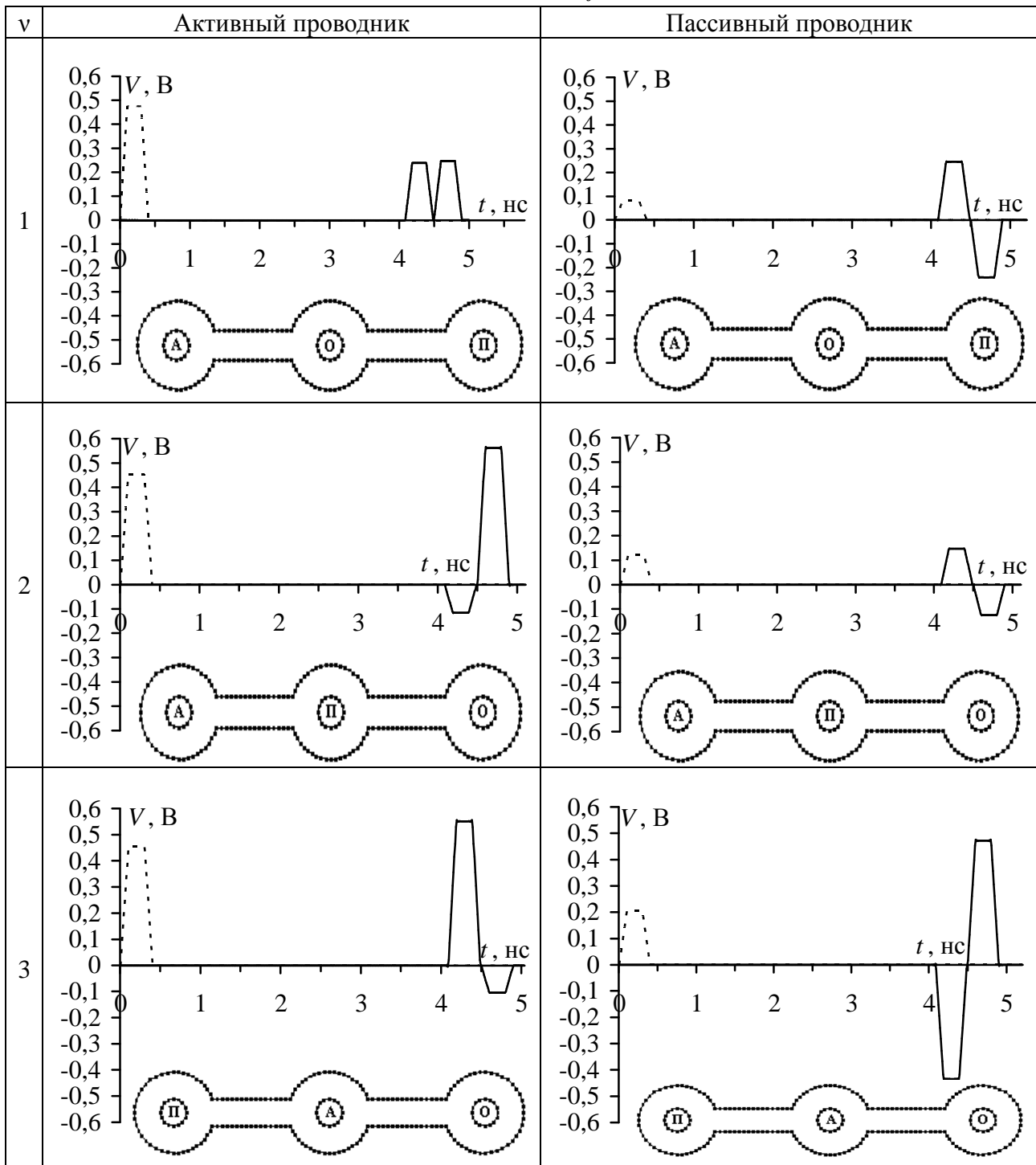
### 1.2.2 Разложение в кабеле

В данном разделе [88] рассматривались три варианта подключения к кабелю генератора импульса э.д.с. в форме трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника. Длина кабеля выбиралась из условия (1.12). Получены результаты моделирования отклика для кабелей АПУНП (табл. 1.1), ТРП–3×0,5 (табл. 1.2), RJ-12 (табл. 1.3), где  $v$  – номер варианта подключения, А – активный проводник, к которому подключен генератор импульса; О – опорный проводник; П – пассивный проводник.

Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах  
кабеля марки АПУНП ( $E_0=1$  В,  $t_r = t_f = 100$  пс,  $t_d = 200$  пс,  $l=1,5$  м)

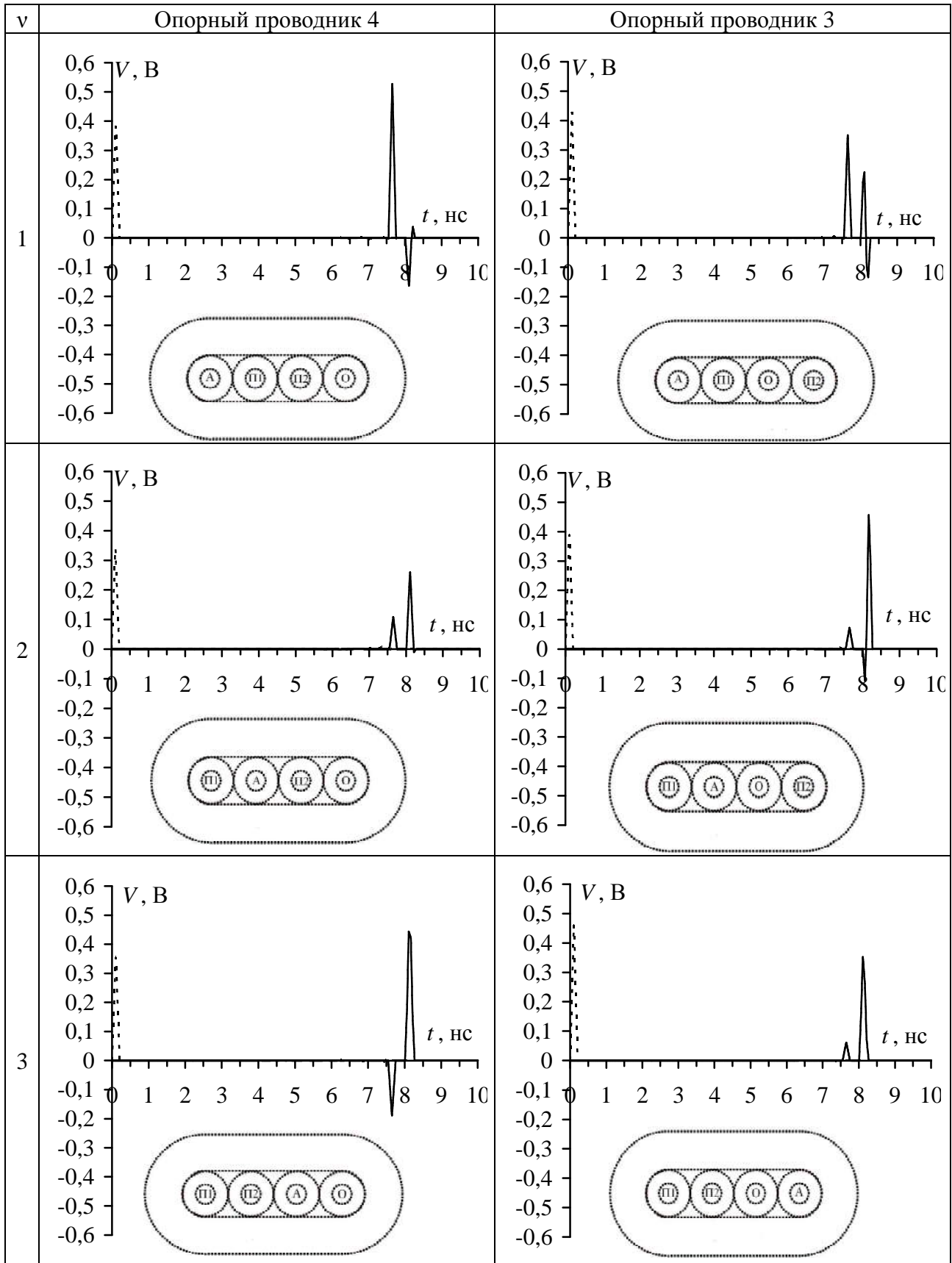
v	Активный проводник	Пассивный проводник
1		
2		
3		

Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах кабеля марки ГРП-3×0,5 ( $E_0=1$  В,  $t_r=t_f=100$  нс,  $t_d=200$  нс,  $l=1$  м)



Из табл. 1.1 – 1.2, видно, что в варианте 1 к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половинной) амплитуды и полярности, а в остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Таким образом, в варианте 1 имеет место эффект модального разложения.

Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах активного проводника кабеля RJ-12 ( $E_0=1$  В,  $t_r=t_f=100$  пс,  $t_d=10$  пс,  $l=1,5$  м)



Из табл. 1.3, видно, что в конце активного проводника для некоторых вариантов два импульса, а для других три. Полярность и амплитуды импульсов зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, и от коэффициентов отражений каждой моды.

Пользуясь модальной теорией [10], для согласованного варианта при выполнении условия (1.12) амплитуды импульсов разложения можно вычислить с помощью выражения

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad \mathbf{V}_m = \frac{1}{2} \mathbf{S}_v^{-1} \mathbf{E}, \quad (1.16)$$

где  $\mathbf{V}$  – матрица размера  $N \times N$ , в которой значения элементов строк соответствуют амплитудам импульсов разложения в проводниках линии передачи ( $N$  – количество проводников в линии передачи);  $\mathbf{S}_v$  – матрица размера  $N \times N$ , содержащая собственные вектора матрицы  $\mathbf{L}\mathbf{C}$ ;  $\mathbf{E}$  – вектор размера  $N \times 1$ , состоящий из значений амплитуд источников напряжения.

Для проверки формулы (1.16) в табл. 1.4 представлены вычисленные по ней значения амплитуд импульсов разложения для кабелей АПУНП и ТРП 3×0,5 (А – активный проводник, П – пассивный проводник).

Таблица 1.4

Амплитуда импульсов в АПУНП и ТРП-3×0,5

v →		1		2		3	
Кабель	Провод	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$
АПУНП	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25
ТРП-3×0,5	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25

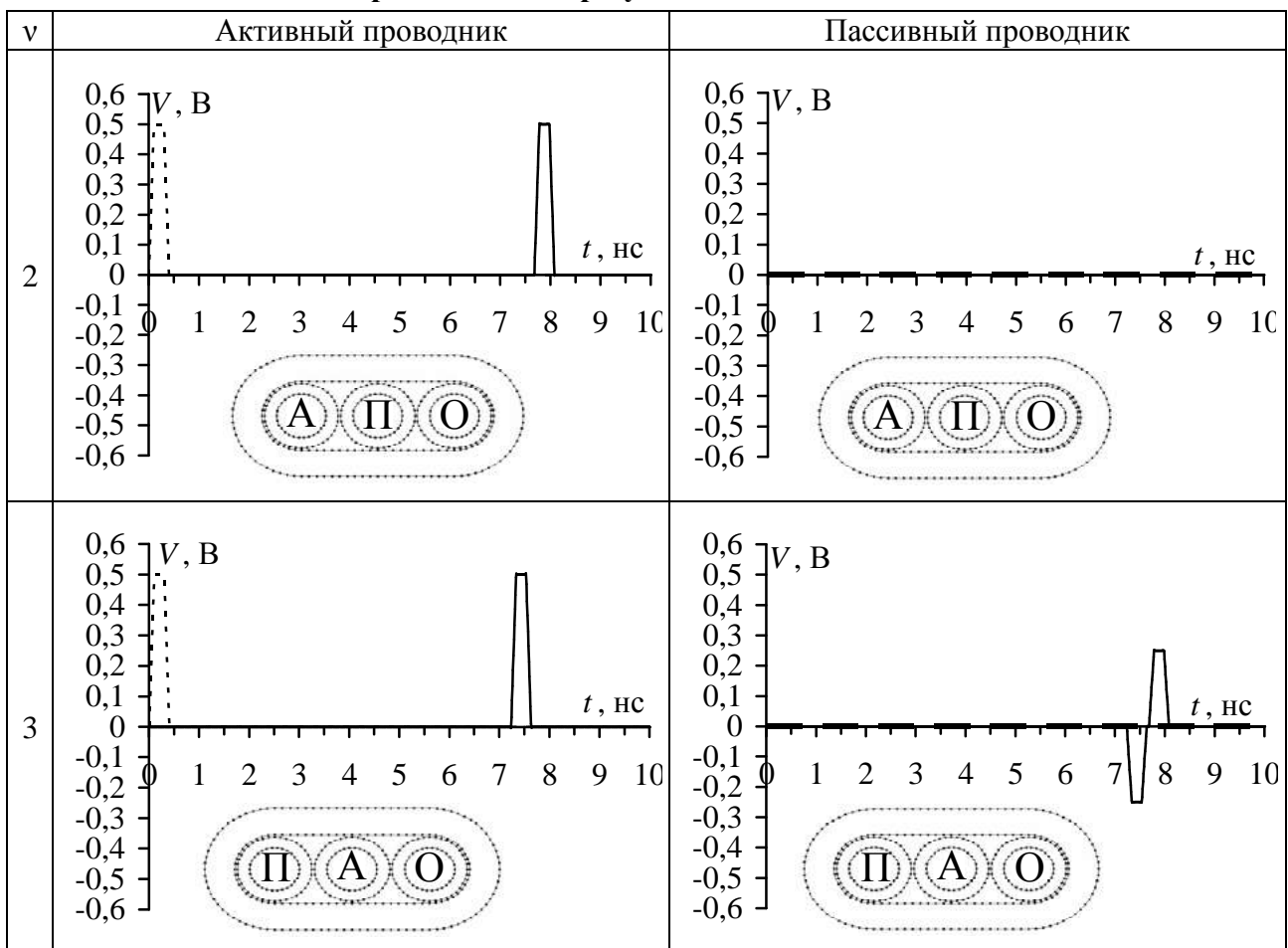
При сравнении значений амплитуд разложения табл. 1.4 с табл. 1.1 и 1.2 видно, что для варианта 1 амплитуды импульсов и их полярность в активном и пассивном проводниках совпадают. Для варианта 2 не совпадает число импульсов разложения, но в активном проводнике для импульса с максимальной амплитудой совпадает полярность. В варианте 3 также не совпадает число импульсов и амплитуда, но в активном проводнике для



импульса с максимальной амплитудой совпадает полярность, а в пассивном – полярность импульсов. Различие в вариантах 2 и 3 связано с тем, что при выборе в качестве опорного проводника 3, значения на главной диагонали матрицы  $Z$  различны, поэтому при условии псевдосогласования появляются отражения из-за неполного согласования каждой моды. Результаты моделирования при условии полного согласования в кабеле АПУНП представлены в табл. 1.5, из которой следует, что для варианта 2 и 3 значения амплитуд импульсов разложения совпадают со значениями из табл. 1.4.

Таблица 1.5

**Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах кабеля марки АПУНП при условии полного согласования**



Результаты аналогичной проверки формулы (1.16), выполненные для кабеля RJ-12, приведены в табл. 1.6. Из неё, видно, что разложение на три импульса может происходить для некоторых вариантов, а может и не происходить. Сравнить результаты вычислений, представленных в табл. 1.3

и табл. 1.6, можно только для  $\tau_1$ , значение которой минимально из трех значений погонных задержек. Полярность импульса совпадает, а амплитуды немного отличаются.

Таблица 1.6

Амплитуды импульсов для RJ-12

v		1			2			3		
Кабель		$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$
RJ-12 (Опорный проводник 3)	A	0,31	0,25	-0,06	0,057	0	0,442	0,132	0,25	0,117
	П1	0,1	-0,25	0,14	0,177	0	-0,177	-0,132	0,25	-0,117
	П2	-0,31	0,25	0,06	-0,177	0	0,177	-0,041	-0,25	0,292
RJ-12 (Опорный проводник 4)	A	0,442	0	0,057	0,1	0,25	0,15	-0,04	0,25	0,29
	П1	0,143	0	-0,143	0,31	-0,25	-0,06	0,13	-0,25	0,11
	П2	-0,143	0	0,143	-0,1	0,25	-0,15	0,04	0,25	-0,29

### 1.2.3 Разложение в печатных платах

В данном разделе [89] рассмотрены межсоединения помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП). Для её связанных линий вычислены погонные задержки четной ( $\tau_1$ ) и нечетной ( $\tau_2$ ) мод, а также их разности  $\Delta\tau$ . Результаты приведены в табл. 1.7. Видно, что  $\Delta\tau$  для разных линий и параметров меняется от 0 до значительной величины 1,5 нс/м.

Погонные задержки мод и их разность для двухпроводных межсоединений ПТМП

Слой СТП	$s+w$ , мм		ОПЛ			ППЛ			ОПЛ и ППЛ		
			$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$
4	0	без лака							7,698	6,270	1,428
		с лаком							7,758	7,199	0,559
	0,625	без лака	7,530	7,530	0	6,456	5,432	1,024	7,513	6,061	1,452
		с лаком	7,704	7,634	0,070	7,194	7,163	0,031	7,675	7,168	0,507
	1,25	без лака	7,564	7,468	0,096	6,353	5,780	0,573	7,524	6,086	1,438
		с лаком	7,657	7,651	0,006	7,210	7,102	0,108	7,657	7,158	0,499
	2,5	без лака	7,570	7,519	0,051	6,177	5,974	0,203	7,524	6,101	1,423
		с лаком	7,680	7,657	0,023	7,231	7,092	0,139	7,657	7,158	0,499
6	0	без лака							7,651	6,184	1,467
		с лаком							7,752	7,087	0,665
	0,625	без лака	7,435	7,353	0,082	6,394	5,473	0,921	7,353	6,053	1,300
		с лаком	7,675	7,508	0,167	7,194	7,077	0,117	7,616	7,107	0,509
	1,25	без лака	7,418	7,289	0,129	6,345	5,750	0,595	7,364	6,057	1,307
		с лаком	7,587	7,541	0,046	7,138	7,077	0,061	7,564	7,107	0,457
	2,5	без лака	7,413	7,315	0,098	6,188	5,935	0,253	7,369	6,075	1,294
		с лаком	7,582	7,547	0,035	7,184	7,037	0,147	7,564	7,107	0,457
8	0	без лака							7,605	6,143	1,462
		с лаком							7,746	6,993	0,753
	0,625	без лака	7,364	7,231	0,133	6,337	5,435	0,902	7,241	6,006	1,235
		с лаком	7,645	7,402	0,243	7,168	6,988	0,180	7,564	7,032	0,532
	1,25	без лака	7,310	7,174	0,136	6,321	5,701	0,620	7,252	6,006	1,246
		с лаком	7,530	7,446	0,084	7,057	7,027	0,030	7,491	7,032	0,459
	2,5	без лака	7,321	7,184	0,137	6,177	5,875	0,302	7,267	6,035	1,232
		с лаком	7,508	7,463	0,045	7,123	6,964	0,159	7,491	7,032	0,459

Таким образом, разность погонных задержек мод в межсоединениях ПТМП может привести к модальным явлениям, что позволяет использовать линии передачи ПТМП длиной в десятки сантиметров для модальной фильтрации импульсов длительностью в сотни пикосекунд.

Отмечено, что сделанный вывод может оставаться справедливым для межсоединений и других печатных плат [90]. Так, в многослойной печатной плате разность погонных задержек мод для внутренних слоёв близка к нулю из-за однородного диэлектрического заполнения полосковых линий. Однако для внешнего слоя, состоящего из микрополосковых линий с покрывающим слоем диэлектрика или без него, эта разность может быть значительной. Например, для обобщенной микрополосковой линии без слоя диэлектрика она может быть

равна 0,3 нс/м, а со слоем – 0,4 нс/м. Аналогичная оценка для 50-омной микрополосковой линии многослойной печатной платы с реальными параметрами даёт 0,6 нс/м. Таким образом, и в печатных платах существуют скрытые и неиспользуемые ресурсы модального разложения.

#### 1.2.4 Разложение в специальных полосковых структурах

В работе [32] выполнен анализ структуры (рис. 1.7), являющейся частным случаем более сложной структуры, использованной в работе [10]. Она состоит из двух проводников ( $N=2$ ) и двух различных диэлектриков с параметрами: ширина проводников  $w = 0,1$  мм, толщина проводников  $t = 2$  мм, расстояние между проводниками  $s = 0,2$  мм, высота подложки  $h_1=1$  мм. Проводники размещены на подложке (диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{r2}$ ) ортогонально основанию с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{r1}=5$ , расположенному на идеально проводящей плоскости.

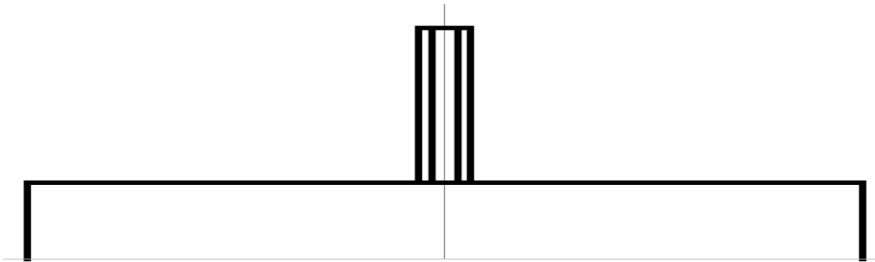


Рис. 1.7. Поперечное сечение специального компонента

Вычисленные зависимости значений погонных задержек мод и их разности от  $\epsilon_{r2}$  показаны на рис. 1.8. Видно, что разность погонных задержек существенно увеличивается с ростом  $\epsilon_{r2}$ . Например, при  $\epsilon_{r2}=10$  она составляет 5 нс/м, что на порядок больше значения этой величины в кабеле.

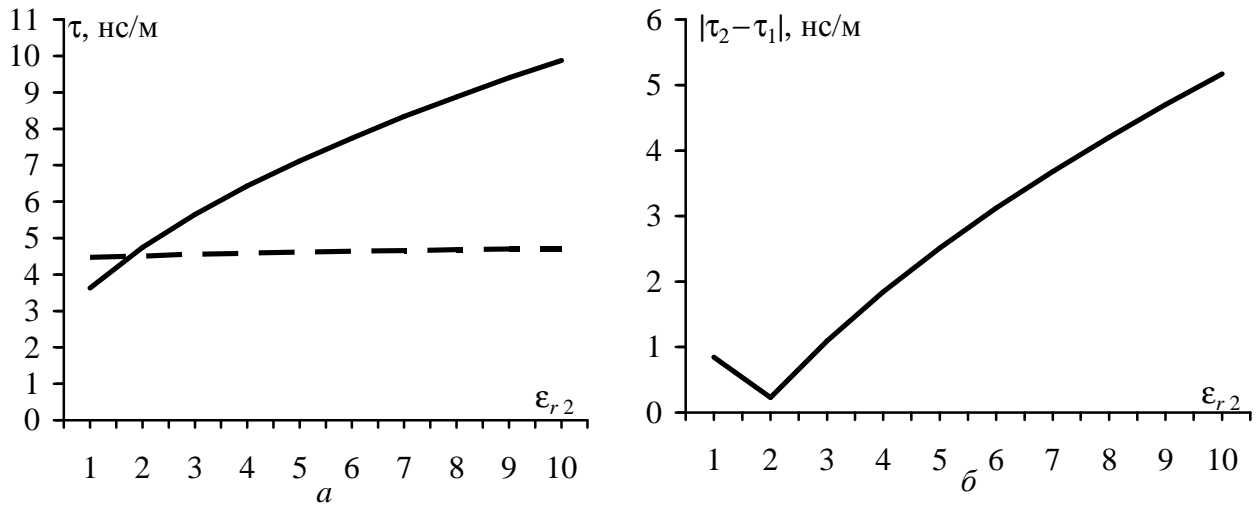


Рис. 1.8. Зависимость значений погонных задержек мод ( $a$ )  
и их разности ( $b$ ) от  $\epsilon_{r2}$  для рис. 1.7

### 1.3 Цель работы и постановка задач исследования

В разделе 1.1.1 рассмотрены общие подходы к решению задач электромагнитного поля, в разделе 1.1.2 метод моментов выделен как самый известный и разработанный численный метод решения задач вычисления электромагнитного поля и рассмотрена его теория, в разделе 1.1.3 проведен обзор исследований по вычислению матриц параметров, в разделе 1.1.4 сделан выбор метода вычисления матриц параметров. Также выполнен обзор исследований по вычислению временного отклика многопроводных линий передачи (раздел 1.1.5). В разделе 1.2.1 приведены необходимое условие (1.12) разложения импульса в многопроводных межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением и формула (1.16) для амплитуд напряжения импульсов разложения в проводниках многопроводной линии передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением. Также приведены простые и важные формулы (1.13)–(1.15), позволяющие легко рассчитать защиту на основе модального разложения, которые связывают число и параметры отрезков для разложения импульсов с заданными параметрами. В подразделе 1.2.2 рассмотрен эффект модального разложения импульса в кабелях АПУНП, ТРП–3×0,5 и RJ-12 с различным подключением генератора импульсов к проводникам кабеля. Показано, что разложение импульса происходит только при определенных вариантах подключения. В подразделе 1.2.3 показано, что разность погонных задержек мод в межсоединениях ПТМП может привести к модальным явлениям, позволяющим использовать линии передачи ПТМП длиной в десятки сантиметров для модального разложения импульсов длительностью в сотни пикосекунд. Также рассмотрено разложение в специальных компонентах (подраздел 1.2.4), приведены зависимости значений погонных задержек мод и их разности от диэлектрической проницаемости одной из подложек специальной полосковой структуры.

Из проведенного обзора следует, что модальное разложение в связанных линиях исследовано в недостаточном объеме, что не позволяет говорить о применимости данного эффекта на практике. В частности, не исследовано модальное разложение в широко применяемых кабелях сетевого питания и полосковых структурах. Между тем, кабели сетевого питания, наряду с их непосредственным применением, можно использовать и в качестве защиты от опасных воздействий. Также актуально создание защиты с применением полосковых структур на относительно дешевом и широко распространенном фольгированном стеклотекстолите. Возможно создание и комбинированных защитных устройств с применением кабельных и полосковых структур, которые будут отличаться надежностью, простотой и дешевизной по сравнению с существующими защитными устройствами.

Целью работы является исследование эффекта модального разложения импульса в кабельных и полосковых структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением и разработка устройств защиты от СКИ на его основе. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Сделать выбор кабельных и полосковых структур с эффектом модального разложения.
2. Провести исследование разложения импульса в данных структурах.
3. Разработать общие подходы к созданию устройств защиты, построенных на эффекте модального разложения.
4. Разработать конструкции и технологии изготовления макетов защитных устройств.
5. Провести экспериментальные исследования.

В качестве инструментария для выполнения данной работы выбрана система TALGAT [91–94], позволяющая: вычислять матрицы параметров связанных линий (методом моментов); вычислять временной и частотный

отклики (с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектриках структур); производить параметрическую оптимизацию структур.

В главе 2 исследовано модальное разложение импульса в кабельных структурах: в разд. 2.1 выбраны кабели с эффектом модального разложения, разработаны программы сквозного анализа эффекта разложения, с их помощью вычислены электрические параметры выбранных кабелей; в разд. 2.2 проведено исследование влияния рассогласования одного, двух и трех последовательно включенных отрезков кабелей; в разд. 2.3 экспериментально подтверждено разложение импульса в плоском кабеле; в разд. 2.4 показана практическая реализация защитного устройства на основе плоского кабеля. В главе 3 исследовано модальное разложение в полосковых структурах: в разд. 3.1 разработаны общие подходы к созданию модального фильтра (МФ); в разд. 3.2 проведен выбор поперечного сечения связанной линии МФ; в разд. 3.3 получено условие равенства и аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов разложения на выходе МФ; в разд. 3.4 исследованы зависимости электрических характеристик МФ от параметров поперечного сечения; в разд. 3.5 исследованы временные и частотные отклики МФ с различными граничными условиями, числом каскадов и их расположением; в разд. 3.6 проведен анализ рассеяния мощности входного воздействия на нагрузках МФ с числом каскадов до 4; разд. 3.7 и 3.8 посвящены созданию макетов МФ и экспериментальному моделированию.





## **2. МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА В ПЛОСКИХ КАБЕЛЯХ СИЛОВОГО ПИТАНИЯ**

## **2.1 Плоские кабели сетевого питания с эффектом модального разложения**

### **2.1.1 Выбор кабелей с эффектом модального разложения**

В этом разделе рассмотрены широко распространенные кабели марок ВВГ и ПУГНП (производители: ОАО "Сибкабель", ОАО "Научно-исследовательский проектно-конструкторский и технологический кабельный институт (НИКИ)", ОАО "Иркутсккабель") с различным сечением жил.

Силовой кабель марки ВВГ предназначен для передачи и распределения электрической энергии при рабочем напряжении 660 В и 1000 В, с допустимой температурой нагрева жил при эксплуатации до плюс 70°C. Кабель стойкий к воздействию температуры окружающей среды от минус 50°C до плюс 50°C. Кабели не распространяют горение.

Кабель марки ПУГНП предназначен для неподвижной прокладки в осветительных сетях с номинальным напряжением до 250 В переменного тока частотой 50 Гц, монтажа и присоединения приборов слабого тока бытового назначения к сети переменного тока напряжением до 250 В частотой 50 Гц, монтажа термопар.

Приведены параметры поперечного сечения кабелей. При исследовании они были разделены на две группы:

1. ВВГ 3×1,5; ВВГ 3×2,5; ВВГ 3×4 и ПУГНП 3×1,5 – в диэлектрическом заполнении поперечного сечения присутствуют промежутки с воздухом (рис. 2.1а). Далее для краткости будем называть их плоскими кабелями с воздухом;

2. ПУНГП 3×2,5 и ПУНГП 3×4 – поперечное сечение кабелей имеет сплошное диэлектрическое заполнение (рис. 2.1б), далее называемые плоскими кабелями без воздуха.

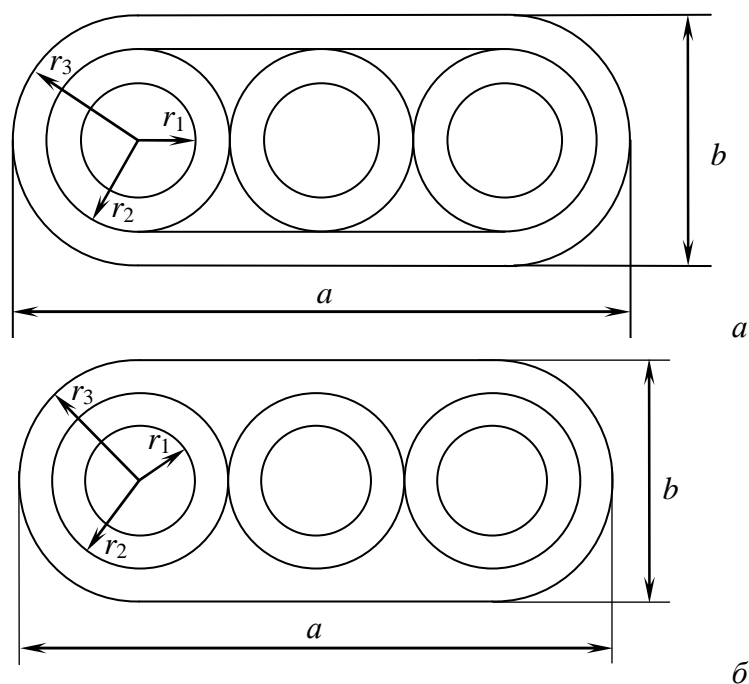


Рис. 2.1. Поперечное сечение плоских кабелей с воздухом (а) и без воздуха (б)

Параметры поперечных сечений и материалов плоских кабелей с воздухом представлены в табл. 2.1, кабелей без воздуха – в табл. 2.2.

Таблица 2.1

**Параметры плоских кабелей с воздухом**

Марка кабеля	Параметры					
	Радиус жилы ( $r_1$ ), мм	Радиус оболочки жилы ( $r_2$ ), мм	Радиус оболочки кабеля ( $r_3$ ), мм	Размер кабеля ( $a \times b$ ), мм	Материал	
					жил	оболочек
ВВГ 3×1,5	0,690	1,200	2,055	8,89×4,11	медь	ПВХ $\epsilon_r=3$
ВВГ 3×2,5	0,892	1,350	2,160	10,02×4,32	медь	ПВХ $\epsilon_r=3$
ВВГ 3×4	1,128	1,825	2,875	12,97×5,75	алюминий	ПВХ $\epsilon_r=3$
ПУГНП 3×1,5	0,690	1,175	1,950	8,40×3,90	медь	ПВХ $\epsilon_r=3$

Таблица 2.2

**Параметры плоских кабелей без воздуха**

Марка кабеля	Параметры					
	Радиус жилы ( $r_1$ ), мм	Радиус оболочек жил ( $r_2$ ), мм	Радиус оболочки кабеля ( $r_3$ ), мм	Размер кабеля ( $a \times b$ ), мм	Материал	
					жил	оболочек
ПУГНП 3×2,5	0,892	1,375	2,000	9,60×4,00	медь	ПВХ $\epsilon_r=3$
ПУГНП 3×4	1,128	1,600	2,275	11,50×4,55	медь	ПВХ $\epsilon_r=3$

### **2.1.2 Разработка программ для сквозного анализа эффектов модального разложения**

Разработаны программы для сквозного анализа эффектов модального разложения в одиночном отрезке, в двух и трёх последовательно соединённых отрезках исследуемых кабелей марок ВВГ и ПУГНП с различным сечением жил. Под сквозным анализом здесь понимается анализ от исходных геометрических и электрических параметров проводников и диэлектриков до временного отклика.

Программы для одиночных отрезков отличаются только параметрами, задаваемыми для моделируемых марок кабелей. Программы для одиночных отрезков кабелей марок ПУГНП 3×2,5 и ПУГНП 3×4 несколько отличаются от других. Отличия в том, что структура поперечного сечения этих кабелей отличается от структур кабелей ВВГ и ПУГНП 3×1,5, то есть различия состоят только в построении структуры кабеля.

Отличия программ для двух и трёх последовательно соединённых отрезков состоят в том, что добавляются дополнительные отрезки, меняются узлы, с которых снимается отклик и выводятся данные в корневой каталог. В остальном листинги программ идентичны.

*Таким образом, разработан комплекс программ в системе TALGAT, позволяющий проводить сквозной анализ эффекта модального разложения в широко используемых плоских кабелях с числом отрезков 1–3.*

### **2.1.3 Вычисление электрических параметров кабелей**

В данном разделе представлены полученные значения коэффициентов погонных матриц электромагнитной (**L**) и электростатической (**C**) индукции, матрицы характеристического импеданса (**Z**), а также значения задержек мод в линии и их разности [95]. Для кабелей с воздухом они приведены в табл. 2.3, без воздуха – в табл. 2.4.

Таблица 2.3

**Матрицы L, C, Z, погонные задержки мод и их разность для кабелей с воздухом**

Марка кабеля	Матрицы						Задержки и их разность		
	L, нГн/м		C, пФ/м		Z, Ом		$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
ВВГ 3×1,5	458,53	111,59	55,56	-10,09	94,40	60,16	5,090	4,777	0,313
	111,59	458,53	-10,09	55,56	60,16	94,40			
ВВГ 3×2,5	387,65	83,41	62,22	-9,63	81,21	48,59	4,977	4,676	0,302
	83,41	387,65	-9,63	62,22	48,59	81,21			
ВВГ 3×4	422,48	96,73	58,64	-9,56	87,62	53,86	5,048	4,713	0,335
	96,73	422,48	-9,56	58,64	53,86	87,62			
ПУГНП 3×1,5	448,25	106,95	56,05	-9,88	92,74	58,51	5,063	4,743	0,320
	106,95	448,25	-9,88	56,05	58,51	92,74			

Таблица 2.4

**Матрицы L, C, Z, погонные задержки мод и их разность для кабелей без воздуха**

Марка кабеля	Матрицы						Задержки и их разность		
	[L], нГн/м		[C], пФ/м		[Z], Ом		$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
ПУГНП 3×2,5	397,04	86,94	73,81	-8,90	74,88	43,08	5,602	5,063	0,539
	86,94	397,04	-8,90	73,81	43,08	74,88			
ПУГНП 3×4	351,63	70,29	82,82	-8,65	66,19	36,14	5,594	5,073	0,521
	70,29	351,63	-8,65	82,82	36,14	66,19			

*Для модального разложения важным параметром является разность погонных задержек мод в линии передачи. Из табл. 2.3 и 2.4 видно, что у плоских кабелей её величина составляет более (0,3; 0,5) нс/м. Причем, при равном сечении жил, у кабелей без воздуха она в 1,6–1,8 раза больше, чем у кабелей с воздухом. Большее значение разности позволяет уменьшить длину структуры для деления заданного импульса, либо поделить импульс большей длительности. Таким образом, получены важные для модального разложения электрические параметры широко применяемых плоских кабелей.*

## 2.2 Исследование влияния рассогласования отрезков кабеля

Данный раздел [96–102] содержит результаты моделирования влияния граничных условий на концах отрезков кабельных структур на разложение импульсного сигнала. Исследованы структуры с числом отрезков 1–3.

### 2.2.1 Рассогласование в одиночных отрезках кабеля

В данном подразделе рассмотрено влияние рассогласования на дальнем и ближнем концах отрезка трёхпроводного кабеля на разложение короткого импульса и на формы сигналов в начале и конце активного проводника. Исследовались кабели марок ВВГ 3×1,5, ПУГНП 3×1,5 и ПУГНП 3×2,5. Схема включения одиночного отрезка, используемая при исследовании, представлена на рис. 2.2.



Рис. 2.2. Схема включения одиночного отрезка кабеля

Входное воздействие представляет собой короткий трапецевидный импульс общей длительностью 300 пс (рис. 2.3). Длительности фронта, спада и плоской вершины импульса выбраны равными по 100 пс. Амплитуда э.д.с. импульса составляет 2 В.

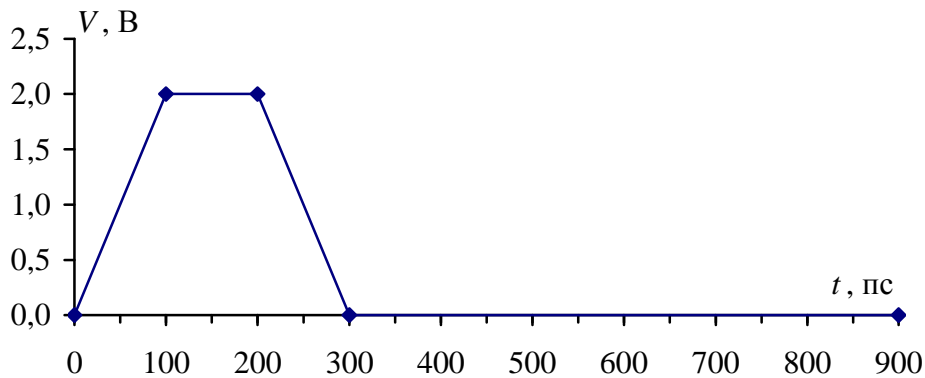


Рис. 2.3. Входное воздействие

Моделирование выполнено для 10 вариантов (*var*) включения отрезков:

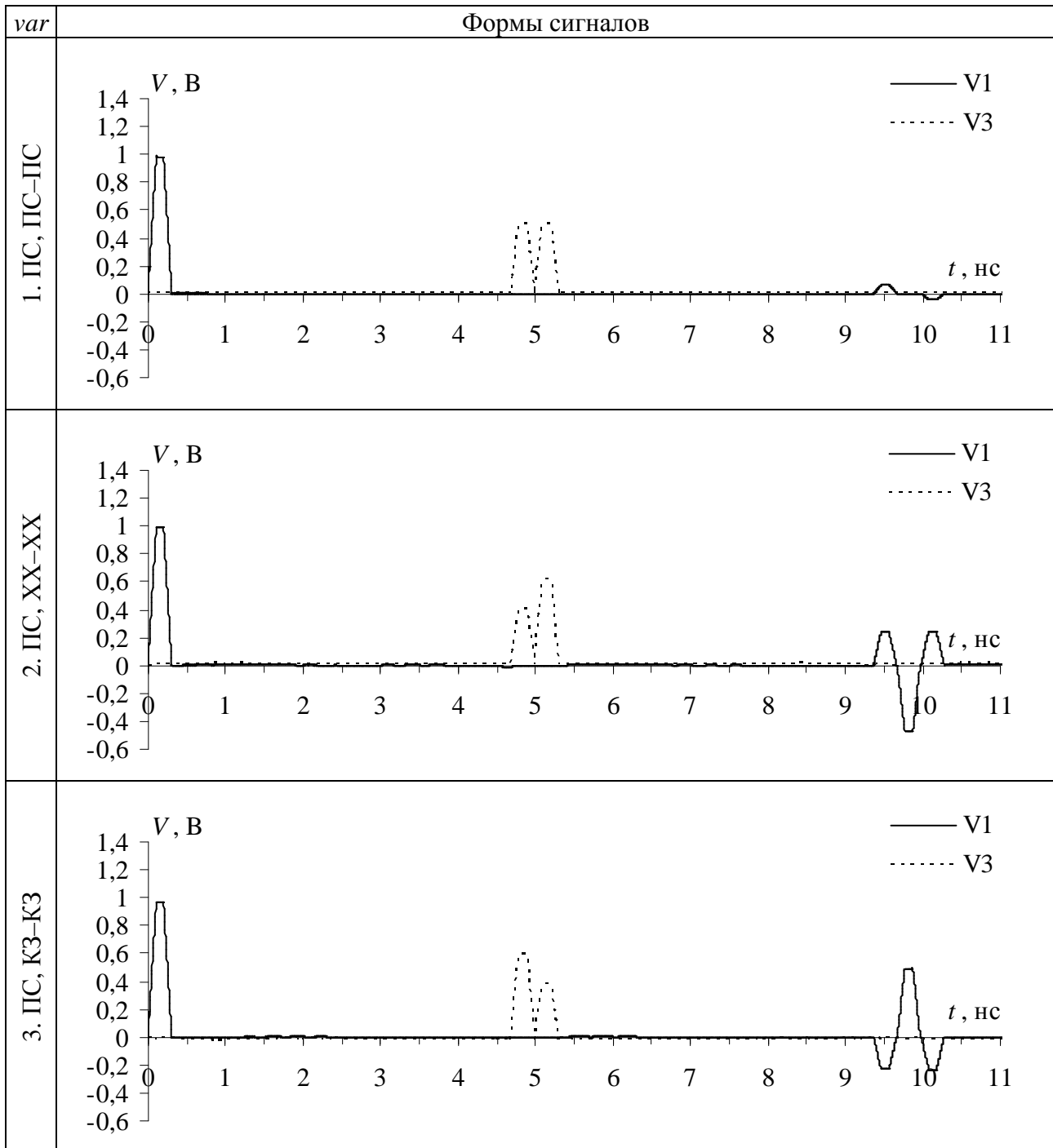
1.  $R1=R2=R3=R4$  – псевдосогласование (ПС);
2.  $R1=R3$  – ПС,  $R2=R4$  – холостой ход (ХХ);
3.  $R1=R3$  – ПС,  $R2=R4$  – короткое замыкание (КЗ);
4.  $R1=R3$  – ПС,  $R2$  – ХХ,  $R4$  – КЗ;
5.  $R1=R3$  – ПС,  $R2$  – КЗ,  $R4$  – ХХ;
6.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R4$  – ПС;
7.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R4$  – ХХ;
8.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R4$  – КЗ;
9.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2$  – ХХ,  $R4$  – КЗ;
10.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2$  – КЗ,  $R4$  – ХХ

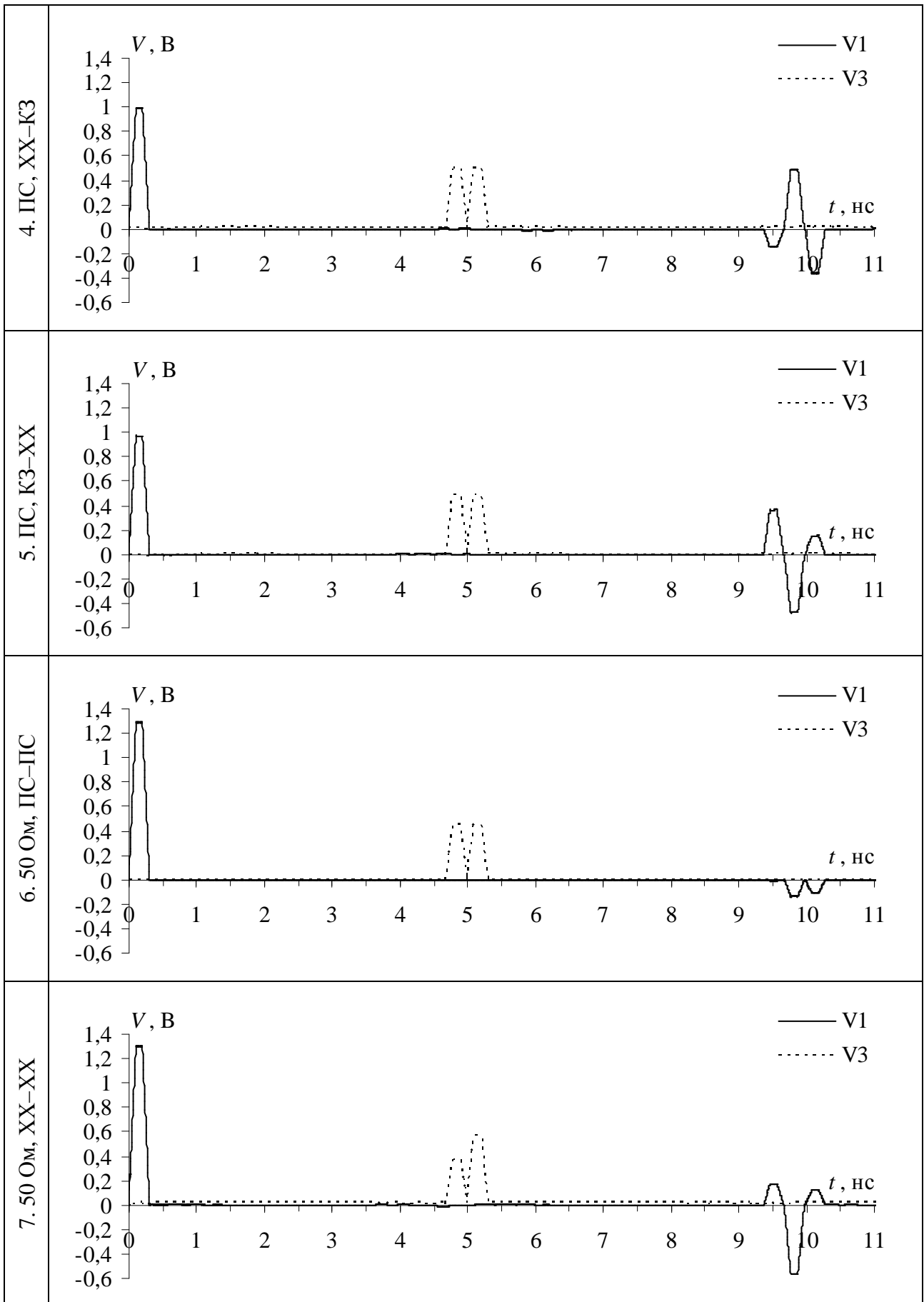
При моделировании номинал резистора для КЗ выбран равным 1 мОм, для ХХ – 5 МОм, для ПС – значению диагональных коэффициентов матрицы **Z**. Длины отрезков кабелей выбраны из условия (1.14), минимальными при которых происходит полное разложение импульса. Длина отрезка кабеля ВВГ 3×1,5 составляет 0,98 м, ПУГНП 3×1,5 – 0,95 м и ПУГНП 3×2,5 – 0,58 м. Как видим, длина отрезка кабеля без воздуха почти в 2 раза меньше, чем длины отрезков кабелей с воздухом.

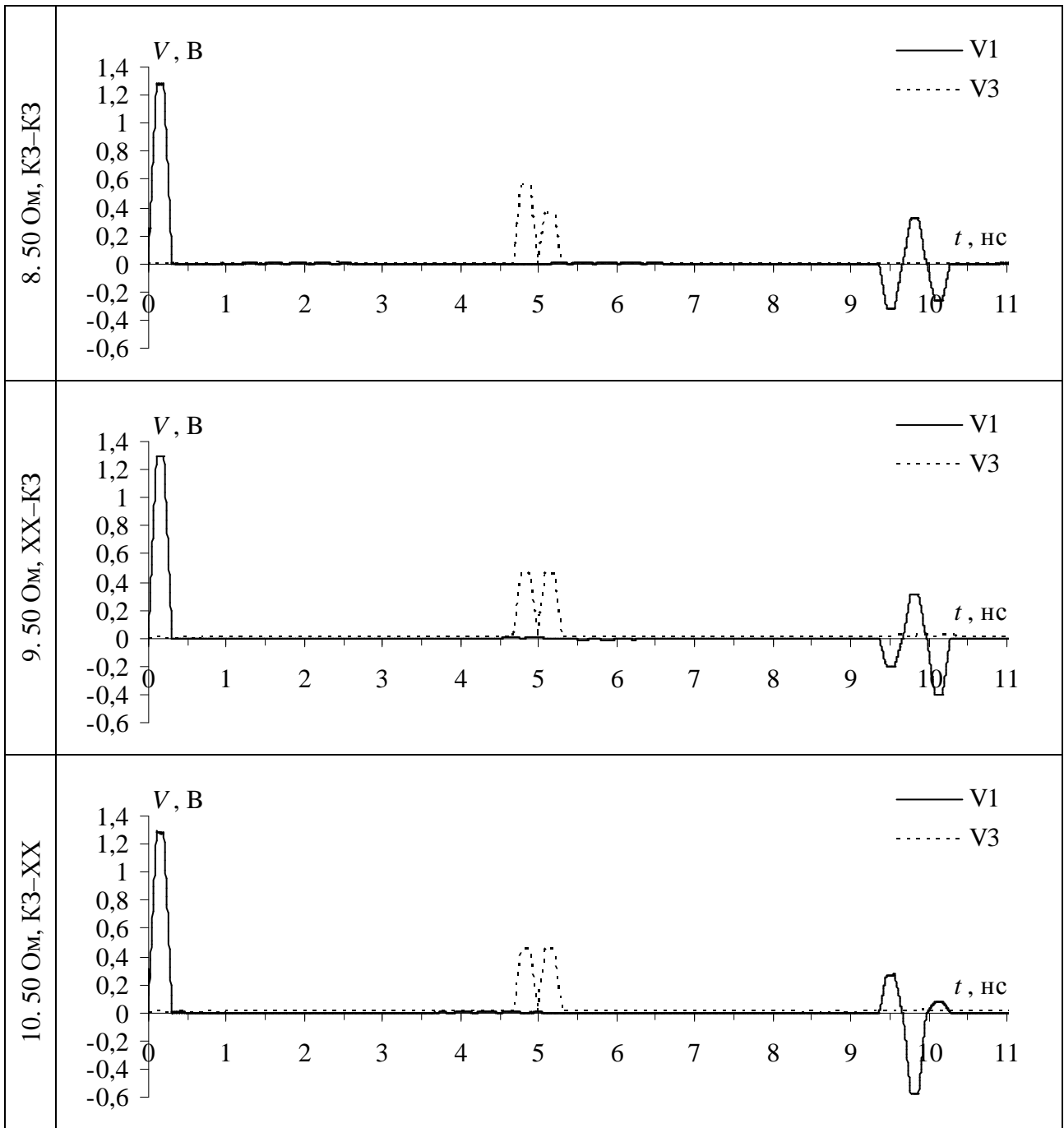
Результаты моделирования отклика для кабеля ВВГ 3×1,5 представлены в табл. 2.5, для ПУГНП 3×1,5 – в табл. 2.6, для ПУГНП 3×2,5 – в табл. 2.7. Обозначение вариантов в виде 9. 50 Ом, ХХ–КЗ означает 9 вариант включения: на концах активного проводника отрезка резисторы с номиналом 50 Ом, в начале пассивного проводника холостой ход, а на конце – короткое замыкание.



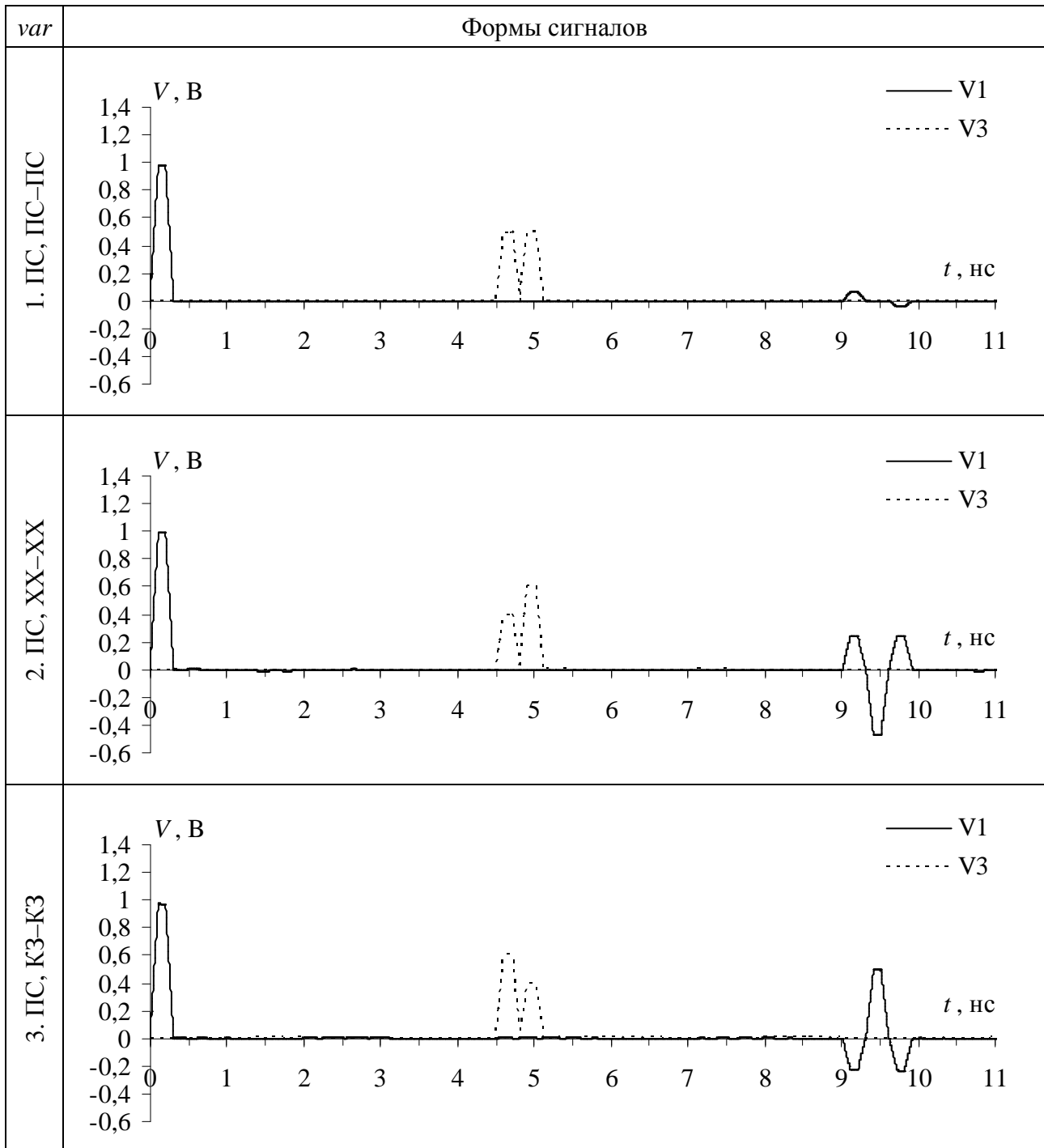
**Формы сигнала в начале (V1 — ) и конце (V3 ..... ) активного проводника для вариантов 1–10 рассогласования одиночного отрезка кабеля ВВГ 3×1,5**

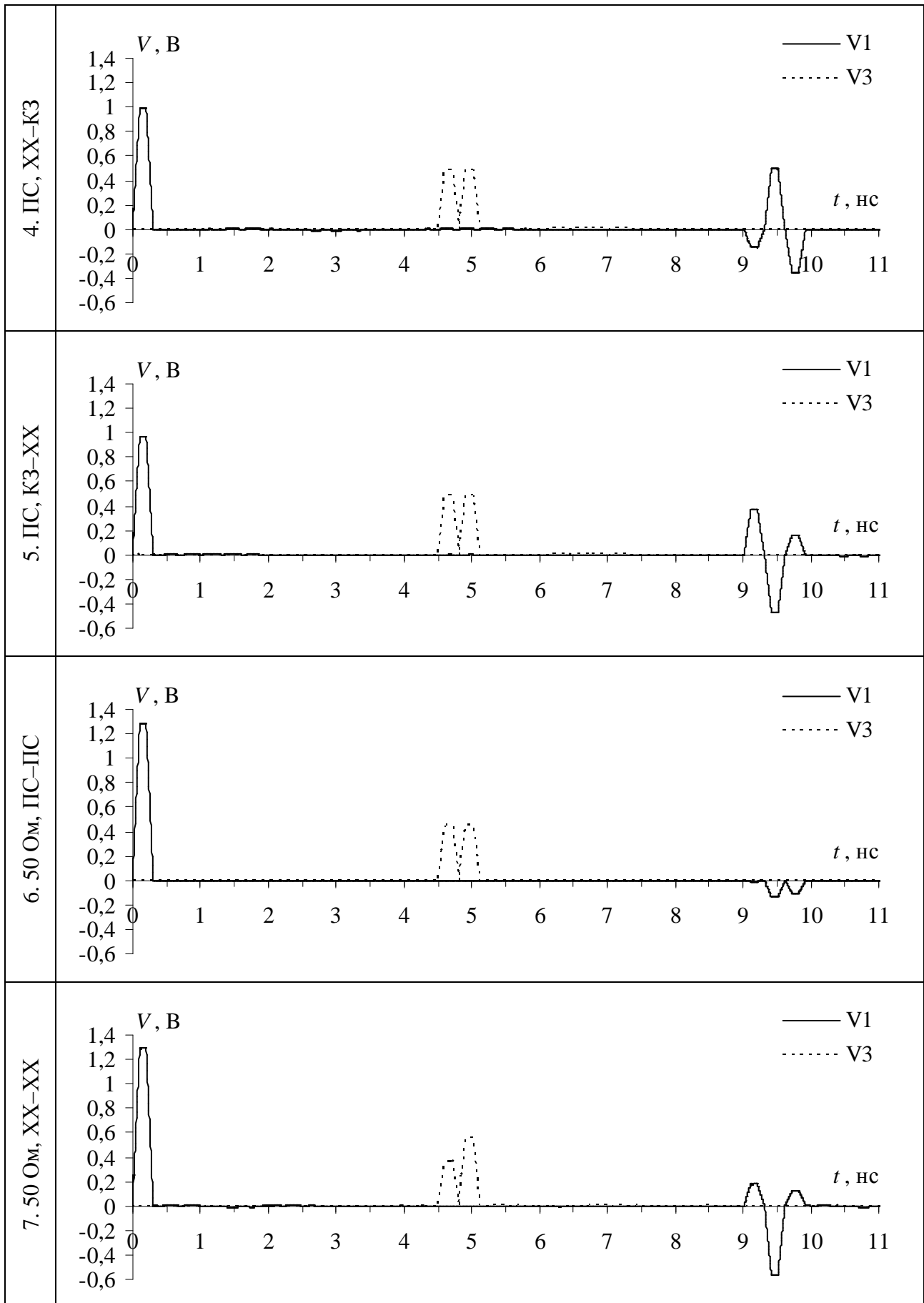


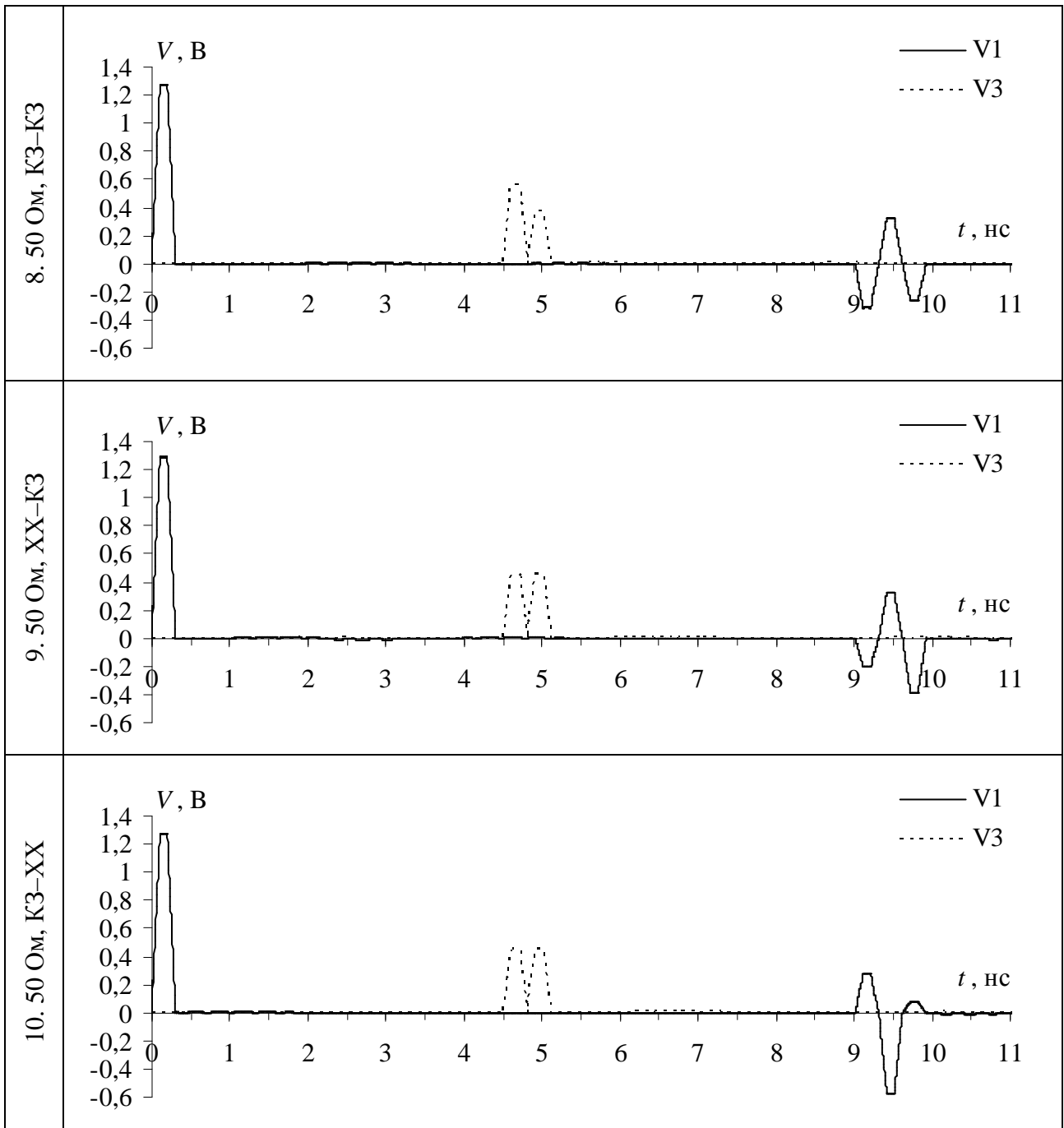




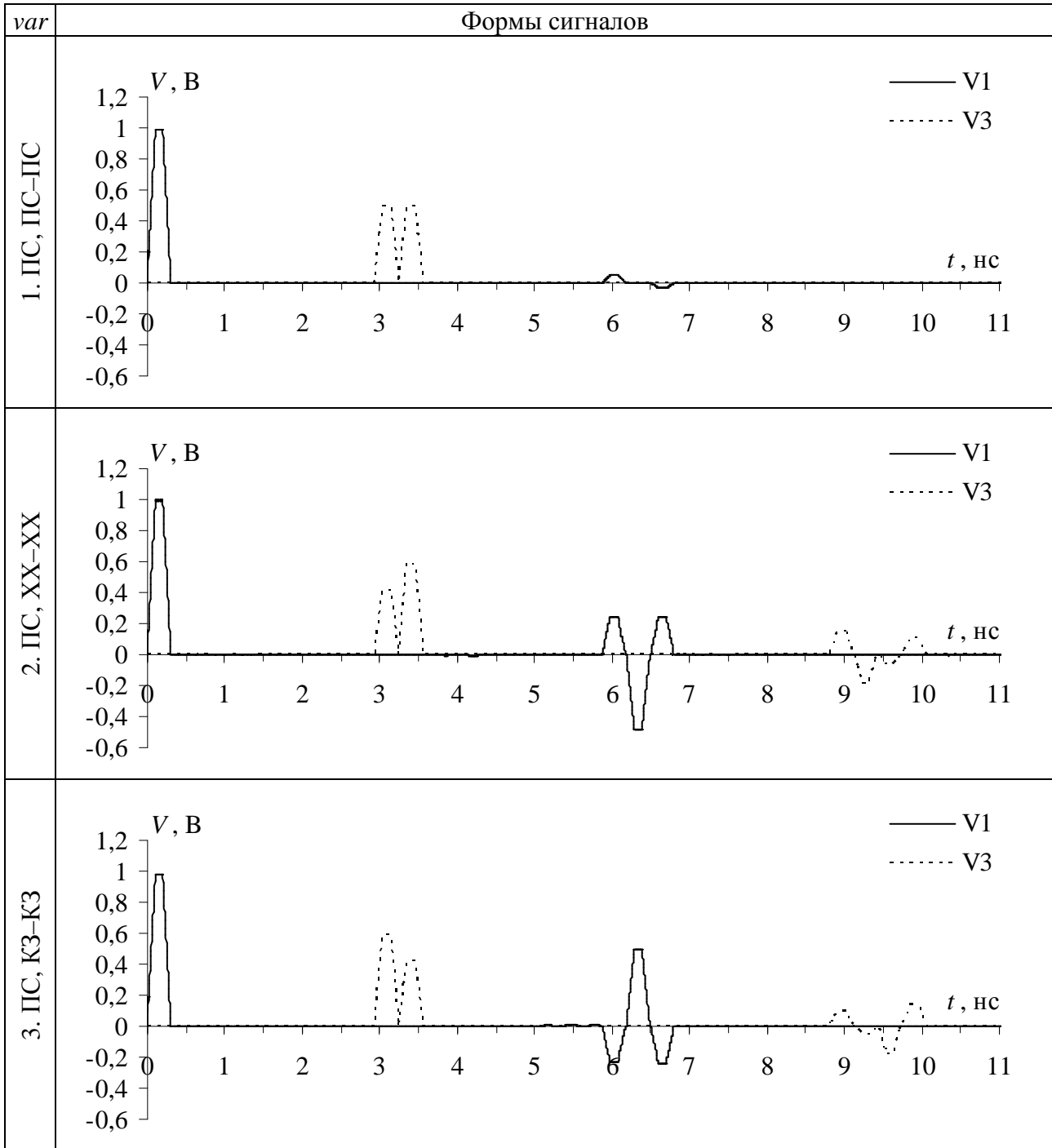
**Форма сигнала в начале (V1 — ) и конце (V3 ..... ) активного проводника для вариантов 1–10 рассогласования одиночного отрезка кабеля ПУГНП 3×1,5**

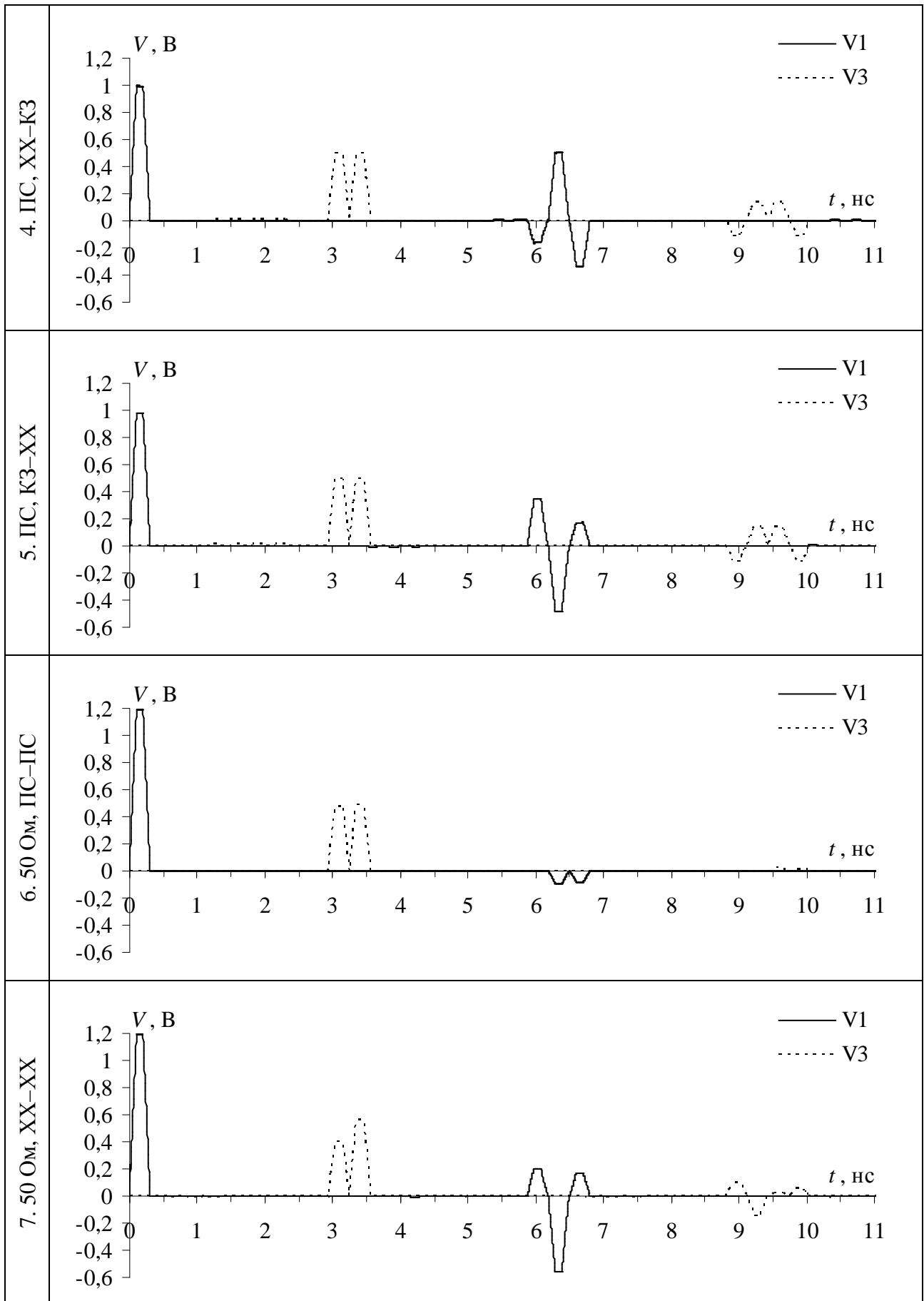




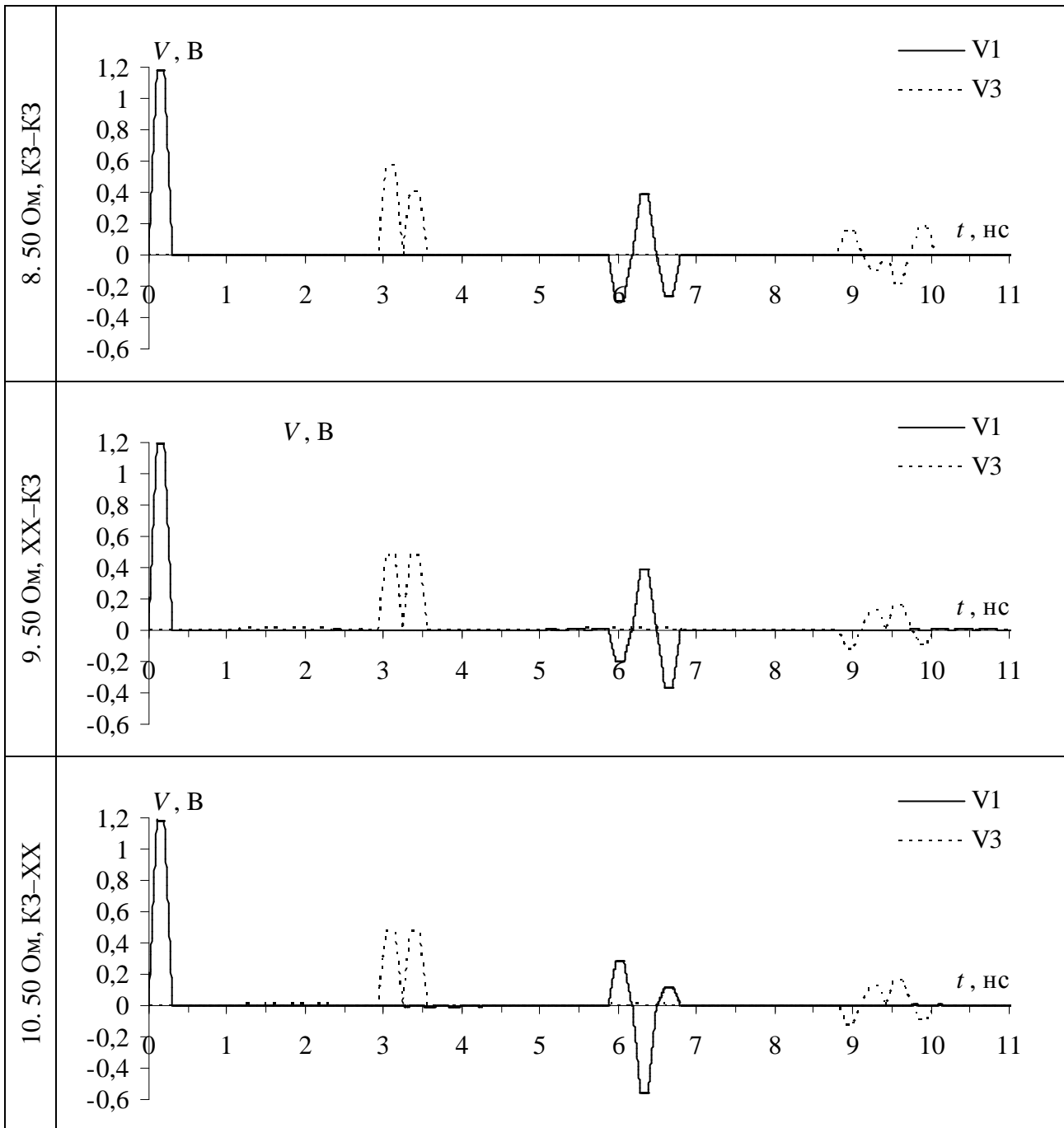


**Форма сигнала в начале (V1 — ) и конце (V3 ..... ) активного проводника для вариантов 1–10 рассогласования одиночного отрезка кабеля ПУГНП 3×2,5**









Полученные результаты показывают, что при рассогласовании отрезков кабеля разложение импульса сохраняется. Рассогласование влияет на соотношение амплитуд импульсов разложения и на появление отражённых сигналов. Детальный анализ результатов табл. 2.7 для кабеля ПУГНП 3×2,5 дает следующее.

В варианте 1, когда отрезок псевдосогласован, входной импульс делится на два импульса с одинаковыми амплитудами вдвое меньшими по отношению к импульсу на входе. Варианты 4 и 5 дают такие же результаты как и вариант 1, за

исключением появления отражённых сигналов, которые приходят в начало и конец линии после прохода по линии. Важно отметить, что теперь часть энергии, рассеиваемая ранее на резисторах пассивного проводника, рассеивается на генераторе и нагрузке.

В случаях, когда пассивный проводник на холостом ходу или замкнут на землю на обоих концах пассивного проводника, амплитуды импульсов отличаются. В случае ХХ амплитуда первого импульса меньше амплитуды второго на 31,3%, и составляет 40,5% от амплитуды импульса на входе, амплитуда второго импульса составляет 58,9% от амплитуды импульса на входе. При КЗ наоборот, амплитуда второго меньше чем первого с теми же соотношениями.

Варианты 6, 9 и 10 дают результаты по характеру одинаковые с вариантами 1, 4 и 5 с равными амплитудами. Здесь амплитуды импульсов в 2,48 раз меньше, чем у импульса на входе.

Характер результатов вариантов 7 и 8 совпадает с вариантами 2 и 3 соответственно. Амплитуда первого импульса варианта 7 меньше амплитуды второго импульса на 35,4%. Амплитуда первого импульса составляет 30,5% от импульса на входе, а амплитуда второго – 47,2%. Для варианта 8 эти соотношения инвертируются.

*В результате исследован характер поведения амплитуд импульсов разложения в зависимости от граничных условий на концах одиночного отрезка плоских кабелей.*

### **2.2.2 Рассогласование в двух последовательно соединенных отрезках кабеля**

Данный подраздел содержит исследование влияния рассогласования в двух последовательно соединённых отрезках кабеля марки ПУГНП 3×4. Сигналы получены в начале и конце активного проводника структуры. Схема включения отрезков представлена на рис. 2.4.

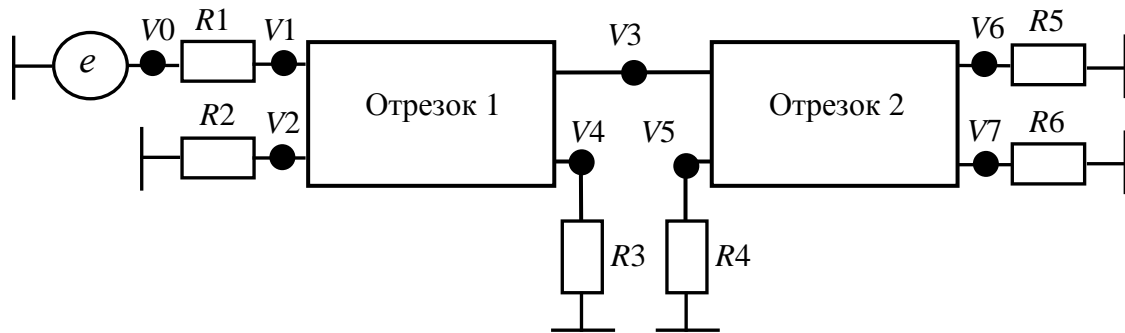


Рис. 2.4. Схема включения двух последовательно соединенных отрезков кабеля

Резисторы  $R1$  и  $R5$  – резисторы на активном проводнике номиналом 50 Ом,  $R2$ ,  $R4$  – резисторы в начале,  $R3$ ,  $R6$  – резисторы в конце пассивных проводников первого и второго отрезков кабеля соответственно (выбирались из условия псевдосогласования или имели номиналы близкие по значению к КЗ либо ХХ). Длина первого отрезка равна 0,6 м, длина второго отрезка вдвое больше, чем у первого, и составляет 1,2 м. Исследовано 17 вариантов:

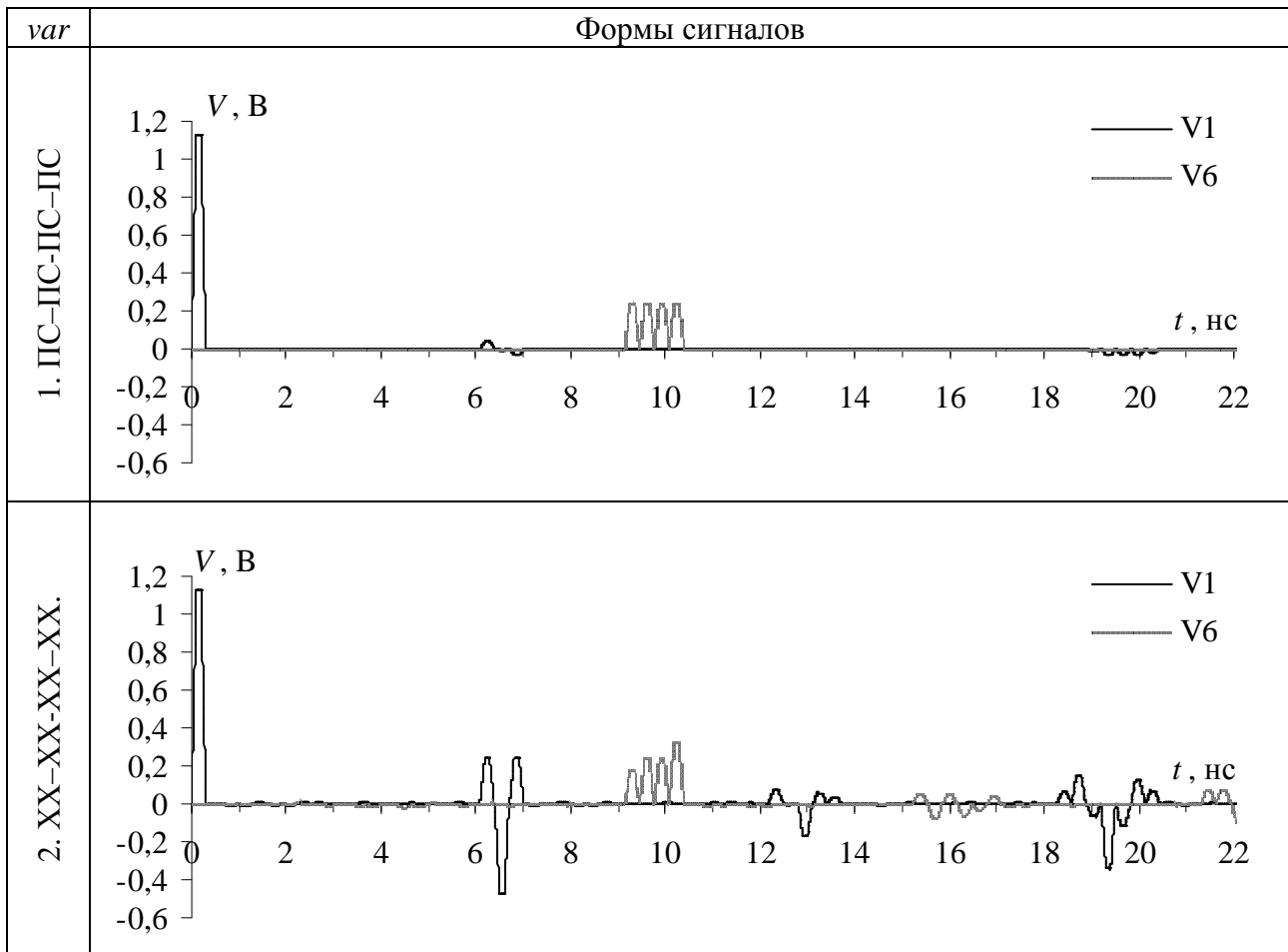
1.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R6$  – ПС;
2.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R6$  – ХХ;
3.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R6$  – КЗ;
4.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2$  – КЗ,  $R3=R4=R6$  – ХХ;
5.  $R1=R3=50$  Ом,  $R3$  – КЗ,  $R2=R4=R6$  – ХХ;
6.  $R1=R3=50$  Ом,  $R4$  – КЗ,  $R2=R3=R6$  – ХХ;
7.  $R1=R3=50$  Ом,  $R6$  – КЗ,  $R2=R3=R4$  – ХХ;
8.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2$  – ХХ,  $R3=R4=R6$  – КЗ;
9.  $R1=R3=50$  Ом,  $R3$  – ХХ,  $R2=R4=R6$  – КЗ;
10.  $R1=R3=50$  Ом,  $R4$  – ХХ,  $R2=R3=R6$  – КЗ;
11.  $R1=R3=50$  Ом,  $R6$  – ХХ,  $R2=R3=R4$  – КЗ;
12.  $R1=R3=50$  Ом,  $R4=R6$  – ХХ,  $R2=R3$  – КЗ;
13.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R3$  – ХХ,  $R4=R6$  – КЗ;
14.  $R1=R3=50$  Ом,  $R3=R4$  – ХХ,  $R2=R6$  – КЗ;
15.  $R1=R3=50$  Ом,  $R2=R6$  – ХХ,  $R3=R4$  – КЗ;
16.  $R1=R3=50$  Ом,  $R3=R6$  – ХХ,  $R2=R4$  – КЗ;

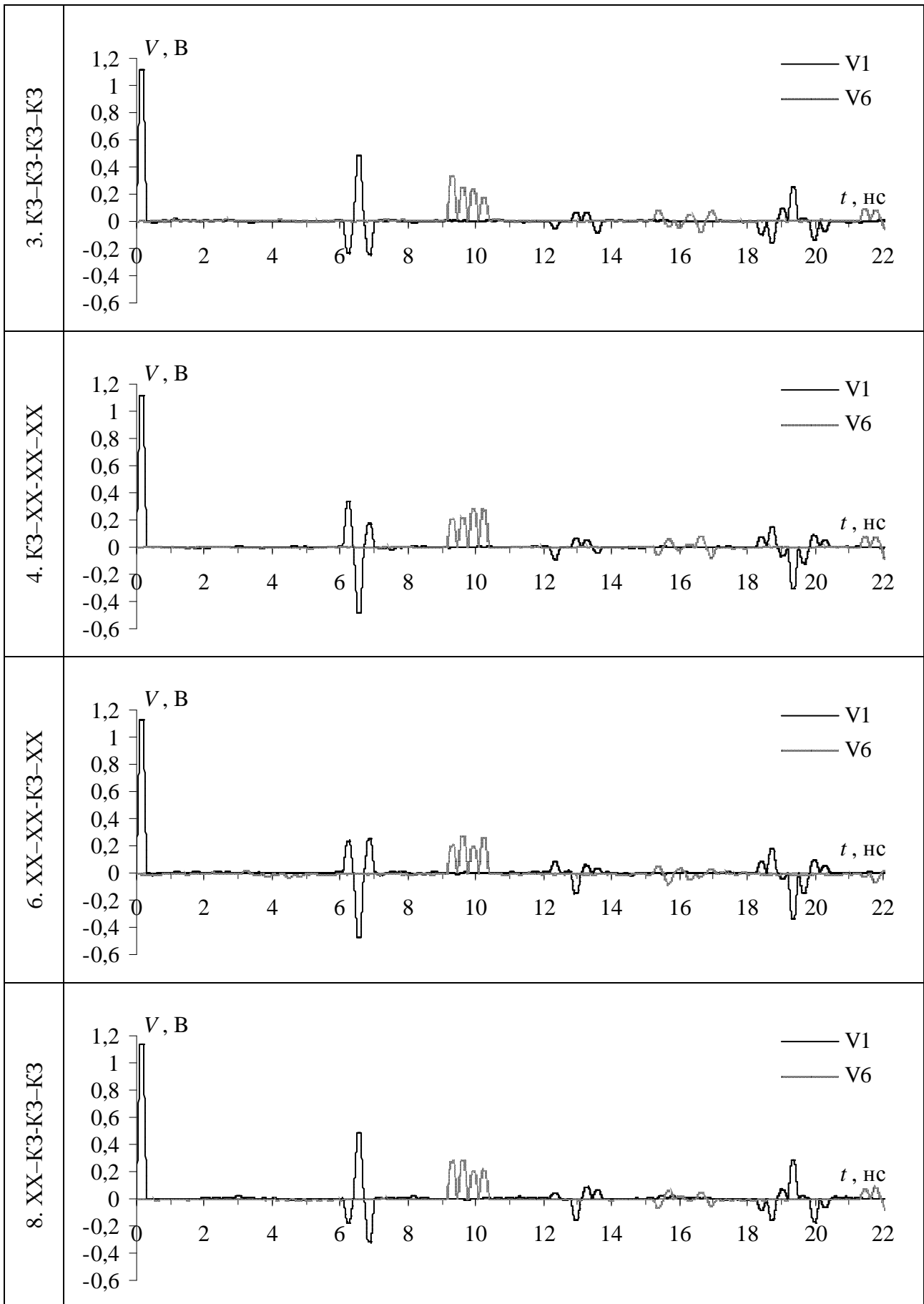
17.  $R1=R3=50 \text{ Ом}$ ,  $R2=R4 - \text{XX}$ ,  $R3=R6 - \text{КЗ}$

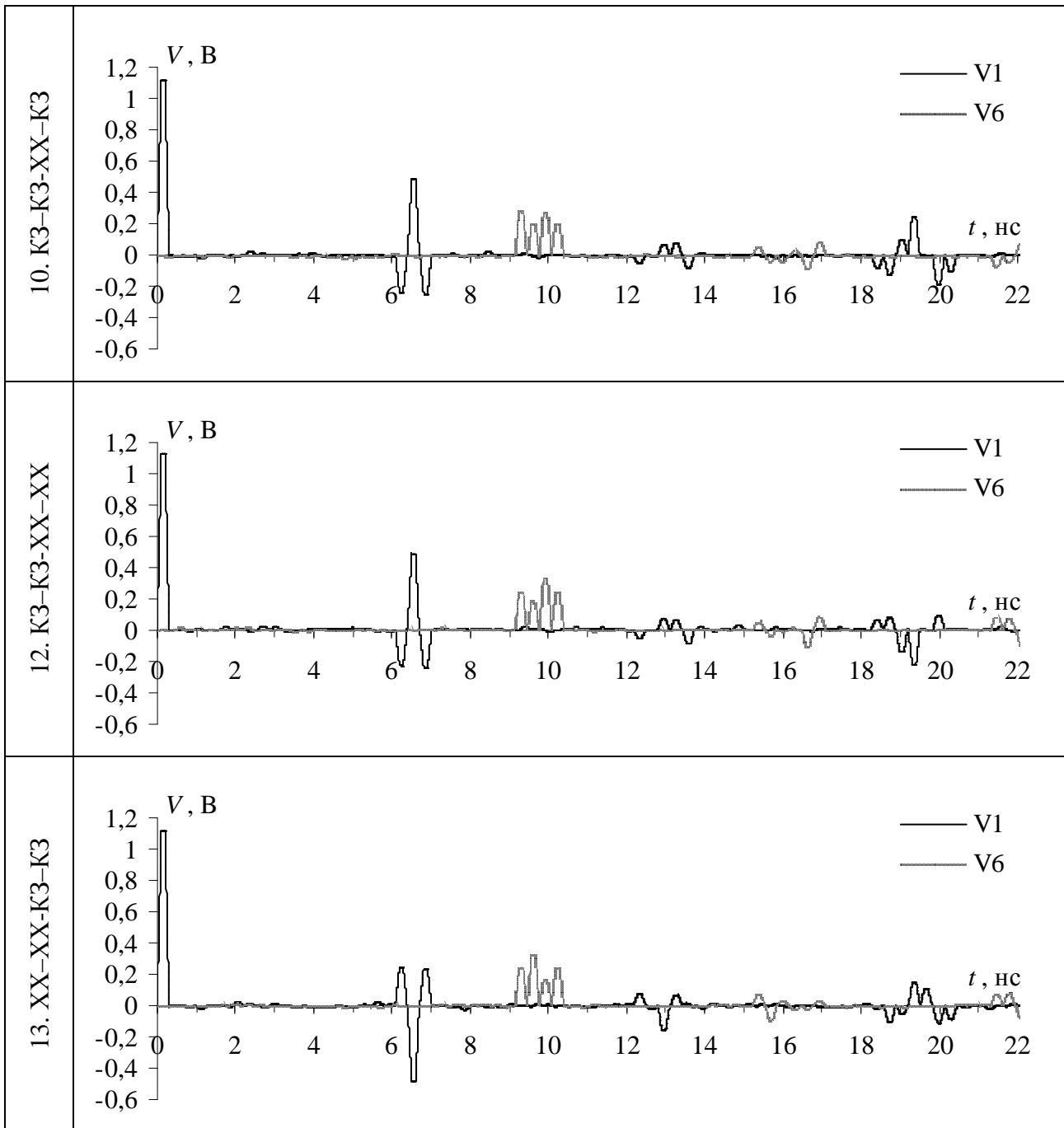
Результаты моделирования некоторых вариантов включения отрезков приведены в табл. 2.8. Вариант включения в виде 4. КЗ–КЗ–КЗ–XX означает 4 вариант включения: в начале пассивного проводника первого отрезка – псевдосогласование, в конце – короткое замыкание, в начале пассивного проводника второго отрезка – короткое замыкание, в конце – холостой ход.

Таблица 2.8

**Форма сигнала в начале первого ( $V1$  —) и конце второго ( $V6$  ..... ) отрезка активного проводника двух последовательно соединенных отрезков кабеля ПУГНП 3×4**







Выше приведены результаты вариантов, в которых формы сигналов отличаются между собой. Приведём варианты, в которых сигналы имеют одинаковые формы:

- варианты 1, 14, 15, 16 и 17;
- варианты 4 и 5;
- варианты 6 и 7;
- варианты 8 и 9;
- варианты 10 и 11.

По результатам подраздела можно сказать, что при рассогласовании отрезков эффект разложения импульса в двух последовательно соединённых отрезках кабелей сохраняется. Рассогласование приводит к изменениям амплитуд импульсов и к появлению отражений сигнала.

Наиболее интересными в плане исследования являются варианты 1, 14, 15, 16 и 17, где происходит деление входного импульса на импульсы с одинаковыми амплитудами.

*В результате проведенного исследования получено представление о характере поведения амплитуд импульсов разложения в зависимости от граничных условий на концах двух последовательно соединенных отрезков плоских кабелей. Важно отметить, что по полярности отраженного сигнала в начале активного проводника, можно судить о нагрузках в конце первого и начале второго пассивных проводников. Это может быть использовано в модальном зондировании при диагностике пассивного проводника по длине (обрыв, короткое замыкание).*

### 2.2.3 Рассогласование в трех последовательно соединенных отрезках кабеля

В данном подразделе представлены результаты исследования влияния рассогласования в трёх последовательно соединённых отрезках кабеля марки ПУГНП 3×4. Разработаны файлы сквозного анализа для 37 вариантов включения отрезков. Сигналы получены в начале и конце активного проводника. Схема включения трёх отрезков представлена на рис. 2.5.

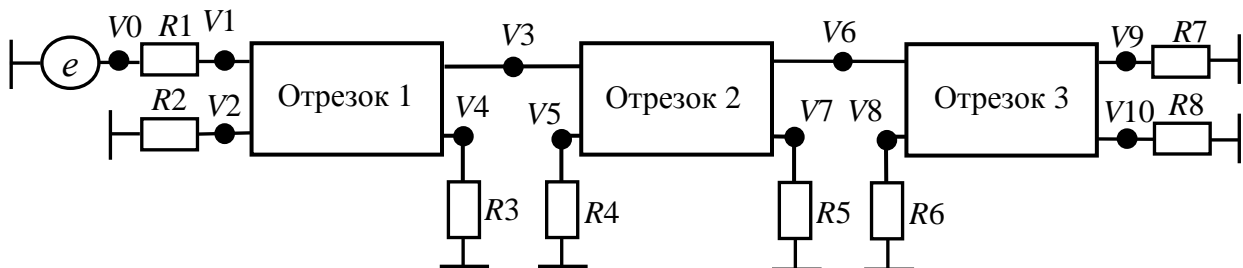


Рис. 2.5. Схема включения трех последовательно соединенных отрезков кабеля

Резисторы  $R1$  и  $R7$  – резисторы на активном проводнике номиналом 50 Ом,  $R2$ ,  $R4$ ,  $R6$  – резисторы в начале,  $R3$ ,  $R5$ ,  $R8$  – резисторы в конце пассивных проводников первого, второго и третьего отрезков кабеля соответственно. Длина первого отрезка – 0,6 м, второго – 1,2 м, третьего – 2,4 м.

Исследованы варианты:

1.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R5=R6=R8$  – ПС;
2.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R5=R6=R8$  – ХХ;
3.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R5=R6=R8$  – КЗ;
4.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2$  – КЗ,  $R3=R4=R5=R6=R8$  – ХХ;
5.  $R1=R7=50$  Ом,  $R3$  – КЗ,  $R2=R4=R5=R6=R8$  – ХХ;
6.  $R1=R7=50$  Ом,  $R4$  – КЗ,  $R2=R3=R5=R6=R8$  – ХХ;
7.  $R1=R7=50$  Ом,  $R5$  – КЗ,  $R2=R3=R4=R6=R8$  – ХХ;
8.  $R1=R7=50$  Ом,  $R6$  – КЗ,  $R2=R3=R4=R5=R8$  – ХХ;
9.  $R1=R7=50$  Ом,  $R8$  – КЗ,  $R2=R3=R4=R5=R6$  – ХХ;
10.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2$  – ХХ,  $R3=R4=R5=R6=R8$  – КЗ;
11.  $R1=R7=50$  Ом,  $R3$  – ХХ,  $R2=R4=R5=R6=R8$  – КЗ;
12.  $R1=R7=50$  Ом,  $R4$  – ХХ,  $R2=R3=R5=R6=R8$  – КЗ;
13.  $R1=R7=50$  Ом,  $R5$  – ХХ,  $R2=R3=R4=R6=R8$  – КЗ;
14.  $R1=R7=50$  Ом,  $R6$  – ХХ,  $R2=R3=R4=R5=R8$  – КЗ;
15.  $R1=R7=50$  Ом,  $R8$  – ХХ,  $R2=R3=R4=R5=R6$  – КЗ;
16.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R8$  – КЗ,  $R3=R4=R5=R6$  – ХХ;
17.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R8$  – ХХ,  $R3=R4=R5=R6$  – КЗ;
18.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R4=R6$  – КЗ,  $R3=R5=R8$  – ХХ;
19.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R4=R6$  – ХХ,  $R3=R5=R8$  – КЗ;
20.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R6=R8$  – КЗ,  $R4=R5$  – ХХ;
21.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3$  – ХХ,  $R4=R5=R6=R8$  – КЗ;
22.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R4=R5$  – КЗ,  $R6=R8$  – ХХ;
23.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3$  – КЗ,  $R4=R5=R6=R8$  – ХХ;
24.  $R1=R7=50$  Ом,  $R2=R3=R6=R8$  – ХХ,  $R4=R5$  – КЗ;

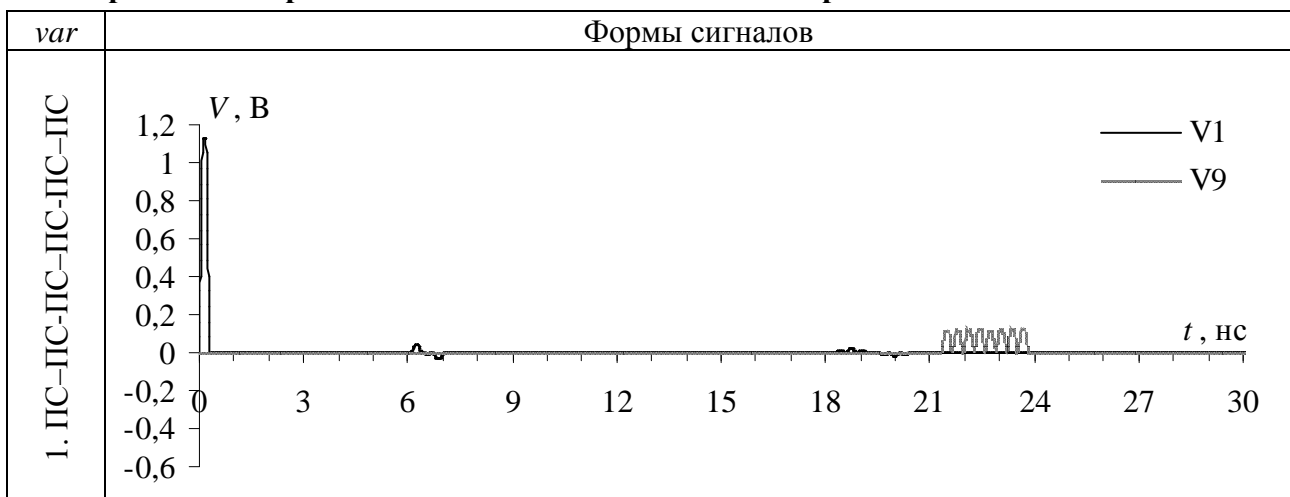


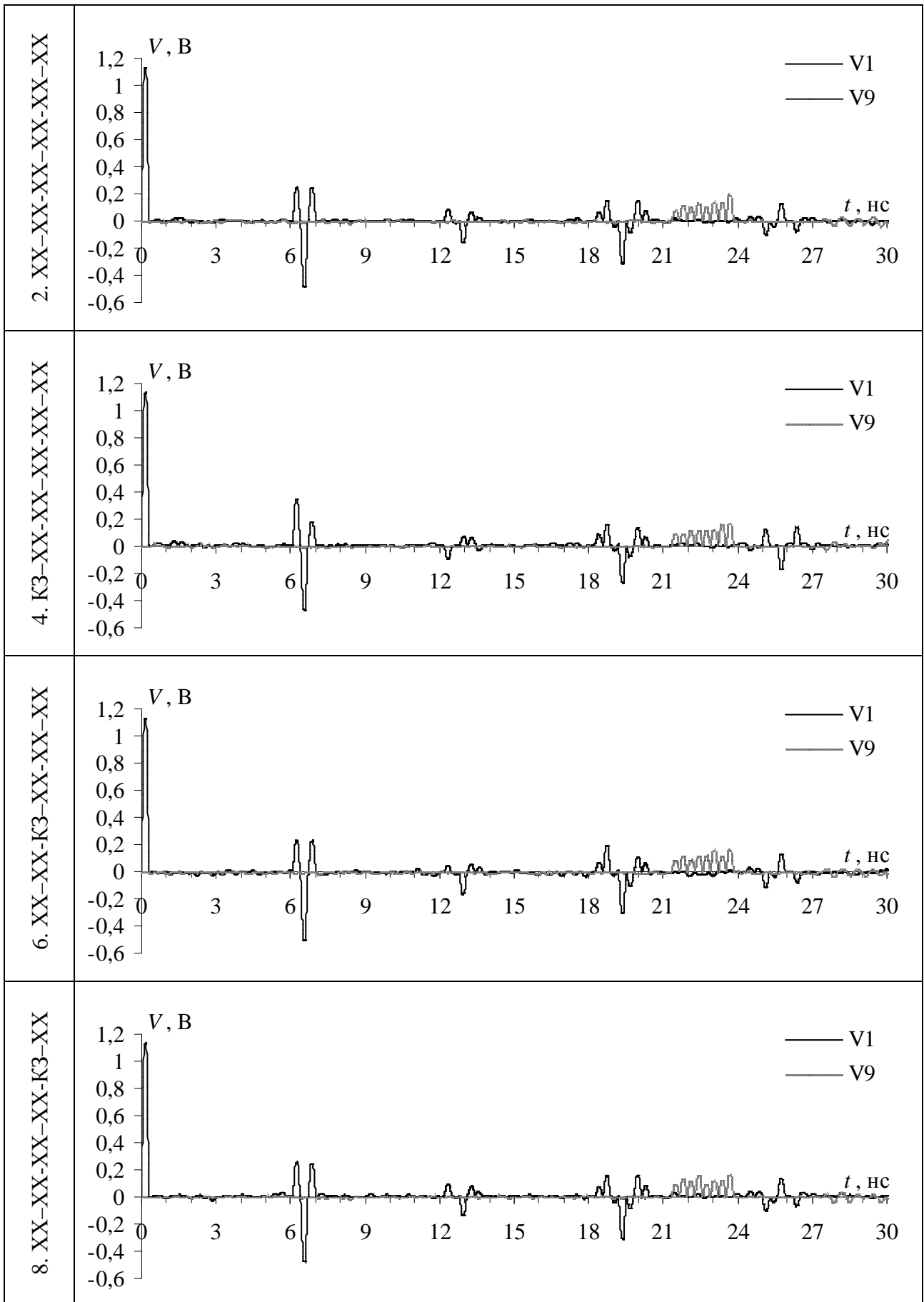
25.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_4=R_5 - \text{XX}$ ,  $R_6=R_8 - \text{КЗ}$ ;  
 26.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_4 - \text{XX}$ ,  $R_5=R_6=R_8 - \text{КЗ}$ ;  
 27.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_4 - \text{КЗ}$ ,  $R_5=R_6=R_8 - \text{XX}$ ;  
 28.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_5=R_6=R_8 - \text{XX}$ ,  $R_3=R_4 - \text{КЗ}$ ;  
 29.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_5=R_6=R_8 - \text{КЗ}$ ,  $R_3=R_4 - \text{XX}$ ;  
 30.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_4=R_8 - \text{XX}$ ,  $R_5=R_6 - \text{КЗ}$ ;  
 31.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_4=R_8 - \text{КЗ}$ ,  $R_5=R_6 - \text{XX}$ ;  
 32.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_6=R_8 - \text{XX}$ ,  $R_3=R_4=R_5 - \text{КЗ}$ ;  
 33.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_6=R_8 - \text{КЗ}$ ,  $R_3=R_4=R_5 - \text{XX}$ ;  
 34.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_8 - \text{XX}$ ,  $R_4=R_5=R_6 - \text{КЗ}$ ;  
 35.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_3=R_8 - \text{КЗ}$ ,  $R_4=R_5=R_6 - \text{XX}$ ;  
 36.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_4=R_8 - \text{XX}$ ,  $R_3=R_5=R_6 - \text{КЗ}$ ;  
 37.  $R_1=R_7=50 \text{ Ом}$ ,  $R_2=R_4=R_8 - \text{КЗ}$ ,  $R_3=R_5=R_6 - \text{XX}$

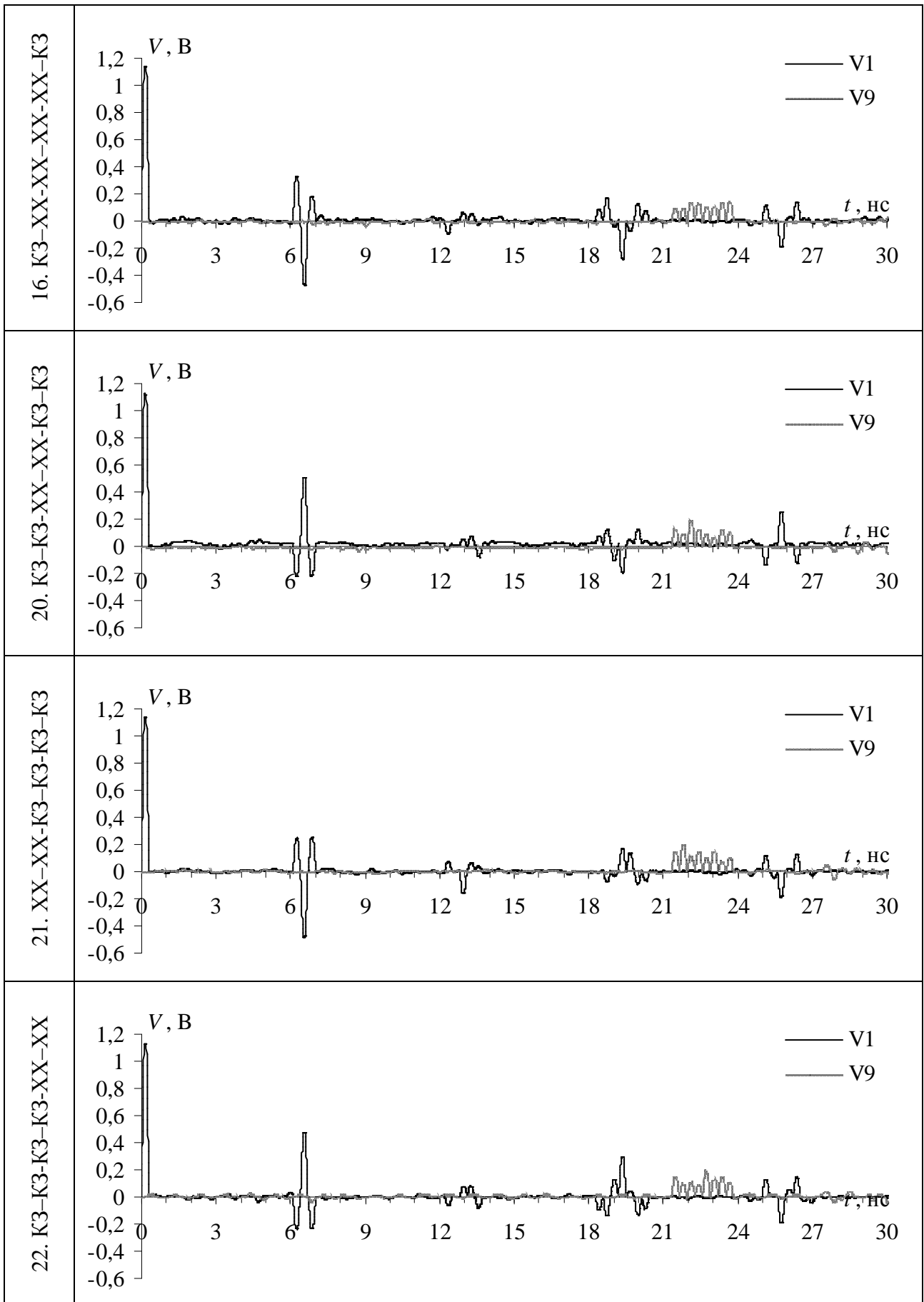
Ниже приведены полученные результаты для некоторых вариантов схем включения (табл. 2.9). Вариант включения в виде 6. XX–XX–КЗ–XX–XX–XX означает 6 вариант включения отрезков: в начале и конце пассивного проводника первого отрезка – холостой ход, в начале пассивного проводника второго отрезка – короткое замыкание, в конце – холостой ход, в начале и конце третьего отрезка – XX.

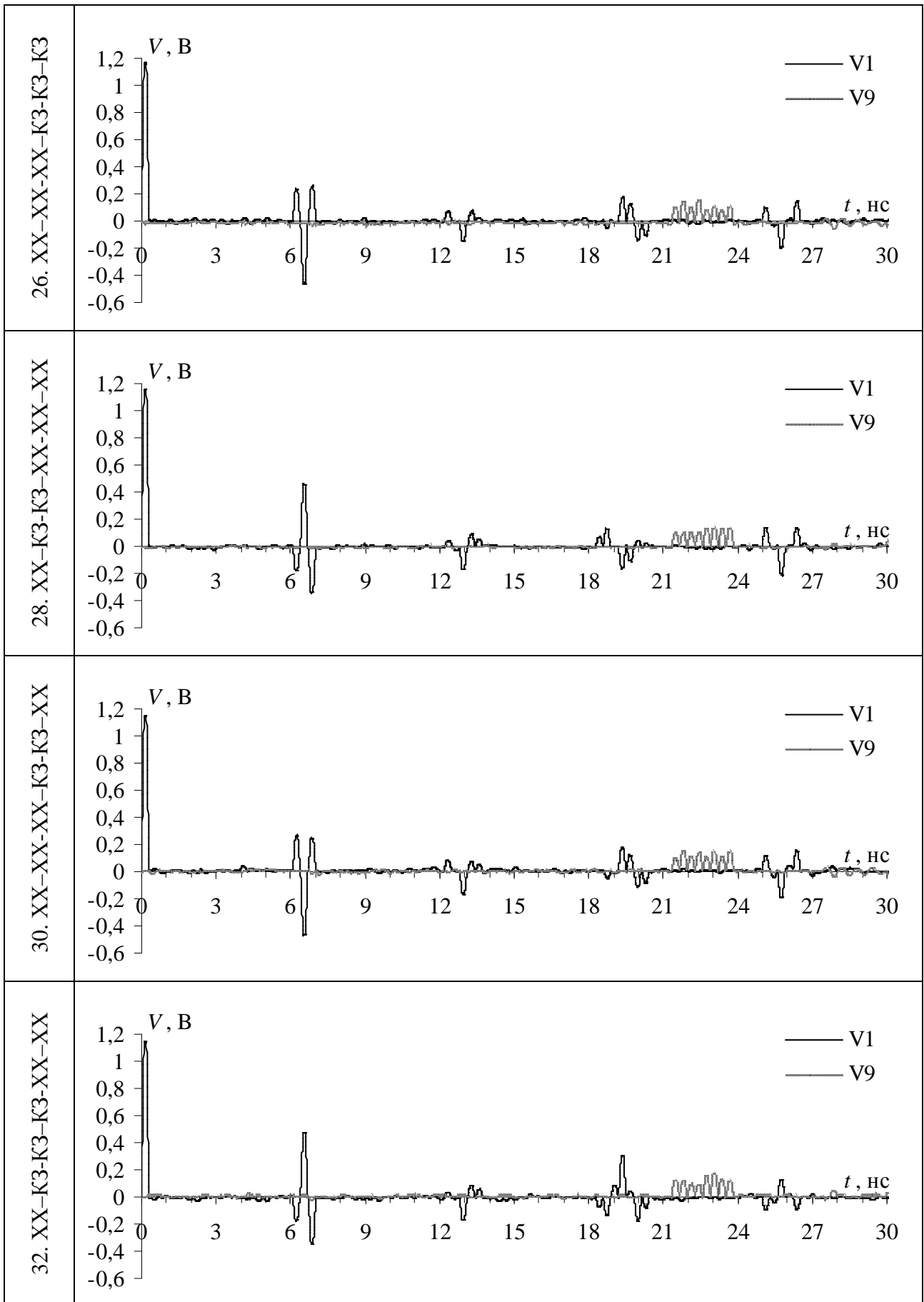
Таблица 2.9

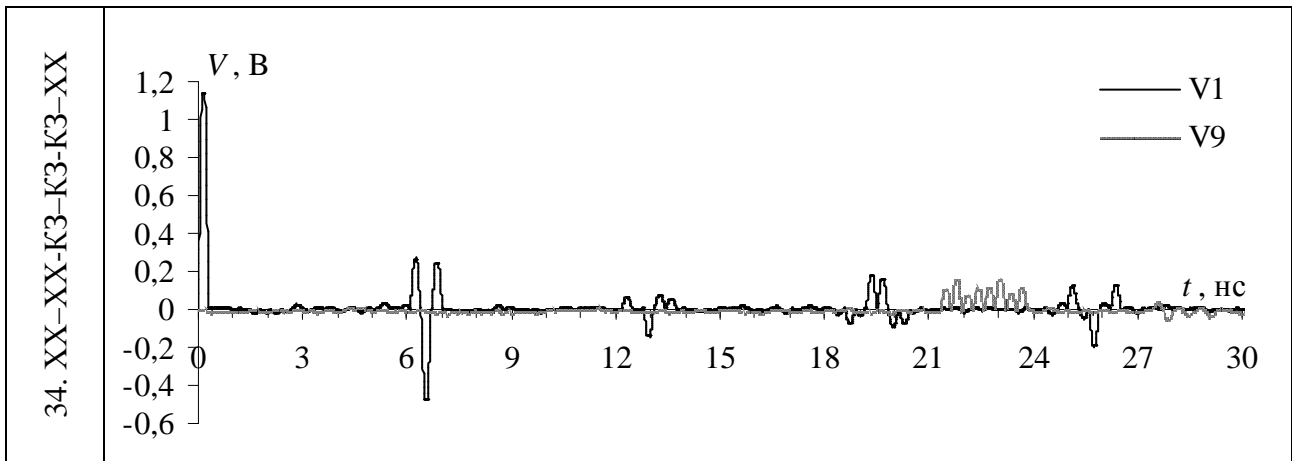
**Форма сигнала в начале первого ( $V_1$  —) и конце третьего ( $V_9$  ..... ) отрезка активного проводника трех последовательно соединенных отрезков кабеля ПУГНП 3×4**











Некоторые сигналы, полученные при делении входного импульса, имеют характер изменения амплитуд, противоположный сигналам других вариантов. Пример такого случая представлен на рис. 2.6.

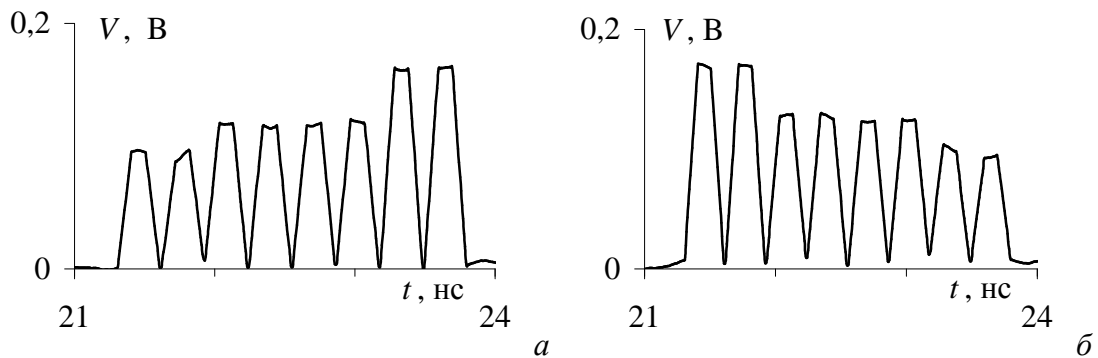


Рис. 2.6. Сигналы с противоположным характером изменения амплитуд импульсов разложения

Некоторые формы импульсов различных вариантов совпадают. Ниже приведены варианты с противоположным характером изменения амплитуд импульсов разложения и с одинаковыми формами сигналов.

Сигналы с противоположными характерами изменения амплитуд импульсов разложения:

- 2 к 3;
- 4, 5 к 10, 11;
- 6, 7 к 12, 13;
- 8, 9 к 14, 15;
- 16 к 17;
- 20 к 24;

- 21 к 23;
- 22 к 25;
- 26 к 27;
- 28 к 29;
- 30 к 31;
- 32 к 33;
- 34 к 35.

Сигналы с одинаковыми формами:

- 1, 18, 19, 36 и 37;
- 4 и 5;
- 6 и 7;
- 8 и 9;
- 10 и 11;
- 12 и 13;
- 14 и 15.

*Таким образом, проведено исследование влияния граничных условий на концах трех последовательно соединенных отрезков плоских кабелей на амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника структуры. По отраженному сигналу также можно судить о нагрузках на пассивном проводнике (о целостности проводника) для модального зондирования.*

## 2.3 Экспериментальное подтверждение разложения импульса в плоском кабеле

В данном разделе [103] показана практическая применимость плоских кабелей в качестве защиты от СКИ. Для этого выполнен эксперимент для одного и двух отрезков кабелей и проведено моделирование эксперимента для одного отрезка.

Для практической применимости важно упростить и удешевить устройство защиты. Псевдосогласование требует включения резисторов. Поэтому актуален вопрос замены резисторов в пассивной линии на более простые варианты: короткое замыкание (КЗ) и холостой ход (ХХ).

На рис. 2.7*а* показан исходный импульс и 2 импульса в конце одного отрезка кабеля ПУГНП 3×4 длиной 4,8 м, а на рис. 2.7*б* – 4 импульса (с наложением последующих импульсов на растянутые из-за дисперсии спады предыдущих) в конце двух отрезков ПУГНП 3×1,5 длиной 5 м и 10 м при ХХ на пассивном проводнике.

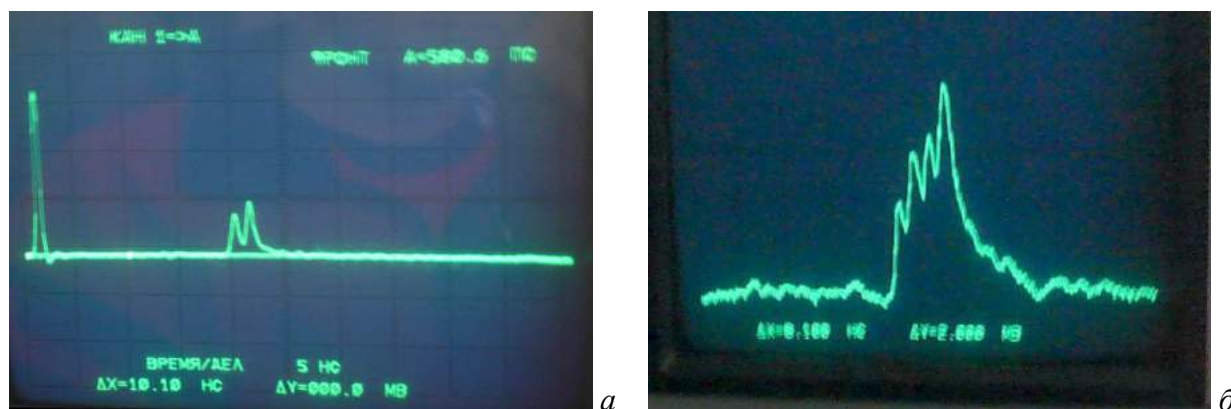


Рис. 2.7. Результаты эксперимента: *а*) 1 отрезок, *б*) два отрезка

Результаты компьютерного моделирования эксперимента из рис. 2.7*а* приведены на рис. 2.8. Видна сопоставимость результатов моделирования и эксперимента: исходный импульс делится на 2 импульса меньшей амплитуды; при ХХ на пассивном проводнике амплитуда второго импульса больше амплитуды первого. Различие результатов моделирования и эксперимента обусловлено рядом факторов. Влияние некоторых из них можно выявить

моделированием. Учет потерь (матрицы  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{G}$ , и их частотная зависимость) показывает их сильное влияние (амплитуды уменьшаются в 2 раза, фронты и спады становятся более пологими). Сильное влияние показывает анализ чувствительности к отклонению параметров от номинальных: например, крайние значения совокупности некоторых из параметров (--) приводят к уменьшению задержки самой быстрой (четной) моды от 24 до 20 нс. Измеренное время задержки (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5% для осциллографа С9-11) составляет  $19,9 \pm 1,5$  нс, давая правую границу задержки в 21,4 нс. Таким образом, можно говорить об удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента. В заключение отметим, что при моделировании не учитывались влияния неоднородностей на стыках кабеля и соединителей, различия значений  $\epsilon_r$  и  $\text{tg} \delta$  изоляции жил и оболочки кабеля, а также их частотная зависимость.

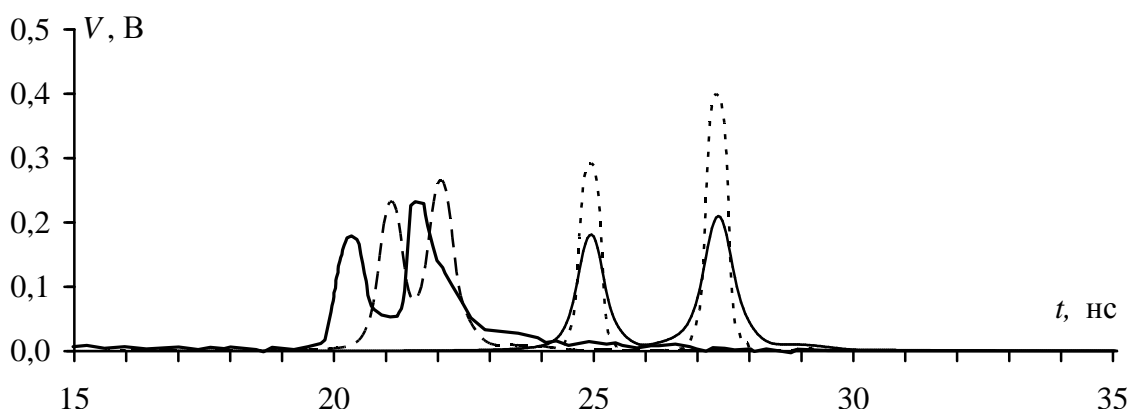


Рис. 2.8. Формы сигнала в конце пассивного проводника кабеля ПУГНП 3×4: эксперимент (—); для Гауссова импульса (···) без учета потерь; для Гауссова импульса (---) с учетом потерь; для Гауссова импульса (- · -) с учетом потерь при отклонениях от номинальных значений ( $r_1=1,13^{+0,2}$  мм,  $r_2=1,6^{-0,1}$  мм,  $\epsilon_r=3,10^{-0,62}$ )

*Таким образом, широко распространенные плоские силовые кабели, наряду с их основным назначением, можно использовать в качестве защиты от сверхкоротких импульсов, за счет их деления на импульсы меньшей амплитуды. Например, отрезок кабеля ПУГНП 3×4 длиной 10 м, благодаря разности погонных задержек мод около 0,5 нс/м позволит пополам импульс длительностью 5 нс и, при необходимости, поделить на большее число*



*импульсов более короткие импульсы. Такое устройство защиты может быть: радиационнотойким, т.к. не требует полупроводниковых приборов; дешевым, т.к. кроме кабеля, может содержать только резисторы; легким и надежным, т.к. вместо резисторов может использоваться даже соединение или разрыв жил кабеля.*

## 2.4 Практическая реализация кабельного модального фильтра

Практическая реализация модального фильтра на основе кабелей силового питания представляет собой сетевой удлинитель с вилкой и блоком розеток с контактами защитного заземления. К данным контактам подключены концы пассивного проводника фильтра. Внешний вид кабельного модального фильтра (фильтр одноотрезочный, длина кабеля составляет 15 м) представлен на рис. 2.9. Структурная схема приведена на рис. 2.10.

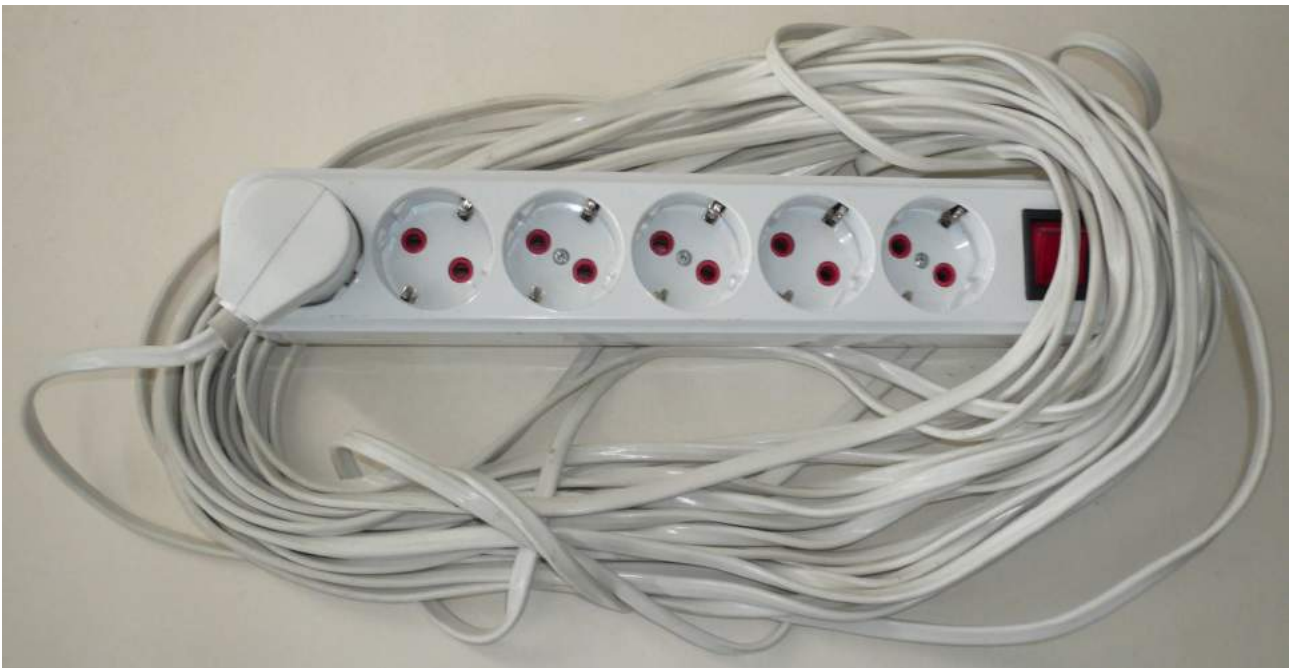


Рис. 2.9. Внешний вид модального фильтра на основе плоского кабеля

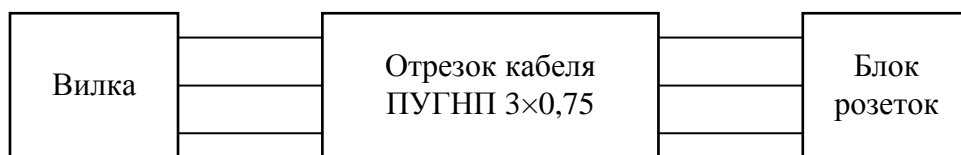


Рис. 2.10. Структурная схема фильтра на основе плоского кабеля

## 2.5 Основные результаты главы

Результатом проделанной работы является исследование эффекта модального разложения в реальных плоских кабелях марок ВВГ и ПУГНП, используемых для прокладки линий передачи сетевого питания.

Для исследуемых кабелей с различным сечением жил разработаны программы сквозного анализа эффекта модального разложения в одиночном отрезке, двух и трёх последовательно соединённых отрезках. С помощью этих программ вычислены погонные задержки распространения мод в кабелях, разность этих задержек и значения коэффициентов погонных матриц  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{Z}$ .

Также показана возможность использования данных кабелей для создания модальных фильтров. Эффект разложения импульса в плоских кабелях подтверждён экспериментом, который был проведён для кабелей марки ПУГНП 3×1,5 и ПУГНП 3×4.

**3. МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ИМПУЛЬСА  
В ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУРАХ**

### **3.1 Разработка общих подходов к созданию модального фильтра**

В данном разделе представлены общие подходы [104] к созданию печатного модального фильтра (МФ) для защиты интерфейсного оборудования сети 100 Мбит Ethernet. Выбор защиты оборудования данной сети сделан с учетом ее широкой распространенности и использования в многих сферах, связанных с передачей и обработкой данных.

#### **3.1.1 Оценка предельной разности задержек мод модального фильтра**

Упрощённая (для случая отрезка без потерь и дисперсии) оценка предельной разности задержек мод модального фильтра сводится к следующему. Амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохода по фильтру не должна быть ниже заданного уровня, например 0,707 (ниже на 3 дБ) относительно уровня на входе фильтра. Поскольку сигнал в модальном фильтре по-существу разлагается на 2 сигнала (четной и нечетной мод) за счет их сдвига во времени, то сумма двух синусоид, сдвинутых на половину периода, приведет к полному исчезновению сигнала, а на четверть – к уменьшению до уровня 0,707 (рис. 3.1). Таким образом, для модального фильтра с заданной верхней частотой полезного сигнала критическими являются значения половины и четверти периода.

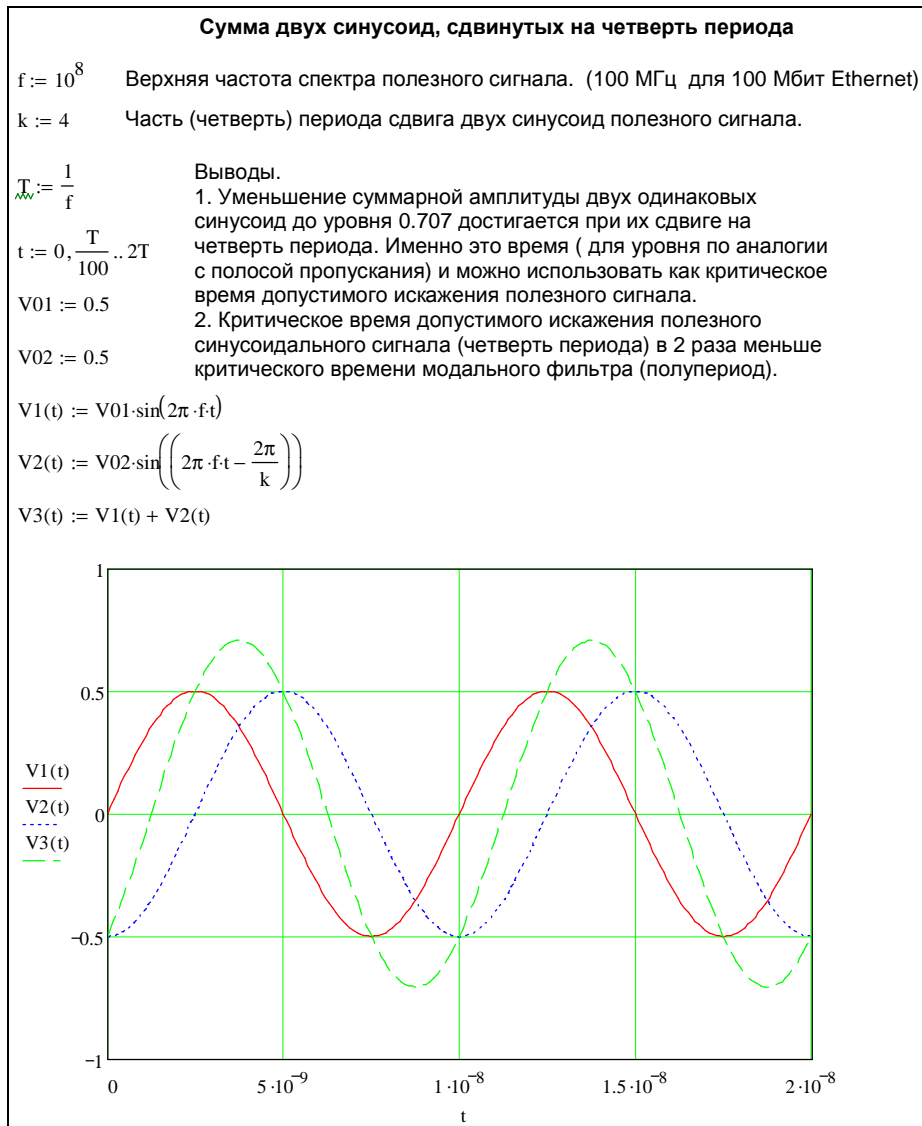


Рис. 3.1. Иллюстрация упрощённой оценки предельной разности задержек мод модального фильтра четвертью периода верхней частоты спектра полезного сигнала

Оценка важных для модальной фильтрации параметров для общности выполнена для ряда категорий кабеля на витой паре. Её результаты приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

**Оценка важных для модальной фильтрации параметров для ряда кабелей**

Категория кабеля	Частота <sup>1</sup> , МГц	Период <sup>2</sup> , нс	Полупериод <sup>3</sup> , нс	Четверть периода <sup>4</sup> , нс
5	100	10	5	2,5
5e	100	10	5	2,5
6	250	4	2	1
6a	500	2	1	0,5
7	600	1,67	0,83	0,42
7a	1000	1	0,5	0,25

Примечания.

1. Верхняя частота спектра полезного сигнала по уровню 0,707.

2. Период, соответствующий частоте.

3. Половина периода – важный параметр модального фильтра, равный разности задержек мод ( $\Delta\tau$ ) фильтра, на выходе которого амплитуда гармонического сигнала данной частоты будет равна нулю или импульс общей длительностью меньше, чем  $\Delta\tau$ , полностью (для случая отрезка без потерь и дисперсии) поделится на 2 импульса.

4. Четверть периода – важный параметр модального фильтра, равный временному сдвигу мод по уменьшению амплитуды полезного сигнала до уровня 0,707.

Таким образом, у модального фильтра для сигнальных кабелей категории 5, 5e (частота 100 МГц, скорость передачи 100 Мбит/с) значение разности задержек мод не может быть сколь угодно большим (чтобы делить заданный импульс в сколь угодно большое число раз или делить в заданное число раз сколь угодно длинный импульс), а ограничено сверху значением четверти периода максимальной частоты полезного сигнала, т.е. 2,5 нс, т.к. при 5 нс будет уже полное затухание этой частоты. (Отметим, что у модальных фильтров сети питания переменного тока 50 Гц или 400 Гц этого ограничения фактически нет.)

Примечательно, что казавшаяся ранее основной проблема обеспечения разности задержек, при значении общей задержки 2,5 нс оказывается не такой уж сложной. По предварительным оценкам, произведение разности погонных задержек мод на длину отрезка составляет, например, для кабеля ВВГ – 0,5 нс/м\*5 м, для печатных проводников (на стеклотекстолите) – 1 нс/м\*2,5 м, для структуры с лицевой связью – 2,5 нс/м\*1 м.

Если задано ослабление амплитуды напряжения вредных сигналов 40 дБ (т.е. 100 раз), то ближайшим сверху значением степени двойки будет  $2^7=128$  раз, что означает 7 отрезков связанных линий с делением на 2 в каждом. Тогда, если разность задержек мод во всей структуре будет 2,5 нс, то в самом коротком отрезке она будет равна  $2,5 \text{ нс}/(2^7-1)=2,5 \text{ нс}/127 \approx 20 \text{ пс}$  (для последующих в 2 раза больше: 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280 пс). Именно такой же импульс (20 пс) и ослабится последовательным делением в 128 раз.

Итак, если исходить из разности задержек мод во всей структуре 2,5 нс, то можно сделать ещё следующие оценки. При погонной задержке около 1 нс/м (стеклотекстолит, опорный и сигнальный проводники одинаковых размеров, опорный снизу) длина структуры  $2,5 \text{ нс} / 1 \text{ нс/м} = 2,5 \text{ м}$ , т.е. длина (с точки зрения дополнительной длины к кабелю и задержки в нем) не велика. Опять же, длина самого короткого отрезка будет равна  $2,5 \text{ м} / 2^7 - 1 = 2,5 \text{ м} / 127 \approx 20 \text{ мм}$ .

Последовательно делиться в каскадах модального фильтра будут только импульсы короче определенной длительности. Причем напряжение импульсов в каждом последующем каскаде будет, как минимум, в 2 раза меньше без учета потерь и ещё меньше с учетом потерь (причем с удвоением длины потери будут удваиваться). Так, в первом каскаде поделится пополам импульс короче разности задержек первого каскада, а в последующих каскадах, если они вдвое длиннее предыдущего, каждый из двух импульсов будет делиться ещё пополам без наложения. (Однако влияние потерь и дисперсии скажется и в расширении импульса.) В заключение отметим ещё раз упрощенный характер этой оценки, важный для качественного понимания основ работы модального фильтра, но, ни в коей мере, не исключающий необходимости детального моделирования.

*Таким образом, проведена оценка максимальной разности задержек мод в линии модального фильтра без учета потерь и дисперсии. Для 100 Мбит/с Ethernet она составляет 2,5 нс. При этом амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц), после его прохождения по фильтру, не будет меньше, чем на 3 дБ относительно уровня на входе фильтра.*

### **3.1.2 Программы для сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах**

Разработаны программы для сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах. Данные программы позволяют:

- задавать произвольные параметры поперечных сечений для 4-х полосковых структур (с расположением одинаковых проводников с одной и с



двух сторон диэлектрической подложки; с лицевой связью; связанных микрополосковых линий);

- вычислять матрицы параметров и задержки мод связанных линий;

- производить параметрическую оптимизацию поперечного сечения линии генетическими алгоритмами;

- вычислять временной отклик многокаскадных фильтров на различные входные воздействия ( трапециевидный импульс, гауссов импульс, затухающая синусоида, любое оцифрованное воздействие) с учетом потерь и без;

- вычислять частотный отклик многокаскадных фильтров с учетом потерь и без;

- проводить анализ выделения мощности входного воздействия на резисторах пассивного проводника и в нагрузке фильтра с учетом потерь и без;

- провести моделирование эксперимента.

С помощью разработанных программ получены результаты, представленные в дальнейших разделах.

### 3.1.3 Простой пример проектирования модального фильтра

В данном разделе [104, 105] представлен простой пример предварительного проектирования модального фильтра для защиты от СКИ.

В качестве СКИ взят трапециевидный импульс с амплитудой (на согласованной нагрузке) 500 В, длительность переднего, заднего фронтов и вершины которого составляла по 100 пс. Заданное ослабление фильтра – не менее 40 дБ, волновое сопротивление – 100 Ом. В качестве основы взята полосковая структура на диэлектрической подложке из стеклотекстолита (рис. 3.2а).

Моделирование проводилось в системе TALGAT. Для исследуемой структуры выбраны параметры и вычислены значения элементов матриц  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{Z}$  (табл. 3.2), а также значения задержек мод, абсолютного и относительного модулей их разности (табл. 3.3).

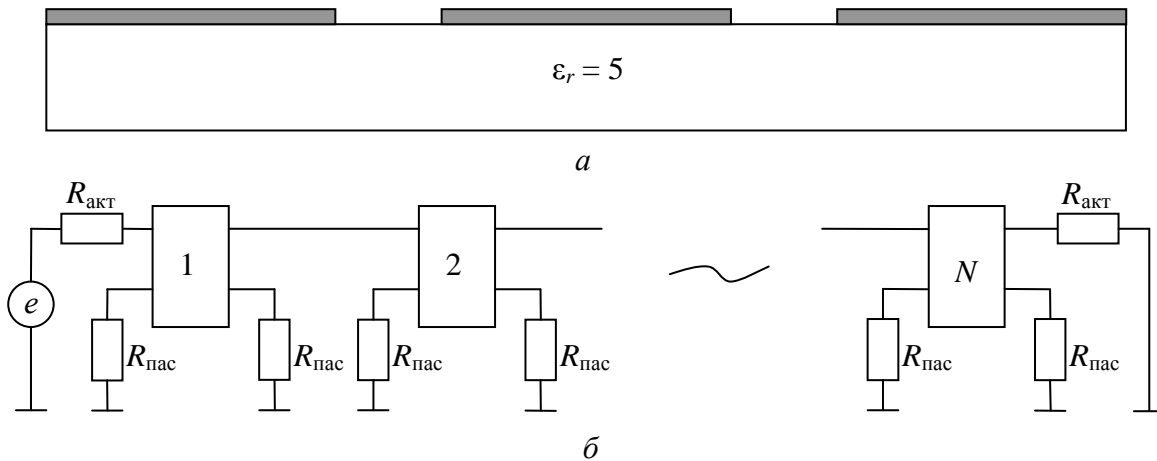


Рис. 3.2. Поперечное сечение структуры (а) и схема модального фильтра (б)

Таблица 3.2

Значения элементов матриц  $L$ ,  $C$  и  $Z$ 

Матрицы	Элементы			
	1,1	1,2	2,1	2,2
$L$ , нГн/м	485,36	118,52	118,52	485,36
$C$ , пФ/м	50,07	-6,74	-6,74	50,07
$Z$ , Ом	100,97	61,15	61,15	100,97

Таблица 3.3

Значения задержек мод, абсолютного и относительного модулей их разности

$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$ \tau_1 - \tau_2 $ , нс/м	$( \tau_1 - \tau_2  / (\tau_1 + \tau_2)) * 100$ , %
5,1153	4,5654	0,5498	5,67

Далее был получен отклик сигнала. СКИ подавался на левый проводник, средний проводник являлся опорным, правый – пассивным (рис. 3.2а). Исследуемая структура состоит из нескольких отрезков линий (рис. 3.2б). Пассивные проводники отрезков на концах подсоединялись к опорному через резисторы  $R_{\text{пас}}$  с номиналом, равным значению диагональных коэффициентов матрицы  $Z$ . Полагалось, что  $R_{\text{акт}} = R_{\text{пас}}$ .

В зависимости от полученного модуля разности погонных задержек выбираются минимальные длины этих отрезков, причём следующий отрезок вдвое длиннее предыдущего. Число отрезков выбирается исходя из требований к фильтру. Чем сильнее необходимо подавить инжектируемый импульс, т.е.

разложить на большее количество импульсов, тем большее число отрезков потребуется. В нашем случае взято 6 отрезков.

На рис. 3.3 представлен сигнал на выходе фильтра в виде 64 импульсов амплитудой в 64 раза меньше исходного.

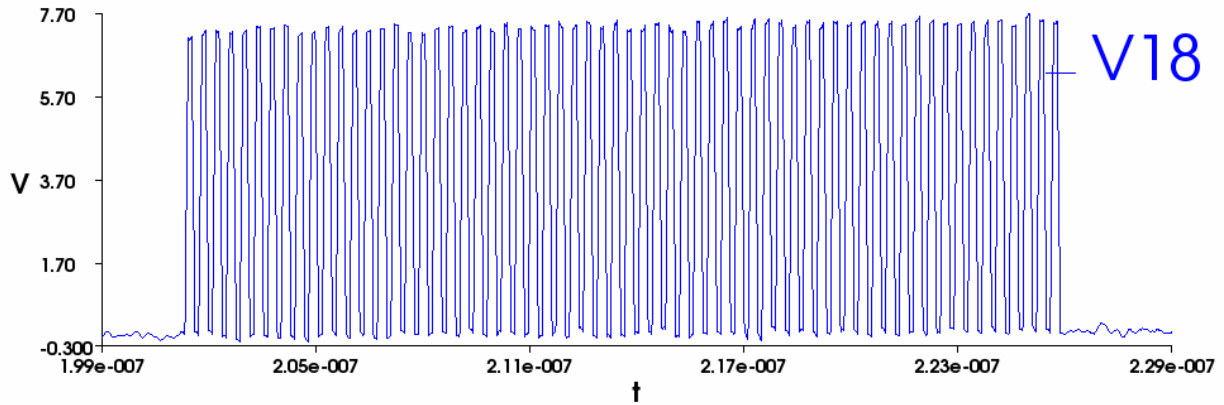


Рис. 3.3. Форма сигнала (В, с) на выходе фильтра

По требованиям к фильтру ослабление воздействующего импульса должно быть не менее 100 раз. Но в нашем случае при моделировании не учитывались потери в линии. Поэтому амплитуды импульсов с учётом потерь должны приблизиться к заданному значению. Также возможно увеличение числа отрезков до семи. Тогда импульс ослабнет не в 64 раза, а в 128 раз. Но это приведёт к увеличению длины структуры, а следовательно и к увеличению затрат и размеров фильтра.

## 3.2 Выбор структуры поперечного сечения модального фильтра

Для создания модального фильтра, как средства защиты аппаратуры от СКИ, необходимо выбрать структуры поперечных сечений двух связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением, обладающие эффектом модального разложения из-за различия скоростей мод.

### 3.2.1 Качественный выбор

В качестве связанных линий выбраны: микрополосковая структура (рис. 3.4а), структуры с расположением печатных проводников на двух сторонах (рис. 3.4б) и на одной стороне (рис. 3.4в) диэлектрической подложки, а также структура с лицевой связью (рис. 3.4г). Диэлектрический материал стеклотекстолит ( $\epsilon_r = 5$ ) выбран из таких критериев, как широкое применение (фольгированный стеклотекстолит для изготовления печатных плат) и дешевизна. Выбор диэлектрика с более высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$  позволяет получить большую разность задержек мод в линии, что позволит сократить длину модального фильтра. Однако, такие диэлектрики довольно дороги, и процесс изготовления модального фильтра на них технологически сложнее и дороже.

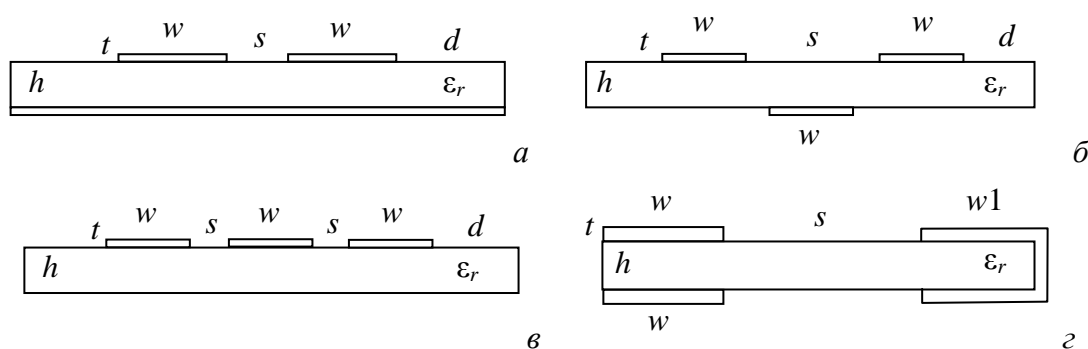


Рис. 3.4. Поперечные сечения структур исследуемых связанных линий

### 3.2.2 Параметры выбранных структур

Выбор стеклотекстолита в качестве диэлектрического материала задает номинальные толщины поперечного сечения структур (определяемые как сумма толщины подложки и двух толщин фольги)  $H = 0,25; 0,5; 1; 1,5; 2$  мм.

При этом за основные толщины фольги взяты широко распространенные значения  $t = 35, 50, 70$  и  $105$  мкм. Остальные параметры выбраны, исходя из результатов оптимизации поперечного сечения исследуемых структур.

Для модального разложения важно максимизировать разность погонных задержек мод в линиях. С помощью оптимизации генетическими алгоритмами выявлена структура из рис. 3.4б с оптимальными параметрами:  $s = 0,4$  мм,  $w = w_1 = d = 0,3$  мм (параметры  $s$  и  $w$  подбирались в процессе оптимизации из заданных диапазонов значений),  $h = 0,29$  мм,  $t = 105$  мкм (параметры  $h$  и  $t$  имели значения реальных толщин для фольгированного стеклотекстолита, и задавались вручную в качестве постоянных параметров). Эта структура обладает волновым сопротивлением близким к  $100$  Ом (это условие задавалось при оптимизации) и максимальным значением разности погонных задержек мод (разность задержек мод при  $d \rightarrow 0$  несколько больше, но с практической точки зрения модальный фильтр с таким поперечным сечением труднореализуем). Структуры на рис. 3.4а и рис. 3.4в дают меньшую (приблизительно в  $2,5$ – $3$  раза) разность задержек, что требует увеличения (в  $2,5$ – $3$  раза) длины связанных линий, а значит, и габаритов модального фильтра. Структура на рис. 3.4г может обладать разностью погонных задержек в  $3$  раза большей, чем на рис. 3.4б, но модальный фильтр (именно с такими параметрами поперечного сечения и длины линии) на ее основе обладает частотной характеристикой, которая делает ее неприменимой для этих целей. Также при выборе параметров оптимальной структуры учтены технические ограничения (сила тока, пробивное напряжение, технологические размеры при изготовлении и т.д.).

*Таким образом, выбрана структура поперечного сечения связанной линии модального фильтра с оптимальными параметрами (посредством параметрической оптимизации в системе TALGAT).*

### 3.2.3 Влияние сегментации на результаты моделирования

В данном разделе [106] рассмотрены особенности сегментации границ поперечного сечения модального фильтра.

Одним из этапов разработки модального фильтра является последовательное вычисление интересующих параметров структуры при учащении сегментации границ проводников и диэлектриков в её поперечном сечении. Редкая сегментация даёт быстрые, но неточные результаты, а более частая сегментация позволяет контролируемо уточнять их до приемлемого времени вычисления. Отсутствие резких изменений результатов указывает на их сходимость. Однако, в ходе детального моделирования с учащением сегментации структуры неожиданно выявились факторы, неучёт которых мог привести к некорректным результатам.

Для структуры (рис. 3.5а) получены значения коэффициентов матриц  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{Z}$  (табл. 3.4), погонные задержки мод ( $\tau_1$  и  $\tau_2$ ), модуль их разности и его относительное значение (табл. 3.5) при различной длине сегмента  $l$ . Параметры структуры:  $L = 14$  мм,  $t = 35$  мкм (толщина проводников),  $h = 0,5$  мм,  $d = w = 3,37$  мм,  $w_1 = 0,64$  мм,  $s = 0,49$  мм,  $\epsilon_r = 5$ . В зависимости от сегментации получалось разное число сегментов  $N$  на торце проводников (рис. 3.5б).

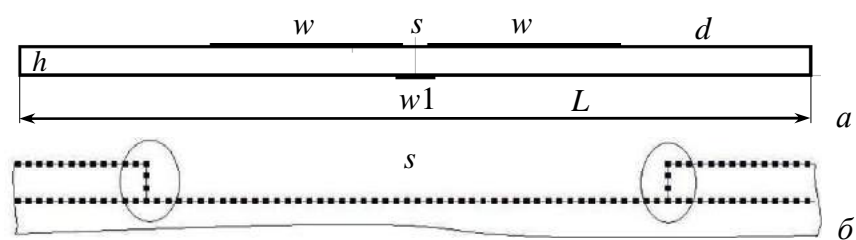


Рис. 3.5. Поперечное сечение структуры (а) и фрагмент центра (б)

Значения элементов матриц **L**, **C** и **Z**

<i>l</i> , мкм	<i>N</i>	<b>L</b> , нГн/м	<b>C</b> , пФ/м	<b>Z</b> , Ом
200	1	500,392 274,192 274,192 500,392	68,2245 -23,1469 -23,1469 68,2245	99,1437 85,7546 85,7546 99,1437
100	1	492,882 267,855 267,855 492,882	71,0591 -23,9067 -23,9067 71,0591	96,1851 82,9579 82,9579 96,1851
50	1	488,645 264,107 264,107 488,645	73,4375 -24,6188 -24,6188 73,4375	94,0989 81,0230 81,0230 94,0989
25	1	487,182 262,925 262,925 487,182	71,2290 -29,0754 -29,0754 71,2290	100,0760 88,2011 88,2011 100,0760
12,5	2	486,856 262,879 262,879 486,856	91,2258 -9,7598 -9,7598 91,2258	75,5677 59,0980 59,0980 75,5677
11,6	3	487,379 263,459 263,459 487,379	75,1418 -25,5235 -25,5235 75,1418	93,1577 80,3364 80,3364 93,1577
8,7	4	487,487 263,616 263,616 487,487	75,2060 -25,5878 -25,5878 75,2060	93,1631 80,3634 80,3634 93,1631
6,25	5	487,154 263,317 263,317 487,154	74,9134 -26,0741 -26,0741 74,9134	93,7620 81,0853 81,0853 93,7620
3,125	11	487,195 263,405 263,405 487,195	75,3877 -25,6730 -25,6730 75,3877	93,0391 80,2612 80,2612 93,0391
1,9	18	487,167 263,390 263,390 487,167	75,4163 -25,7100 -25,7100 75,4163	93,0395 80,2714 80,2714 93,0395

Таблица 3.5

Погонные задержки, модуль их разности и относительный модуль

<i>l</i> , мкм	<i>N</i>	$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$ \tau_1 - \tau_2 $ , нс/м	$ \tau_1 - \tau_2  / (\tau_1 + \tau_2) * 100$ , %
200	1	5,90901	4,54624	1,36277	13,0344
100	1	5,98921	4,62276	1,36645	12,8765
50	1	6,06204	4,69227	1,36978	12,7370
25	1	5,62314	4,74278	0,880364	8,4929
12,5	2	7,81524	4,75589	3,05935	24,3363
11,6	3	6,10370	4,74774	1,35597	12,4957
8,7	4	6,10478	4,75024	1,35455	12,4785
6,25	5	6,05412	4,75445	1,29968	12,0245
3,125	11	6,10867	4,75567	1,35301	12,4536
1,9	18	6,10798	4,75707	1,35091	12,4335

Для наглядности по данным табл. 3.5 построены зависимости (рис. 3.6).

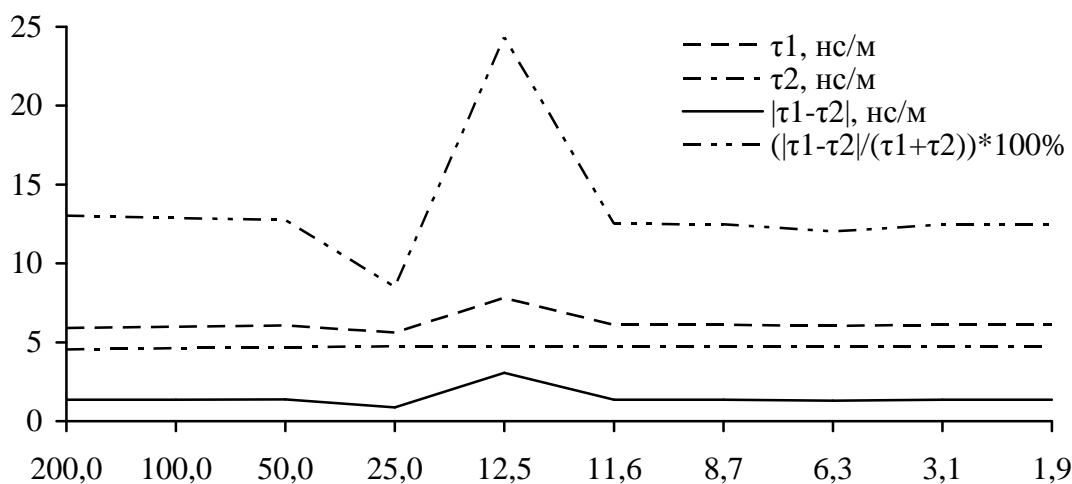


Рис. 3.6. Зависимость полученных результатов от длины сегмента  $l$ , мкм

Из рис. 3.6 видно, что процесс плавной сходимости исследуемых параметров структуры при удвоении сегментации может резко возмущаться: погрешность для  $|\tau_1 - \tau_2|$  доходит до 127%, а для относительного значения – до 96%. Это возмущение может быть в определённом диапазоне длины сегмента. Важно отметить, что даже при более грубой сегментации результаты могут быть почти такими же как и при частой сегментации. Причиной резкого возмущения разности задержек, как видно из рис. 3.6, является возмущение  $\tau_1$  до 28 %, т.к.  $\tau_2$  практически неизменно во всём диапазоне. В свою очередь, возмущение  $\tau_1$  объяснимо резким возмущением элементов матрицы  $\mathbf{C}$  (см. выделенную ячейку табл. 3.4: внедиагональный коэффициент уменьшился в 3 раза, а отношение внедиагонального к диагональному – в 5 раз, тогда как матрица  $\mathbf{L}$  практически неизменна).

Можно предположить, что при аппроксимации заряда на сегменте равномерным распределением (а именно такое используется в алгоритме моделирования), два сегмента на торце проводника вносят резкое нефизическое возмущение в распределение заряда на соседних сегментах. Важным практическим следствием из этого является критерий выбора длины сегмента такой, чтобы на торце было не менее трёх сегментов.



### 3.3 Анализ амплитуд импульсов на выходе модального фильтра

В данном разделе [107,108] выбраны связанные линии с различной силой электромагнитной связи, вычислены их матрицы и временной отклик на импульсный сигнал при граничных условиях, полученных из различных критериев, получено в аналитическом виде условие равенства амплитуд импульсов разложения на выходе модального фильтра и показано, что для этого необходимо, чтобы сопротивления на всех концах связанных линий были равны среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод. Получено аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов разложения.

Цель данного раздела – определить условие выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе модального фильтра. Для её достижения необходимо выбрать структуры для исследования и получить их необходимые параметры, а также выбрать граничные условия для связанных линий и проверить этот выбор. Получить аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов разложения.

Можно предположить, что для исследуемого вопроса важна степень электромагнитной связи между проводниками связанных линий. Поэтому, в качестве объекта исследования выбраны линии с сильной (рис. 3.7а) и слабой (рис. 3.7б) связями. Было выявлено, что равенство амплитуд импульсов достигается при осевой симметрии поперечного сечения структуры: когда активный (А) и пассивный (П) проводники расположены зеркально по отношению к опорному (О), находящемуся на оси симметрии, а также, в частности, при равных оконечных нагрузках  $R$  (рис. 3.7в).

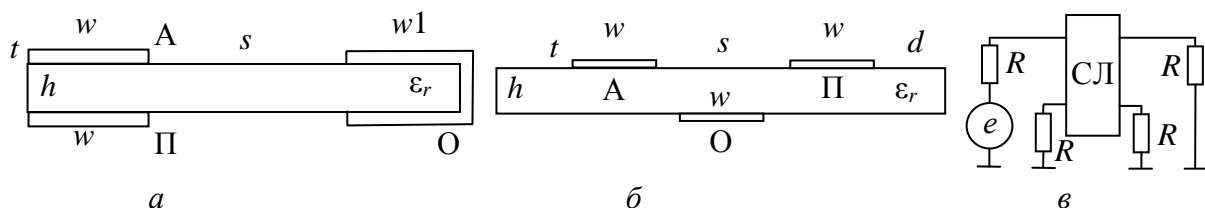


Рис. 3.7. Поперечное сечение структур с сильной (а) и слабой (б) связью

и схема включения связанных линий (в)

Параметры поперечного сечения структуры с сильной связью: ширина активного и пассивного проводников  $w = 1$  мм, опорного (с одной стороны диэлектрика) –  $w_1 = 1,15$  мм, толщина всех проводников  $t = 105$  мкм, расстояние между активным (пассивным) и опорным  $s = 4,87$  мм. Соответствующие параметры структуры со слабой связью:  $d = w = 1$  мм,  $s = 0,4$  мм,  $t = 105$  мкм. Толщины диэлектрических подложек данных структур  $h = 0,29$  мм, диэлектрическая проницаемость подложек  $\epsilon_r = 5$ . Для данных структур вычислялись матрицы электростатической  $\mathbf{C}$  и электромагнитной  $\mathbf{L}$  индукции, а из них – матрица характеристических импедансов  $\mathbf{Z}$  и значения волновых сопротивлений четной ( $Z_e = Z_{11} + Z_{12}$ ) и нечетной ( $Z_o = Z_{11} - Z_{12}$ ) мод (табл. 3.6).

Таблица 3.6

**Коэффициенты матрицы  $\mathbf{Z}$ , волновые сопротивления мод, Ом**

Связь линий	$Z_{11}$	$Z_{12}$	$Z_e = Z_{11} + Z_{12}$	$Z_o = Z_{11} - Z_{12}$	$\sqrt{(Z_e \cdot Z_o)}$
Слабая	105,21	37,09	142,30	68,12	98,45
Сильная	279,93	261,33	541,26	18,60	100,34

Входное воздействие, между активным и опорным проводниками, представляет собой импульс трапециевидной формы с длительностями фронтов и плоской вершины по 100 пс и ЭДС генератора 1000 В.

Сначала номинал резисторов  $R$  был выбран равным значению диагональных коэффициентов ( $Z_{11} = Z_{22}$ ) матрицы  $\mathbf{Z}$ , исходя из результатов работы [109]. В итоге моделирования временного отклика структуры со слабой связью получены импульсы разложения с близкими амплитудами (238 В и 245 В, рис. 3.8а). Однако, для структуры с сильной связью, с таким же критерием выбора граничных условий, равенство амплитуд импульсов разложения уже не сохраняется (225 В и 58 В, рис. 3.8б). Кроме этого, уменьшается амплитуда напряжения в начале линии (с 490 В до 360 В). Таким образом, необходим другой выбор значения  $R$ .

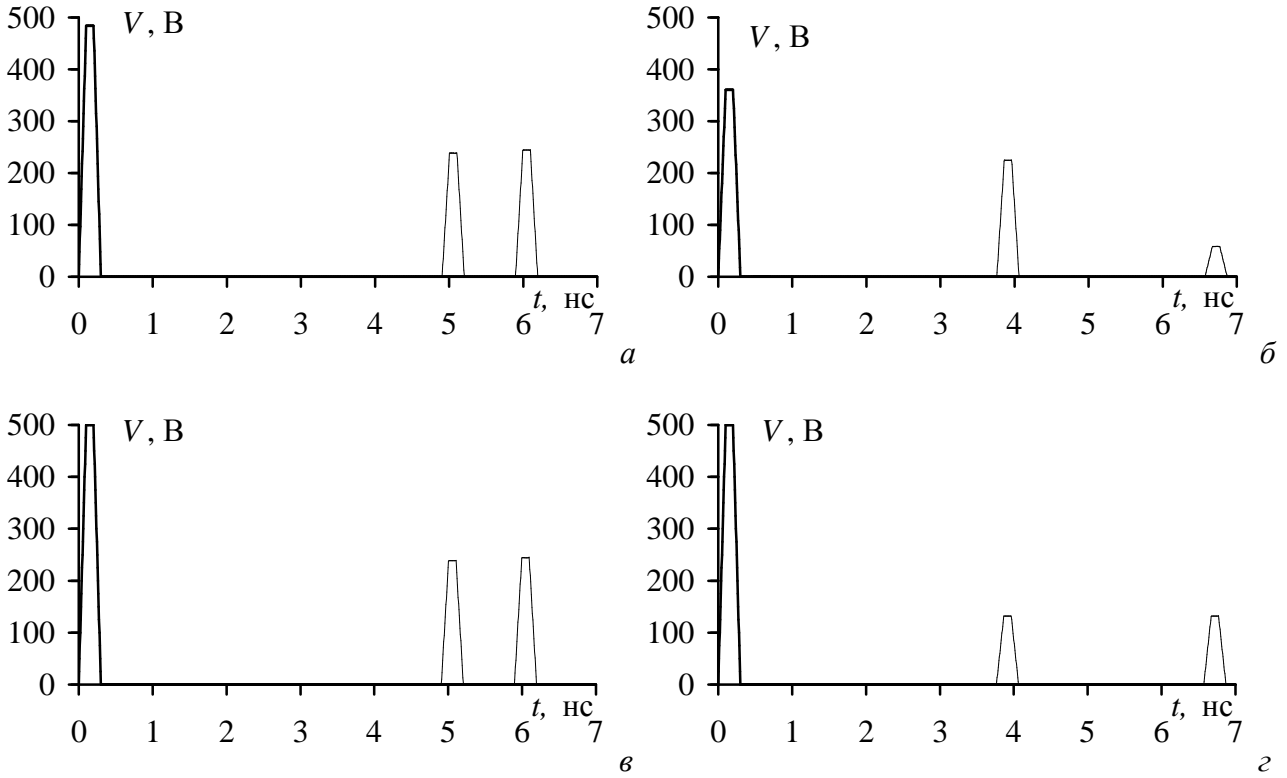


Рис. 3.8. Сигнал в начале (—) и конце (—) активного проводника структуры со слабой связью:

*a)*  $R = Z_{11}$ , *в)*  $R = \sqrt{(Z_c \cdot Z_o)}$ ; и сильной связью: *б)*  $R = Z_{11}$ , *з)*  $R = \sqrt{(Z_c \cdot Z_o)}$

Известно аналитическое выражение для (нормированных к амплитуде э.д.с.) амплитуд импульсов четной и нечетной мод в конце двух связанных линий [110]. В нашем случае оно имеет вид

$$V_{e,o}/E = (1 + pL_{e,o})/2 \cdot P_{e,o}, \quad (3.1)$$

где

$$pL_{e,o} = (R - Z_{e,o})/(R + Z_{e,o}), \quad P_{e,o} = 1 + R/Z_{e,o}. \quad (3.2)$$

Приравнивание амплитуд импульсов четной и нечетной мод после простых алгебраических преобразований дает

$$R = \sqrt{(Z_c \cdot Z_o)}. \quad (3.3)$$

Используя это значение  $R$ , аналогично вычислен временной отклик для структур со слабой (рис. 3.8в) и сильной (рис. 3.8з) связью. Из рис. 3.8 можно сделать следующие выводы. Использование значения  $R$ , равного диагональному коэффициенту матрицы  $\mathbf{Z}$ , приводит к неравенству амплитуд импульсов разложения, особенно значительному для структур с сильной связью (рис. 3.8а, 3.8б). Если же  $R$  равно среднегеометрическому значению импедансов

чётной и нечётной мод, то при разложении получаются импульсы с равными амплитудами (рис. 3.8в, 3.8г). Амплитуда напряжения в начале активного проводника линии равна половине ЭДС.

Отметим, что при сильной связи амплитуды импульсов гораздо меньше (132 В), чем при слабой (250 В). Это делает использование структур с сильными связями в целях модальной фильтрации более предпочтительным.

Амплитуды напряжения импульсов при  $R = \sqrt{(Z_e \cdot Z_o)}$  легко получить аналитически. Подставив (3.3) в (3.1), после простых алгебраических преобразований получим аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов четной и нечетной мод (они равны друг другу) через их волновые сопротивления:

$$V/E = \sqrt{(Z_e/Z_o)} / (\sqrt{(Z_e/Z_o)} + 1)^2. \quad (3.4)$$

Рассмотрим влияние параметра  $h$  для линии с лицевой (сильной) связью (рис. 3.7а) на волновые сопротивления мод, а также на амплитуды импульсов разложения, и сравним результаты, полученные посредством (3.4) и моделирования в системе TALGAT. Параметры поперечного сечения линии:  $w=w_1=1$  мм,  $s=4$  мм,  $t=105$  мкм,  $h=0,125, \dots, 4$  мм. Материал диэлектрической подложки – стеклотекстолит ( $\epsilon_r=5$ ). В табл. 3.7 представлены погонные задержки четной и нечетной мод, их разность, волновые сопротивления мод линии и корень квадратный из отношения волнового сопротивления мод.

Таблица 3.7

Параметры линии с лицевой связью

$h$ , мм	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$\sqrt{(Z_e/Z_o)}$
0,125	6,906	3,615	3,291	9,043	561,037	7,877
0,25	6,637	3,750	2,887	16,453	521,110	5,628
0,5	6,309	3,968	2,341	28,560	462,471	4,024
1	5,956	4,284	1,672	46,544	388,062	2,887
2	5,626	4,702	0,924	70,152	307,514	2,094
3	5,464	4,962	0,502	85,716	264,285	1,756
4	5,356	5,136	0,220	97,034	236,965	1,563

Амплитуды импульсов разложения, полученные в результате моделирования временного отклика на импульс, подаваемый между активным

(А) и опорным (О) проводниками (П – пассивный), с ЭДС 1 В и вычисленные по полученному выражению (3), приведены в табл. 3.8.

Таблица 3.8

Нормированные амплитуды импульсов разложения

$h$ , мм	0,125	0,25	0,5	1	2	3	4
Моделирование	0,1001	0,1287	0,1599	0,1917	0,2188	0,2322	0,2388
Аналитика	0,0999	0,1288	0,1594	0,1910	0,2187	0,2311	0,2379

По данным табл. 3.8 построены зависимости амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки, которая, в частности, влияет на силу связи в линии (рис. 3.9).

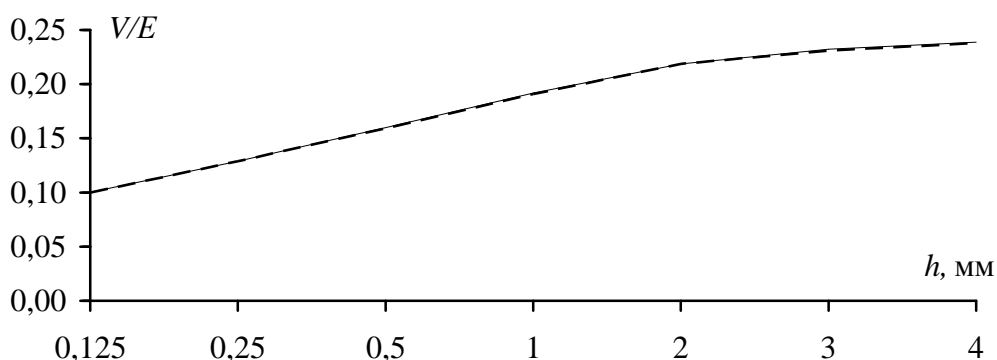


Рис. 3.9. Зависимость амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки (– моделирование, -- аналитика)

Из табл. 3.8 и рис. 3.9 видно, что значения нормированных амплитуд импульсов разложения, полученные по аналитическому выражению и в процессе моделирования временного отклика, практически совпадают. Небольшое отличие связано с ошибками округления при вычислении временного отклика.

Выбор меньших толщин диэлектрика в данной структуре позволяет получить импульсы разложения на выходе модального фильтра с меньшими амплитудами, т.е. получить больший коэффициент деления опасного импульса путем усиления связи. Например, ослабление (отношение напряжений в начале и конце линии) импульса в 2 раза при слабой связи может достичь 5 при сильной. По полученному аналитическому выражению (3.4), зная значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод структуры, можно быстро и

точно определить ослабление опасного импульса в данной связанной линии, не вычисляя временной отклик. Использование этого при оптимизации существенно уменьшит её время.

*Таким образом, выявлено важное для модальной фильтрации условие выбора резистивных нагрузок на концах отрезка МФ, позволяющее получить равные амплитуды импульсов разложения на выходе фильтра. Получено аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов разложения через волновые сопротивления четной и нечетной мод. Показано, что амплитуда импульсов разложения зависит от силы связи в линии МФ.*

### 3.4 Исследование зависимостей характеристик модального фильтра от параметров поперечного сечения

В качестве линии передачи модального фильтра выбрана структура на основе печатных проводников на стеклотекстолите, поперечное сечение которой представлено на рис. 3.10.

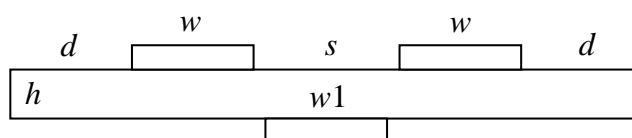


Рис. 3.10. Поперечное сечение исследуемой структуры

В данном разделе для этой структуры выполнено исследование зависимостей значения  $\sqrt{(Z_e \cdot Z_o)}$ , далее для краткости называемого волновым сопротивлением, модуля разности погонных задержек мод, относительного модуля разности погонных задержек мод, а также амплитуд импульсов разложения от ширины проводников. При этом ширины проводников равные между собой и расстоянию от торца верхнего проводника до края диэлектрической подложки брались в диапазоне  $w = w1 = d = 0,2; 0,3; \dots; 2,5$  мм. Исследование производилось для различных: толщин  $h$  диэлектрического слоя, толщин проводников  $t = 35; 50; 70; 105$  мкм, а также расстояния между верхними проводниками  $s = 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$  мм. При этом общая толщина структуры определяется как  $H = h + 2t$  и выбрана из стандартных значений толщин фольгированного стеклотекстолита  $H = 0,25; 0,5; 1; 1,5; 2$  мм.

Пример полученных зависимостей для структуры с параметрами  $s = 0,4$  мм,  $t = 105$  мкм для наиболее распространенных толщин стеклотекстолита  $H$  приведен на рис. 3.11–3.14. Для толщины  $H = 0,5$  мм эта структура, при ее волновом сопротивлении 100 Ом, позволяет получить разность погонных задержек мод 1 нс/м (рис. 3.11, 3.12).

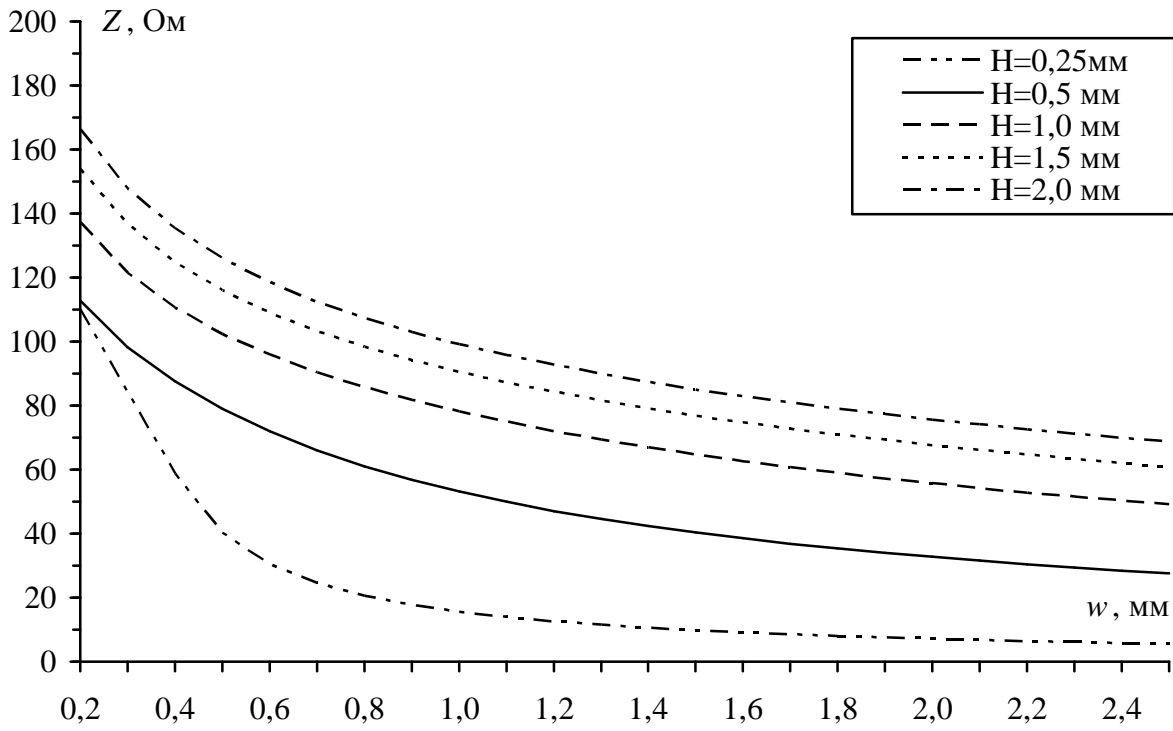


Рис. 3.11. Зависимость волнового сопротивления структуры от ширины проводников

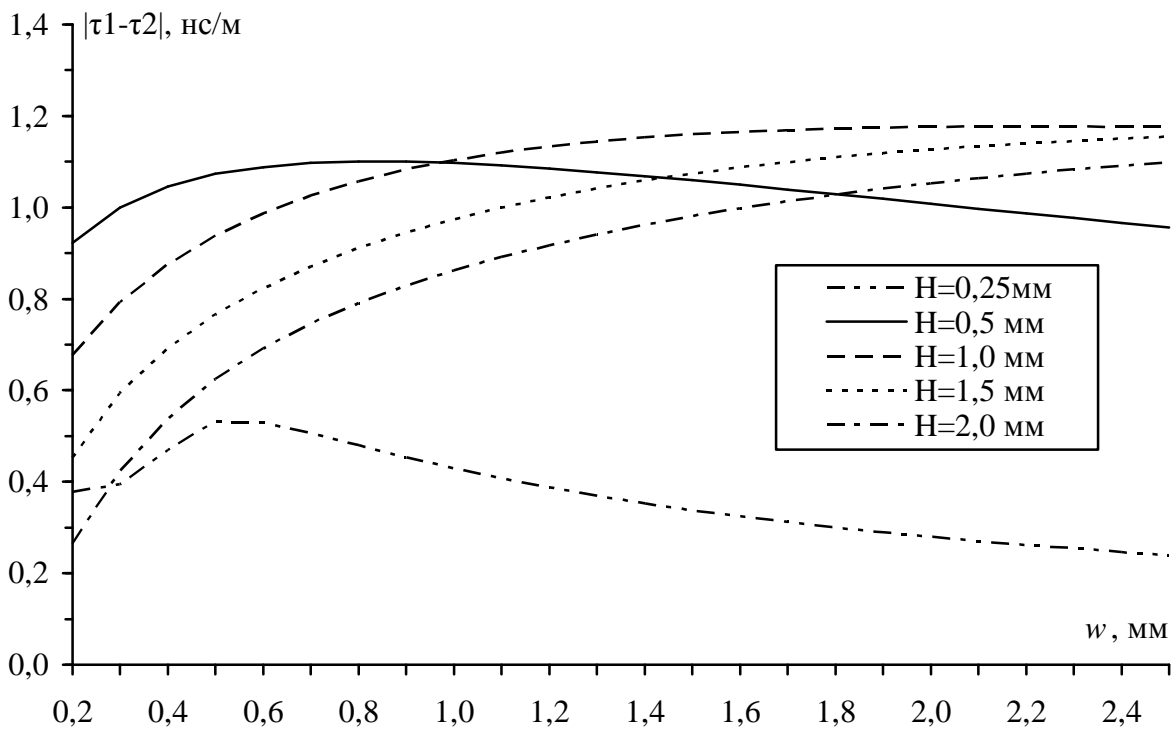


Рис. 3.12. Зависимость модуля разности задержек мод структуры от ширины проводников



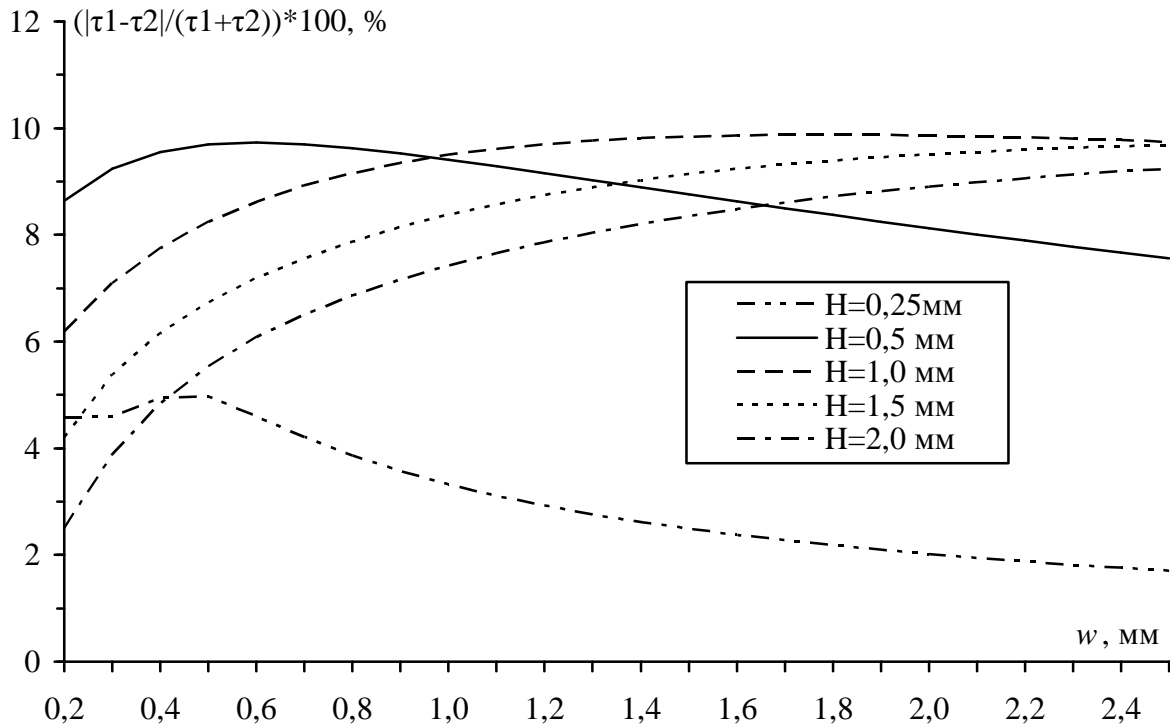


Рис. 3.13. Зависимость относительной разности мод структуры от ширины проводников

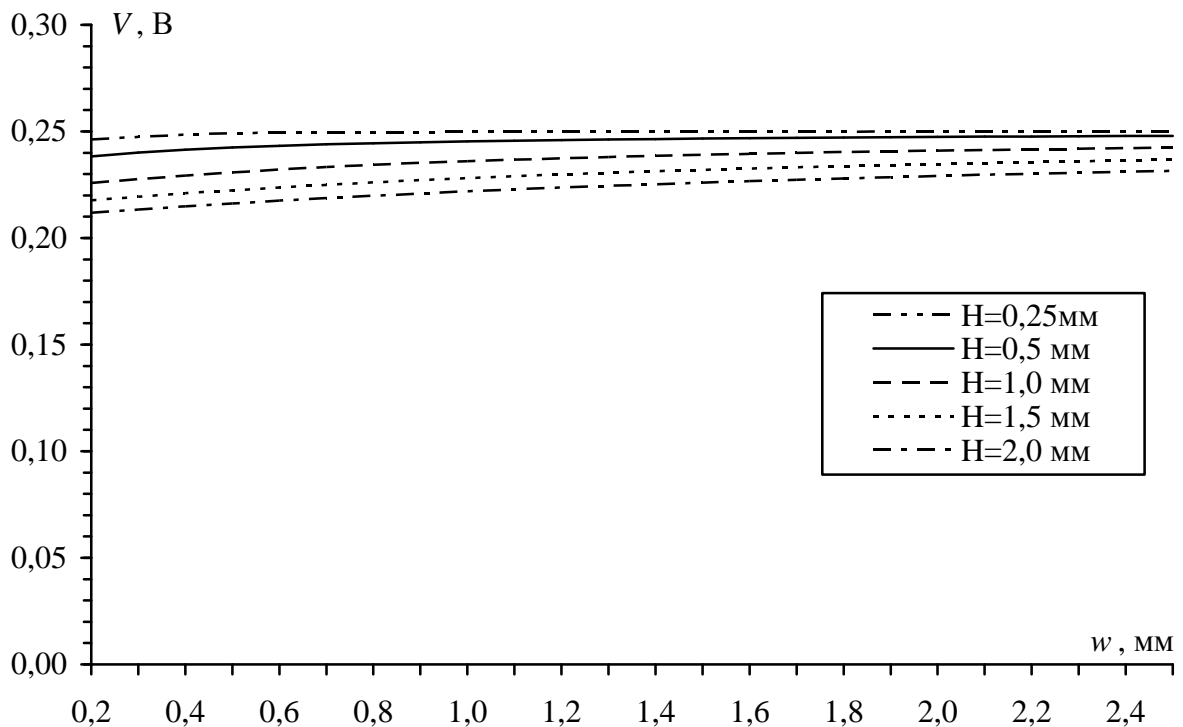


Рис. 3.14. Зависимость амплитуд импульсов разложения от ширины проводников

Из анализа полученных данных можно сделать следующие выводы.

С увеличением ширины проводников структуры уменьшается её волновое сопротивление. Наиболее резкий спад наблюдается при ширине проводников от 0,2 мм до 1,2 мм. При этом с увеличением толщины диэлектрической

подложки, как и расстояния между верхними проводниками, наблюдается возрастание волнового сопротивления. Уменьшение толщины проводников ведёт к снижению волнового сопротивления структуры. Волновое сопротивление имеет довольно широкий диапазон значений, что делает данную структуру применимой для защиты разных линий передачи.

Значение модуля разности задержек мод структуры уменьшается с ростом расстояния между проводниками. С увеличением толщины подложки кривая зависимости модуля разности задержек мод структуры становится более пологой, а при уменьшении значения толщины подложки кривая имеет максимум, который приходится на область ширин проводников от 0,2 мм до 0,8 мм в зависимости от толщины проводников. Например, для  $s = 0,2$  мм,  $t = 35$  мкм, сравнение кривых показывает, что при  $h = 0,25$  мм кривая имеет максимум в области  $w = 0,2; \dots; 0,6$  мм, а при  $h = 2$  мм кривая имеет нарастающий характер. Характер поведения относительного модуля разности задержек мод схож с поведением модуля разности задержек.

Весьма примечательно изменение характера графиков с переходом от толщины диэлектрика от 1 мм к 0,5 мм (от монотонно возрастающих до имеющих точку максимума). Примечательно также необычно сильное изменение (всё более выраженное с ростом толщины фольги) графиков с переходом от толщины диэлектрика от 0,5 мм к 0,25 мм. Однако этот случай соответствует очень малой толщине диэлектрика (40 мкм) при большой толщине фольги (до 105 мкм) и требует дополнительного исследования. Тем не менее, очевидно, что между указанными диапазонами могут быть получены более высокие значения разности задержек мод.

Полученные величины амплитуд импульсов разложения для всех исследуемых структур практически одинаковы и составляют примерно 0,21 – 0,25 В. С увеличением связи наблюдается незначительное уменьшение амплитуд импульсов. Однако при большом числе отрезков это даст заметный эффект. То есть, амплитуды импульсов разложения в одном отрезке могут быть

не ровно в 2, а несколько больше раз меньше относительно амплитуды на входе отрезка. Например, для семикаскадного модального фильтра ослабление может быть не  $2^7 = 128$ , а  $2,38^7 = 432$  раз, что соответствует в 3,3 раз более сильному ослаблению.

На основе исследований данного раздела предложен порядок расчета МФ на основе полосковой структуры:

1. МФ с заданным волновым сопротивлением может быть изготовлен для различных толщин диэлектрической подложки (либо самого фольгированного стеклотекстолита) с различными параметрами поперечного сечения линии фильтра. При этом МФ с различными параметрами поперечного сечения линии могут быть изготовлены в зависимости от предъявляемых к ним требований: максимальная амплитуда помехи (пробивное напряжение между проводниками), стойкость к механическим воздействиям (толщина подложки) и т.д.

2. В зависимости от выбранной толщины диэлектрической подложки получаем разность погонных задержек в линии МФ.

3. Для структуры с выбранными параметрами поперечного сечения линии определяем коэффициент ослабления в одном каскаде фильтра.

4. В зависимости от длительности импульса помехи выбираем длину самого короткого каскада фильтра.

5. По требованиям к ослаблению импульса помехи определяем число каскадов фильтра.

*Таким образом, предложен порядок расчета модального фильтра на основе структуры с расположением одинаковых проводников с двух сторон подложки из стеклотекстолита, позволяющая, не прибегая к сложным и трудоемким вычислениям, выбрать необходимые параметры поперечного сечения связанной линии для построения модального фильтра с заданными электрическими параметрами.*

### 3.5 Исследование временных и частотных откликов модального фильтра

#### 3.5.1 Временные отклики четырехкаскадного модального фильтра на различные входные воздействия

В данном разделе рассмотрено разложение импульсов в четырехкаскадном псевдосогласованном модальном фильтре МФ (рис. 3.15) трех видов (трапеция, гауссов импульс и затухающая синусоида) с длительностями ( $t_{\text{имп}}$ ) 30, 150 и 350 пс (по уровню 0,5 от амплитуды напряжения 500 В в начале линии). Представлены сигналы в конце активной линии ( $V_{13}$ ) с учётом и без учёта потерь, длины которого увеличиваются покаскадно в 2 раза. Структура поперечного сечения линии описана выше (рис. 3.10). Параметры структуры:  $w = w_1 = d = 0,4$  мм,  $s = 0,4$  мм,  $h = 0,29$  мм,  $t = 105$  мкм, общая длина линии МФ 2,47 м.

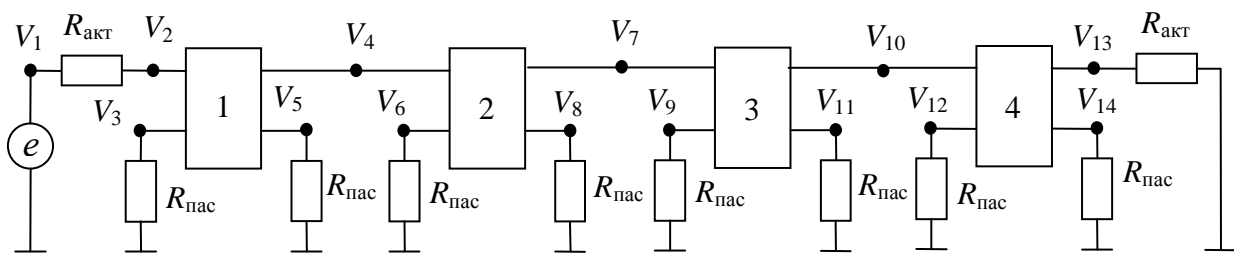


Рис. 3.15. Схема четырехкаскадного модального фильтра

Вычисленные параметры (матрицы  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{Z}$ , погонные задержки мод и их разность) для данной структуры приведены в табл. 3.9.

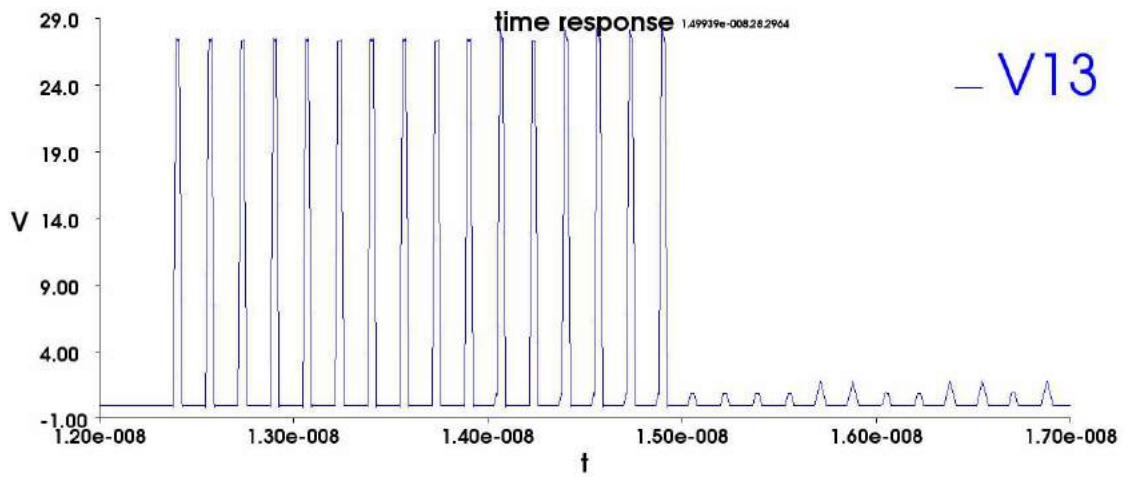
Таблица 3.9

Параметры исследуемой структуры

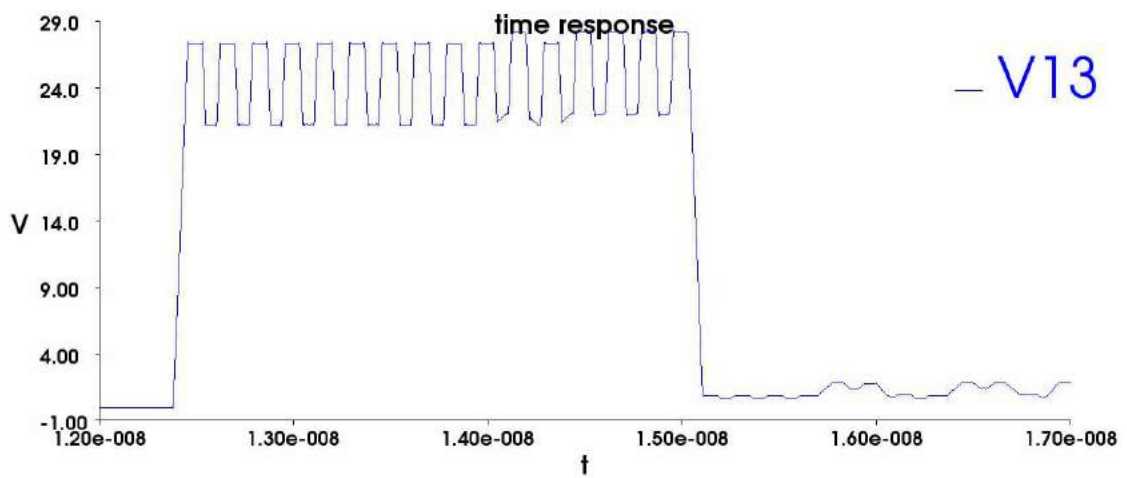
Матрицы			Задержки и их разность		
$[\mathbf{L}]$ , нГн/м	$[\mathbf{C}]$ , пФ/м	$[\mathbf{Z}]$ , Ом	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
586 252	57,0 -15,2	104,76 36,81	5,92	4,91	1,01
252 586	-15,2 57,0	36,81 104,76			

По данным табл.3.9 вычислены значения волновых сопротивлений мод и определено значение резисторов  $R = R_{\text{акт}} = R_{\text{пас}} = 98$  Ом (согласно разд. 3.3). Потери в линии предполагают учет матриц  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{G}$  и  $\text{tg}\delta$  диэлектрика. При этом не

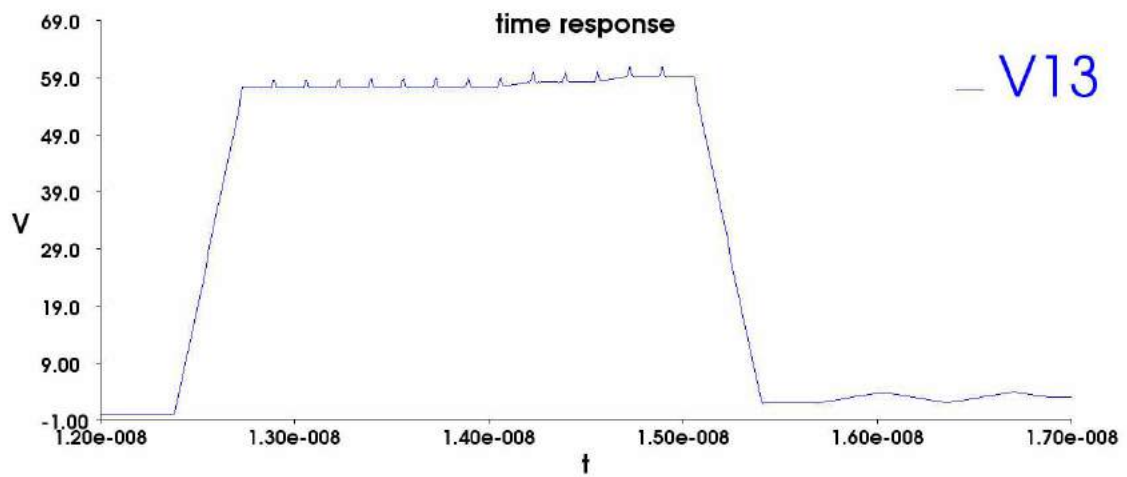
учитывалась частотная зависимость диэлектрической проницаемости материала подложки. Матрица  $\mathbf{G}$  вычислялась в процессе моделирования, коэффициенты матрицы  $\mathbf{R}$ :  $R_{11} = R_{22} = 0,53210$  Ом/м,  $R_{12} = R_{21} = 0,08035$  Ом/м, тангенс угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg}\delta = 0,025$ .



a

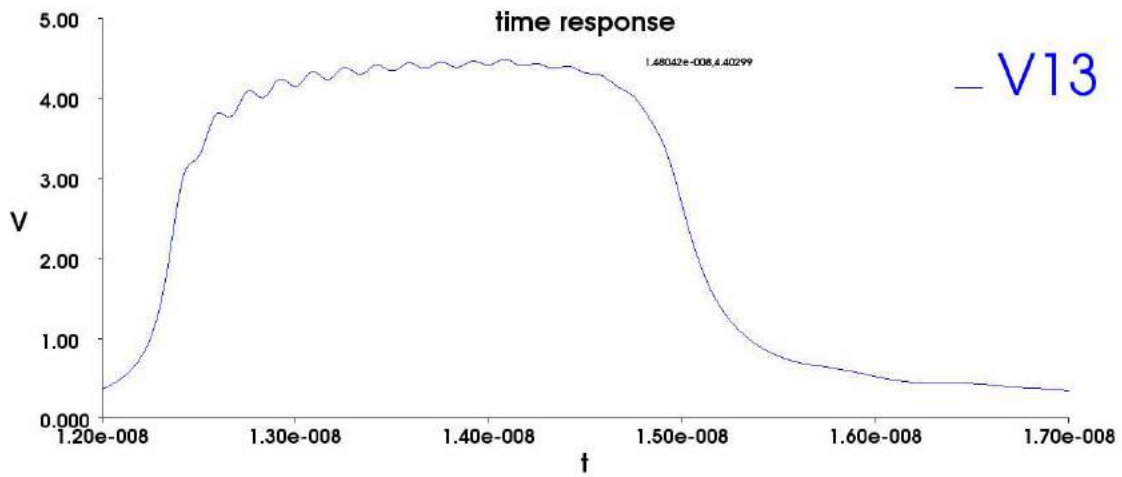


б

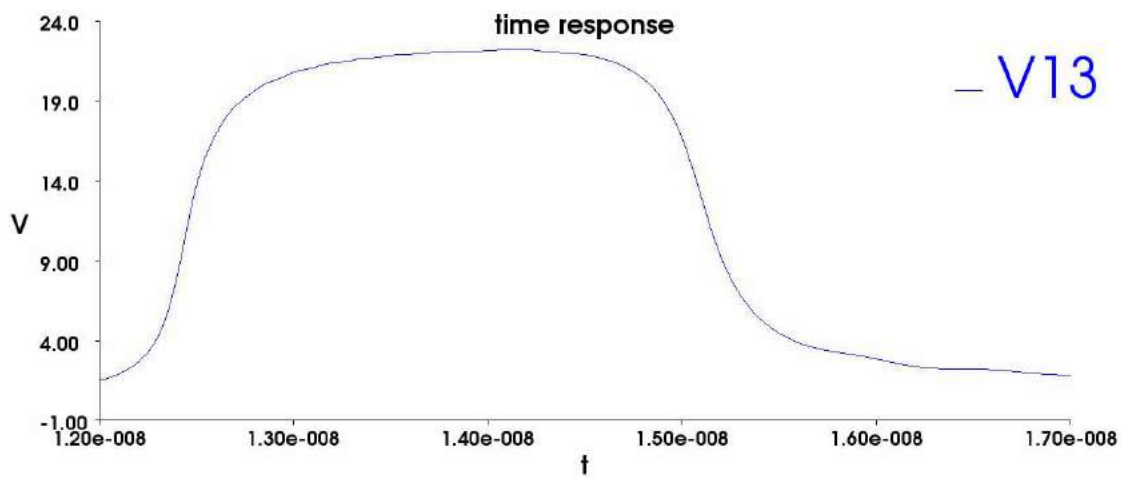


в

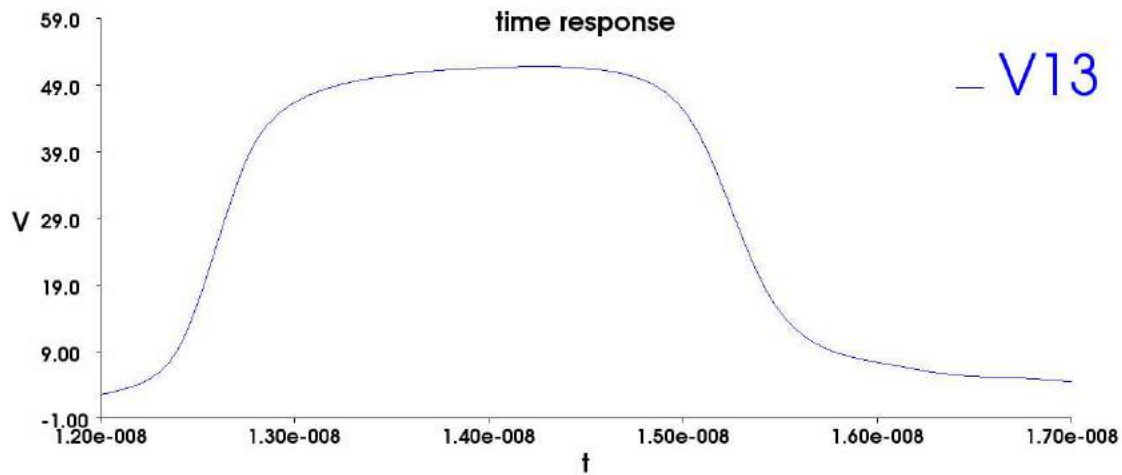
Рис. 3.16. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ без учёта потерь с трапециевидным входным воздействием длительностью 30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс



a

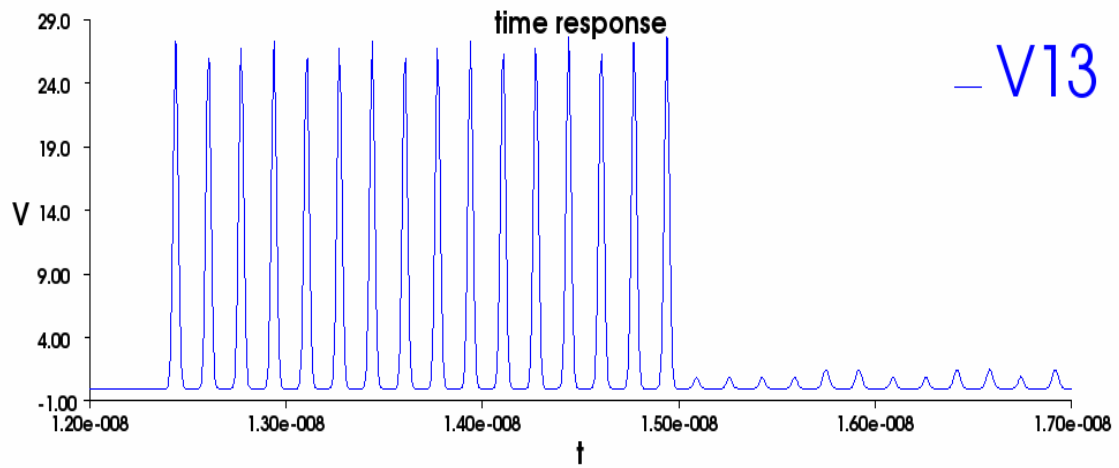


б

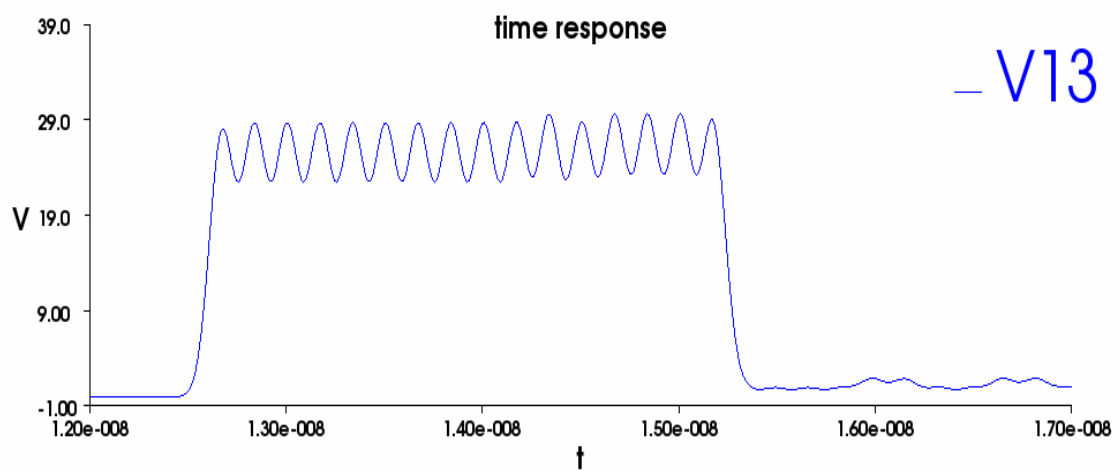


в

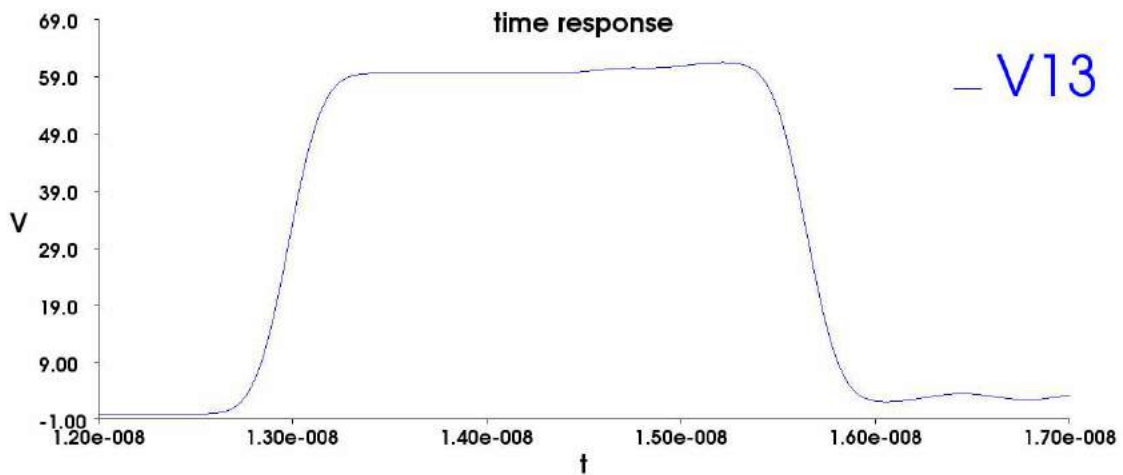
Рис. 3.17. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ с учётом потерь с трапецевидным входным воздействием длительностью 30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс



a



б



в

Рис. 3.18. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ без учёта потерь с воздействием в виде Гауссова импульса длительностью 30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс



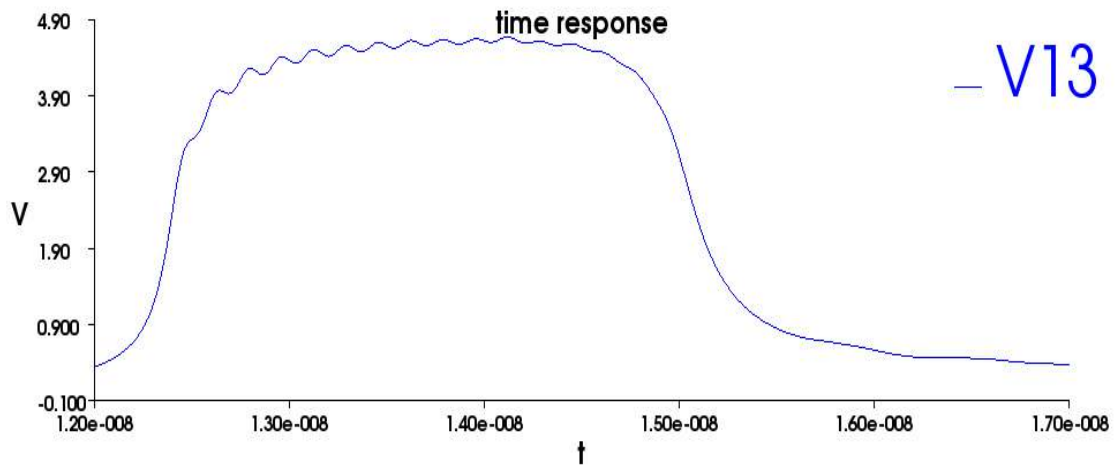
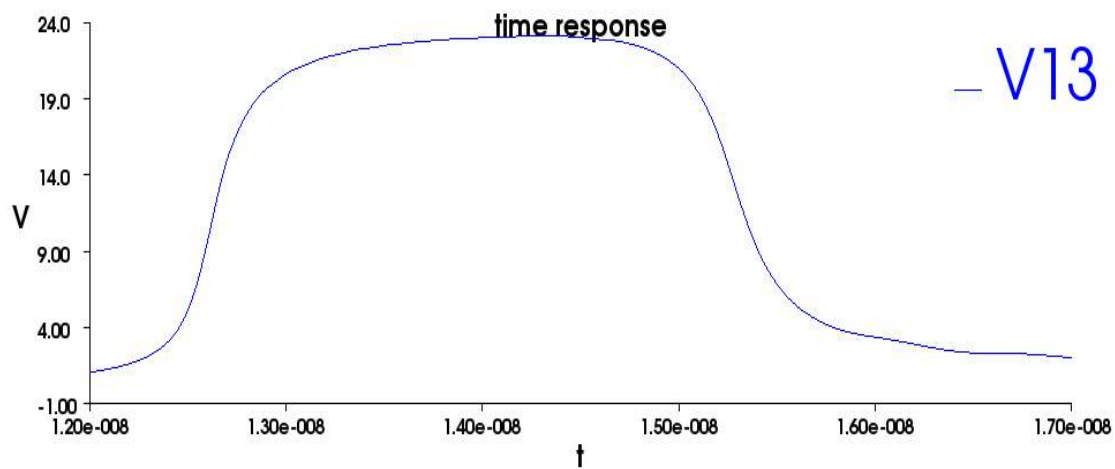
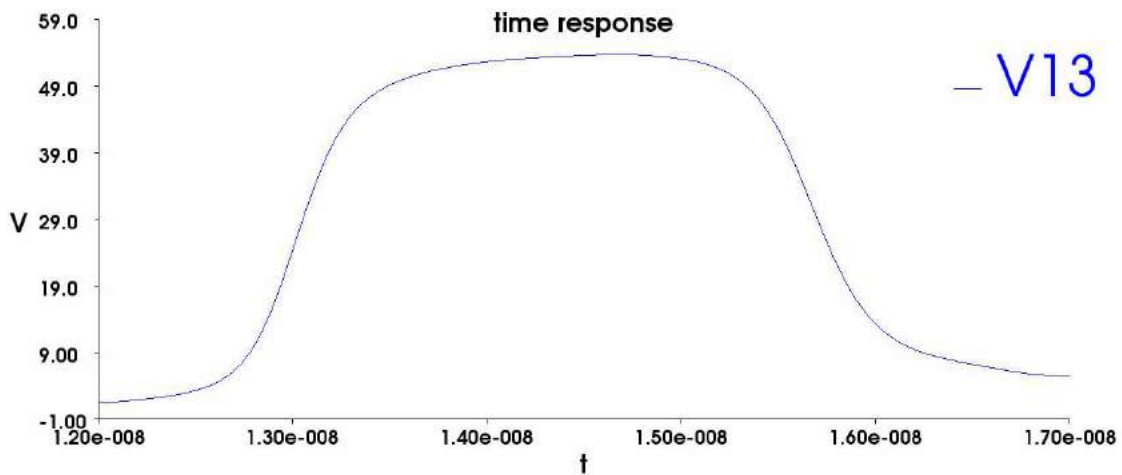
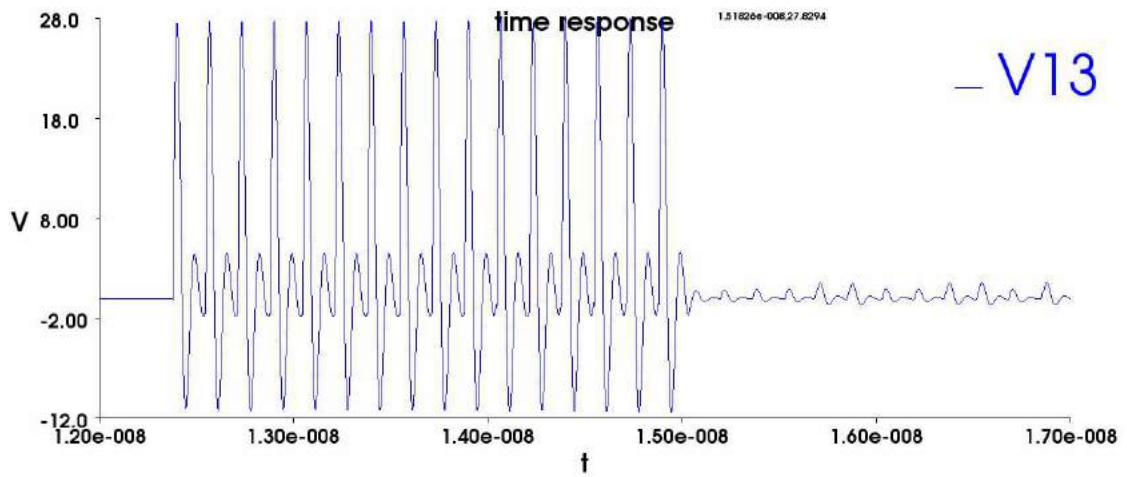
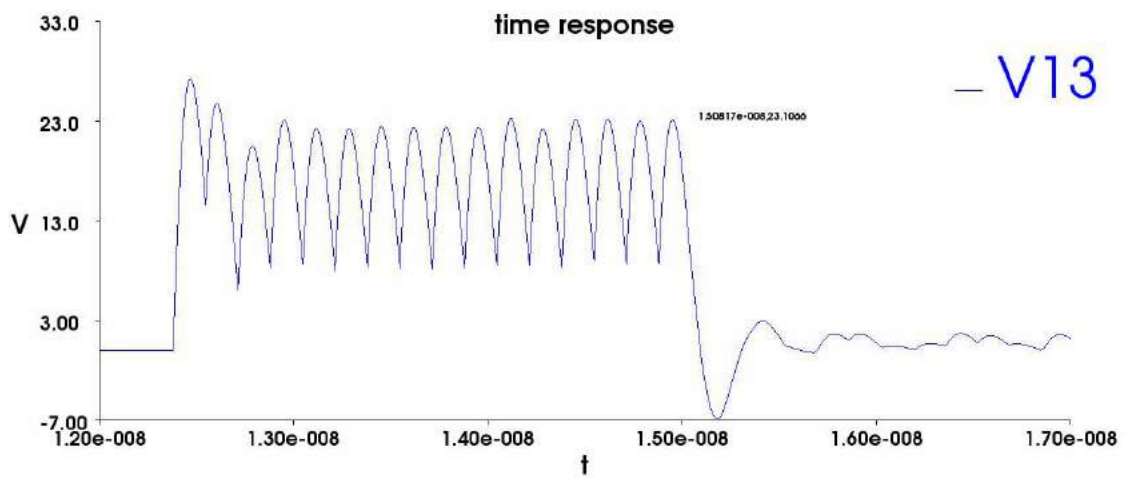
*a**б**в*

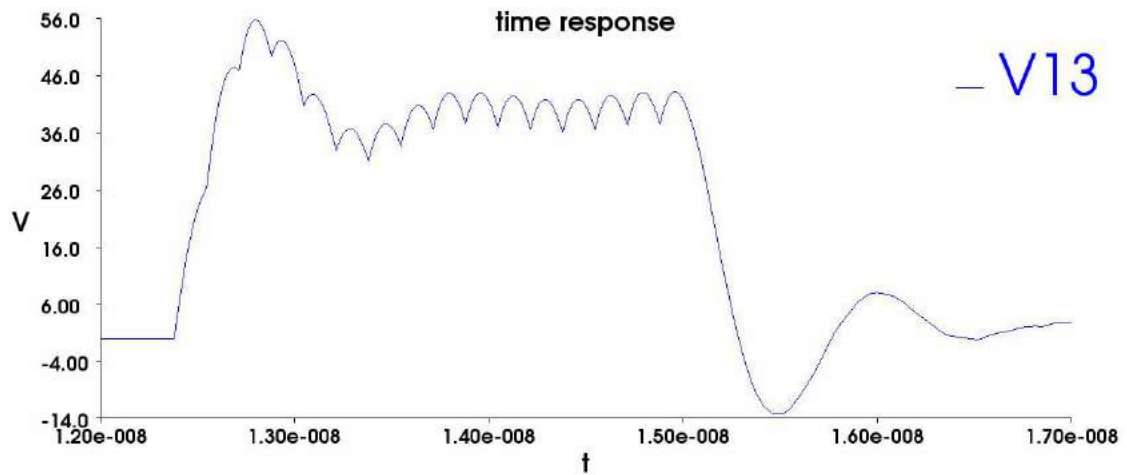
Рис. 3.19. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ с учётом потерь с воздействием в виде Гауссова импульса длительностью 30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс



a



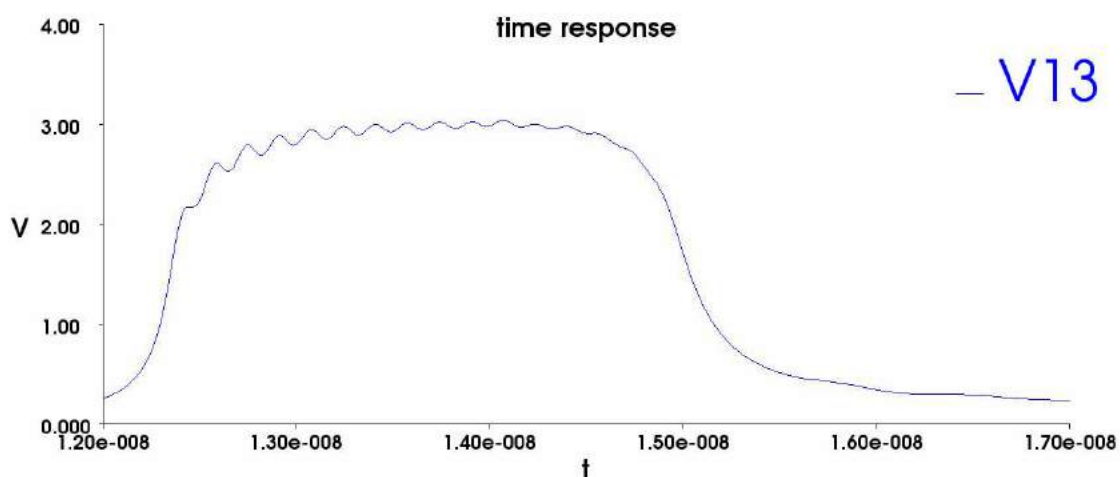
б



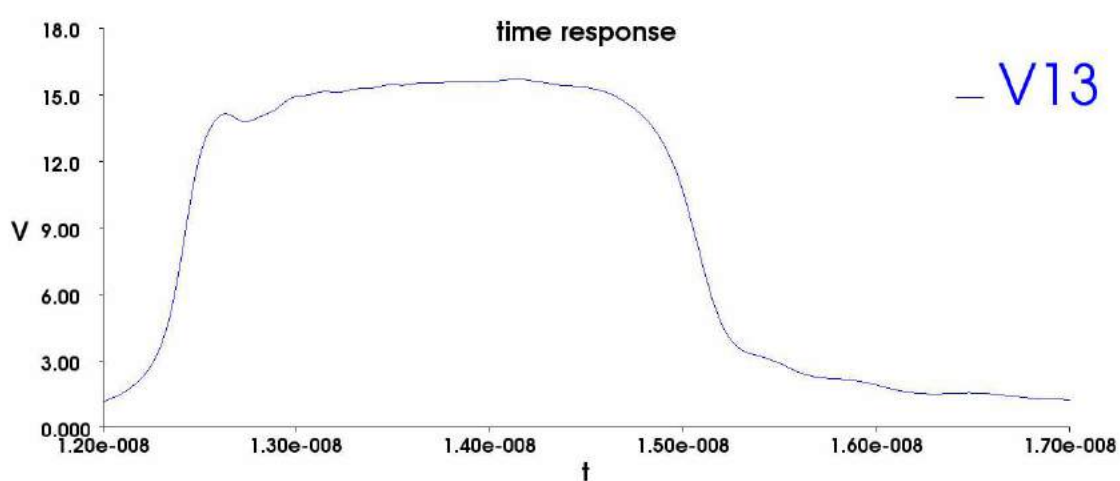
в

Рис. 3.20. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ

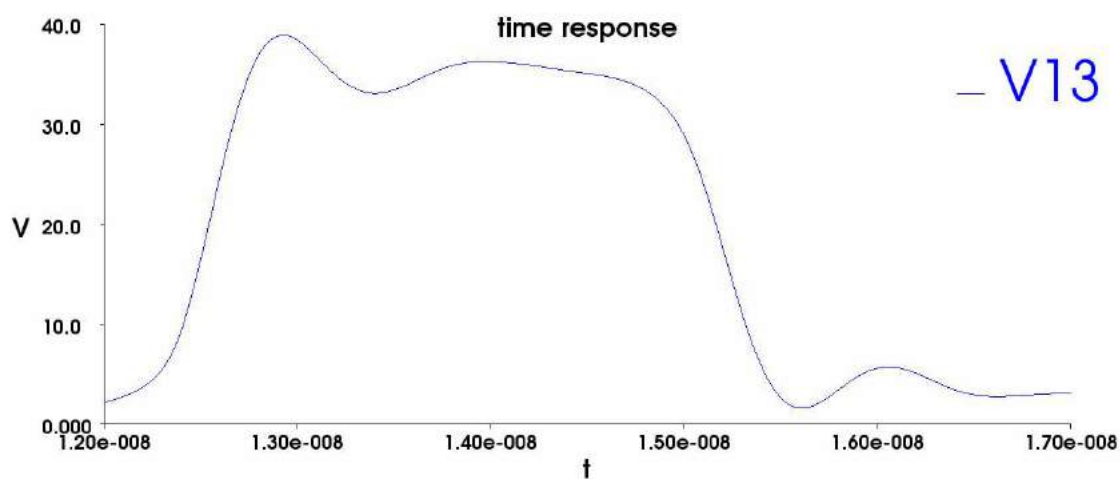
без учёта потерь с воздействием в виде затухающей синусоиды с длительностью полупериода  
30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс



a



б



в

Рис. 3.21. Сигналы (В, с) в конце активной линии МФ

с учётом потерь с воздействием в виде затухающей синусоиды с длительностью полупериода 30 (а), 150 (б) и 350 (в) пс

Из графиков максимальные значения амплитуд импульсов разложения  $U_2$  для различных воздействий, а также коэффициент ослабления  $U_1/U_2$  (амплитуда

напряжения в начале активной линии  $U_1 = 500$  В), с учётом и без учета потерь в линии сведены в табл. 3.10.

Таблица 3.10

**Максимальные амплитуды импульсов разложения и соответствующие им коэффициенты деления с учетом и без учета потерь в фильтре**

$t_{\text{имп}},$ пс	Трапециевидный импульс				Гауссов импульс				Затухающая синусоида			
	без потерь		с потерями		без потерь		с потерями		без потерь		с потерями	
	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{ В}$	$U_1/U_2$
30	28,00	17,86	4,55	109,89	28,00	17,86	4,6	108,69	28,00	17,86	3,05	163,93
150	28,00	17,86	22,00	22,72	29,00	17,24	23,00	21,74	28,00	17,86	16,00	31,25
350	59,50	8,40	52,00	9,61	63,00	7,94	55,00	9,09	56,00	8,93	39,00	12,82

Анализ результатов говорит о следующем. При делении затухающей синусоиды с длительностью положительного полупериода по уровню 0,5 от амплитуды 30 пс, обладающей отрицательными значениями амплитуд полупериодов, получаются импульсы с длительностями равными периоду синусоиды. С увеличением длительности до 150 и 350 пс отрицательные полупериоды, при сливании импульсов разложения, компенсируются положительными полупериодами. Наблюдается отрицательное значение только у последнего импульса, где компенсации нет.

Когда происходит переход от длительности воздействий со 150 до 350 пс, наблюдается резкое увеличение амплитуд импульсов разложения. Это происходит вследствие того, что деление импульса в первом (самом коротком) отрезке с такой длительностью не происходит, импульс проходит практически без изменения амплитуды во второй отрезок, где его амплитуда уменьшается вдвое, т.е. фильтр становится уже не четырех-, а трехкаскадным. При малых длительностях импульсов учет потерь приводит к значительному росту коэффициента ослабления сигнала на выходе фильтра, при более длительных импульсах влияние потерь сказывается значительно меньше. Также стоит отметить, что потери не только положительно влияют на затухание помехи, но и негативно сказываются на делении импульса за счет его размывания по времени.

*Таким образом, исследован временной отклик четырехкаскадного модального фильтра на различные воздействия и проведено соответствующее сравнение максимального значения амплитуд импульсов разложения и коэффициента ослабления фильтра с учетом влияния потерь в линии и без него.*

### **3.5.2 Временные и частотные отклики семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника**

В данном разделе исследовано влияние рассогласования отрезков семикаскадного модального фильтра на временной ( $V_{22}$  – напряжение на выходе модального фильтра) и частотный отклики (модуль напряжения на входе  $|V_2|$  и выходе  $|V_{22}|$  фильтра при гармоническом воздействии с э.д.с. амплитудой 1 В). Произведен подбор длин отрезков модального фильтра, которые позволят получить приемлемую неравномерность (не более 3 дБ) частотного отклика структуры в диапазоне 0–100 МГц. Входное воздействие представляет собой Гауссов импульс с длительностью ( $t_{\text{имп}}$ ) 30, 150 и 350 пс по уровню 0,5 от амплитуды напряжения на входе модального фильтра. Рассматривались варианты фильтров (рис. 3.22): ПС–ПС (псевдосогласованный вариант); ХХ–ХХ (вариант с резисторами на концах отрезков пассивной линии  $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ ), при этом длина первого каскада составляет 0,7 длины первого каскада при псевдосогласовании; ХХ–КЗ (на ближнем конце каждого отрезка пассивной линии ХХ, а на дальнем  $R_{\text{пас}} = 0,01 \text{ Ом}$  – короткое замыкание), причем длина первого отрезка 31,1 см, а второго 44,5 см.

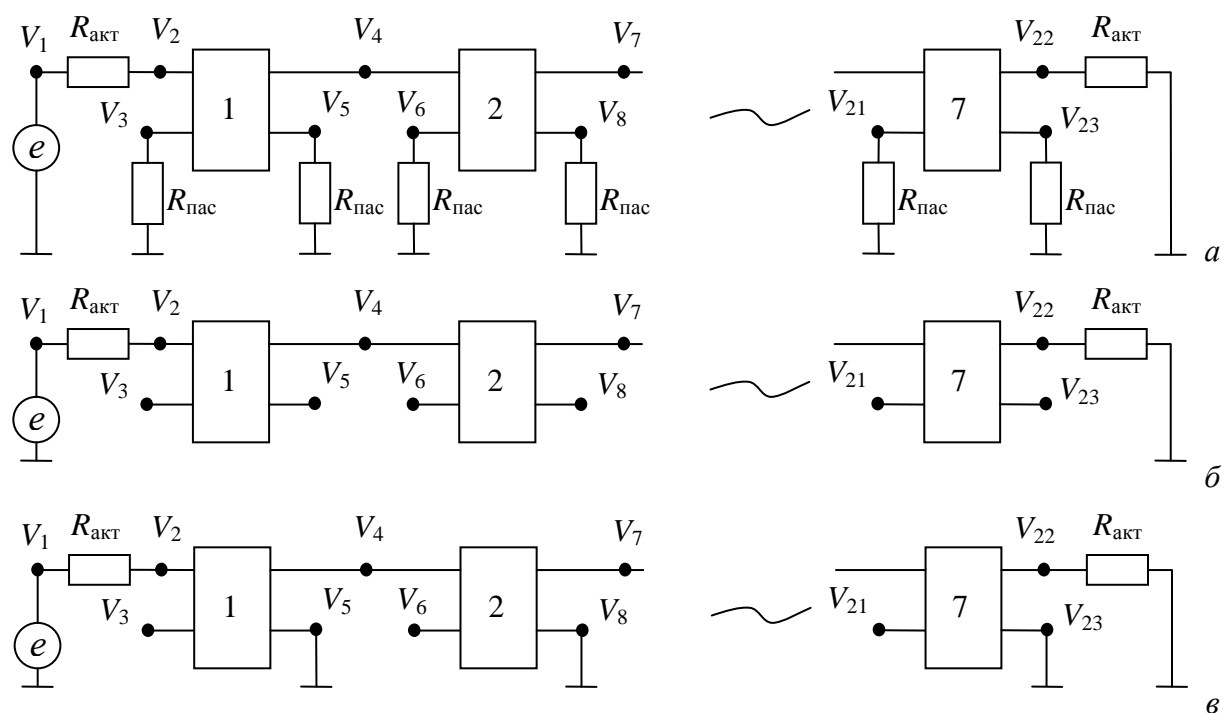


Рис. 3.22. Эквивалентные схемы включения отрезков фильтров: а) ПС, б) ХХ–ХХ, в) ХХ–КЗ

Лучшие характеристики позволяет получить фильтр с резистивными нагрузками на пассивном проводнике (рис. 3.22а). Однако, безрезистивные варианты исполнения модальных фильтров обладают таким преимуществом, как бескомпонентность, что позволит значительно снизить стоимость фильтров не только за счет отсутствия компонентов в конструкции, но и за счет меньших затрат на изготовление (отсутствие контактных площадок под резисторы, отсутствие сквозных металлизированных отверстий в варианте ХХ–ХХ (рис. 3.22б), чем и обусловлен выбор исследования данного варианта). Отсутствие резисторов также положительно скажется на надежности модальных фильтров и позволит избежать трудоемкого анализа для расчета мощностей резисторов. Выбор варианта фильтра ХХ–КЗ, как и ХХ–ХХ, сделан исходя из анализа (разд. 2.2) амплитуд импульсов разложения на выходе модального фильтра на основе плоских кабелей. При таких вариантах включения отрезков амплитуды импульсов равны между собой, и имеют минимальные значения [97, 99, 101].

### 3.5.2.1 Временной отклик семикаскадного модального фильтра с различными длительностями входного воздействия

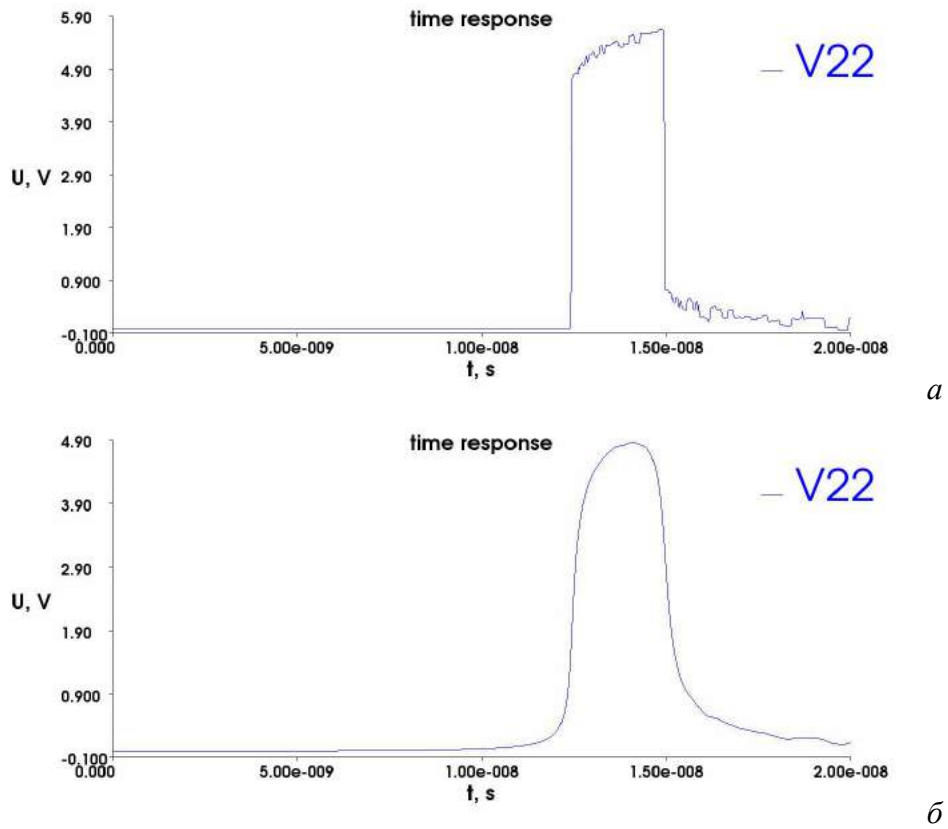
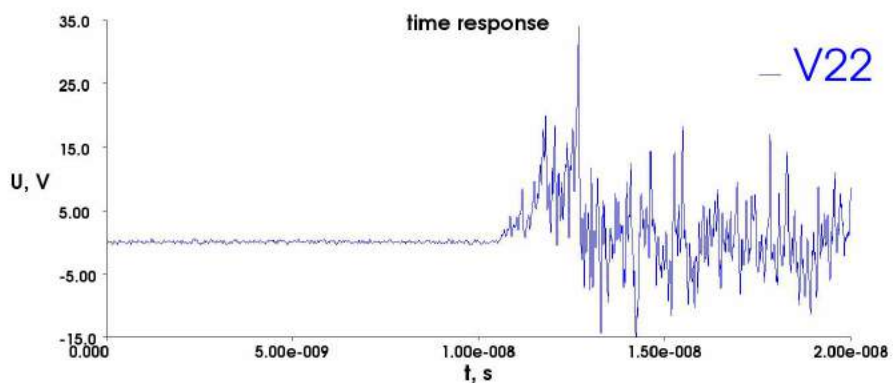
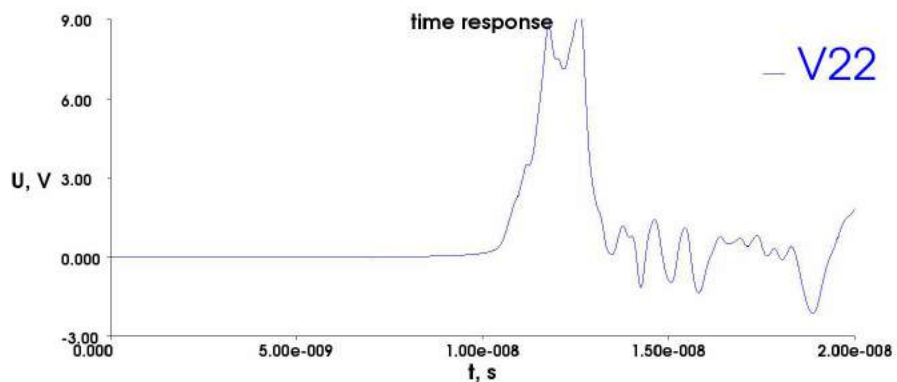


Рис. 3.23. Временные отклики псевдосогласованного модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $t_{\text{имп}}=30$  пс)

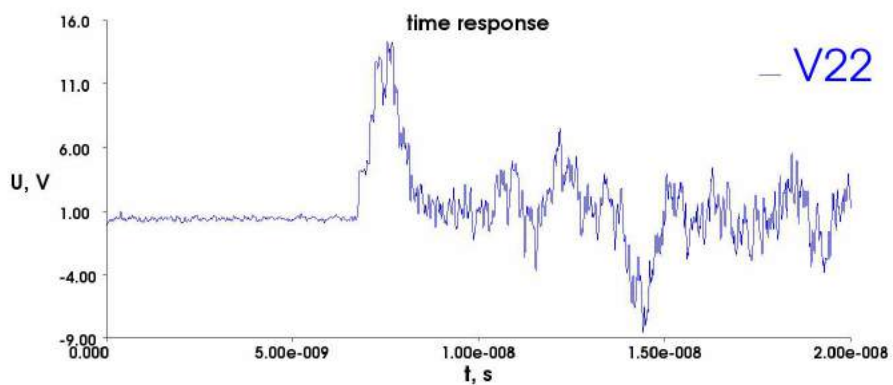


a

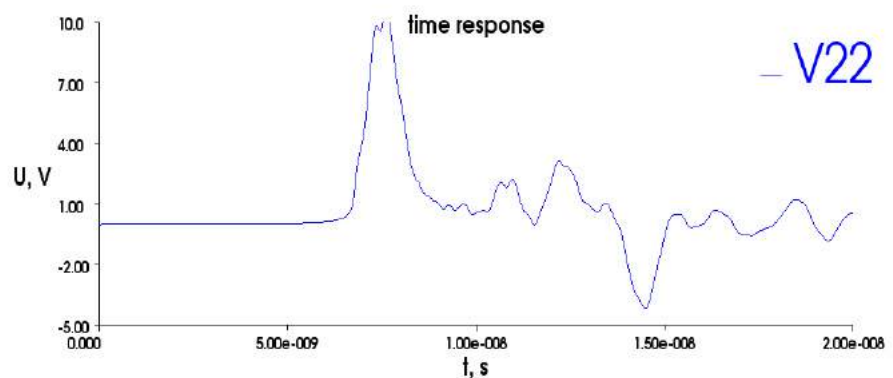


б

Рис. 3.24. Временные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на пассивном проводнике ( $t_{\text{ИМП}} = 30$  пс)



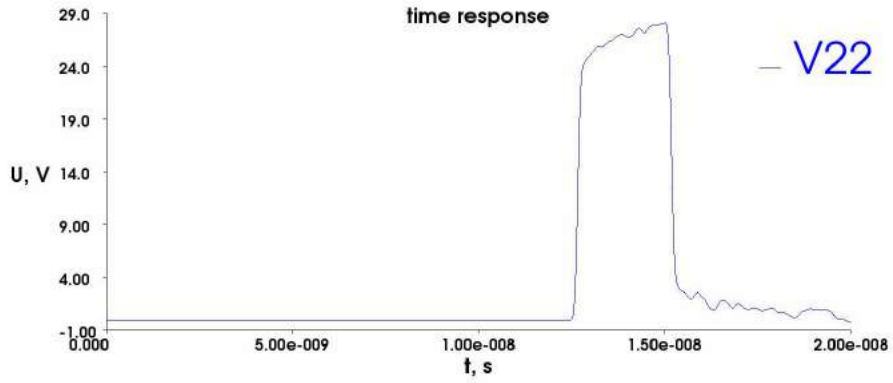
a



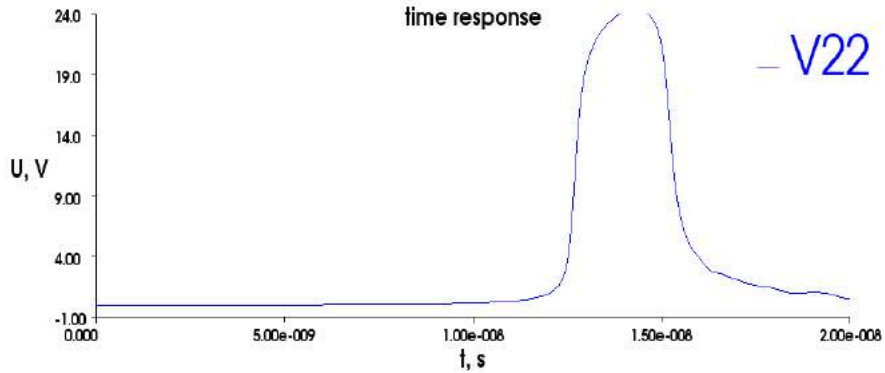
б

Рис. 3.25. Временные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на ближнем и КЗ на дальнем конце пассивного проводника всех отрезков ( $t_{\text{ИМП}} = 30$  пс)



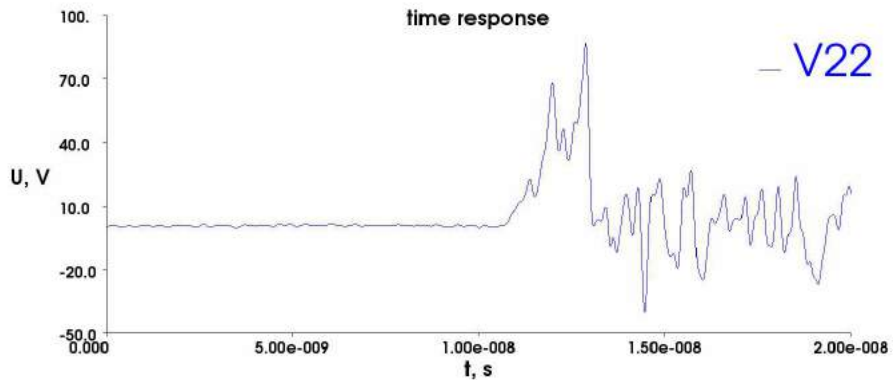


a

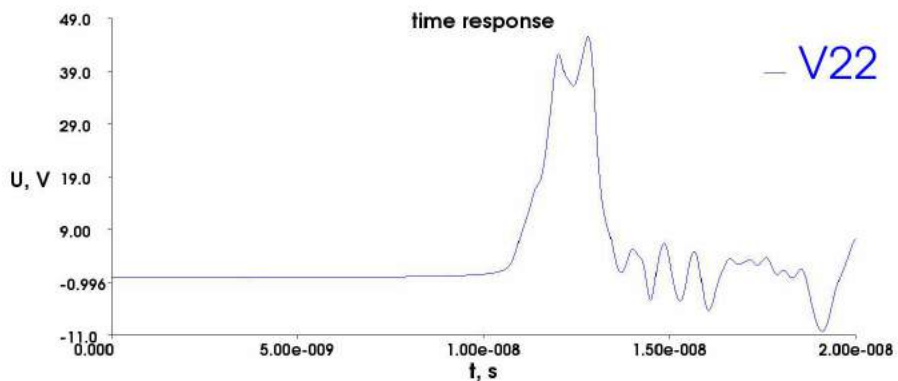


б

Рис. 3.26. Временные отклики псевдосогласованного модального фильтра без учета (a) и с учетом (б) потерь ( $t_{\text{имп}} = 150$  пс)

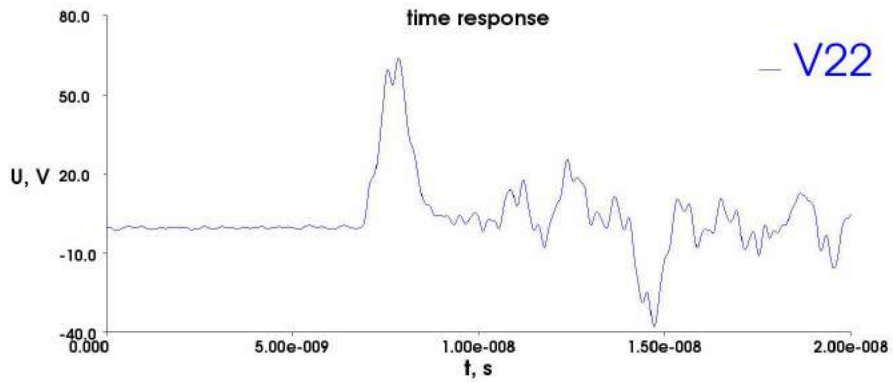


a

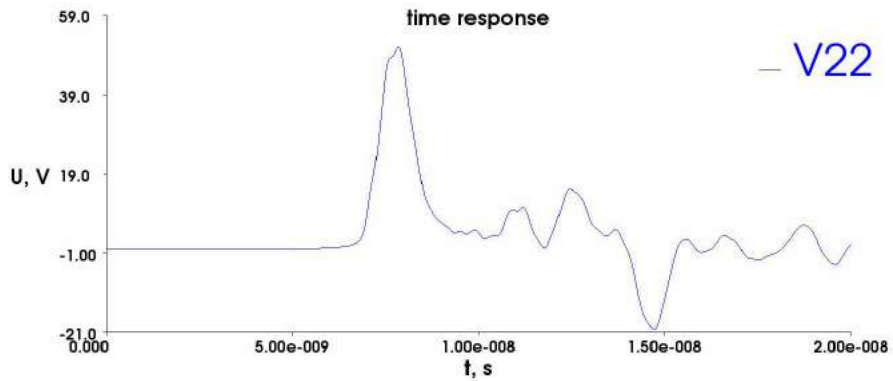


б

Рис. 3.27. Временные отклики модального фильтра без учета (a) и с учетом (б) потерь с ХХ на пассивном проводнике ( $t_{\text{имп}} = 150$  пс)

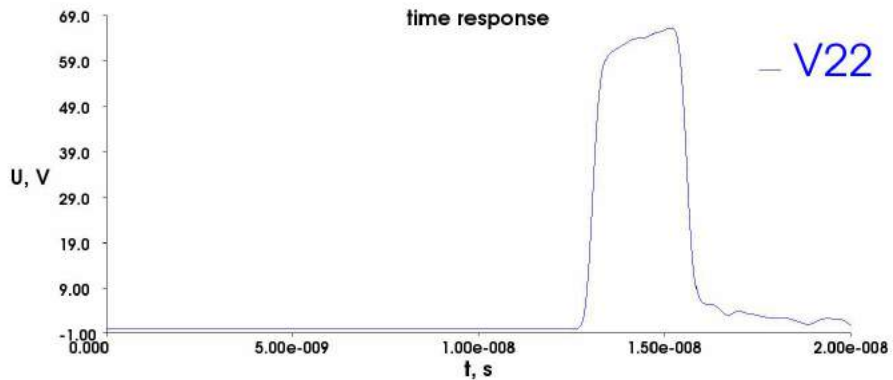


a

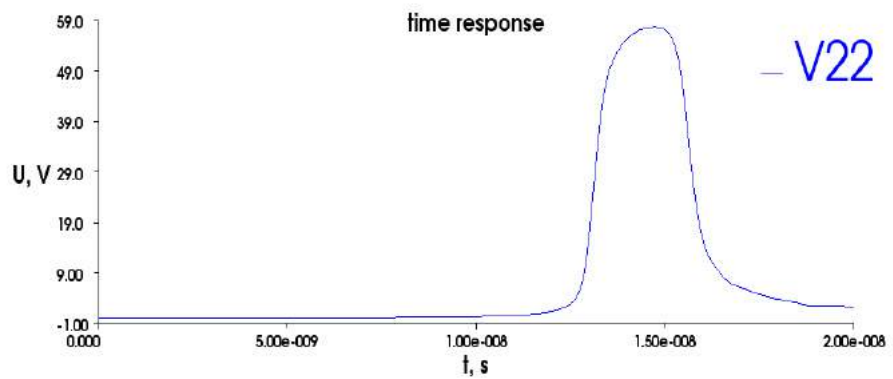


б

Рис. 3.28. Временные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на ближнем и КЗ на дальнем конце пассивного проводника всех отрезков ( $t_{\text{ИМП}} = 150$  пс)

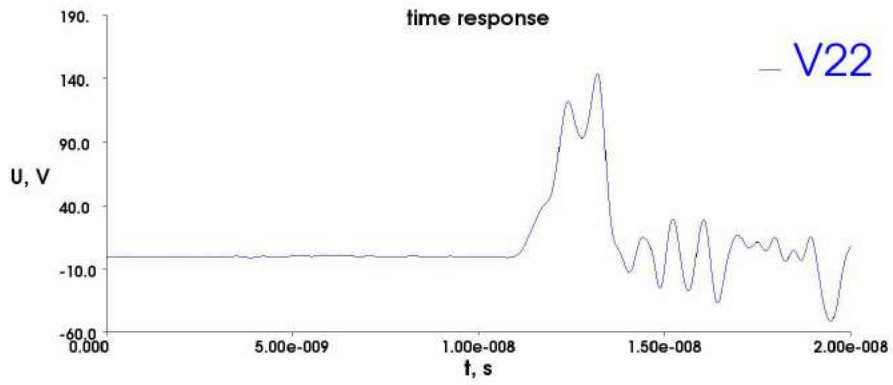


a

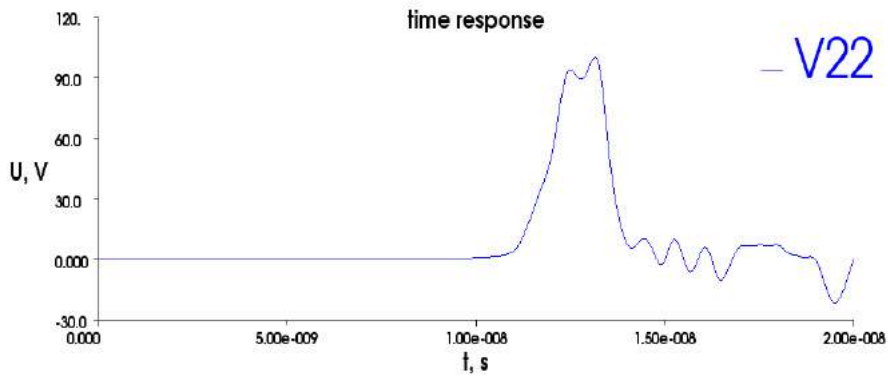


б

Рис. 3.29. Временные отклики псевдосогласованного модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $t_{\text{ИМП}} = 350$  пс)

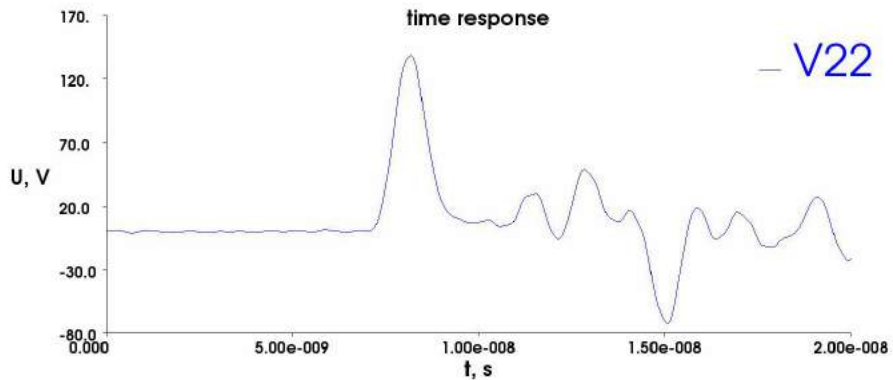


a

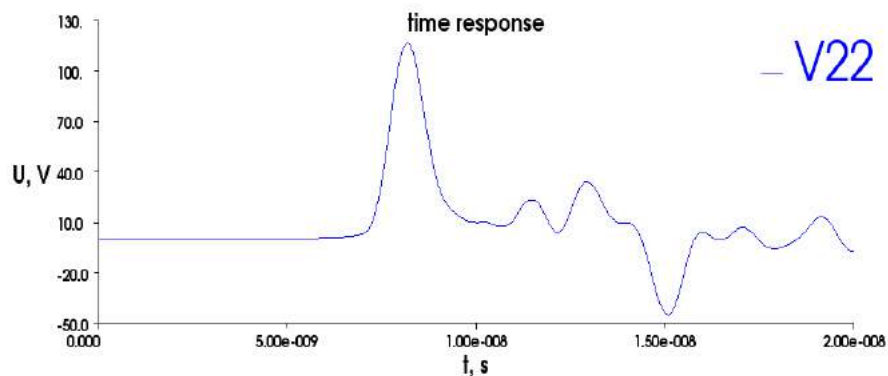


б

Рис. 3.30. Временные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на пассивном проводнике ( $t_{\text{имп}} = 350$  пс)



a



б

Рис. 3.31. Временные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на ближнем и КЗ на дальнем конце пассивного проводника всех отрезков ( $t_{\text{имп}} = 350$  пс)

### 3.5.2.2 Частотный отклик семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями

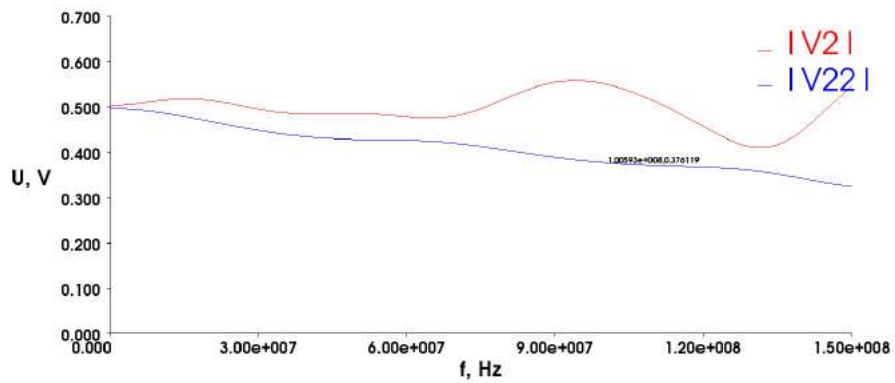
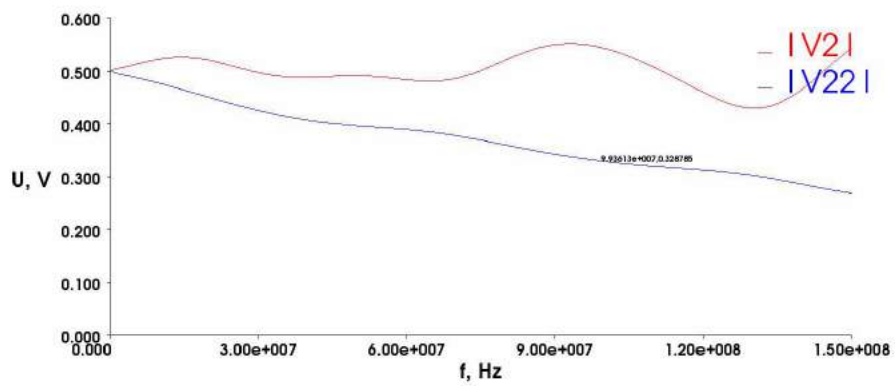
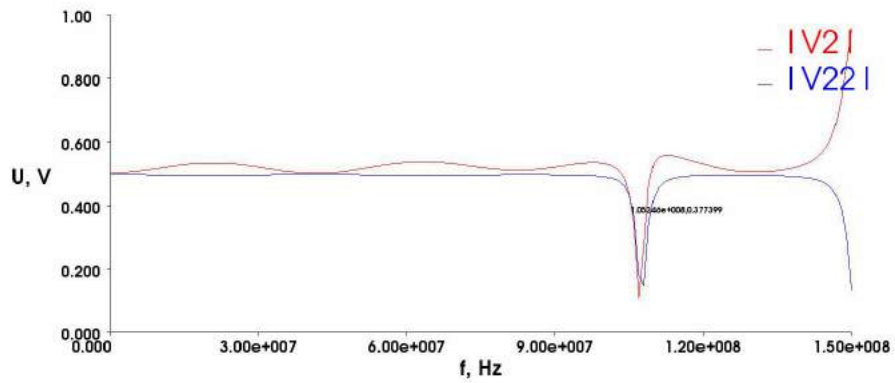
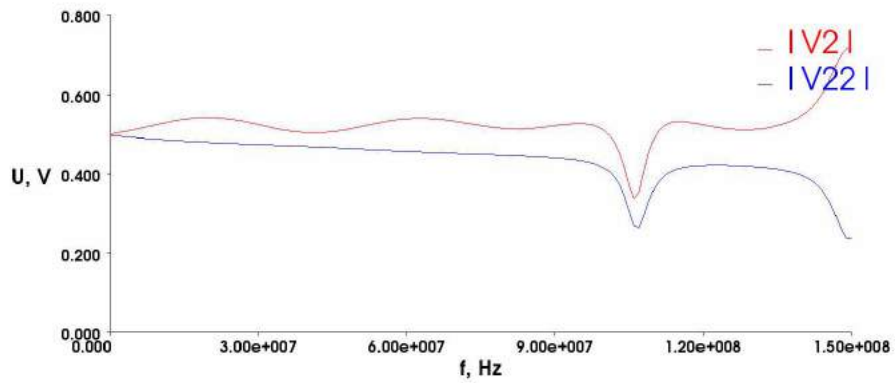
*a**б*

Рис. 3.32. Частотные отклики псевдосогласованного модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь

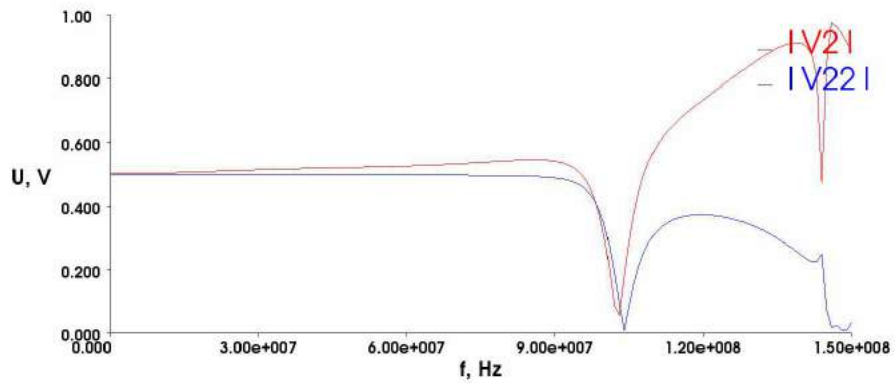


a

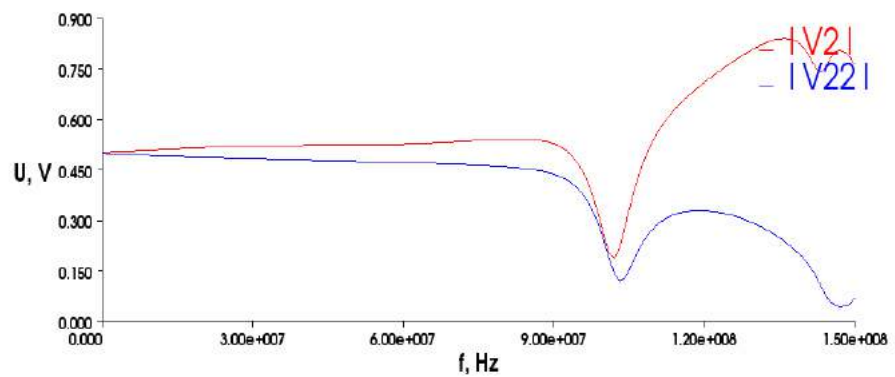


б

Рис. 3.33. Частотные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на пассивном проводнике



a



б

Рис. 3.34. Частотные отклики модального фильтра без учета (а) и с учетом (б) потерь с ХХ на ближнем и КЗ на дальнем конце пассивного проводника всех отрезков

Максимальные значения напряжений ( $U_2$ ) на выходе модального фильтра при различных граничных условиях на концах пассивного проводника приведены в табл. 3.11.

Таблица 3.11

**Максимальные значения амплитуд импульсов разложения**

Учет Потерь	$U_2$ , В псевдосогласование	$U_2$ , В начало – ХХ, конец – ХХ	$U_2$ , В начало – ХХ, конец – КЗ
$t_{\text{имп}} = 30$ пс			
Нет	5,8	34	15
Есть	4,8	9,1	10,1
$t_{\text{имп}} = 150$ пс			
Нет	28	87	67
Есть	24,1	46,5	52
$t_{\text{имп}} = 350$ пс			
Нет	67	150	145
Есть	58	105	117

Исходя из табл. 3.11 можно сделать следующие выводы. Наиболее сильному ослаблению подвергнут самый короткий импульс (30 пс). Увеличение длительности входного воздействия приводит к тому, что импульс не может эффективно делиться (на 2 импульса) в коротких каскадах фильтра и происходит наложение амплитуд импульсов. Не принимая во внимание потери в линии, можно сказать, что более лучшим вариантом (из рассогласованных) является случай, когда в начале пассивных проводников – ХХ, а в конце – КЗ. Учет потерь делает более приемлемым вариант с ХХ в начале и конце пассивных проводников. Для этого варианта общая длина линии больше, следовательно и потери сильнее. Оба варианта просты и дешевы в практической реализации, однако резистивный вариант обладает лучшими характеристиками.

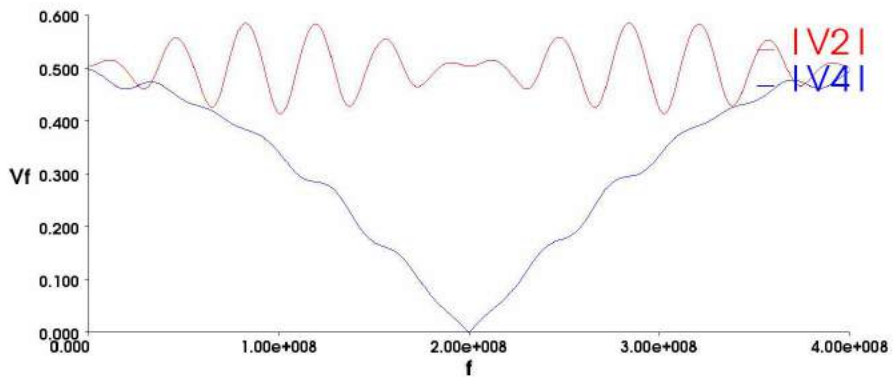
*Таким образом, получены характеристики резистивного и безрезистивных модальных фильтров для случая с учетом и без учета влияния потерь, произведен подбор длин каскадов фильтра для получения приемлемых частотных характеристик и проведено сравнение максимальных амплитуд импульсов разложения данных фильтров.*

### **3.5.3 Зависимость частотных откликов модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника от количества и расположения каскадов**

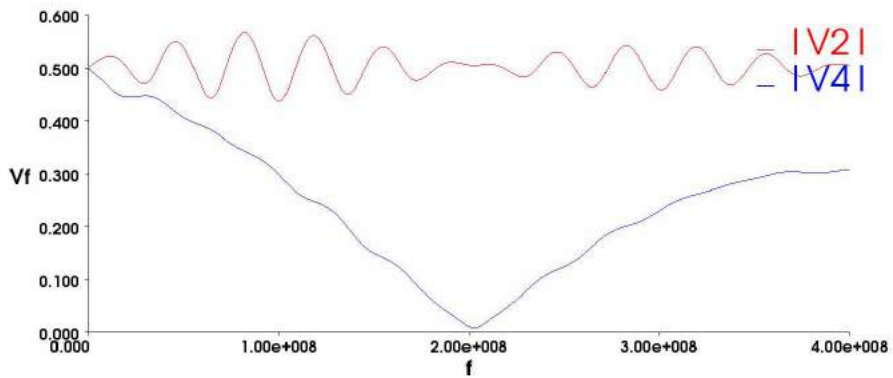
В данном разделе проведено исследование влияния количества и расположения каскадов на частотный отклик МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4, 7 с учетом и без учета потерь в линиях для псевдосогласованного случая, для случая с  $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$  и  $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ . При этом длины каскадов изменяются от входа модального фильтра к выходу: каждый последующий каскад либо удлиняется по отношению к предыдущему, либо укорачивается, общая длина исследуемых фильтров одинакова, и составляет 2,47 м.  $|V_2|$  – напряжение на входе,  $|V_4|$ ,  $|V_7|$ ,  $|V_{10}|$ ,  $|V_{13}|$  и  $|V_{22}|$  – напряжения на выходе МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4 и 7 соответственно.

#### **3.5.3.1 Увеличение длин каскадов от входа к выходу модального фильтра**

Длины увеличиваются покаскадно в 2 раза по отношению к предыдущему. Ниже приведены полученные результаты для различного числа каскадов.

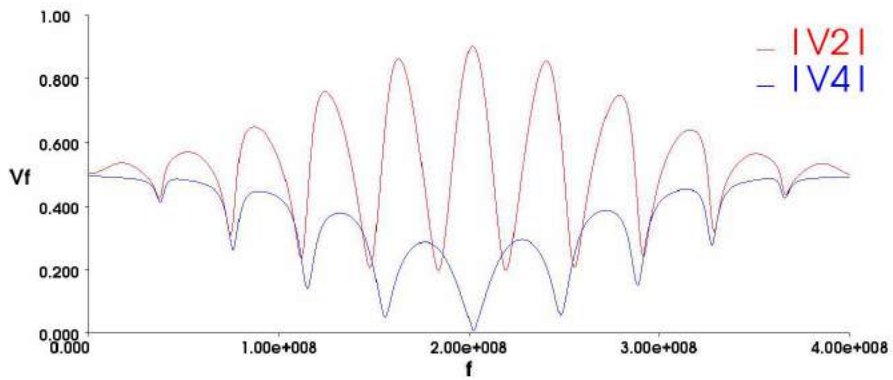


а

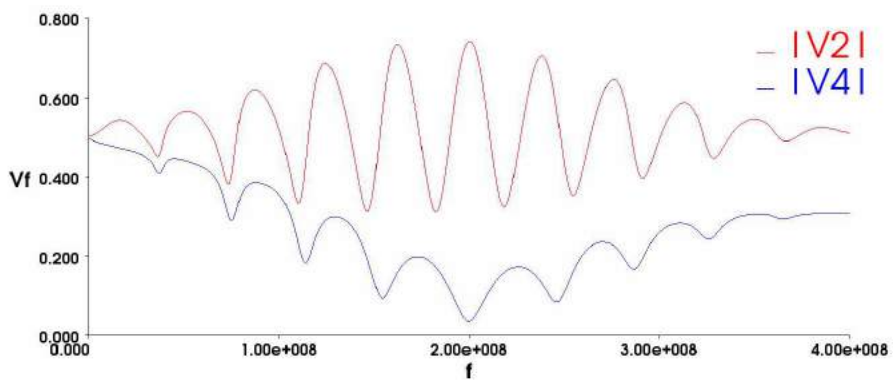


б

Рис. 3.35. Частотные отклики (В, Гц) однокаскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)



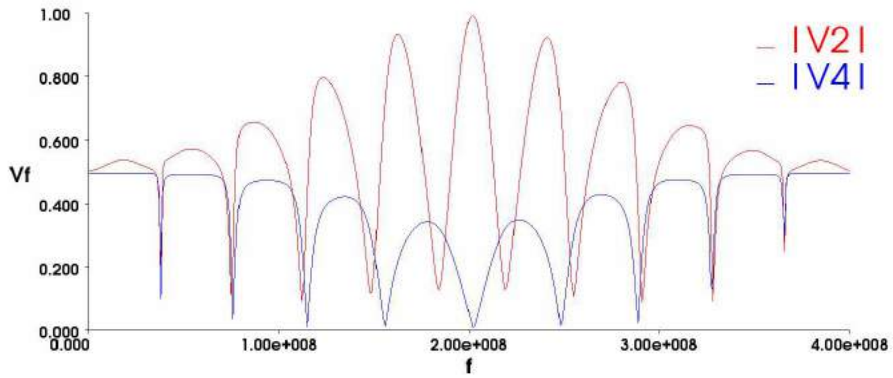
а



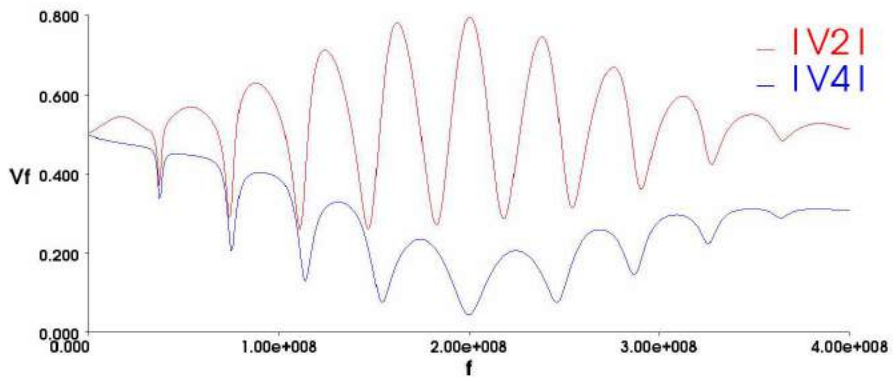
б

Рис. 3.36. Частотные отклики (В, Гц) однокаскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )



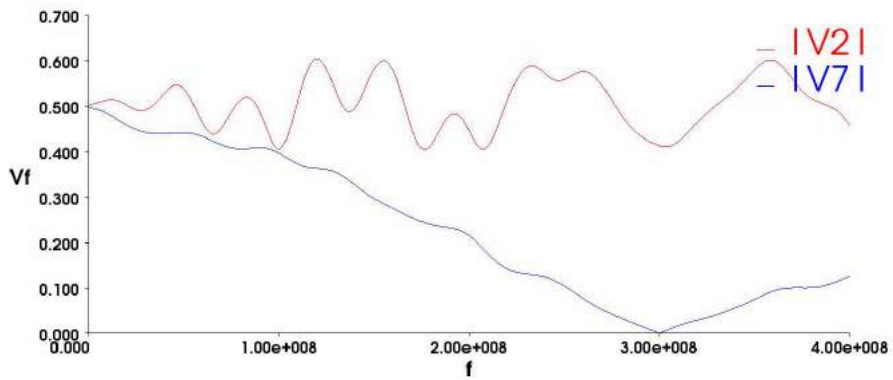


a

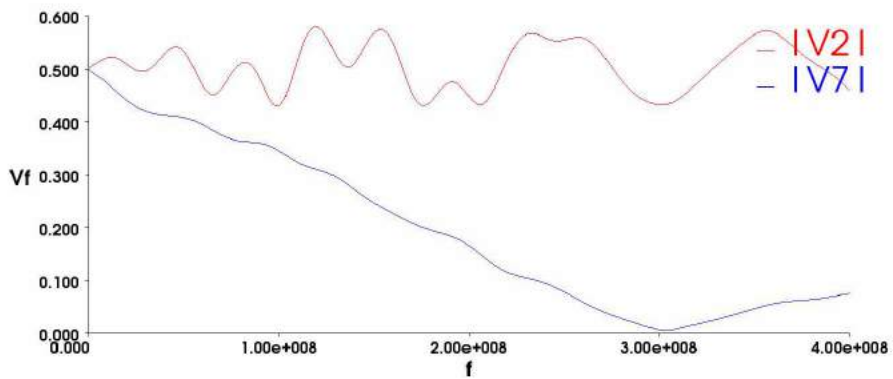


б

Рис. 3.37. Частотные отклики (В, Гц) однокаскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

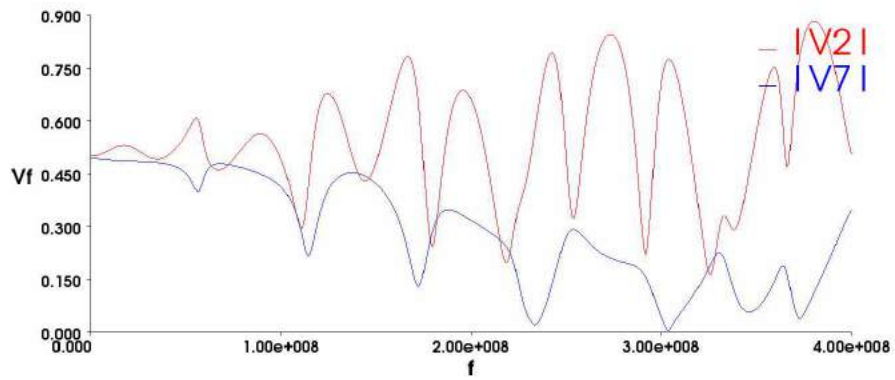


a

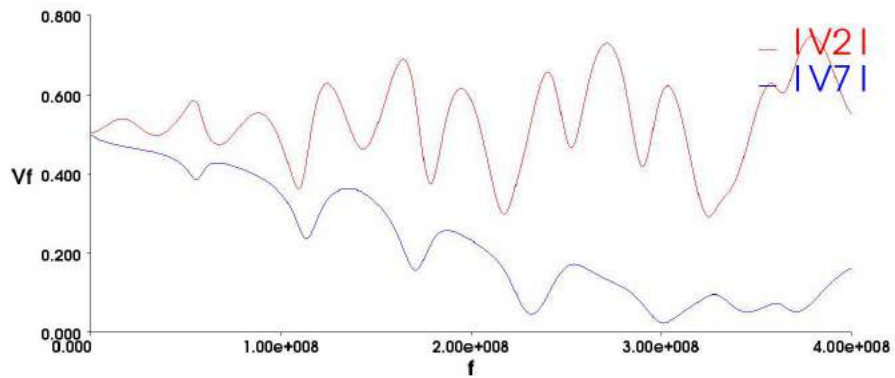


б

Рис. 3.38. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)

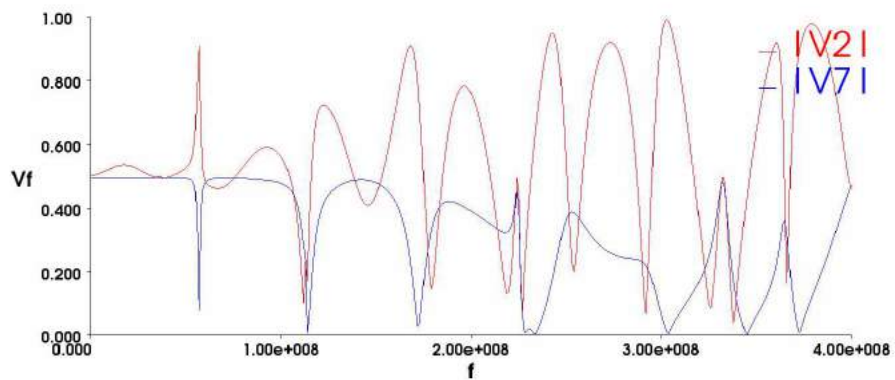


a

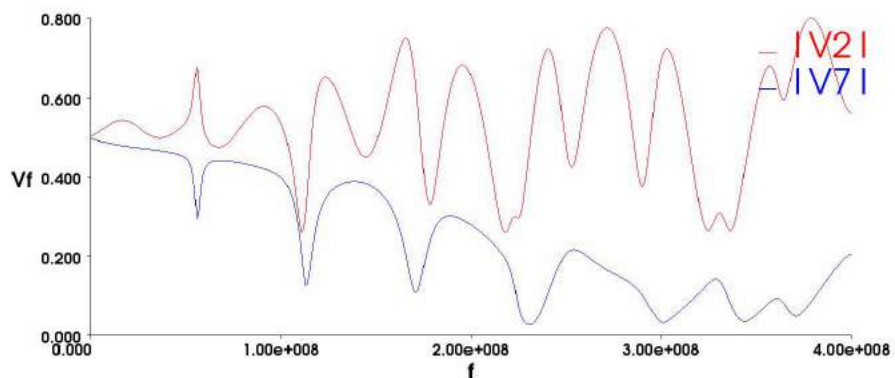


б

Рис. 3.39. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )



a



б

Рис. 3.40. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

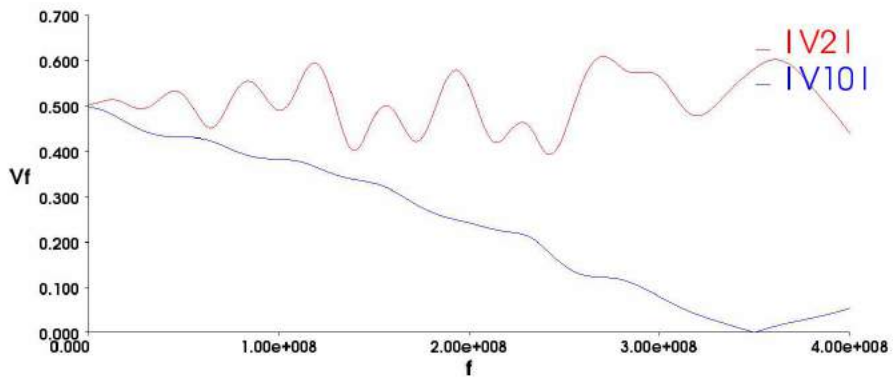
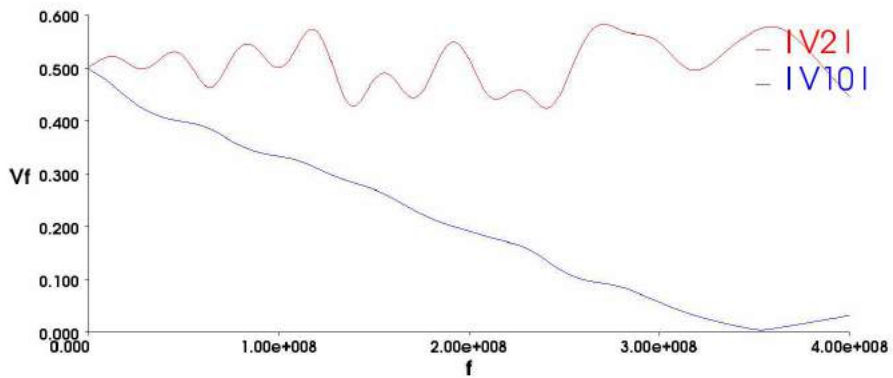
*a**б*

Рис. 3.41. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь (псевдосогласование)

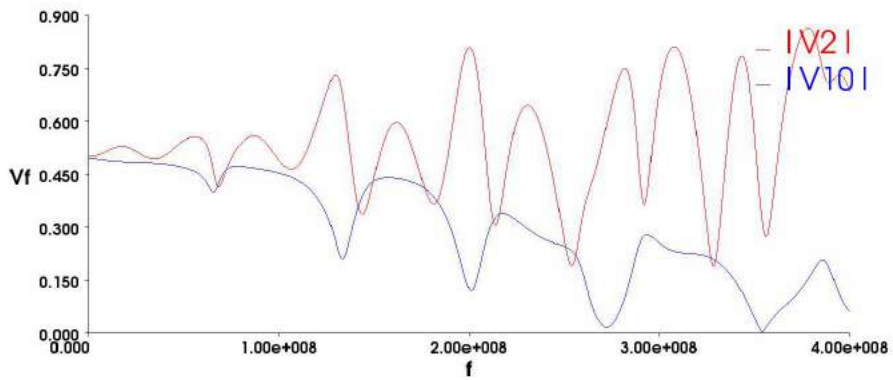
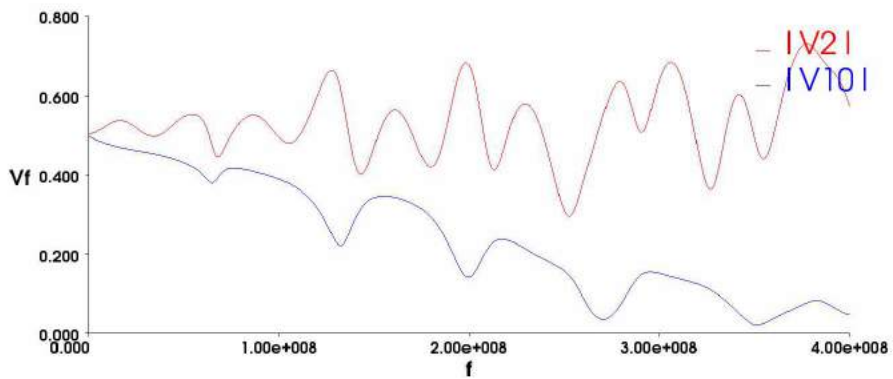
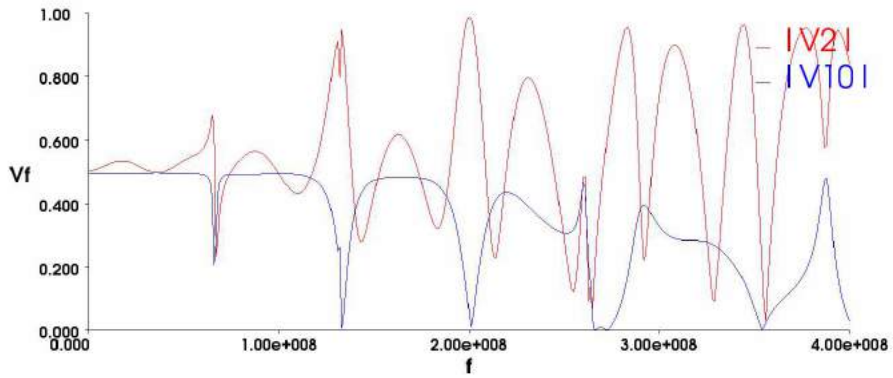
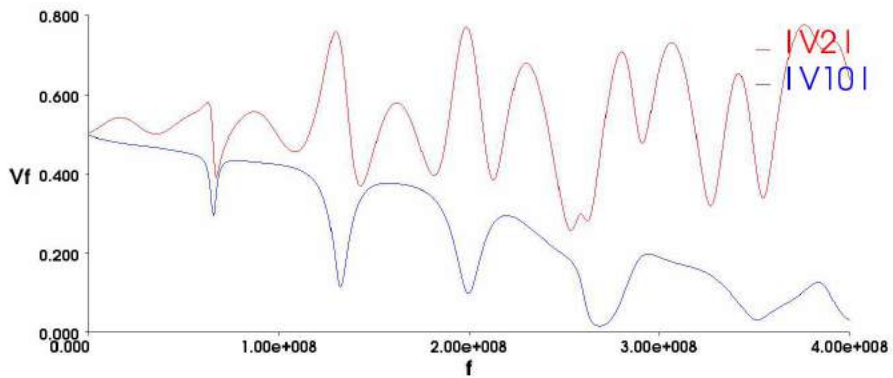
*a**б*

Рис. 3.42. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )

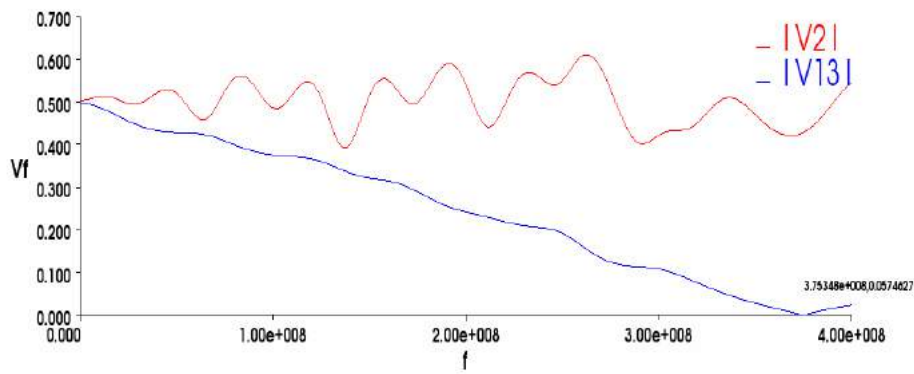


a

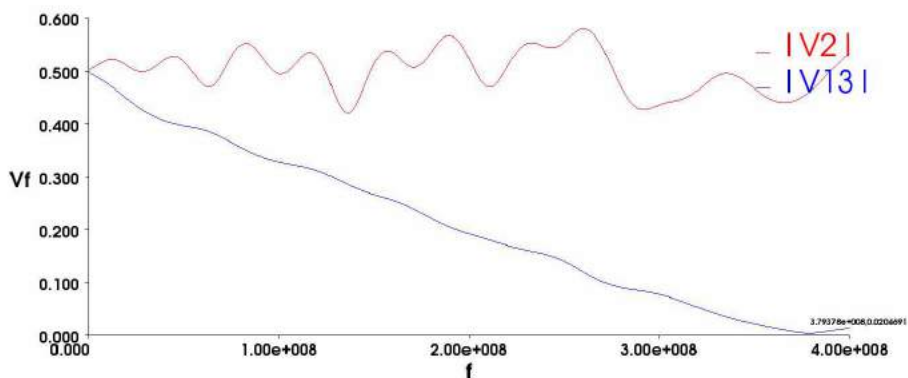


б

Рис. 3.43. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )



a



б

Рис. 3.44. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)

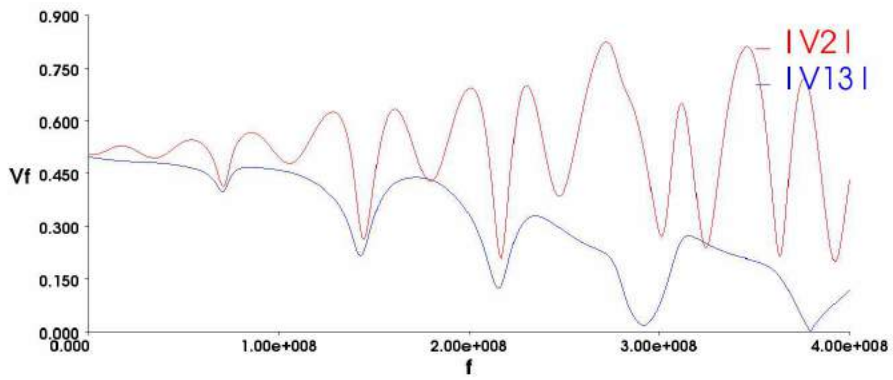
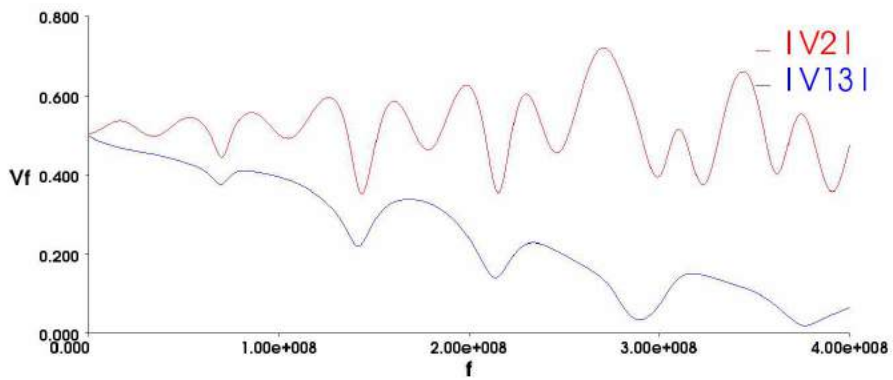
*a**б*

Рис. 3.45. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )

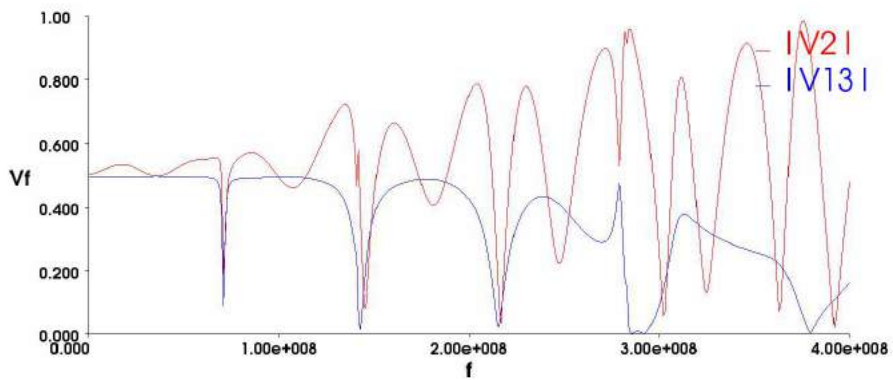
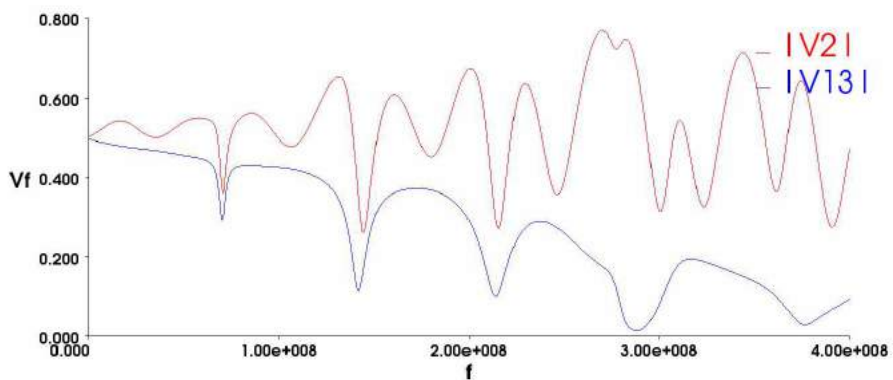
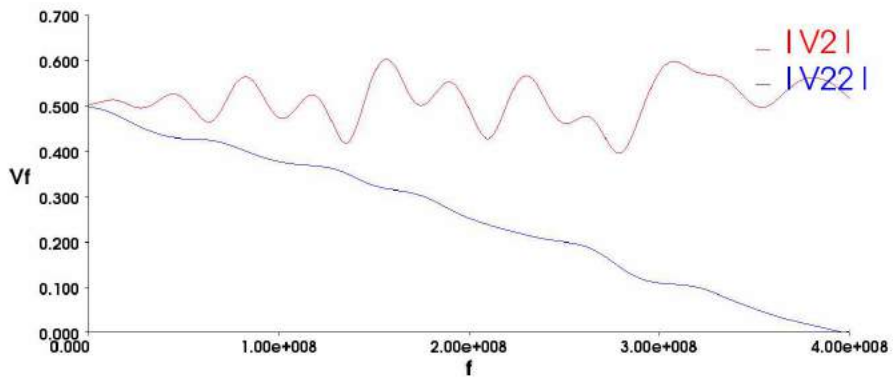
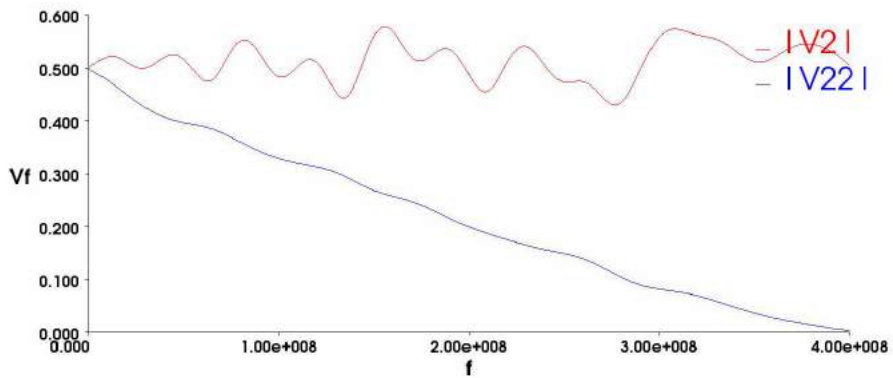
*a**б*

Рис. 3.46. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

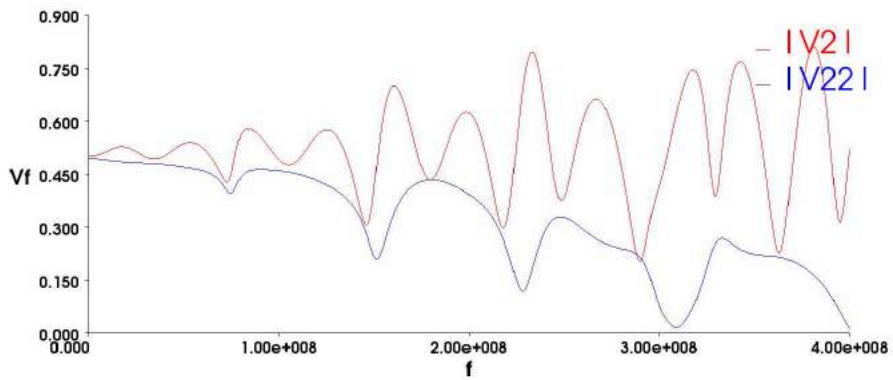


a

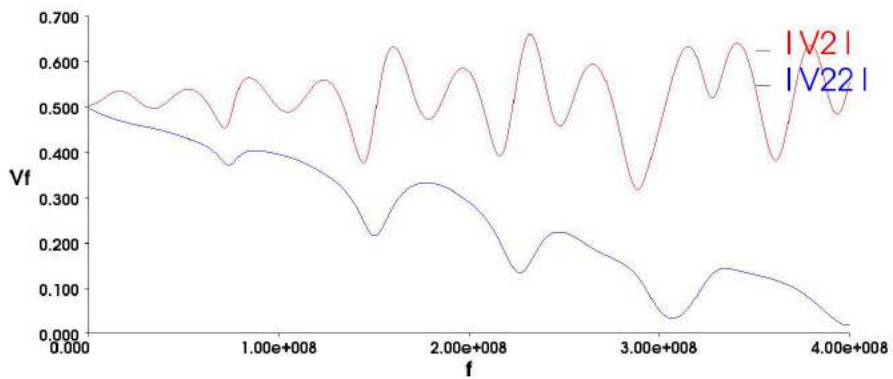


б

Рис. 3.47. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)



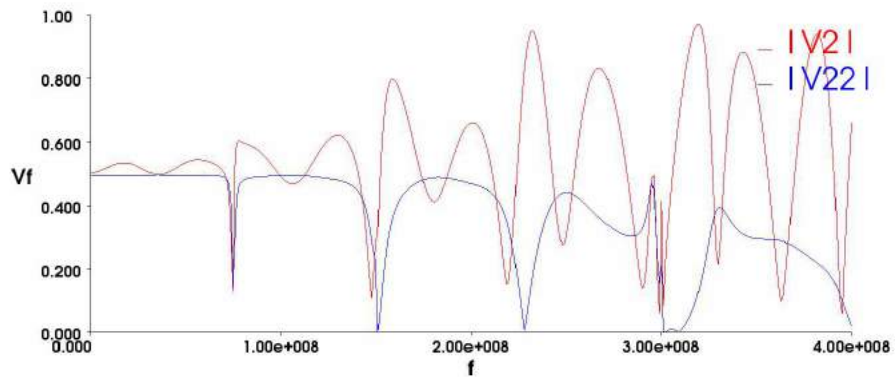
a



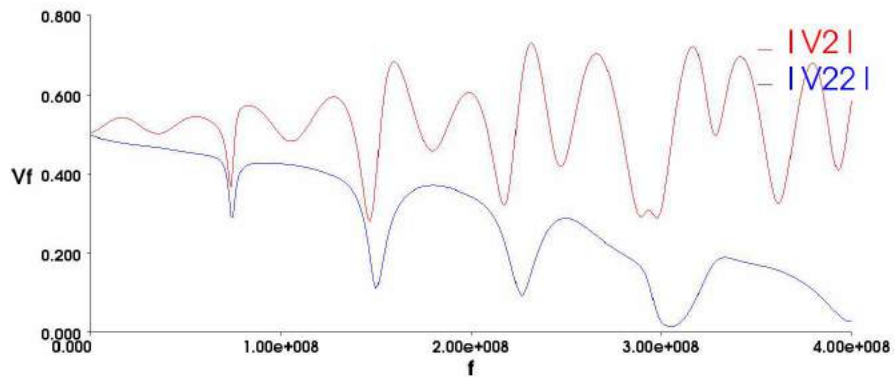
б

Рис. 3.48. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )





a

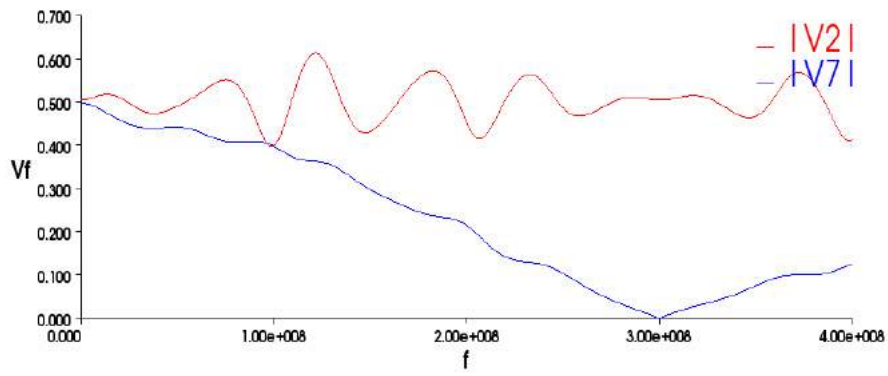


б

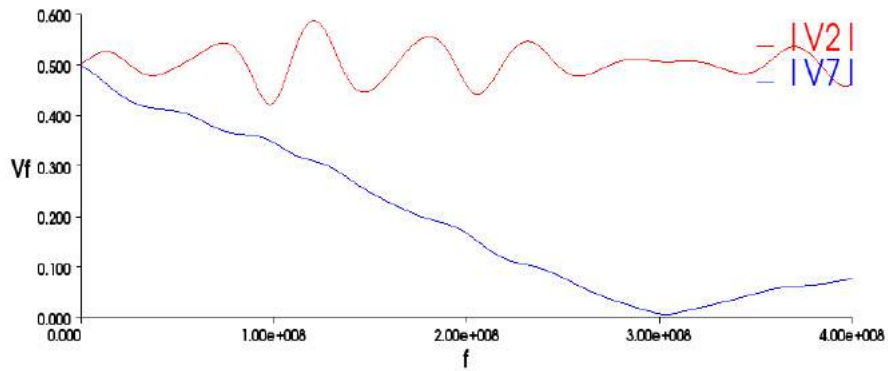
Рис. 3.49. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

### 3.5.3.2 Уменьшение длин каскадов от входа к выходу модального фильтра

Длины уменьшаются покаскадно в 2 раза по отношению к предыдущему. Ниже приведены полученные результаты для различного числа каскадов фильтра.

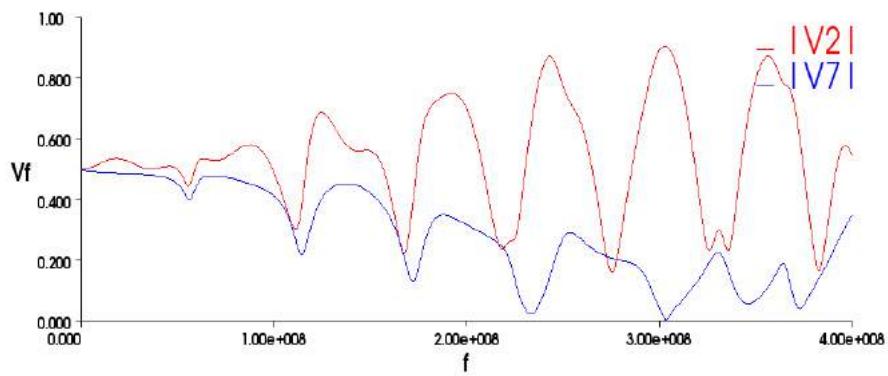


a

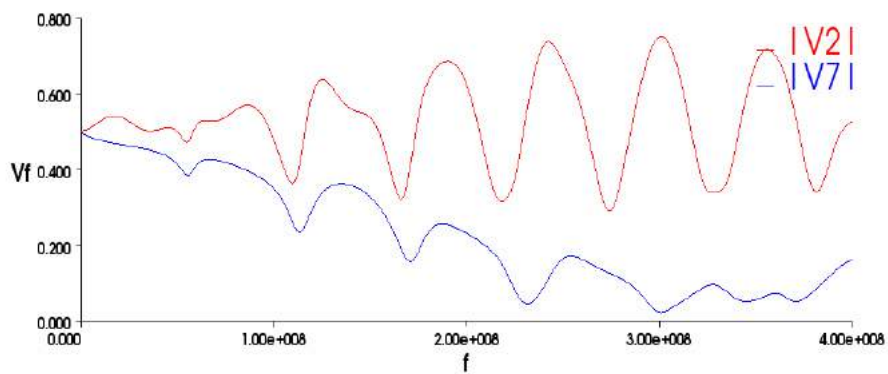


б

Рис. 3.50. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)



a



б

Рис. 3.51. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )



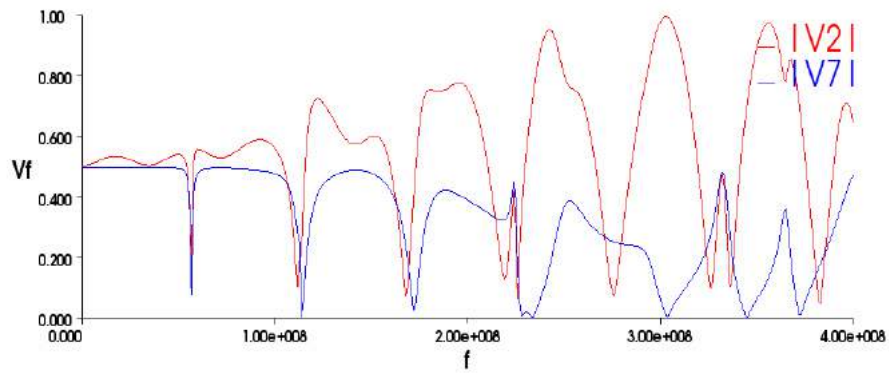
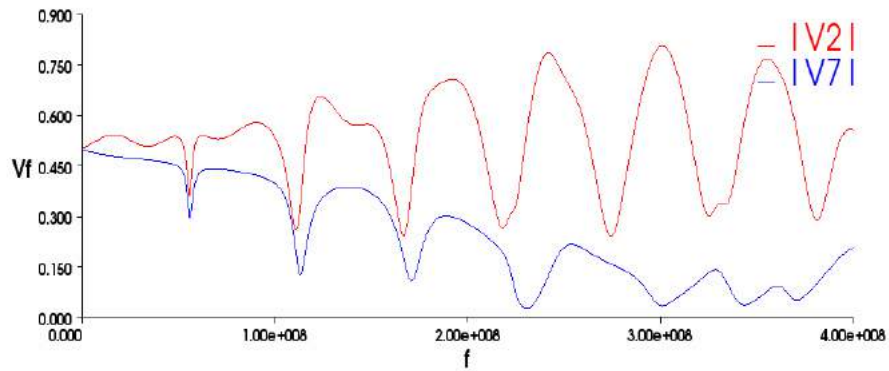
*a**б*

Рис. 3.52. Частотные отклики (В, Гц) 2-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

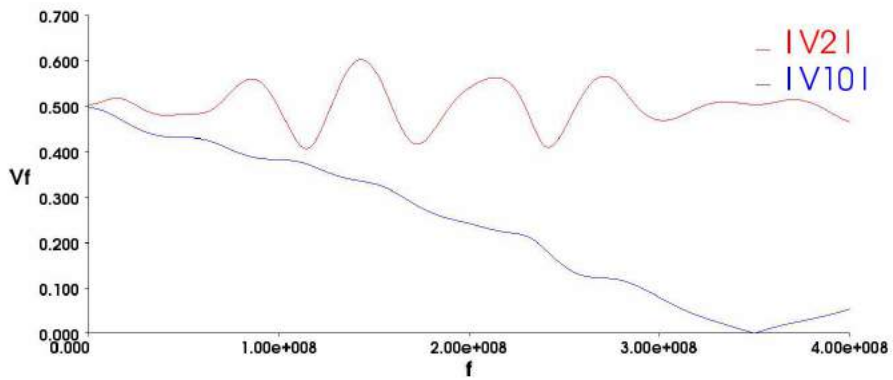
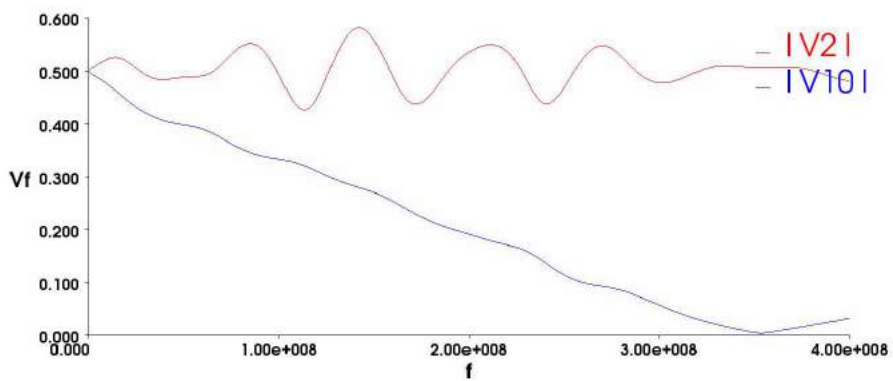
*a**б*

Рис. 3.53. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)

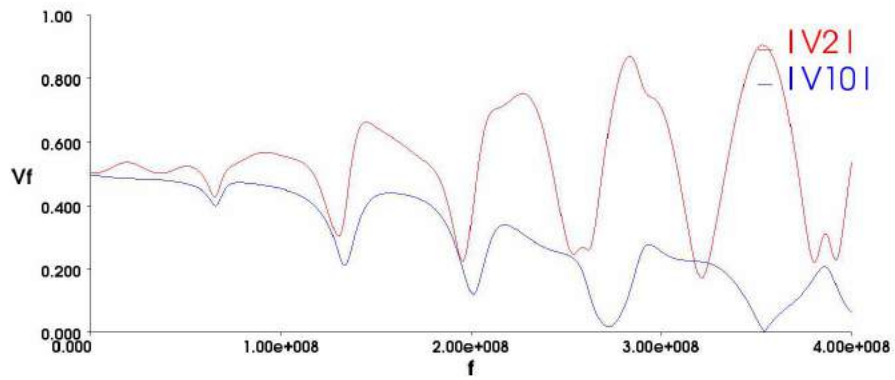
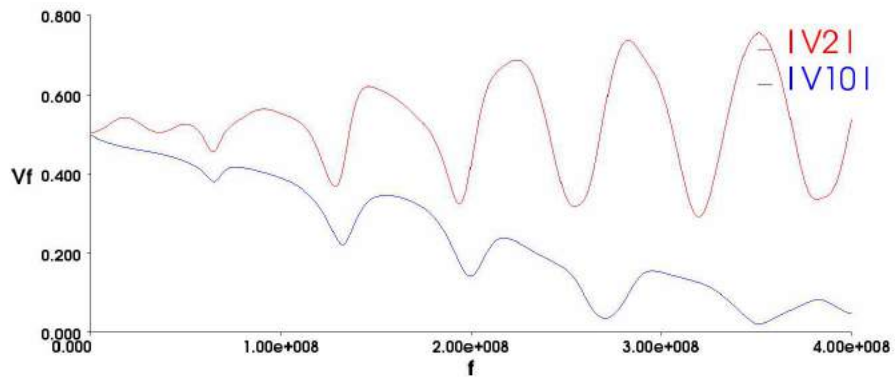
*a**б*

Рис. 3.54. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )

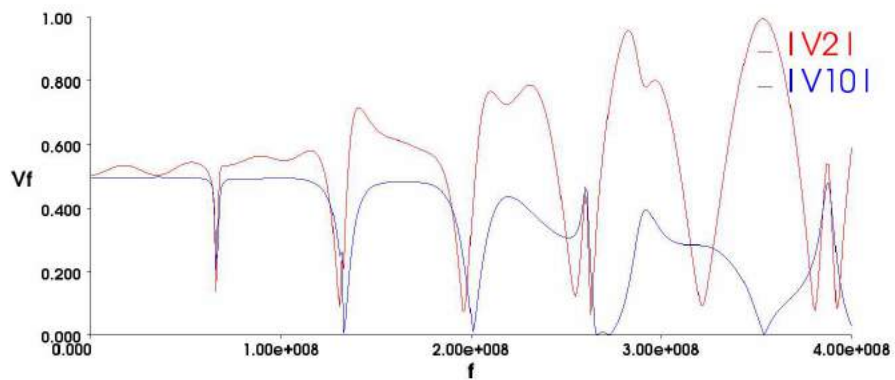
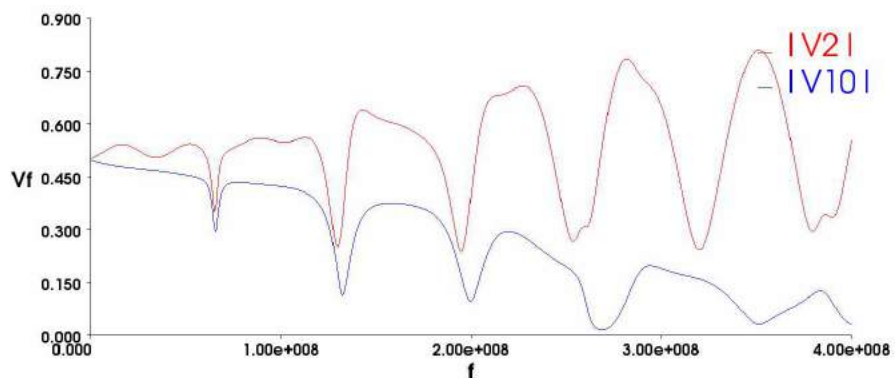
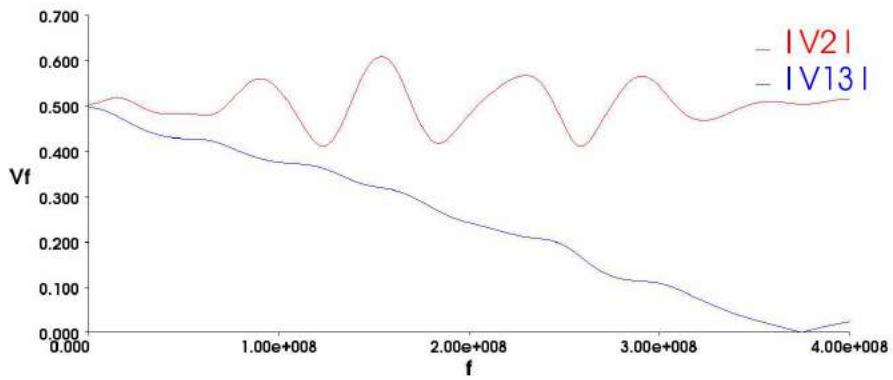
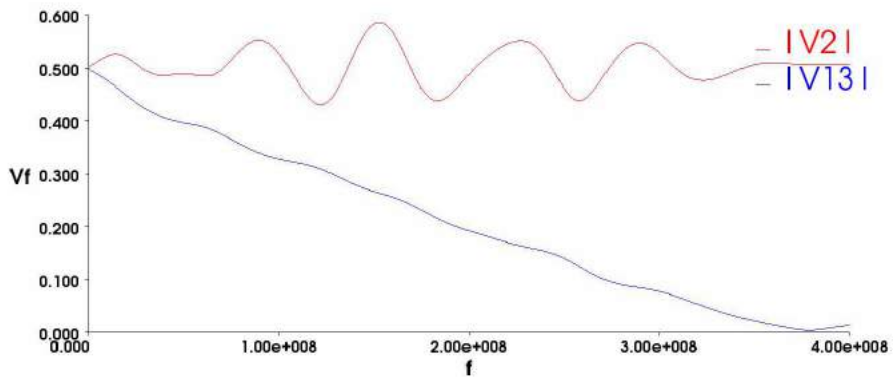
*a**б*

Рис. 3.55. Частотные отклики (В, Гц) 3-х каскадного МФ без учета (*a*) и с учетом (*б*) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

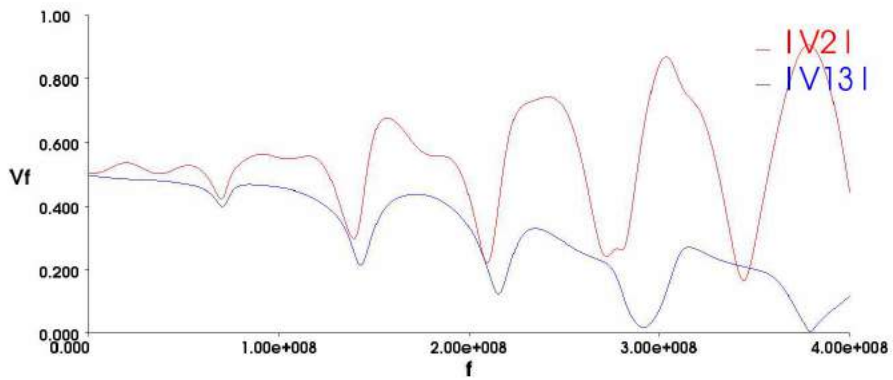


a

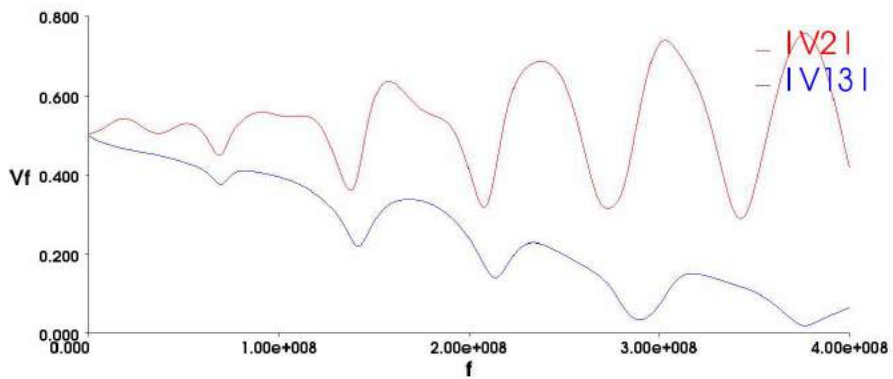


б

Рис. 3.56. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)

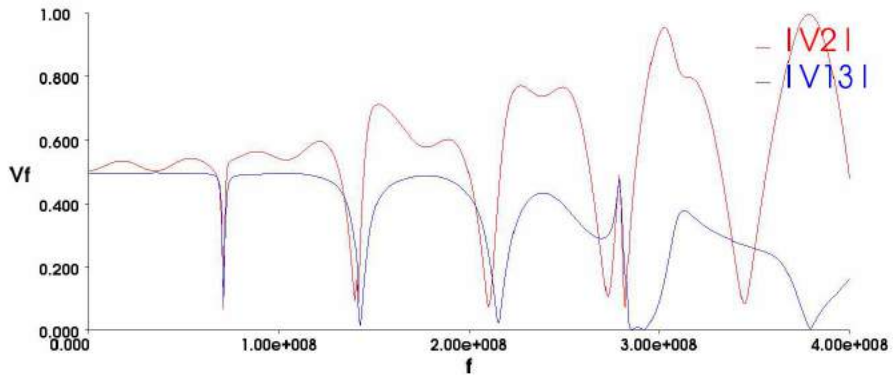


a

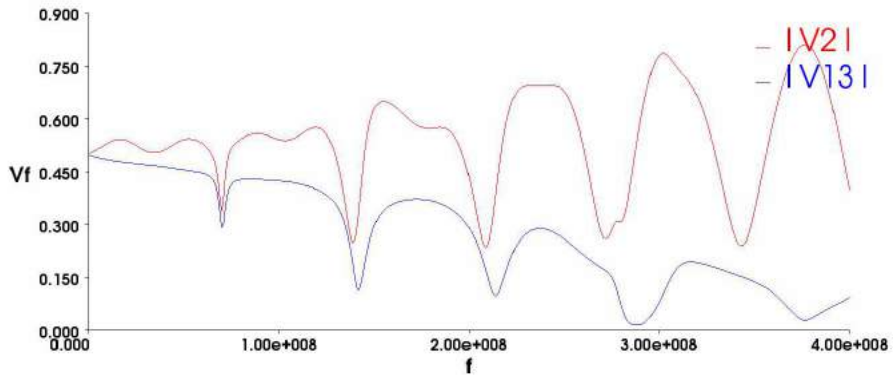


б

Рис. 3.57. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )

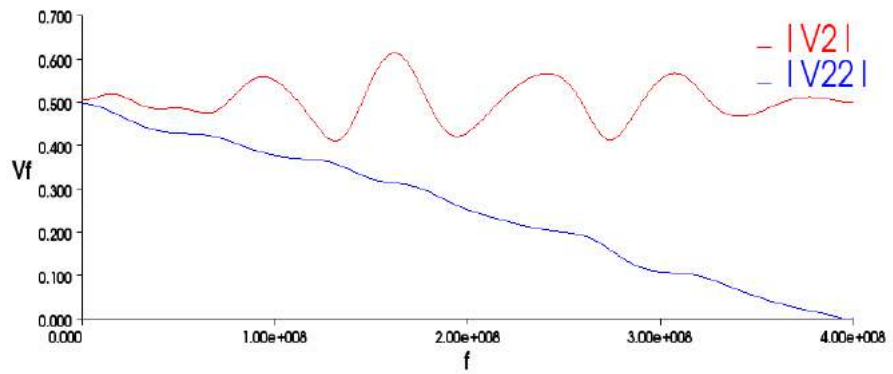


a

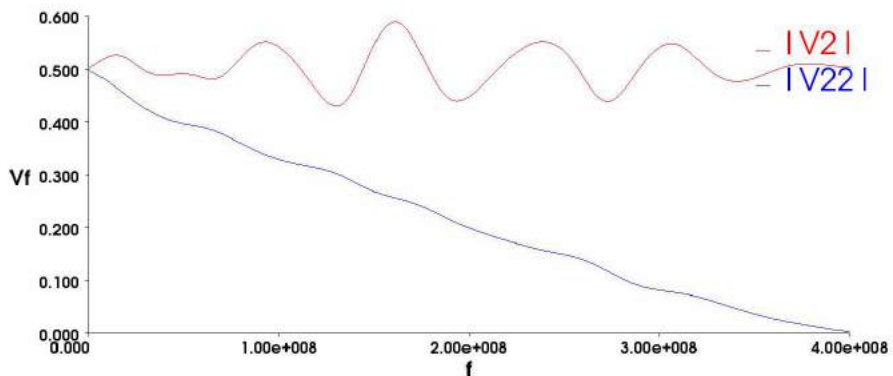


б

Рис. 3.58. Частотные отклики (В, Гц) 4-х каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

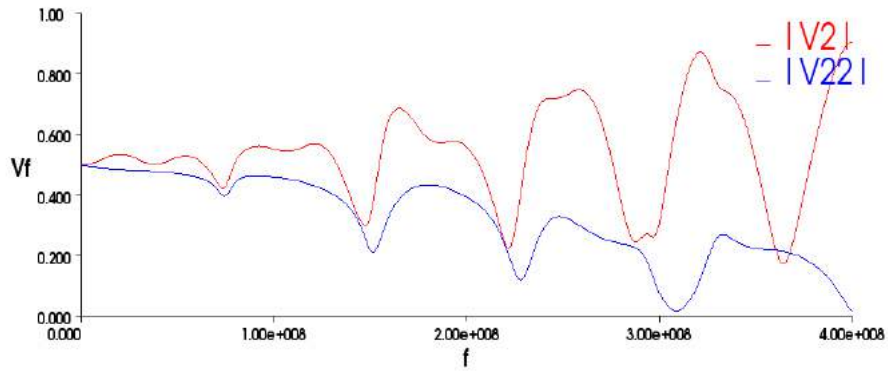


a

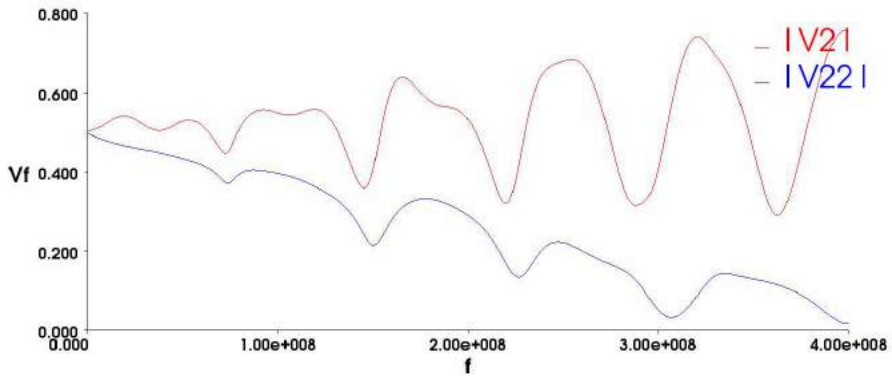


б

Рис. 3.59. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь (псевдосогласование)

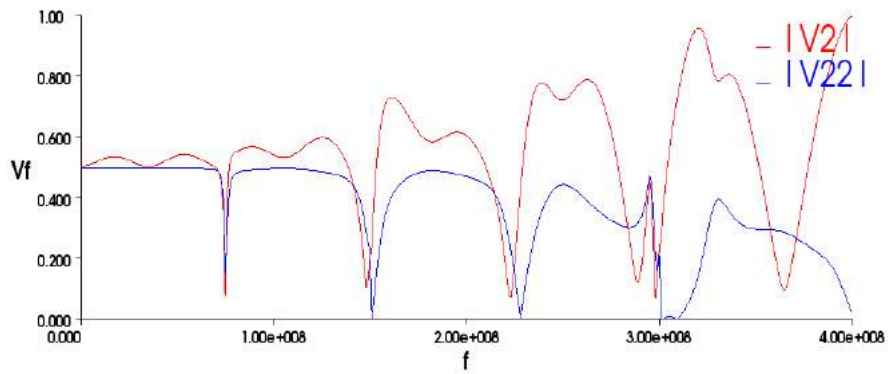


a

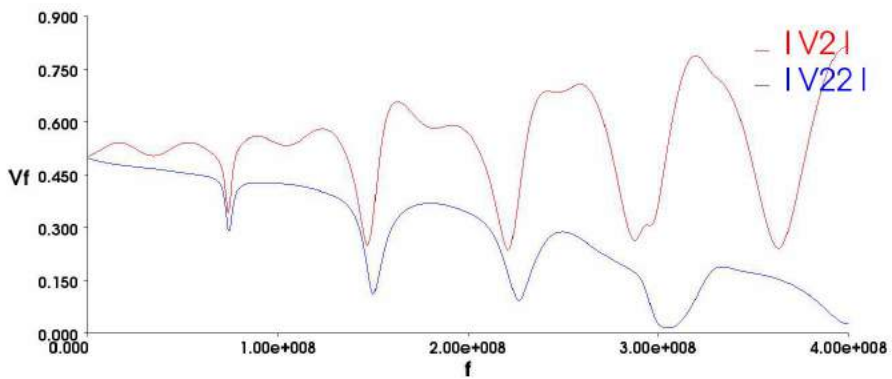


б

Рис. 3.60. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$ )



a



б

Рис. 3.61. Частотные отклики (В, Гц) 7-ми каскадного МФ без учета (а) и с учетом (б) потерь ( $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ )

Увеличение числа каскадов псевдосогласованного фильтра приводит к сдвигу (увеличению частоты) первого резонанса передаточной характеристики (от 200 МГц – однокаскадного фильтра до 396,875 МГц – семикаскадного), причем независимо от расположения каскадов по длинам. Таким образом, необходимая полоса пропускания фильтра может быть выбрана исходя из числа каскадов. Расположение каскадов по длинам больше сказывается на входной характеристике. Например, для полосы 100 МГц, в случае, когда длины каскадов уменьшаются от входа к выходу фильтра, входная характеристика будет более приемлема, чем при увеличении длин каскадов. Учет потерь приводит к тому, что характер зависимостей становится более плавным, без резких перепадов напряжений. При рассогласовании фильтра происходит ухудшение его частотного отклика. Более сильно проявляются дополнительные резонансы в полосе до основного резонанса, которые были слабо выражены при псевдосогласовании. Особенно сильно это выражено для случая  $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$ . С учетом потерь проявление резонансов уменьшается, характеристики становятся более сглаженными.

*Таким образом, исследованы частотные характеристики резистивных и безрезистивных модальных фильтров с числом каскадов 1–4 и 7 при различном включении фильтров относительно входа и выхода. Выявлено, что увеличение числа каскадов в резистивных фильтрах (независимо от их включения) приводит к увеличению частоты первого резонанса проходящей волны. При этом включение фильтра относительно входа-выхода в большей степени сказывается на отраженной волне. Безрезистивные фильтры обладают худшими частотными характеристиками, чем резистивные.*

#### **3.5.4 Параметрическая оптимизация и исследование временного и частотного откликов модальных фильтров с различными структурами поперечного сечения**

В данном разделе, с помощью параметрической оптимизации в системе TALGAT 2008, получены геометрические параметры поперечных сечений

исследуемых структур для волнового сопротивления 100 Ом. Вычислены временные ( $V1$  и  $V3$  – напряжения в начале и конце активного проводника модального фильтра) и частотные ( $|V1s|$  – отраженная и  $|V3s|$  – проходящая волна) характеристики однокаскадного модального фильтра для случая псевдосогласования отрезка линии с полученными параметрами поперечных сечений. Оптимизация проведена с использованием генетического алгоритма для популяции 10 особей, количество поколений – 200. Также выполнены первые попытки структурной оптимизации (в разделе результаты не приведены) [111].

### 3.5.4.1 Структура с расположением проводников с двух сторон диэлектрической подложки

Поперечное сечение данной структуры представлено на рис. 3.62.

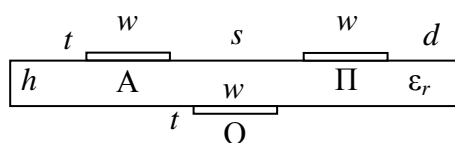


Рис. 3.62. Поперечное сечение исследуемой структуры

В качестве входного воздействия использован импульс трапециевидной формы, подаваемый между активным (А) и опорным проводниками (О), с длительностями фронтов и плоской вершины по 100 пс (П – пассивный проводник). Общая разность задержек мод в линии составляет 2,5 нс. Исходя из её значения для различных структур выбирались свои длины линии  $l$ . Задаваемые диапазоны параметров для оптимизатора:  $s = 0,2; \dots; 5$  мм,  $d = w = 0,2; \dots; 5$  мм. Получены:  $\tau_o$  и  $\tau_e$  – погонные задержки мод в линии и их разность;  $U_1$  и  $U_2$  – амплитуды импульсов разложения;  $Z_o$  и  $Z_e$  – волновые сопротивления нечётной и чётной мод;  $Z = \sqrt{(Z_o Z_e)}$  – волновое сопротивление тракта (генератора, нагрузки). При этом общая толщина структуры ( $H$ ) равна сумме толщины диэлектрика ( $h$ ) и удвоенной толщины печатных проводников ( $t = 105$  мкм) и выбиралась равной  $H = 0,5; 1; 1,5; 2$  мм. Диэлектрическая проницаемость материала подложки  $\epsilon_r = 5$ .

В результате параметрической оптимизации генетическим алгоритмом получены геометрические параметры поперечного сечения исследуемой структуры с волновым сопротивлением 100 Ом для различных  $H$  (табл. 3.12). В табл. 3.13 приведены электрические параметры структур, полученных при оптимизации.

Таблица 3.12

**Геометрические параметры исследуемых структур**

$H$ , мм	$s$ , мм	$d = w$ , мм
0,5	0,50967	0,35484
1,0	0,35484	0,50968
1,5	0,97419	1,12903
2,0	1,74839	1,90323

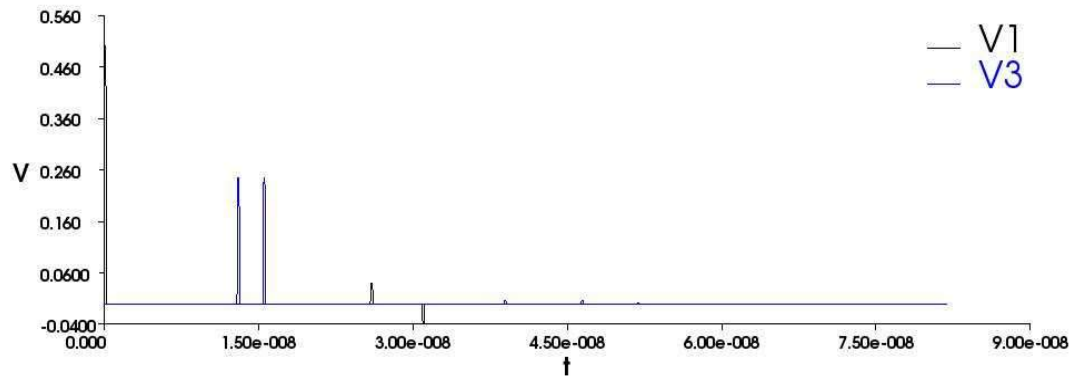
Таблица 3.13

**Вычисленные параметры исследуемых структур**

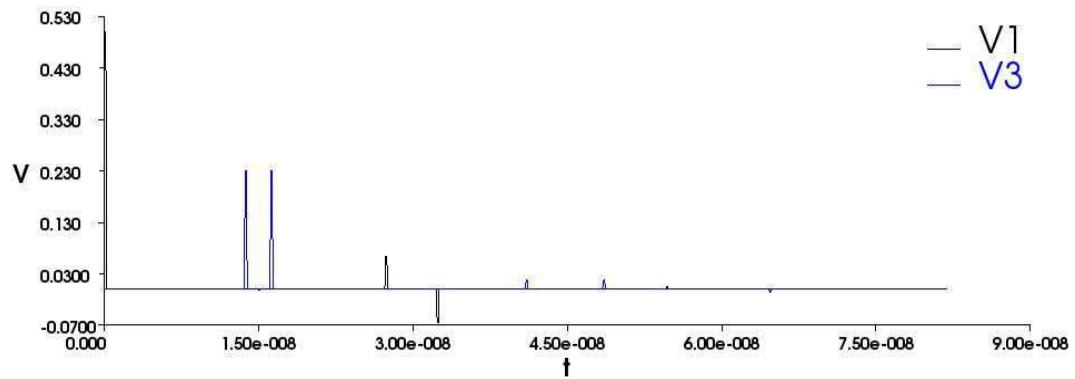
$H$ , мм	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	5,77605	4,84096	0,935089	2,67354	0,243468	72,530	139,251	100,498
1,0	6,15954	5,20576	0,953777	2,62116	0,230388	56,388	178,278	100,263
1,5	6,21951	5,28577	0,933745	2,67739	0,238142	64,854	157,193	100,968
2,0	6,21651	5,27641	0,940093	2,65931	0,241048	67,835	145,944	99,499

Из таблиц видно, что для всех значений  $H$  фильтр обладает близкими значениями разностей погонных задержек мод и амплитуд импульсов разложения (табл. 3.13), при этом структуры сильно отличаются по параметрам поперечного сечения (табл. 3.12). Это позволит изготовить модальный фильтр на основе стеклотекстолита с различными толщинами, что положительно скажется на его стоимости в зависимости от условий его работы. Ниже приведены временные (рис. 3.63) и частотные (рис. 3.64) отклики.

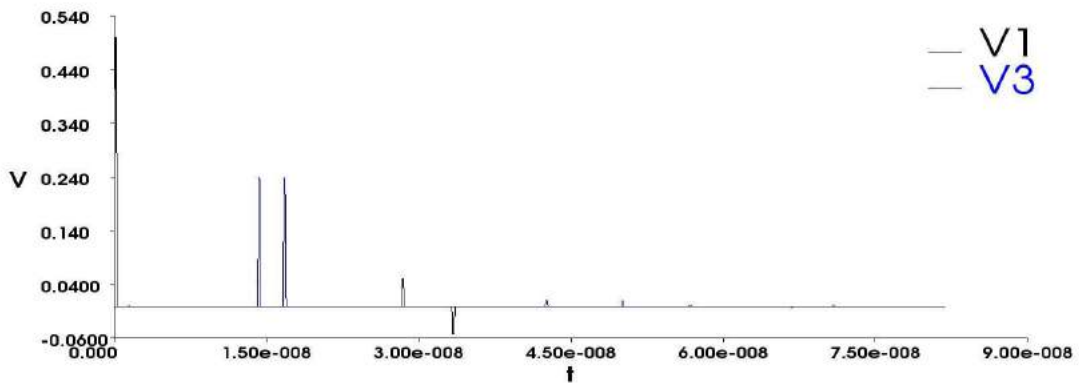




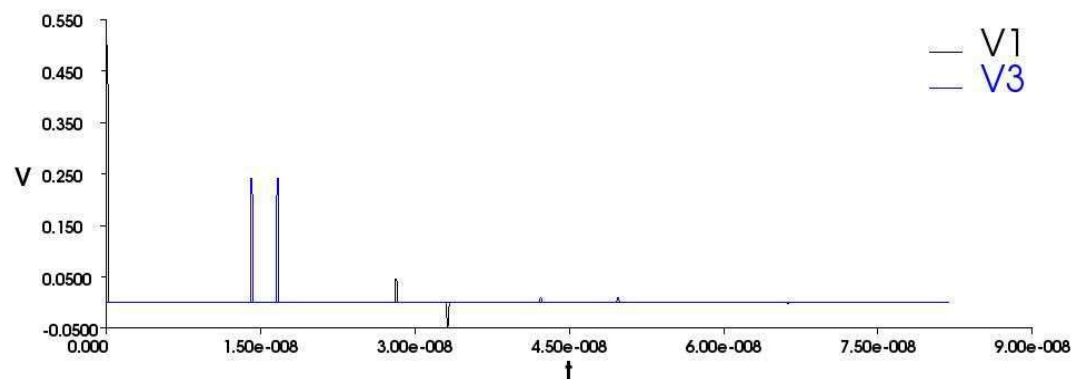
a



б

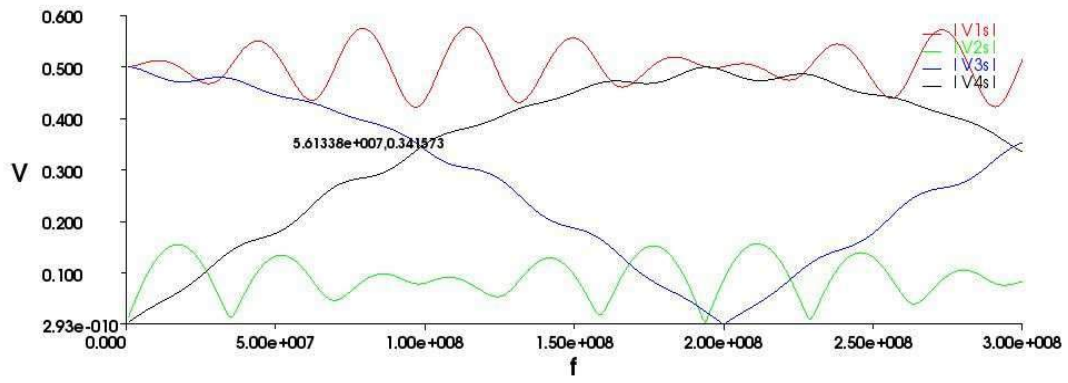


в

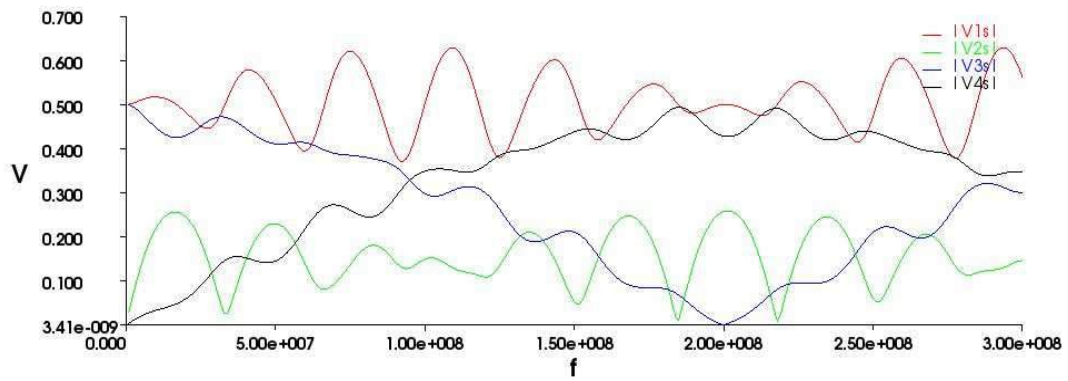


г

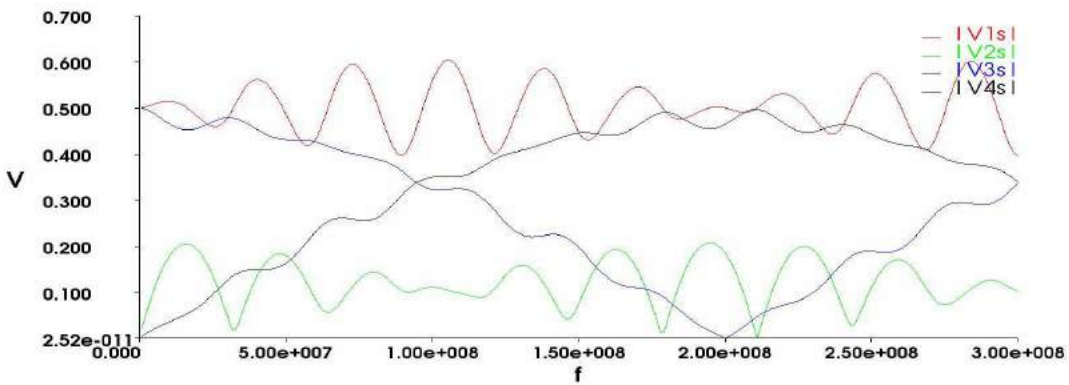
Рис. 3.63. Временные отклики (В, с): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм



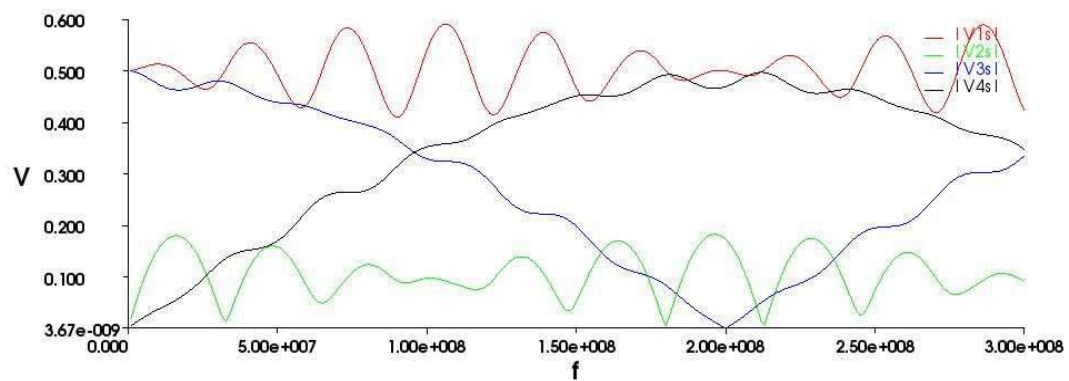
a



б



в



г

Рис. 3.64. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

### 3.5.4.2 Структура с расположением проводников с одной стороны диэлектрической подложки

Поперечное сечение данной структуры представлено на рис. 3.65.

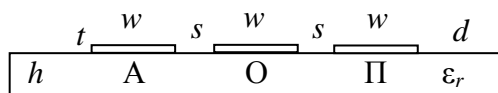


Рис. 3.65. Поперечное сечение исследуемой структуры

Результаты аналогичного исследования представлены в табл. 3.14 и 3.15.

Таблица 3.14

#### Геометрические параметры исследуемых структур

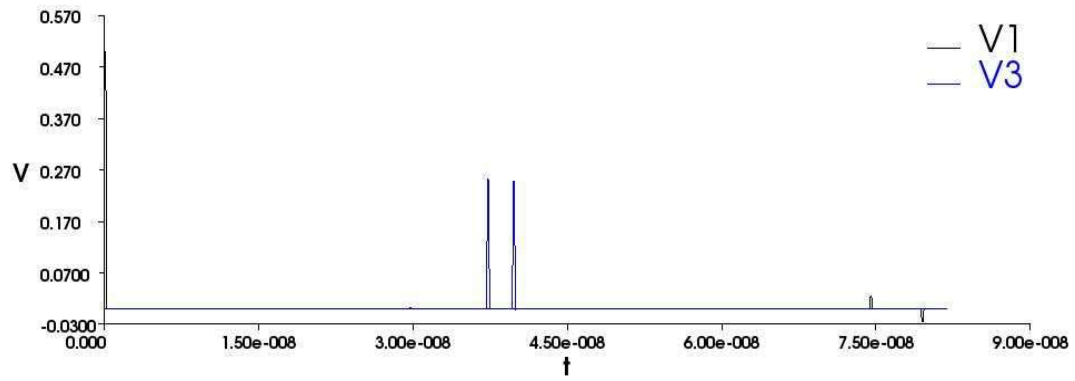
$H$ , мм	$s$ , мм	$d = w$ , мм
0,5	0,45161	2,87742
1,0	0,45161	1,36129
1,5	0,75484	2,87742
2,0	1,05806	4,24194

Таблица 3.15

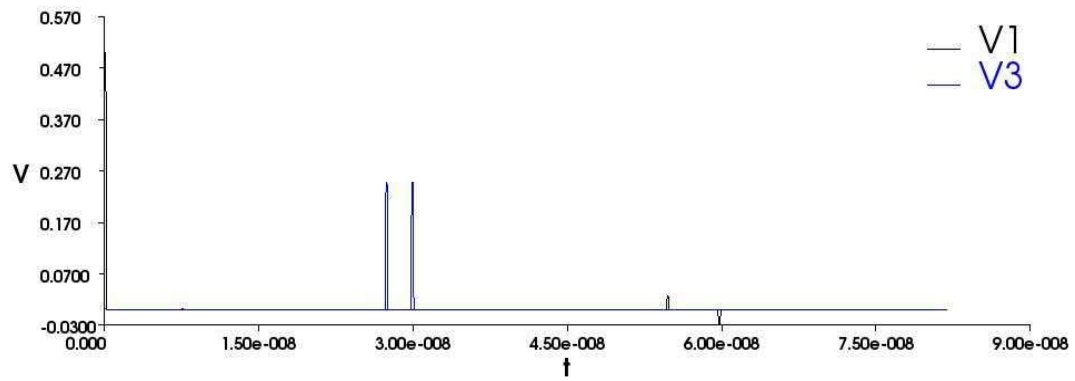
#### Вычисленные параметры исследуемых структур

$H$ , мм	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	4,37669	4,10092	0,275767	9,06563	0,247569	82,763	122,937	100,869
1,0	5,16506	4,73201	0,433055	5,77294	0,247049	81,107	125,472	100,879
1,5	5,18061	4,70655	0,474058	5,27361	0,247224	81,056	123,745	100,151
2,0	5,19537	4,70906	0,486306	5,14081	0,247221	81,523	124,495	100,743

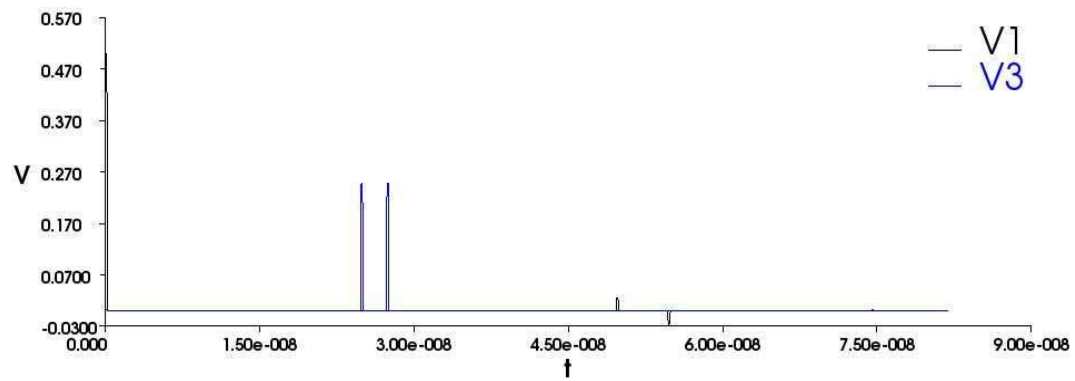
Анализ таблиц показывает, что для  $H=1;1,5;2$  мм фильтр обладает близкими значениями разностей погонных задержек мод и амплитуд импульсов разложения (табл. 3.15), при этом структуры сильно отличаются по параметрам поперечного сечения (табл. 3.14), что позволит изготовить линию модального фильтра исходя из требований к нему (максимальная амплитуда помехи, габариты, прочность и т.д.). Временные и частотные отклики структур с геометрическими параметрами согласно табл. 3.14 (без учета влияния потерь) показаны на рис. 3.66 и 3.67 соответственно.



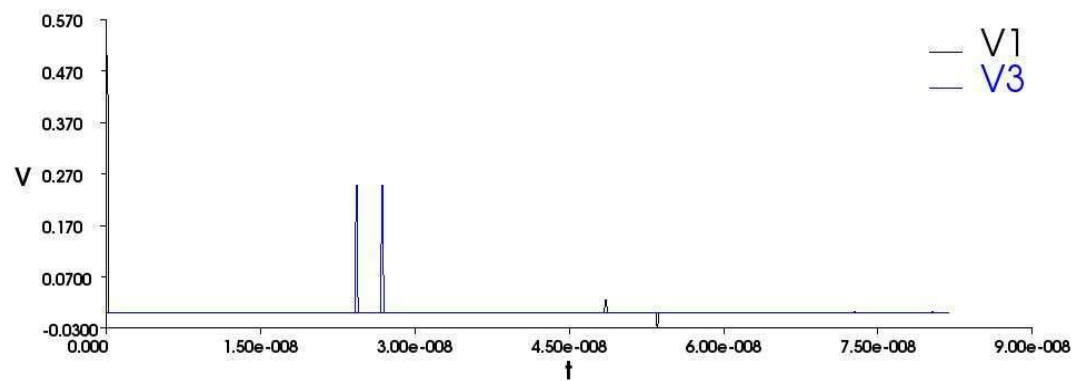
a



б

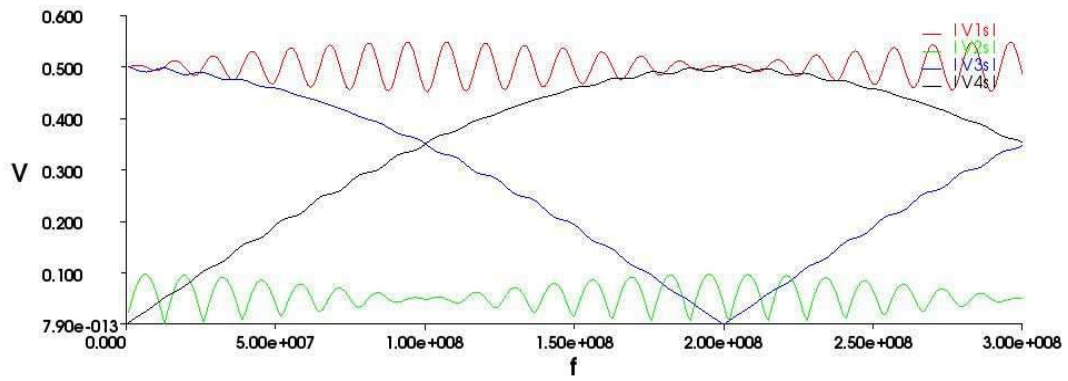


в

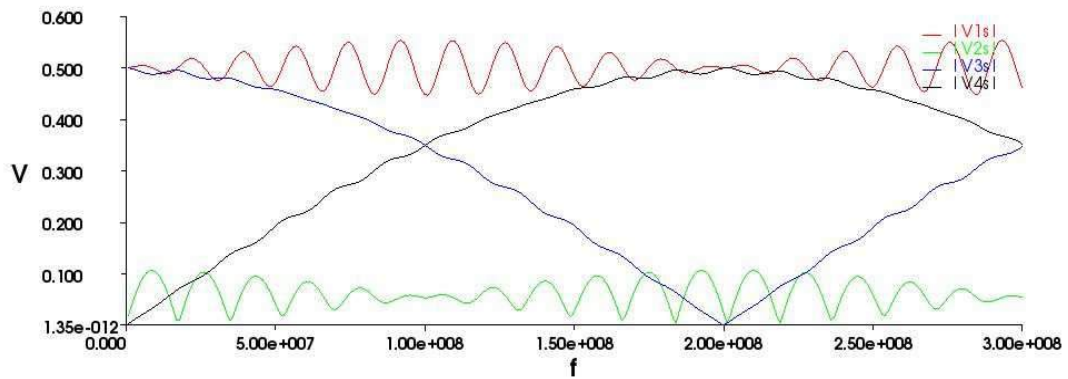


г

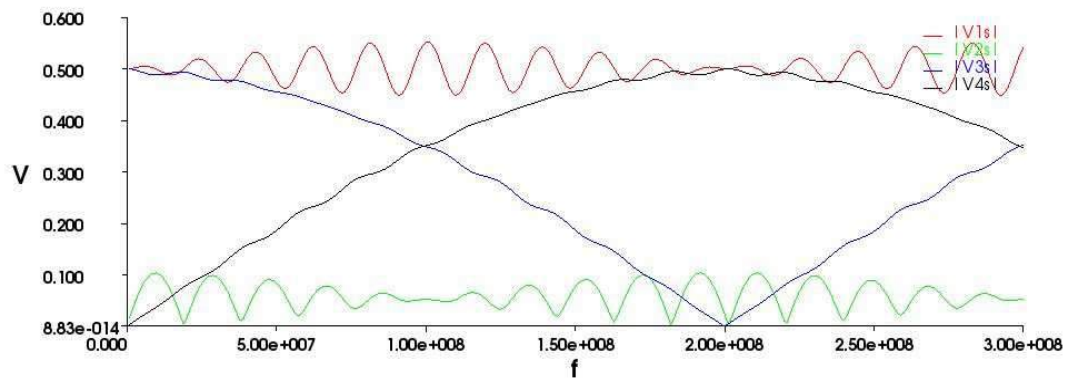
Рис. 3.66. Временные отклики (В, с): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм



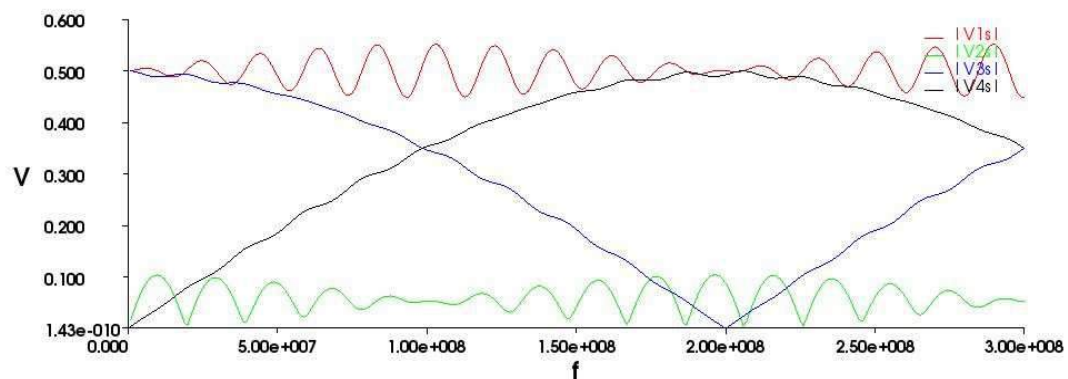
a



б



в



г

Рис. 3.67. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

### 3.5.4.3 Микрополосковая структура

Поперечное сечение данной структуры представлено на рис. 3.68.

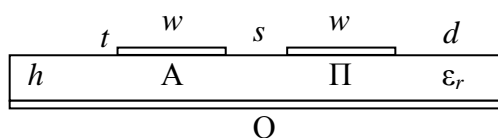


Рис. 3.68. Поперечное сечение исследуемой структуры

Результаты аналогичного исследования представлены в табл. 3.16 и 3.17.

Таблица 3.16

#### Геометрические параметры исследуемых структур

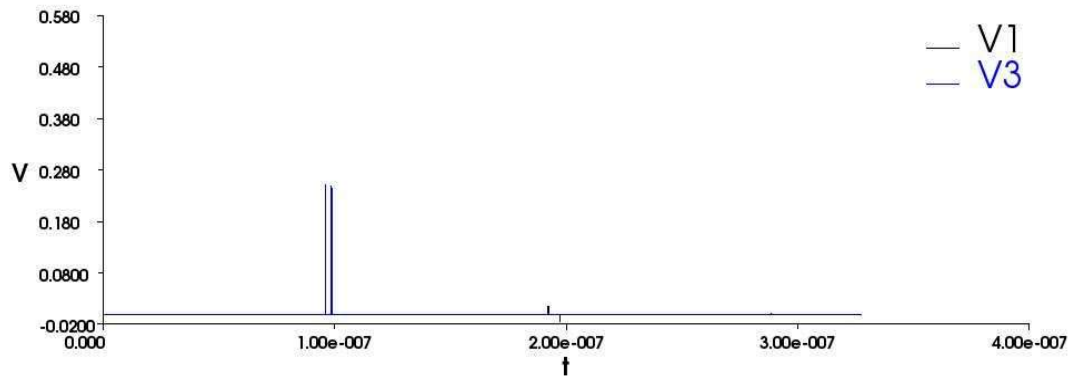
$H$ , мм	$s$ , мм	$d = w$ , мм
0,5	–	–
1,0	–	–
1,5	2,05806	0,50968
2,0	1,43871	0,66452

Таблица 3.17

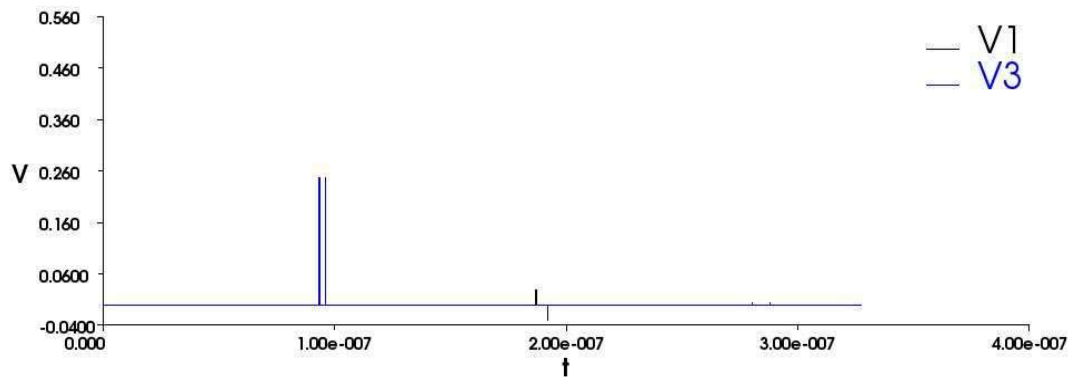
#### Вычисленные параметры исследуемых структур

$H$ , мм	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	–	–	–	–	–	–	–	–
1,0	–	–	–	–	–	–	–	–
1,5	5,57198	5,43070	0,141281	17,69520	0,249045	87,579	112,174	99,117
2,0	5,58358	5,43806	0,145521	17,17960	0,246314	78,356	127,661	100,015

Как видно, оптимизация генетическими алгоритмами для  $H = 0,5$  мм и  $H = 1$  мм результатов не дала. Следовательно, структуры с такими параметрами не могут иметь волновое сопротивление 100 Ом (для заданных диапазонов изменения  $s$ ,  $d$  и  $w$ ). Для значений  $H = 1,5$  мм и  $H = 2$  мм получены структуры (табл. 3.16), имеющие близкие значения разности погонных задержек и амплитуд импульсов разложения (табл. 3.17), что позволяет изготовить фильтр с одинаковыми параметрами, но на различном (по толщине) фольгированном стеклотекстолите. Временные и частотные отклики структур с геометрическими параметрами согласно табл. 3.16 (без учета влияния потерь) показаны на рис. 3.69 и 3.70 соответственно.

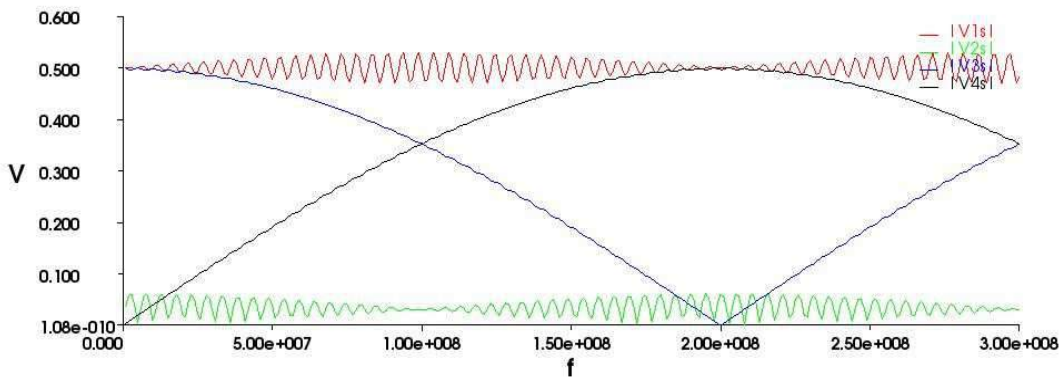


a

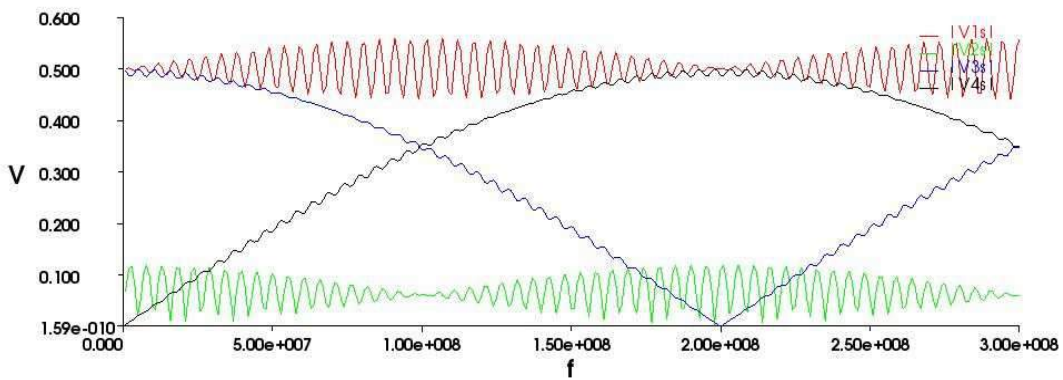


б

Рис. 3.69. Временные отклики (В, с): а)  $H = 1,5$  мм, б)  $H = 2$  мм



a



б

Рис. 3.70. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 1,5$  мм, б)  $H = 2$  мм

### 3.5.4.4 Структура с лицевой связью

Поперечное сечение данной структуры представлено на рис. 3.71.

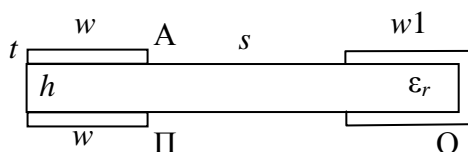


Рис. 3.71. Поперечное сечение структуры с лицевой связью

Исследованы временной и частотный отклики структуры с лицевой связью, имеющей геометрические параметры поперечного сечения, полученные в процессе оптимизации генетическими алгоритмами под волновое сопротивление 100 Ом. При этом оптимизация проведена для  $w = 1; \dots; 5$  мм в 3 этапа:  $s = 1; \dots; 5$  мм,  $s = 1; \dots; 10$  мм и  $s = 1; \dots; 15$  мм. (Для этапа 1 значение  $s$  упирается в верх диапазона, при этом разность задержек мод стремится к максимальному значению. Поэтому было решено провести исследования для большего значения  $s$ , для получения большей разности задержек мод т.к. этот параметр является основным для модальной фильтрации.)

#### 3.5.4.4.1 Структура с лицевой связью при $s_{\max} = 5$ мм

Параметры поперечного сечения, полученные в результате оптимизации, сведены в табл. 3.18. В табл. 3.19 приведены вычисленные параметры данных структур.

Таблица 3.18

**Геометрические параметры исследуемых структур**

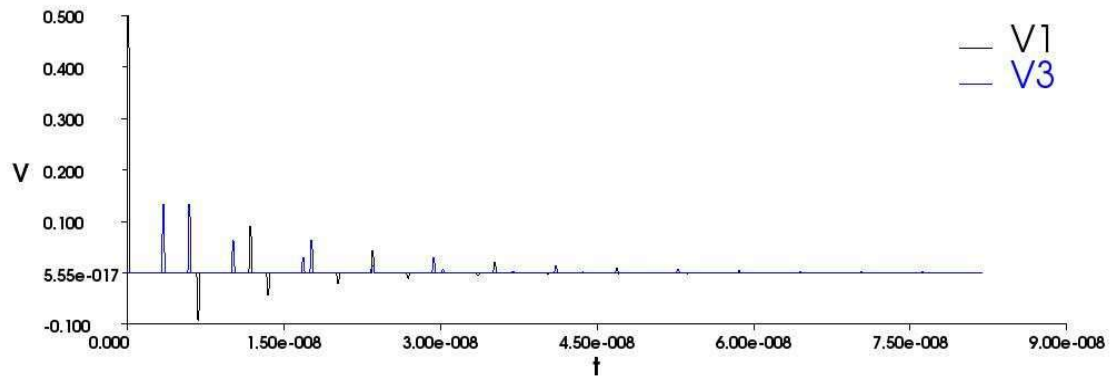
$H$ , мм	$s$ , мм	$w$ , мм	$w1$ , мм
0,5	4,87097	1,00000	1,14516
1,0	5,00000	2,03226	1,66129
1,5	5,00000	2,93548	0,82258
2,0	5,00000	3,32258	2,37097



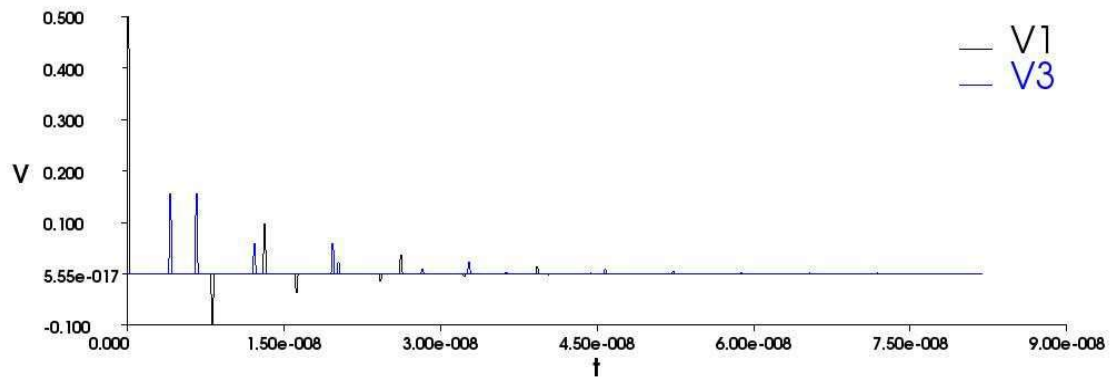
**Вычисленные параметры исследуемых структур**

$H$ , мм	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	3,76116	6,57081	2,809650	0,88979	0,131854	18,598	542,104	100,410
1,0	3,99955	6,48539	2,485840	1,00570	0,155373	23,906	421,279	100,354
1,5	4,28060	6,44616	2,165570	1,15443	0,165990	26,476	373,980	99,506
2,0	4,35018	6,34965	1,999470	1,25033	0,181503	30,976	316,546	99,021

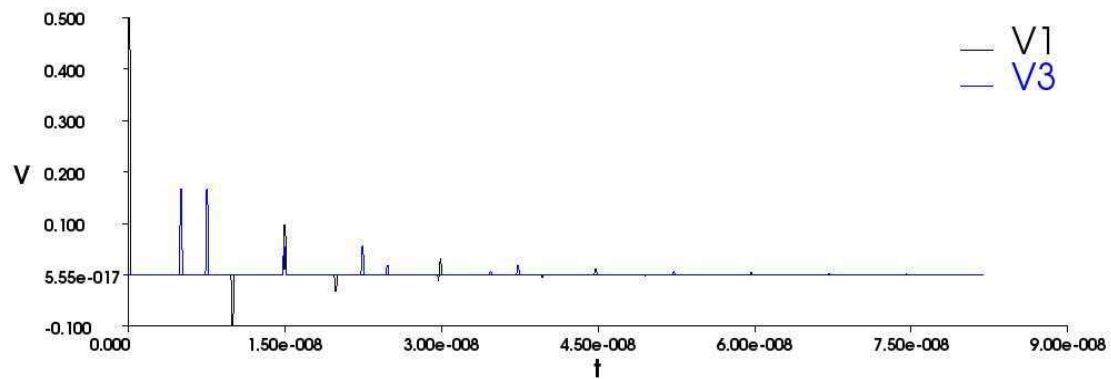
Временные и частотные отклики структур с геометрическими параметрами согласно табл. 3.18 (без учета влияния потерь) показаны на рис. 3.72 и 3.73 соответственно.



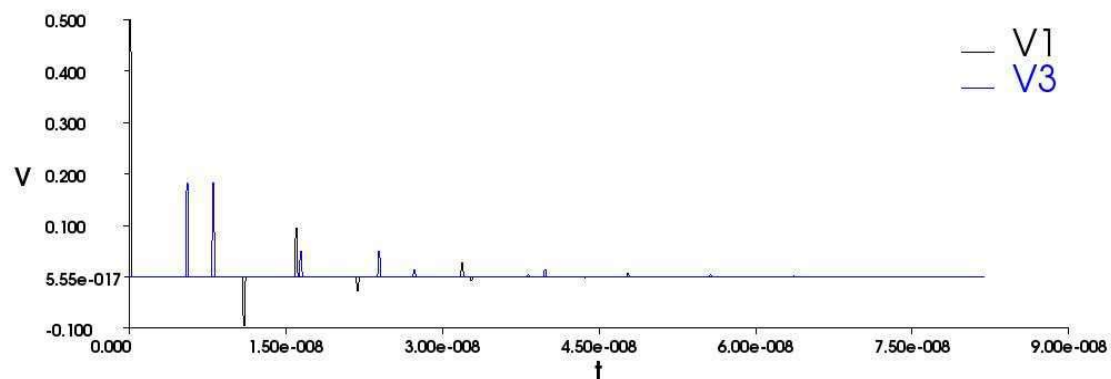
a



б

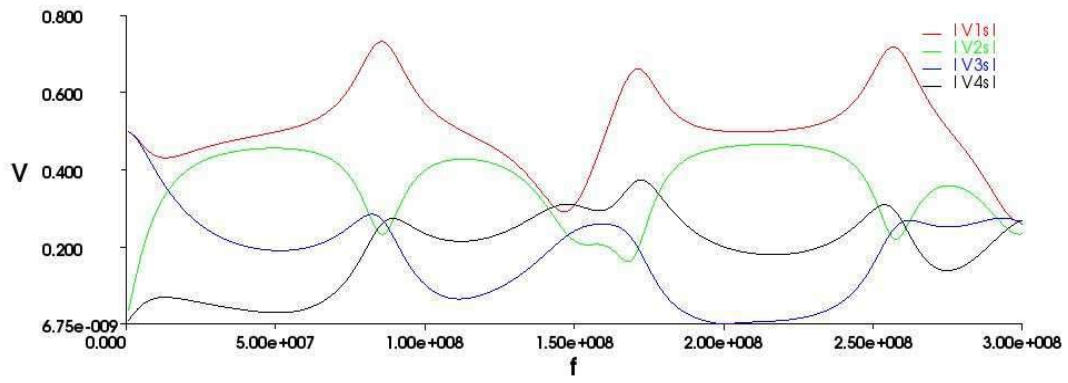


в

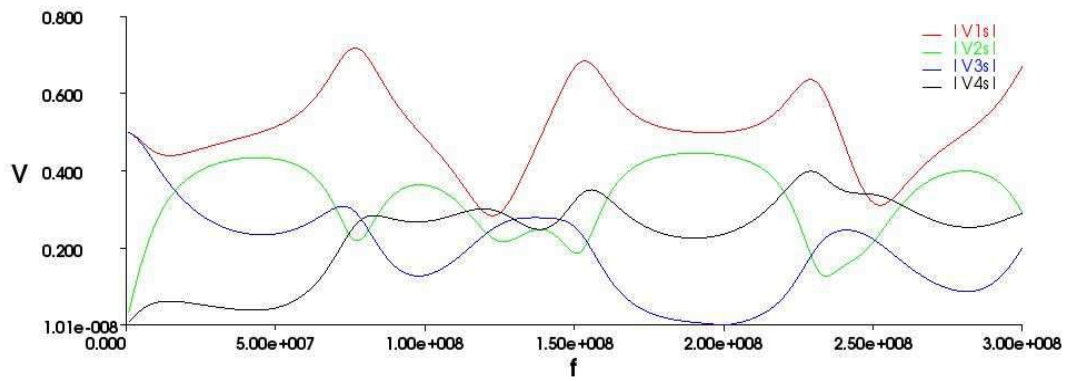


г

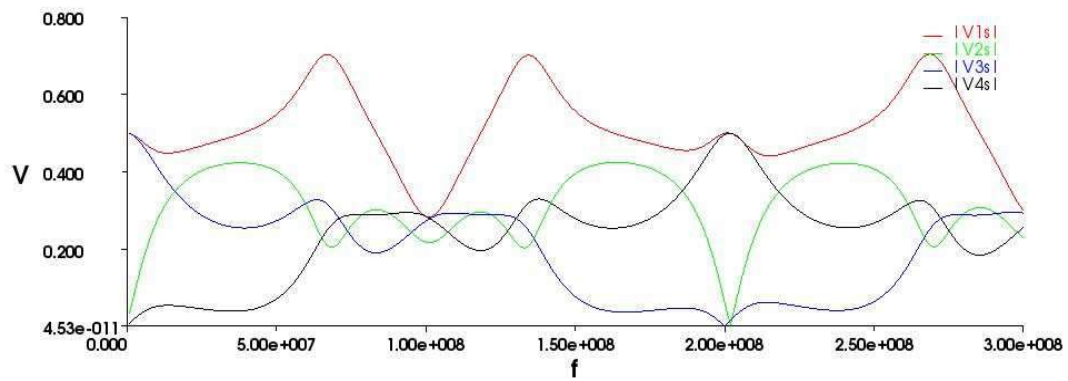
Рис. 3.72. Временные отклики (В, с): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм



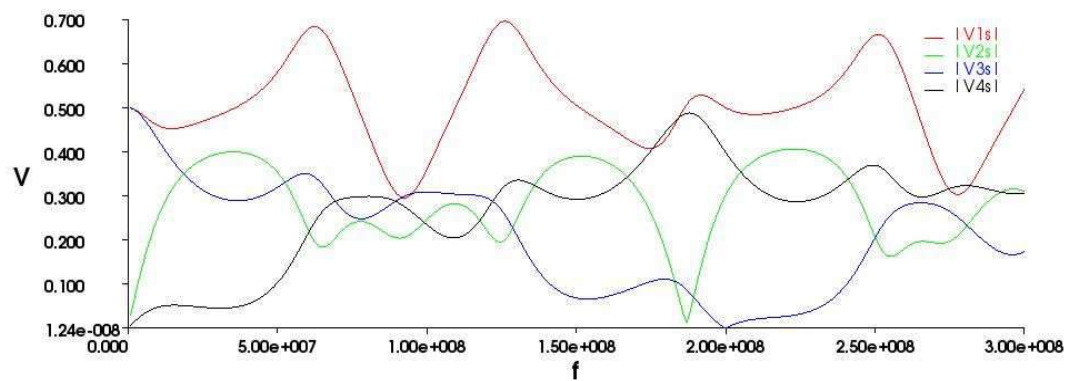
a



б



в



г

Рис. 3.73. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

### 3.5.4.4.2 Структура с лицевой связью при $s_{\max} = 10$ мм

Параметры поперечного сечения, полученные в результате оптимизации, сведены в табл. 3.20. В табл. 3.21 приведены вычисленные параметры данных структур.

Таблица 3.20

**Геометрические параметры исследуемых структур**

$H$ , мм	$s$ , мм	$w$ , мм	$w1$ , мм
0,5	10,00000	1,25806	2,37097
1,0	9,70968	2,93548	1,08065
1,5	10,00000	3,83871	2,37097
2,0	10,00000	5,00000	1,20968

Таблица 3.21

**Вычисленные параметры исследуемых структур**

$H$ , мм	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	3,62810	6,68803	3,059930	0,81701	0,116293	15,446	641,352	99,530
1,0	3,80362	6,67197	2,868350	0,87158	0,128855	17,835	555,603	99,544
1,5	3,98517	6,58565	2,600480	0,96136	0,145937	21,479	461,749	99,588
2,0	4,08851	6,56649	2,477980	1,00889	0,150437	22,668	443,084	100,220

Временные и частотные отклики структур с геометрическими параметрами согласно табл. 3.20 (без учета влияния потерь) показаны на рис. 3.74 и 3.75 соответственно.

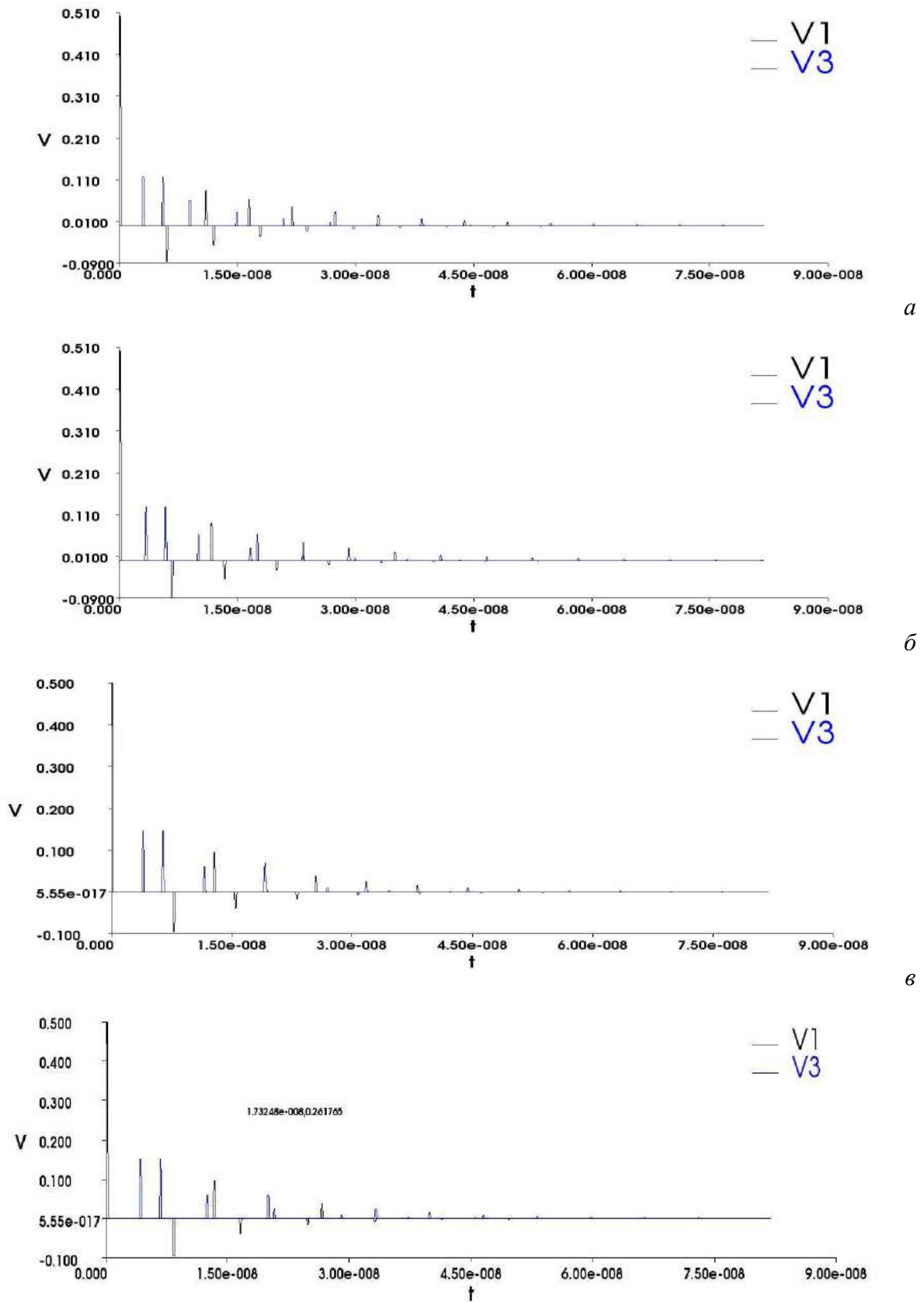
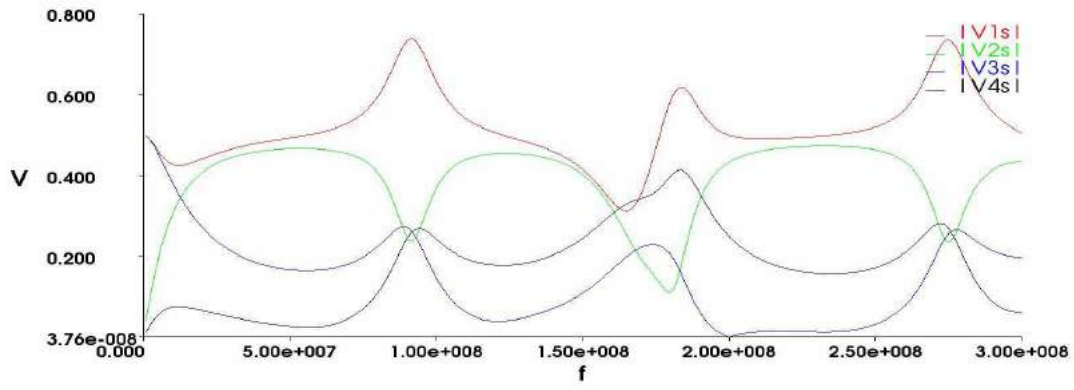
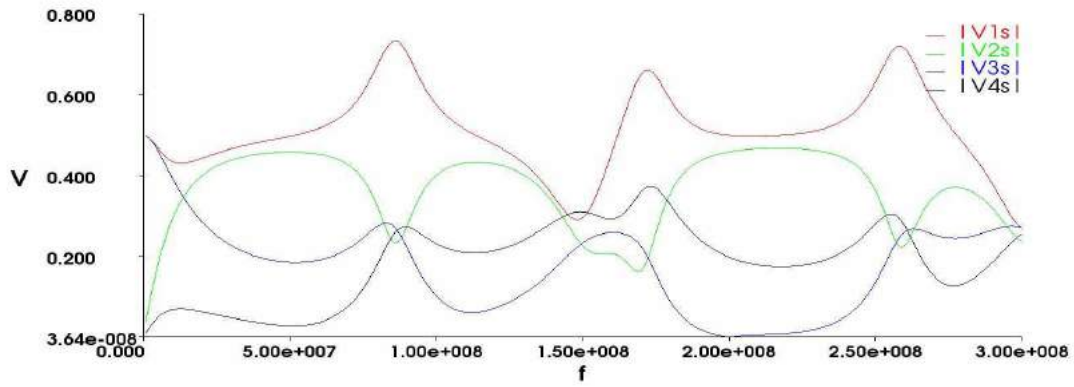


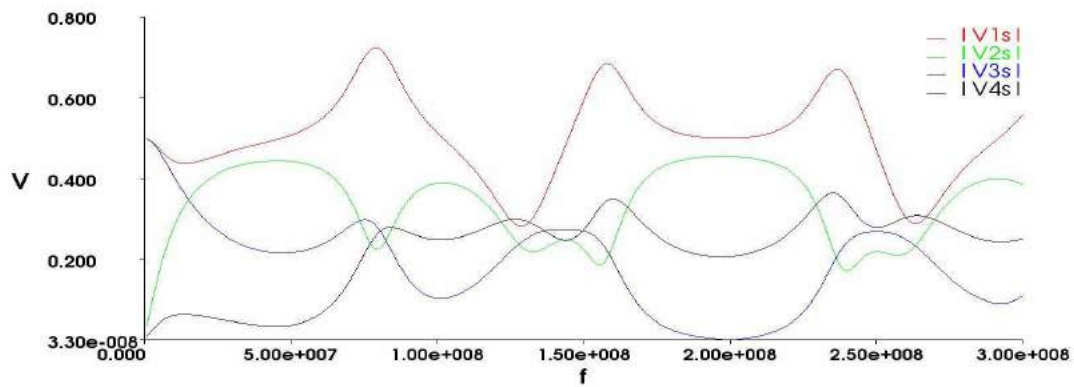
Рис. 3.74. Временные отклики (В, с): *a*)  $H = 0,5$  мм, *б*)  $H = 1$  мм, *в*)  $H = 1,5$  мм, *г*)  $H = 2$  мм



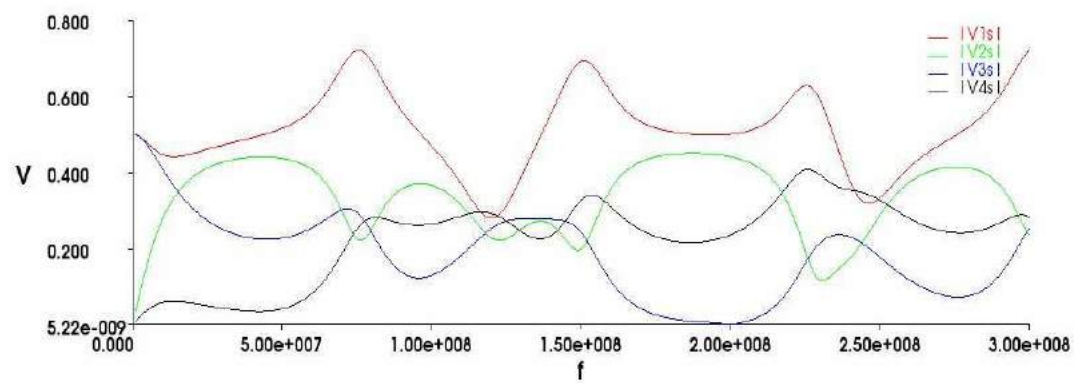
a



б



в



г

Рис. 3.75. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

### 3.5.4.4.3 Структура с лицевой связью при $s_{\max} = 15$ мм

Параметры поперечного сечения, полученные в результате оптимизации, сведены в табл. 3.22. В табл. 3.23 приведены вычисленные параметры данных структур.

Таблица 3.22

**Геометрические параметры исследуемых структур**

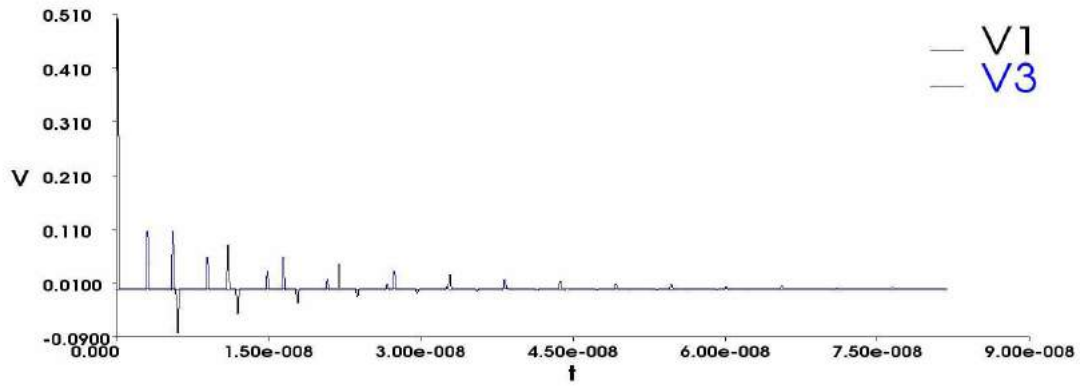
$H$ , мм	$s$ , мм	$w$ , мм	$w1$ , мм
0,5	14,54840	1,38710	1,98387
1,0	15,00000	3,45161	1,08065
1,5	15,00000	4,48387	2,37097
2,0	11,38710	5,00000	2,37097

Таблица 3.23

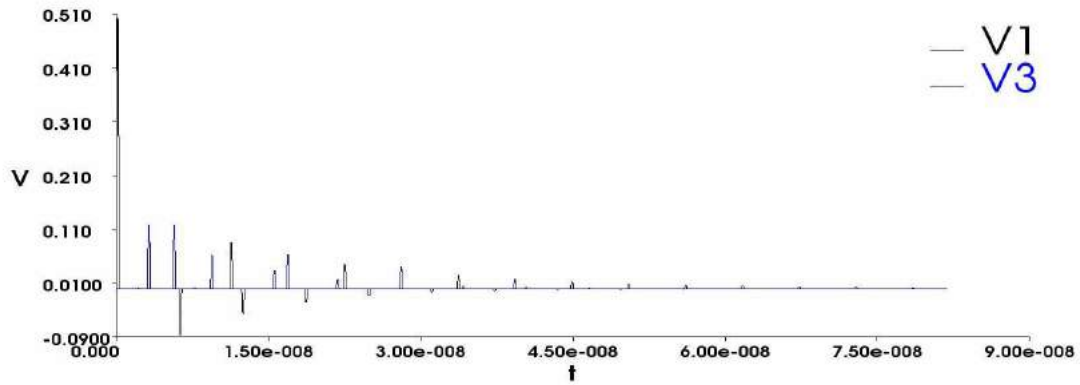
**Вычисленные параметры исследуемых структур**

$H$ , мм	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_o - \tau_e$ , нс/м	$l$ , м	$U_1 = U_2$ , В	$Z_o$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z$ , Ом
0,5	3,64726	6,73505	3,087780	0,80964	0,108380	14,243	715,098	100,921
1,0	3,73348	6,74661	3,013140	0,82970	0,117010	15,592	636,624	99,631
1,5	3,88943	6,66102	2,771590	0,90201	0,133494	18,945	532,663	100,457
2,0	4,01838	6,56656	2,548180	0,98109	0,149980	22,669	447,370	100,704

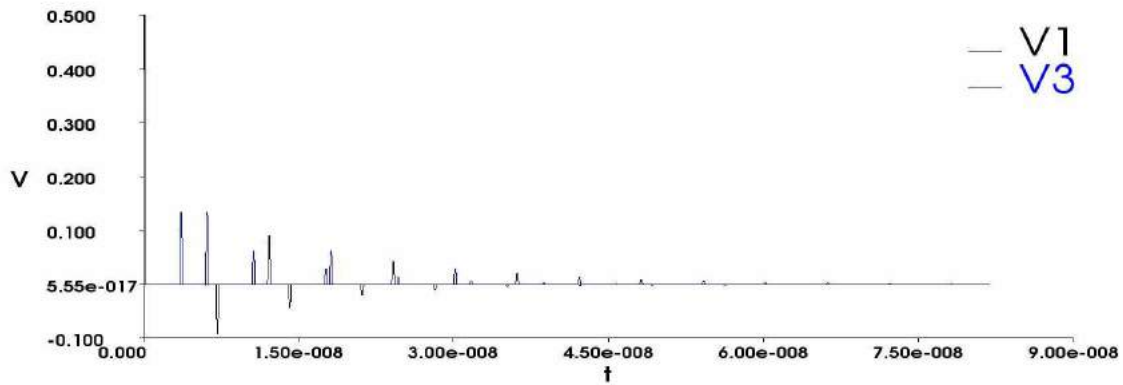
Временные и частотные отклики структур с геометрическими параметрами согласно табл. 3.22 (без учета влияния потерь) показаны на рис. 3.76 и 3.77 соответственно.



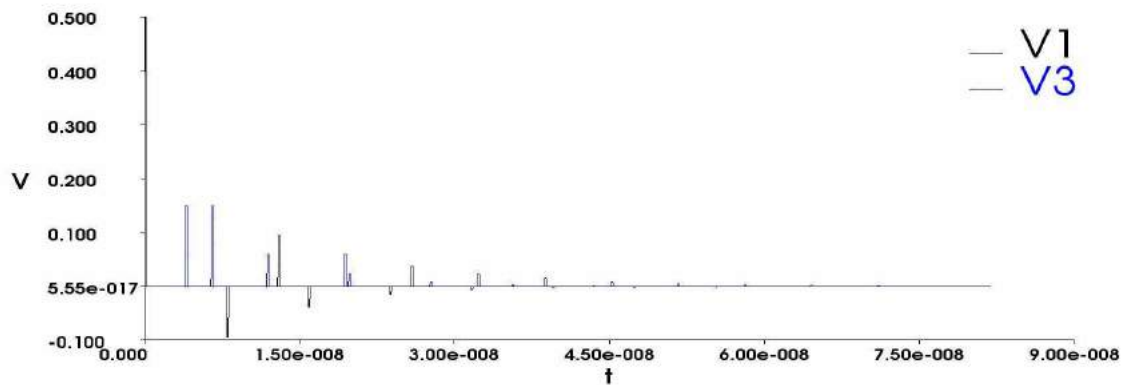
a



б



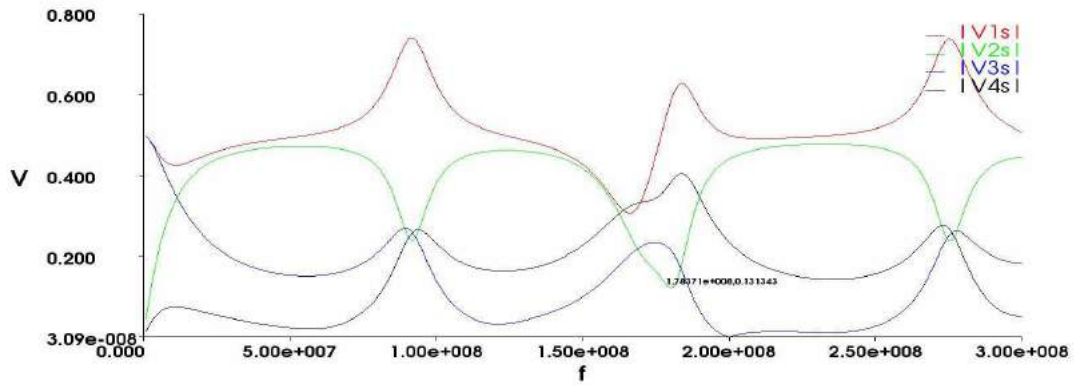
в



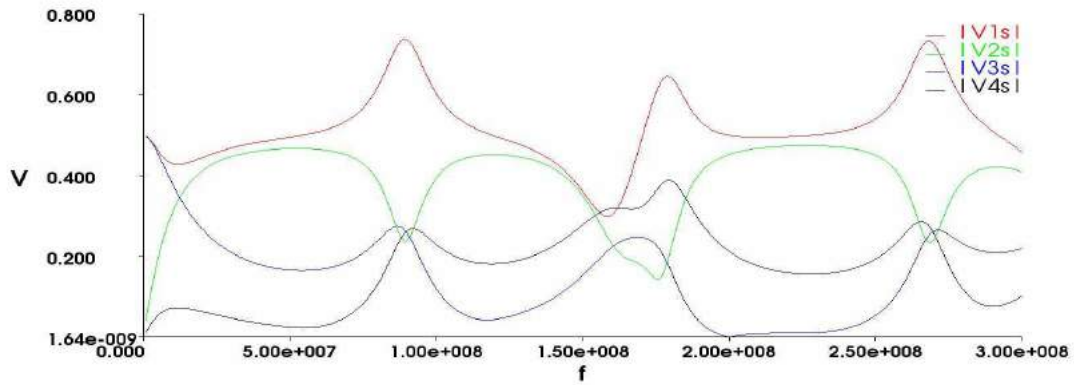
г

Рис. 3.76. Временные отклики (В, с): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

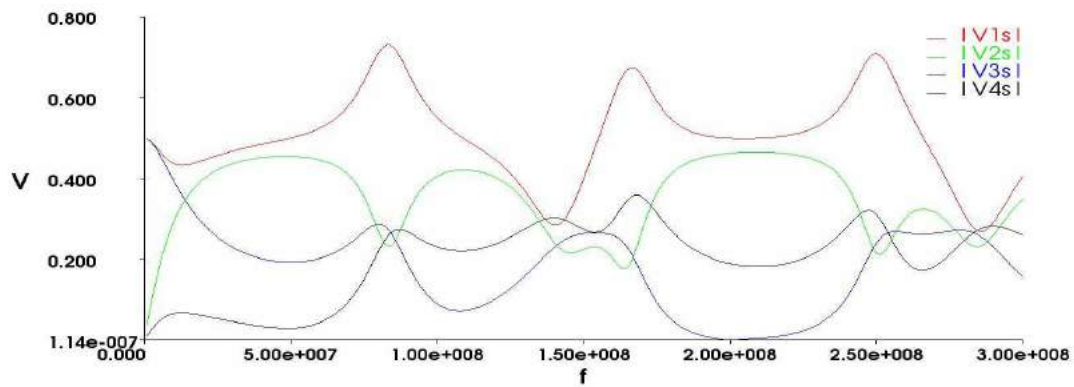




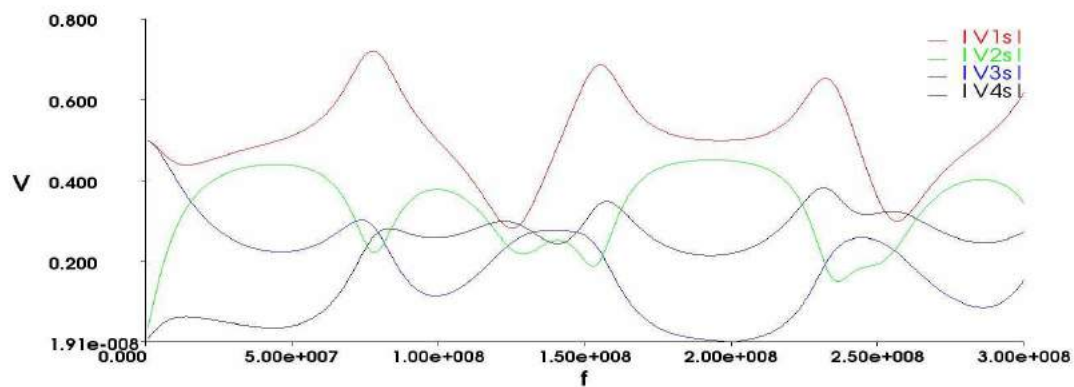
a



б



в



г

Рис. 3.77. Частотные отклики (В, Гц): а)  $H = 0,5$  мм, б)  $H = 1$  мм, в)  $H = 1,5$  мм, г)  $H = 2$  мм

*Таким образом, исследованы временные и частотные отклики различных структур, оптимальные геометрические параметры поперечного сечения*

которых получены в процессе параметрической оптимизации генетическими алгоритмами в системе TALGAT. Выявлено, что структура с лицевой связью может обеспечить наибольшую разность задержек мод (3 нс/м), а также получить наименьшие амплитуды импульсов разложения (0,1 В), что характеризуется сильной электромагнитной связью в линии. Однако, частотный отклик такой структуры не позволяет использовать ее в полосе до 100 МГц. Наиболее приемлема структура с расположением проводников с двух сторон диэлектрической подложки.

### 3.5.5 Временные и частотные отклики псевдосогласованного модального фильтра с различным числом и расположением каскадов

В данном разделе исследованы зависимости временных и частотных характеристик модального фильтра с различным числом каскадов и с различным расположением по длинам от начала фильтра. Поперечное сечение структуры модального фильтра изображено на рис. 3.78.

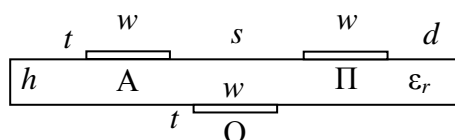


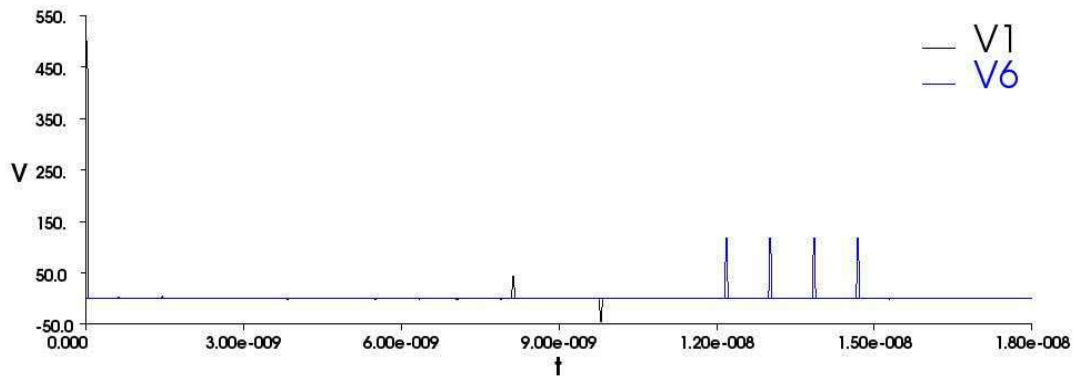
Рис. 3.78. Поперечное сечение структуры модального фильтра

В процессе параметрической оптимизации получены параметры поперечного сечения связанной линии модального фильтра (ограниченные технологическими и техническими критериями):  $s = 0,4$  мм,  $d = w = 0,3$  мм,  $h = 0,29$  мм,  $t = 105$  мкм. Структура с такими параметрами поперечного сечения позволяет получить максимальную разность погонных задержек мод. Диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_r = 5$ . Разность задержек мод фильтра (не зависимо от числа каскадов) составляет 2,5 нс.

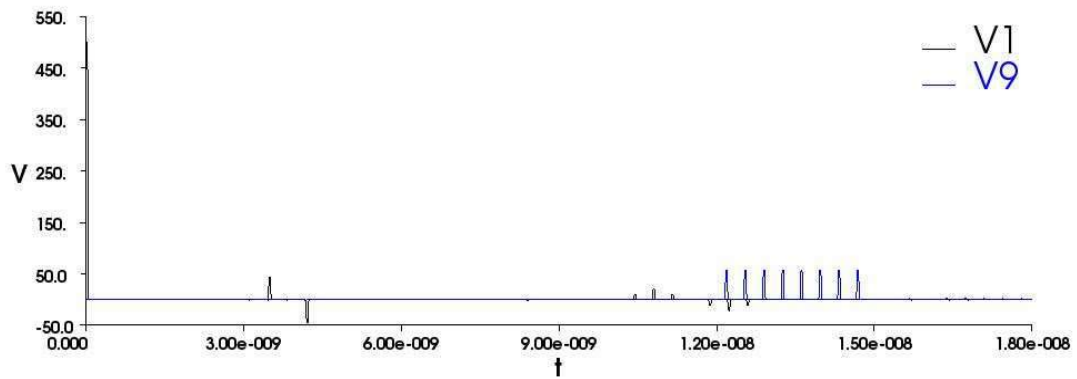
### 3.5.5.1 Исследование зависимости временного и частотного откликов модального фильтра от расположения каскадов по длинам

Выполнено сравнение временных и частотных откликов псевдосогласованного многокаскадного модального фильтра в зависимости от расположения самого длинного (короткого) отрезка либо в начале, либо в конце фильтра.

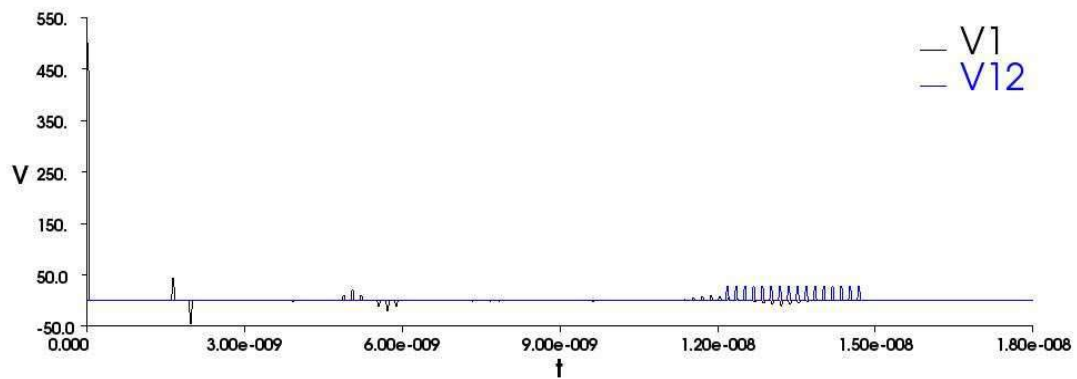
Параметры воздействующего импульса: фронт – 20 пс, спад – 20 пс, плоская вершина – 20 пс, амплитуда в начале линии – 500 В. Импульс подавался между активным (А) и опорным проводниками (О), П – пассивный проводник. Временной отклик ( $V_1$  – напряжение в начале фильтра,  $V_6$ ,  $V_9$ ,  $V_{12}$  и  $V_{15}$  – напряжение на выходе 2-, 3-, 4-, 5-и каскадного модального фильтра соответственно), когда длины каскадов увеличиваются покаскадно в 2 раза по отношению к длине предыдущего, представлен на рис. 3.79, когда уменьшаются в 2 раза – рис. 3.80. Соответственно представлены частотные отклики на гармоническое воздействие ЭДС амплитудой 1 В ( $|V_{1s}|$  – напряжение в начале фильтра,  $|V_{6s}|$ ,  $|V_{9s}|$ ,  $|V_{12s}|$  и  $|V_{15s}|$  – напряжение в конце 2,3,4 и 5-и каскадных модальных фильтров соответственно) на рис. 3.81 и рис. 3.82.



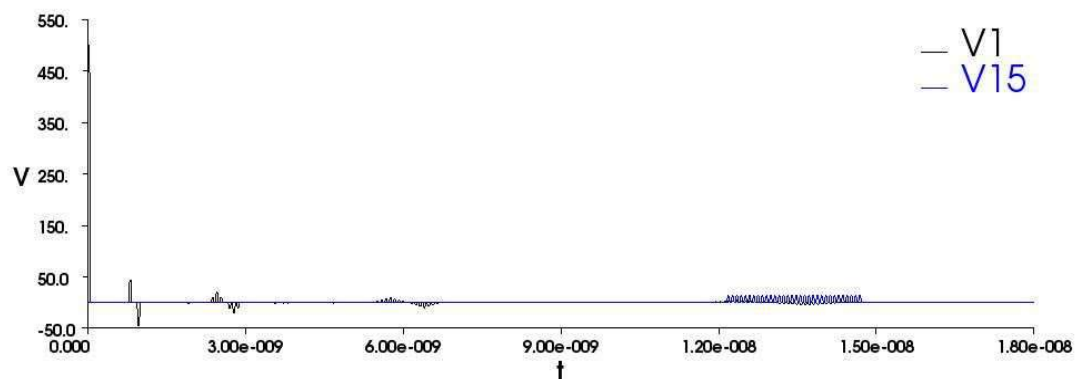
a



б



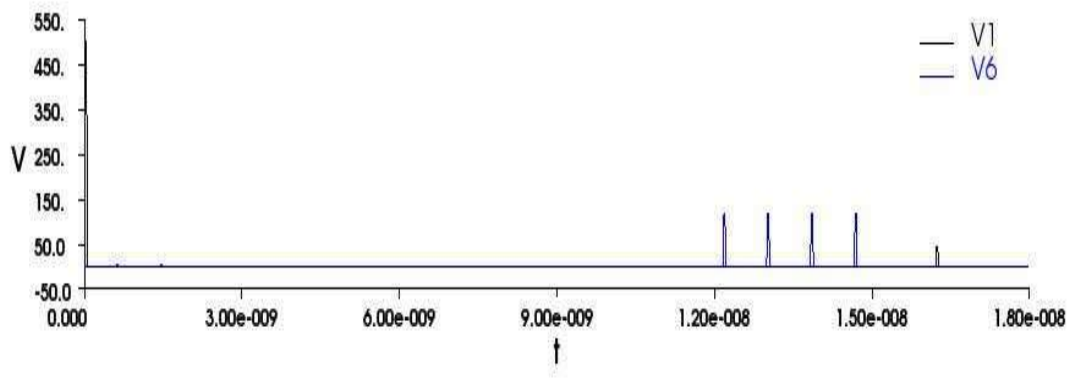
в



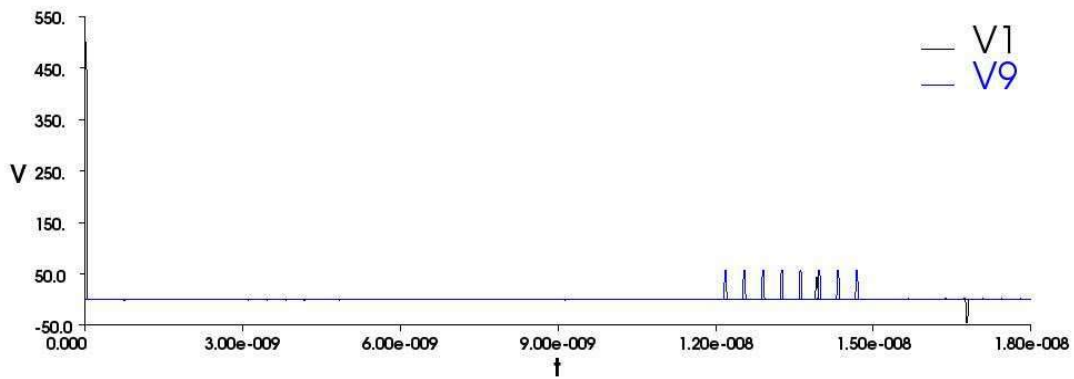
г

Рис. 3.79. Временные отклики (В, с) для числа каскадов (длины увеличиваются):

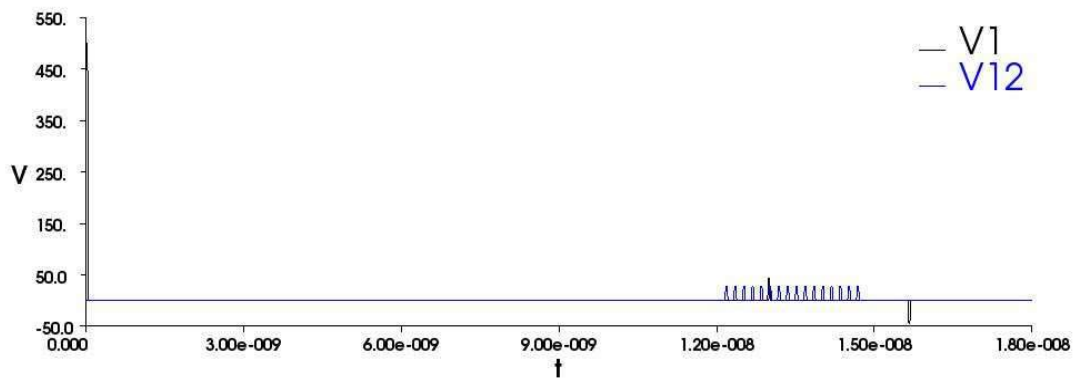
а) 2, б) 3, в) 4 и г) 5



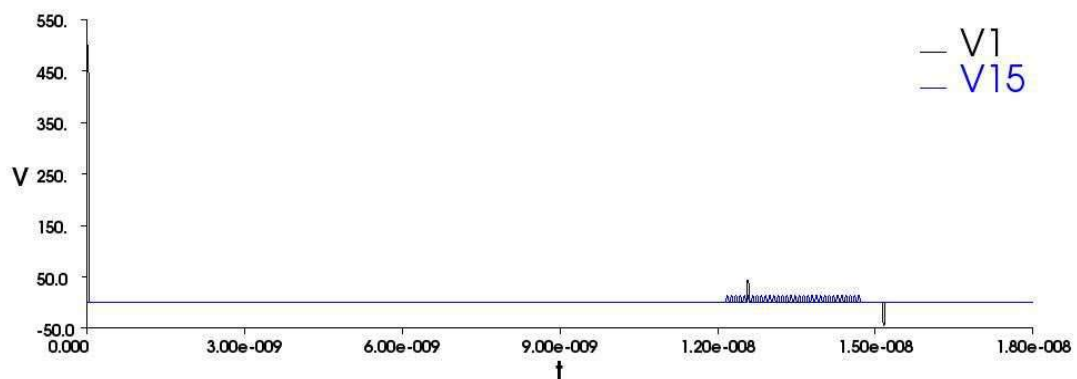
a



б



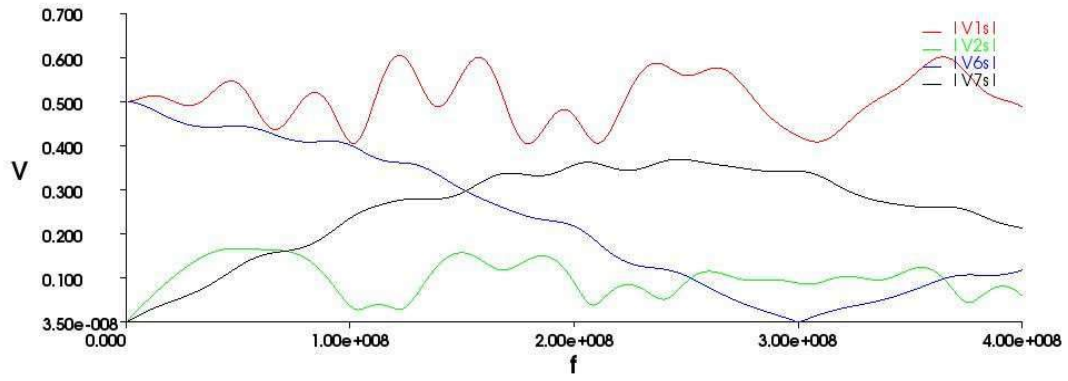
в



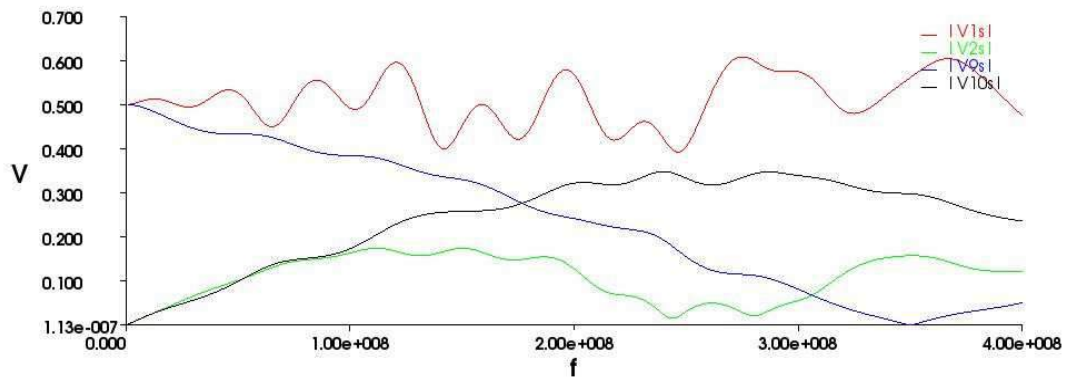
г

Рис. 3.80. Временные отклики (В, с) для числа каскадов (длины уменьшаются):

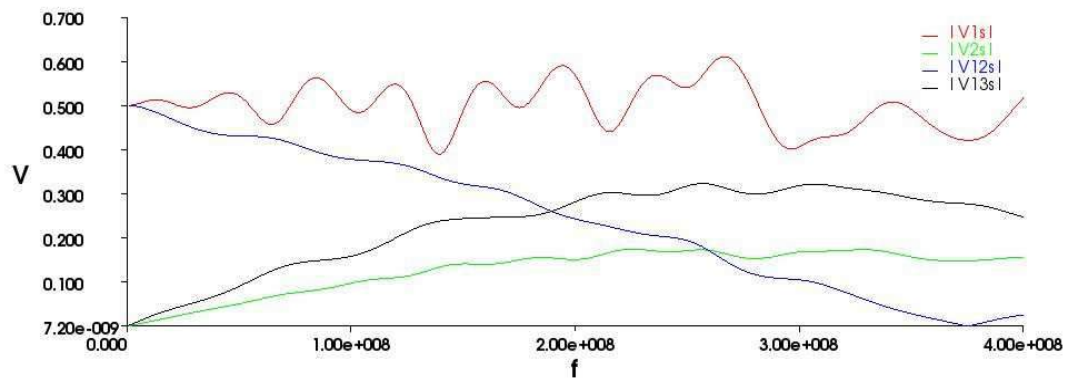
а) 2, б) 3, в) 4 и г) 5



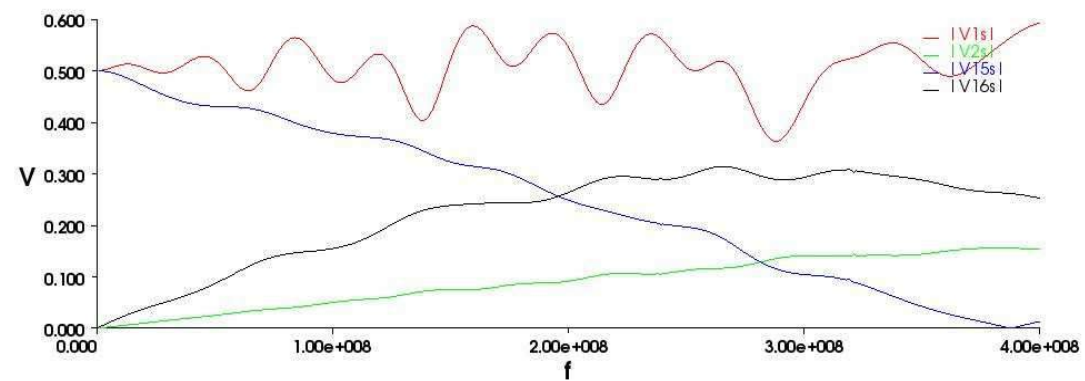
a



б



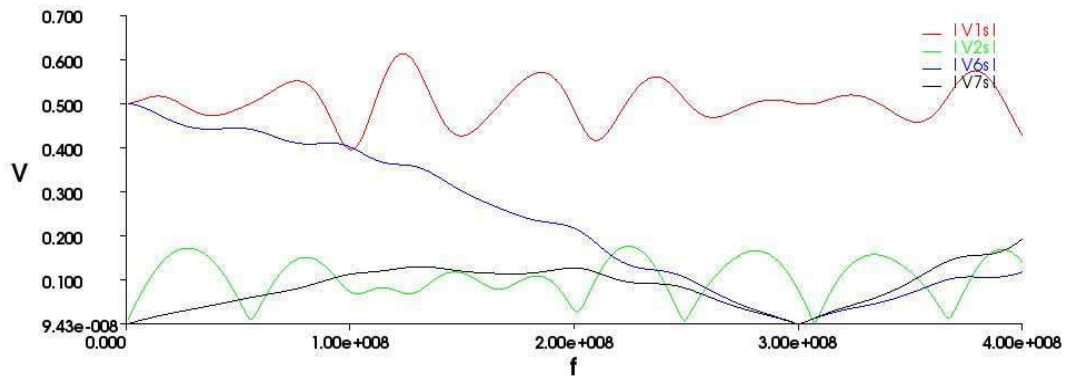
в



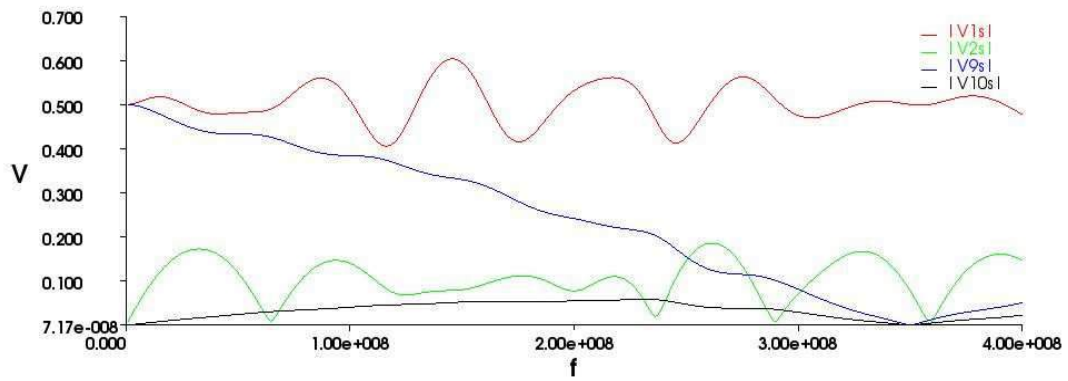
г

Рис. 3.81. Частотные отклики ( $V$ , Гц) для числа каскадов (длины увеличиваются):

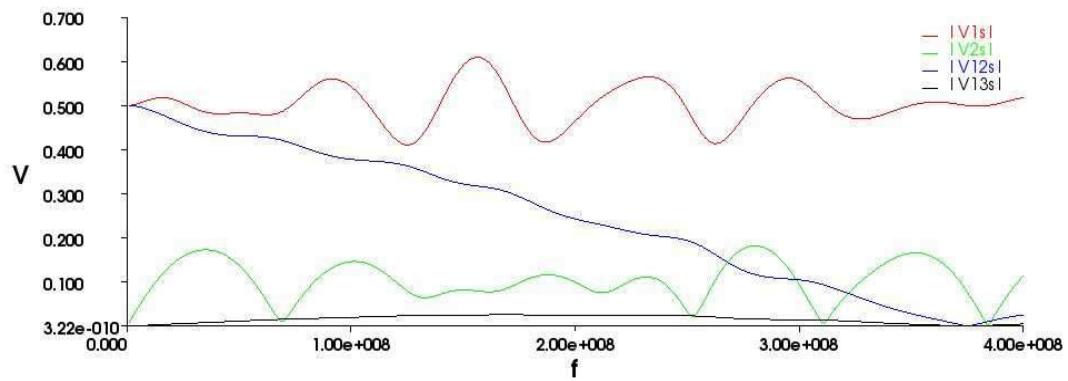
а) 2, б) 3, в) 4 и г) 5



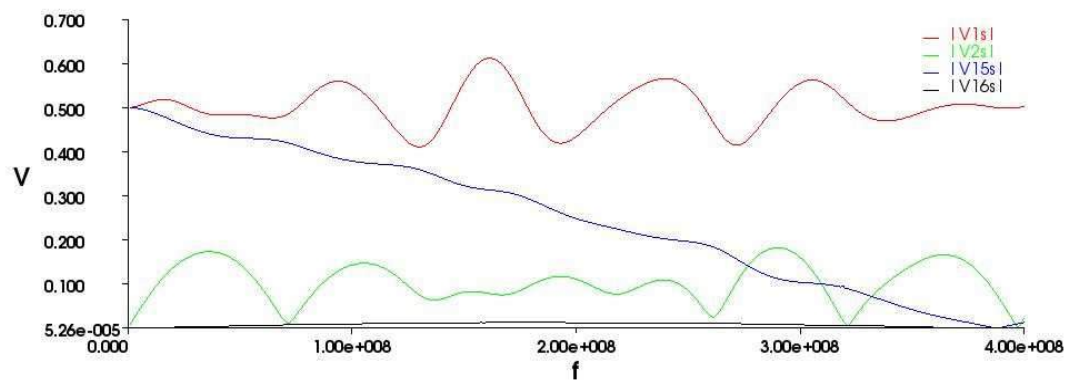
a



б



в



г

Рис. 3.82. Частотные отклики ( $V$ , Гц) для числа каскадов (длины уменьшаются):

а) 2, б) 3, в) 4 и г) 5

*Из анализа временных откликов можно заключить, что для структуры, в начале которой длинный отрезок, отражения импульса от концов отрезков приходят к началу фильтра позже, чем в структурах с короткими отрезками в начале. Деление импульса происходит в обоих структурах одинаково.*

*Влияние же на частотные характеристики более значительно. На частотную зависимость напряжения в конце фильтра влияние расположения короткого отрезка в линии особо не сказывается, при этом частота первого резонанса постоянна. На напряжение в начале фильтра расположение отрезков влияет достаточно сильно. В диапазоне до 100 МГц для случая с длинным отрезком в начале фильтра напряжение на входе фильтра имеет более плавный характер (уменьшаются амплитуды колебаний частотной зависимости), чем для случая с коротким отрезком. Происходит также своеобразный сдвиг резонансов по частоте (уменьшается частота колебаний частотной зависимости). Поэтому более предпочтительно расположение длинного отрезка в начале фильтра.*

#### **3.5.5.2 Исследование зависимости частотного отклика модального фильтра от количества каскадов**

Данный подраздел содержит результаты моделирования зависимостей частотного отклика модального фильтра от количества каскадов. Частотная зависимость напряжения в начале фильтра представлено на рис. 3.83, напряжения в конце – на рис. 3.84.



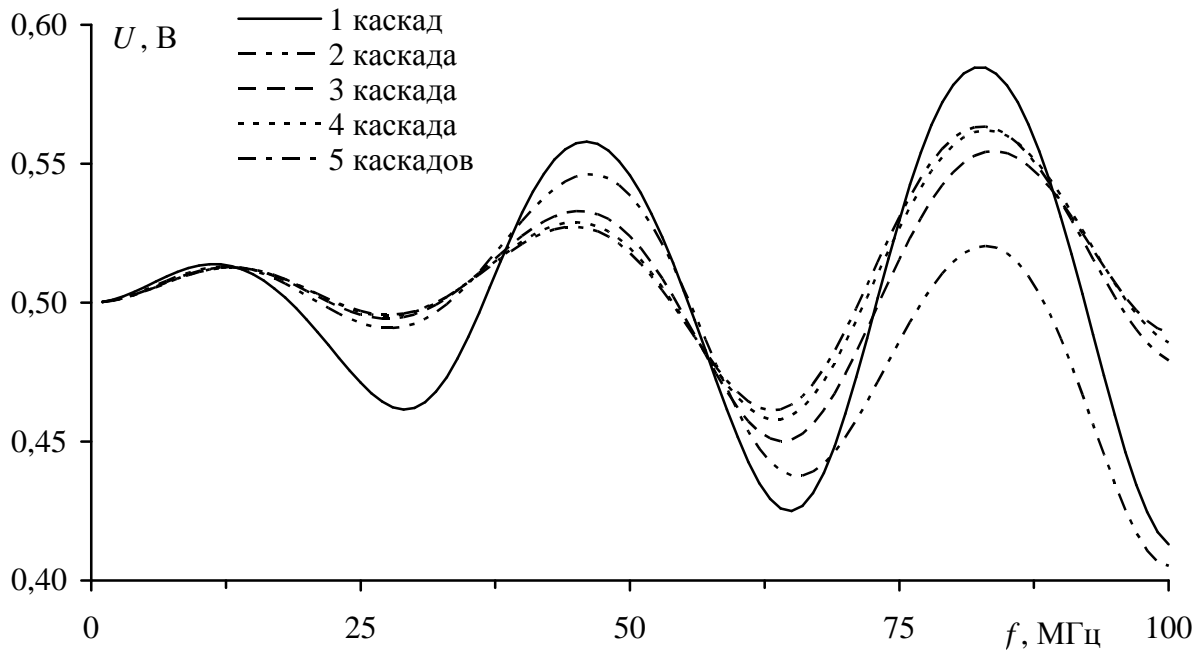


Рис. 3.83. Напряжение в начале модального фильтра в зависимости от числа каскадов

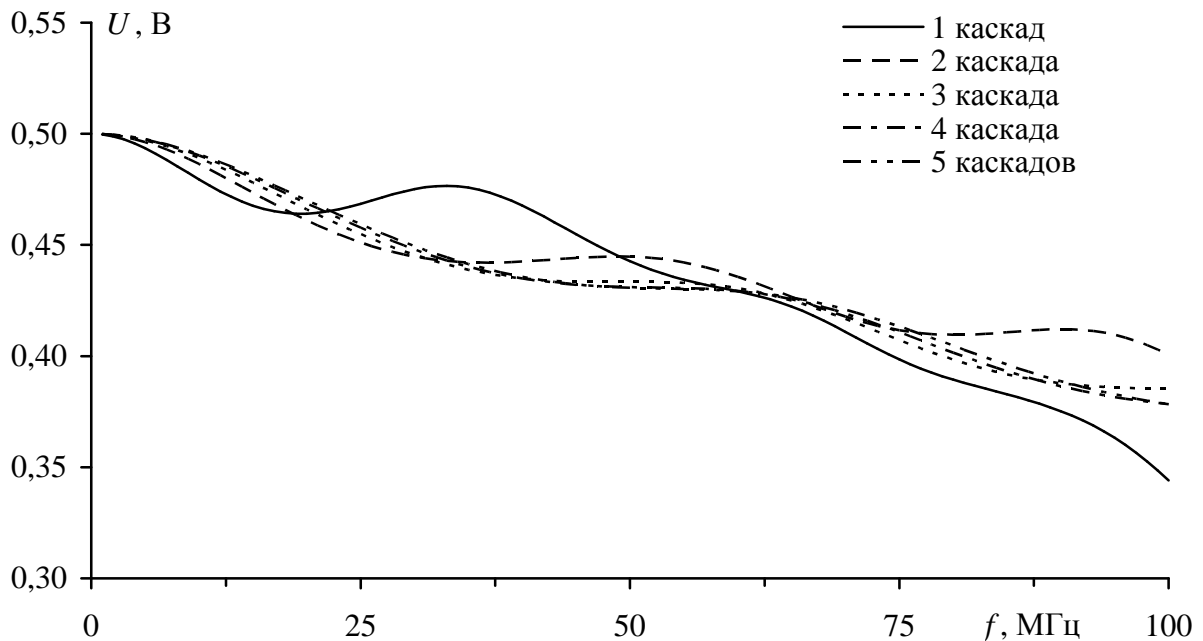


Рис. 3.84. Напряжение в конце модального фильтра в зависимости от числа каскадов

С увеличением числа отрезков в диапазоне до 100 МГц входная и передаточная функции приобретают всё более плавный характер без резких перепадов. Причём для 3, 4 и 5 каскадов характеристики очень близки друг к другу. Длины каскадов увеличиваются покаскадно в 2 раза по отношению к длине предыдущего.

Таким образом, исходя из полосы (по уровню 0,707) полезного сигнала 100 МГц, выбор разности задержек мод 2,5 нс для однокаскадного фильтра даёт требуемую полосу (точка 100 МГц, уровень 0,35 от 0,5 В), хотя при этом получается довольно большая неравномерность частотного отклика. Важно отметить, что увеличение числа отрезков при прежней разности задержек мод 2,5 нс улучшает частотный отклик (уровень 0,35 В увеличивается до 0,38–0,4 В; уменьшается неравномерность). Таким образом, простая оценка разности задержек мод для одноотрезочного фильтра является оценкой для наихудшего случая, т.е. даёт нижнюю границу разности задержек мод. Это значит, что при большем числе отрезков можно увеличить разность задержек мод (за счёт пропорционального увеличения длин отрезков или увеличения погонной разности задержек мод, т.е. за счёт изменения параметров структуры), оставаясь в заданном диапазоне частот полезного сигнала.

### 3.6 Анализ рассеяния мощности помехового воздействия в активной и пассивной линиях модального фильтра

При проектировании МФ для защиты от СКИ важно знать энергию [112], которую фильтр будет способен поглотить. Если энергия импульсов в диапазоне помеховых воздействий будет превышать определённый порог, то может произойти перегрев рассеивающих элементов фильтра и, как следствие, его выход из строя. Для оценки количества энергии, выделяемой на рассеивающих элементах МФ, необходимо осуществить моделирование воздействия импульсов, находящихся в диапазонах предполагаемых помех (табл. 3.24).

Таблица 3.24

Диапазоны параметров тестовых (помеховых) импульсов

Диапазон	Длительность по уровню 0,5	Частота следования	Период (1/частота)	Скважность (период/длительность)	Фронт и спад
1	20 ÷ 100 пс	100 МГц	10 нс	1000 ÷ 100	10 пс
2	100 ÷ 1000 пс	100 МГц	10 нс	100 ÷ 10	25 пс
3	1 ÷ 10 нс	1 ÷ 10 МГц	1 ÷ 0,1 мкс	1000–100 ÷ 100–10	0,25 нс
4	10 ÷ 50 нс	1 ÷ 10 МГц	1 ÷ 0,1 мкс	100–20 ÷ 100–2	0,5 нс

С целью изучения распределения мощностей на резисторах МФ разработан скрипт в системе TALGAT, позволяющий вычислить средние и пиковые мощности. При моделировании задавалась амплитуда напряжения импульса в начале МФ 500 В во всех диапазонах.

В качестве входных данных скрипт использует матрицы напряжений, которые являются выходными данными скриптов, выполняющих моделирование временного отклика. Зная сопротивление и мгновенное напряжение в каждый момент времени, можно вычислить мгновенную мощность, а зная мгновенную мощность – вычислить среднюю мощность. Таким образом, скрипт для вычисления мощностей может быть использован при моделировании отклика в самых различных структурах.

Проведено многократное моделирование отклика МФ в системе TALGAT. Целью моделирования являлся сбор, упорядочивание данных и приведение их к такой структуре, которая позволит:

- проанализировать распределение входной мощности в линиях МФ;
- оценить мощности, рассеиваемые на нагрузках пассивной линии МФ.

Всё вышперечисленное позволит производить расчёт напряжений и энергетического баланса в каждом узле МФ, выявлять потенциально уязвимые точки и предотвратить выход из строя МФ по причине перегрузки определённых узлов. Также, данный инструмент даст возможность выявлять потенциально опасные входные воздействия и принимать меры для устранения их последствий – корректировкой характеристик самого МФ или включением перед МФ какого-либо иного устройства, способного преобразовать опасное для МФ воздействие в допустимое.

### 3.6.1 Рассеяние мощностей в однокаскадном модальном фильтре

Произведено исследование зависимости рассеяния мощностей на резисторах однокаскадного МФ (рис. 3.85) от длительности входного импульса  $t_{in}=t_d+0,5t_r+0,5t_f$  (по уровню 0,5 от амплитуды) в диапазонах согласно табл. 3.24.

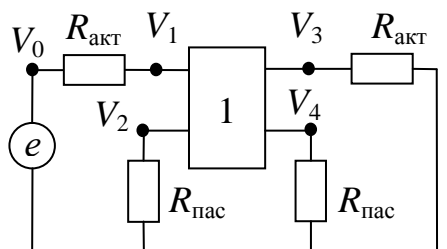


Рис. 3.85. Схема однокаскадного модального фильтра

Пример зависимостей средних мощностей ( $P_{cp1}$ ,  $P_{cp2}$ ,  $P_{cp3}$ ,  $P_{cp4}$  – средние мощности в соответствующем узле МФ) приведен на рис. 3.86. Видно характерное совпадение графиков зависимостей рассеиваемых мощностей на резисторах в конце активной и пассивной линий.

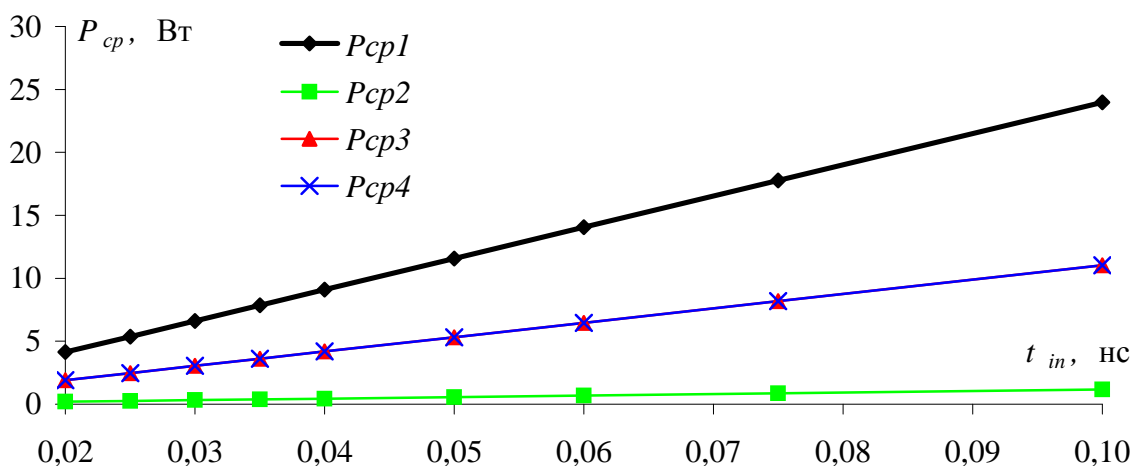


Рис. 3.86. Зависимость средних мощностей в узлах МФ от длительности входного импульса в диапазоне 1, частота следования 100 МГц

Результаты для остальных диапазонов длительностей входного импульса здесь не приведены, но из них можно сделать следующие выводы.

1. Мощности, рассеиваемые на резисторах в конце активной и пассивной линий, равны только для входного импульса общей длительностью не более разности задержек мод (в данном случае 2,5 нс).

2. При длительности импульса более 2,5 нс мощность, рассеиваемая в конце пассивной линии, достигает определённого пикового значения и не меняется при дальнейшем увеличении длительности импульса. Таким образом, если мощность входного воздействия увеличивается пропорционально длительности импульса, то мощность в конце пассивной линии увеличивается только до определённого предела, после достижения которого становится постоянной.

3. Наводка на ближнем конце пассивной линии также имеет свой предел для каждой конструкции фильтра. Предельное значение мощности, рассеиваемой на нагрузке в начале пассивной линии, определяется длиной линии. В данном случае предельное значение мощности в начале пассивной линии практически достигается при длительности входного импульса 30 нс и равно 44,6 Вт на частоте 10 МГц.

4. Предельные значения, как в начале, так и в конце пассивной линии являются предельными для конкретной частоты. В случае изменения частоты

следования импульсов эти значения будут изменяться пропорционально: например, при уменьшении частоты с 10 МГц до 1 МГц предельные значения тоже уменьшатся в 10 раз.

### 3.6.2 Рассеяние мощностей в многокаскадных модальных фильтрах

В данном разделе исследовано рассеяние мощности в двух-, трёх- и четырёх- каскадном модальном фильтре без учета потерь. Во всех вариантах реализации суммарная разность задержек мод равна 2,5 нс. Каждый следующий каскад в 2 раза длиннее предыдущего. Таким образом, разности задержек мод в каскадах: для двухкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/(2^2-1)=0,833$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=1,667$  нс; для трёхкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/(2^3-1)=0,357$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=0,714$  нс,  $\Delta\tau_3=2\Delta\tau_2=4\Delta\tau_1=1,429$  нс; для четырёхкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/(2^4-1)=0,167$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=0,333$  нс,  $\Delta\tau_3=2\Delta\tau_2=0,667$  нс,  $\Delta\tau_4=2\Delta\tau_3=1,333$  нс. Результаты для каждого каскада (аналогично однокаскадному МФ) здесь не приведены, однако анализ и обработка полученных числовых и графических данных позволяют заключить следующее.

1. Мощность в начале пассивной линии распределяется по каскадам пропорционально их длине.

2. Сумма средних мощностей в начале пассивной линии всех каскадов, остаётся практически неизменной для реализации МФ с любым количеством каскадов, при условии, что во всех вариантах реализации МФ одинакова суммарная разность задержек мод. Для однокаскадного МФ это значение равно  $P_{cp2}=44,6$  Вт; для двухкаскадного МФ  $-P_{cp2}+P_{cp5}=14,9+28,6=43,5$  Вт; для трёхкаскадного МФ  $-P_{cp2}+P_{cp5}+P_{cp8}=6,3+12,3+24,2=42,8$  Вт; а для четырёхкаскадного МФ  $-P_{cp2}+P_{cp5}+P_{cp8}+P_{cp11}=2,8+5,7+11,3+22,5=42,3$  Вт; имеющуюся разницу (в пределах 5,2% от максимального значения) можно объяснить погрешностью моделирования.

3. Суммарная мощность, рассеиваемая на нагрузках в конце пассивной линии всех каскадов, тем больше, чем больше каскадов реализовано в МФ. Данная тенденция прослеживается во всех исследуемых диапазонах, как в диапазоне эффективной фильтрации МФ, так и при выходе из него. Например, в диапазоне 1, при длительности входного импульса  $t_{in}=0,1$  нс, в разных реализациях МФ распределение мощности происходит так: для однокаскадного МФ –  $P_{cp4}=11$  Вт; для двухкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}=11+5,1=16,1$  Вт; для трёхкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}=11,1+5+2,4=18,5$  Вт; для четырёхкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}+P_{cp13}=11+5,3+2,5+1,2=20$  Вт.

4. Увеличение количества каскадов МФ ведёт к уменьшению его диапазона эффективной фильтрации, когда энергия входного импульса распределяется между активной и пассивной линией поровну. В полученных данных чётко отслеживается уменьшение диапазона эффективной фильтрации – достаточно фиксировать длительность импульса, при которой мощность в конце активной и пассивной линий становится неравной. Пороговое значение длительности входного импульса  $t_{пор}$  – это значение длительности импульса, при превышении которого начинает наблюдаться неравномерность распределения энергии в линиях МФ. В данном исследовании  $t_{пор}$  определяется предельным значением длительности входного импульса, при котором распределение энергии ещё можно считать равномерным. Из полученных данных следует: для однокаскадного МФ пороговое значение длительности входного импульса равно 2,5 нс; для двухкаскадного – 0,75 нс; для трёхкаскадного – 0,3 нс; для четырёхкаскадного – 0,15 нс.

5. При увеличении длин каскадов от начала к концу фильтра: мощность, рассеиваемая на резисторах в начале каскадов, возрастает от каскада к каскаду (в 2 раза); мощность, рассеиваемая на резисторах в конце каскадов, уменьшается от каскада к каскаду (в 2 раза).

### 3.6.3 Влияние потерь в диэлектрической подложке и проводниках модального фильтра на параметры выходного сигнала

В данном разделе исследовано распределение мощностей в линиях МФ с учётом потерь в диэлектрической подложке и проводниках. С целью получения наиболее точных данных моделирование производилось не в нескольких ключевых случаях, теоретически дающих картину зависимости, а во всех рассматриваемых диапазонах для одно-, двух-, трёх- и четырёхкаскадной реализации МФ. Это позволит с большей уверенностью судить о влиянии потерь на распределение энергии в линиях МФ, а следовательно, производить в дальнейшем наиболее точный расчёт поглощающих нагрузок в пассивной линии МФ и точнее определять его действительный диапазон эффективной фильтрации. Во всех вариантах реализации суммарная разность задержек мод равна 2,5 нс. Каждый следующий каскад в 2 раза длиннее предыдущего. Таким образом: для однокаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5$  нс; для двухкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/3=0,833$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=1,667$  нс; для трёхкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/7=0,357$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=0,714$  нс,  $\Delta\tau_3=2\Delta\tau_2=4\Delta\tau_1=1,429$  нс; для четырёхкаскадного МФ  $\Delta\tau_1=2,5/15=0,167$  нс,  $\Delta\tau_2=2\Delta\tau_1=0,333$  нс,  $\Delta\tau_3=2\Delta\tau_2=0,667$  нс,  $\Delta\tau_4=2\Delta\tau_3=1,333$  нс. Результаты моделирования здесь не приведены, однако анализ и обработка полученных числовых и графических данных позволяют заключить следующее.

1. Мощности, рассеиваемые на резисторах в начале пассивной линии, зависят от потерь в диэлектрической подложке и проводниках структуры незначительно. Для однокаскадного МФ значение рассеиваемой в начале пассивной линии мощности равно  $P_{cp2}=41,7$  Вт (в случае без потерь 44,6 Вт); для двухкаскадного МФ –  $P_{cp2}+P_{cp5}=14,3+26,5=40,8$  Вт (в случае без потерь 43,5 Вт); для трёхкаскадного МФ –  $P_{cp2}+P_{cp5}+P_{cp8}=6,1+11,6+22,2=39,9$  Вт (в случае без потерь 42,8 Вт); а для четырёхкаскадного МФ –  $P_{cp2}+P_{cp5}+P_{cp8}+P_{cp11}=2,8+5,4+10,5+20,6=39,3$  Вт (в случае без потерь 42,3 Вт);



2. Мощности, рассеиваемые на резисторах в конце пассивной линии, значительно ниже при учёте влияния потерь в диэлектриках и проводниках структуры. Например, в диапазоне 1, при длительности входного импульса  $t_{in}=0,1$  нс, в разных реализациях МФ распределение мощности происходит так: для однокаскадного МФ –  $P_{cp4}=1,1$  Вт (в случае без потерь 11 Вт); для двухкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}=2,8+0,5=3,3$  Вт (в случае без потерь 16,1 Вт); для трёхкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}=5,1+1,1+0,3=6,5$  Вт (в случае без потерь 18,5 Вт); для четырёхкаскадного МФ –  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}+P_{cp13}=7+2+0,7+0,3=10$  Вт (в случае без потерь 20 Вт).

3. Влияние потерь сказывается тем сильнее, чем больше длина линии. В случае с однокаскадной реализацией МФ влияние потерь даёт мощности в 10 меньшие относительно случая без потерь, тогда как при четырёхкаскадной реализации МФ потери в линии первого каскада оказывают значительно меньшее влияние на сигнал помехи. Суммарная мощность, рассеиваемая на резисторах в конце пассивной линии каждого каскада, отличается для случая с потерями всего в 2 раза.

4. Учёт влияния потерь приводит к приданию трапециевидному импульсу более реальной формы: увеличению фронта и спада импульса. Таким образом, потери в диэлектриках и проводниках структуры МФ влияют на диапазон эффективной фильтрации МФ, сильно уменьшая его. Из полученных данных следует: для однокаскадного МФ пороговое значение длительности входного импульса равно 1,5 нс (в случае без учёта потерь – 2,5 нс); для двухкаскадного – 0,55 нс (в случае без учёта потерь – 0,75 нс); для трёхкаскадного – 0,2 нс (в случае без учёта потерь – 0,3 нс); для четырёхкаскадного – 0,1 нс (в случае без учёта потерь – 0,15 нс).

5. С учётом влияния потерь наблюдается некоторая асимметрия между мощностью, рассеиваемой на резисторе в конце пассивной линии, и мощностью на выходе МФ, даже в диапазоне эффективной фильтрации

(большая мощность будет выделяться на резисторе в конце активного проводника).

*Таким образом, произведен анализ распределения мощностей с учетом и без учета потерь в линиях модального фильтра с числом каскадов 1–4, позволяющий, в зависимости от диапазонов входных воздействий и частоты их следования, определить мощность рассеяния резисторов на концах пассивных линий и сделать оценку мощности, проходящий через фильтр в нагрузку.*

### 3.7 Создание макетов модальных фильтров

Данный раздел содержит описание разработанных конструкций макетов модальных фильтров и выбранную технологию их изготовления [113, 114].

#### 3.7.1 Конструкция макетов модальных фильтров

В данном подразделе представлены принципы и методика разработки конструкции макетов модальных фильтров. Конструкции двусторонних печатных плат резистивных фильтров с числом каскадов 1–4 (фильтры №1–4) представлены на рис. 3.87.

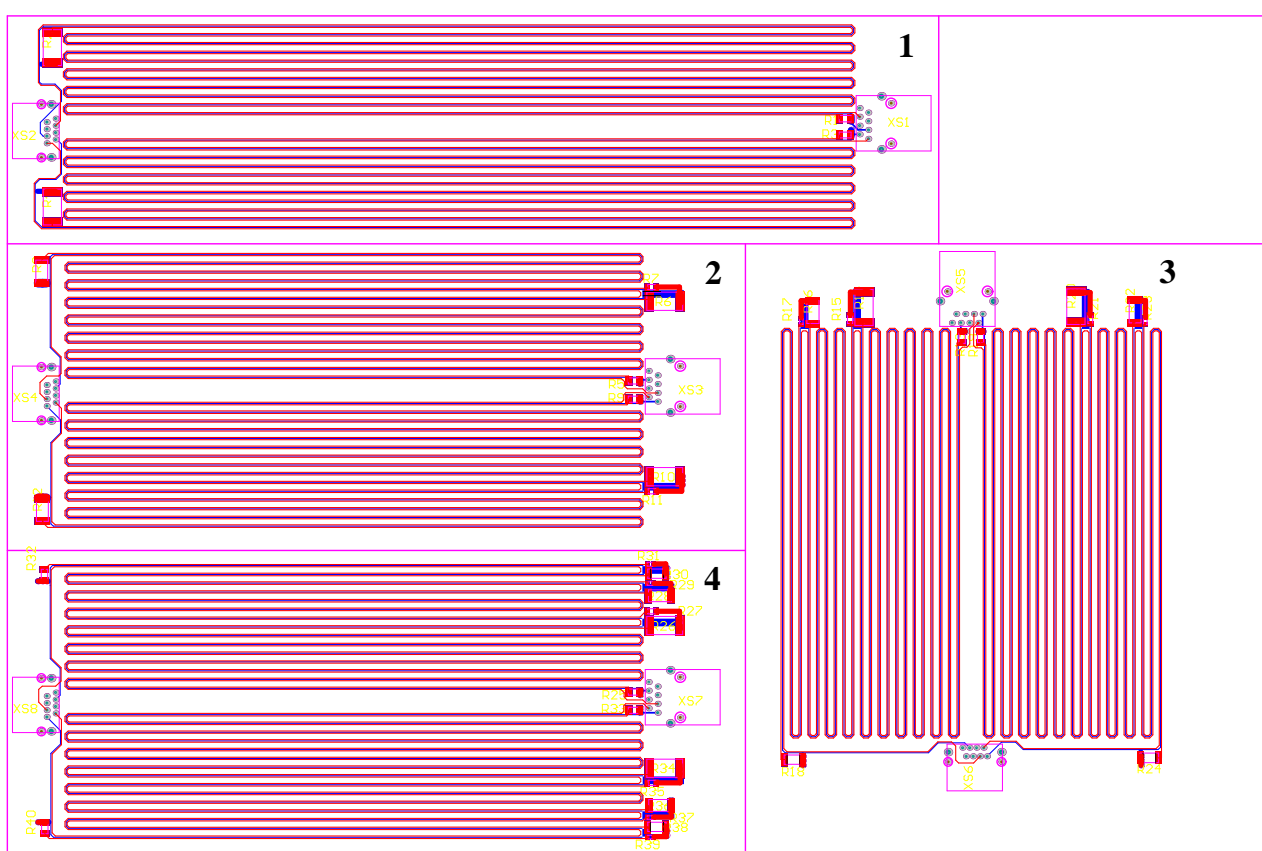


Рис. 3.87. Общая плата 1–4 каскадных модальных фильтров  
(красный цвет – верхний слой, синий цвет – нижний слой)

Проводники модальных фильтров (с равными длинами около 2,5 м) для уменьшения длины платы свернуты в меандр. Длины полувитков кратны длине самого короткого каскада. Сделано это для более удобного расположения резисторов (на контактных площадках у торцов витков) и экономии места на печатной плате, т.к. место со стороны соединителей RJ-45 остается свободным.

Расстояние между витками (линиями передачи) в меандре, для ослабления их взаимного влияния, выбрано больше ширины проводников в 5 раз (1,5 мм).

Печатные платы семикаскадных модальных фильтров, имеющие контактные площадки под TVS- сборки [115] и общий проводник, соединяющий экраны соединителей на входе и выходе фильтра, а также тестовые схемы приведены на рис. 3.88.

В печатных платах 5, 6 для семикаскадного модального фильтра с резисторами на концах пассивного проводника длины полувитков на выходе фильтра определены длиной самого короткого каскада, длины полувитков в начале фильтра определены рациональной компоновкой. Соответствующие каскады фильтров 5 и 6 имеют одинаковые длины, но отличаются расположением витков – расстояние между витками выбрано для сравнения характеристик фильтров равным 1,5 мм и 0,4 мм. Резисторы расположены на контактных площадках у торцов витков. Безрезистивный фильтр 7 (холостой ход в началах и на концах пассивных проводников) отличается от фильтра 6 укороченной длиной первого каскада, она составляет 0,35 от длины первого каскада фильтра 6. В безрезистивном фильтре 8 (холостой ход в началах и короткое замыкание с опорным проводником на концах пассивных проводников) длина первого каскада составляет 0,7, а второго – 0,35 от длин соответствующих каскадов резистивных фильтров. Плотность витков фильтров 6, 7 и 8 одинакова. Длины некоторых полувитков фильтров 6 и 8 изменены для получения необходимой длины определенных каскадов. Тестовые схемы 9 и 10 (рис. 3.88) выполнены для сравнения с фильтрами.

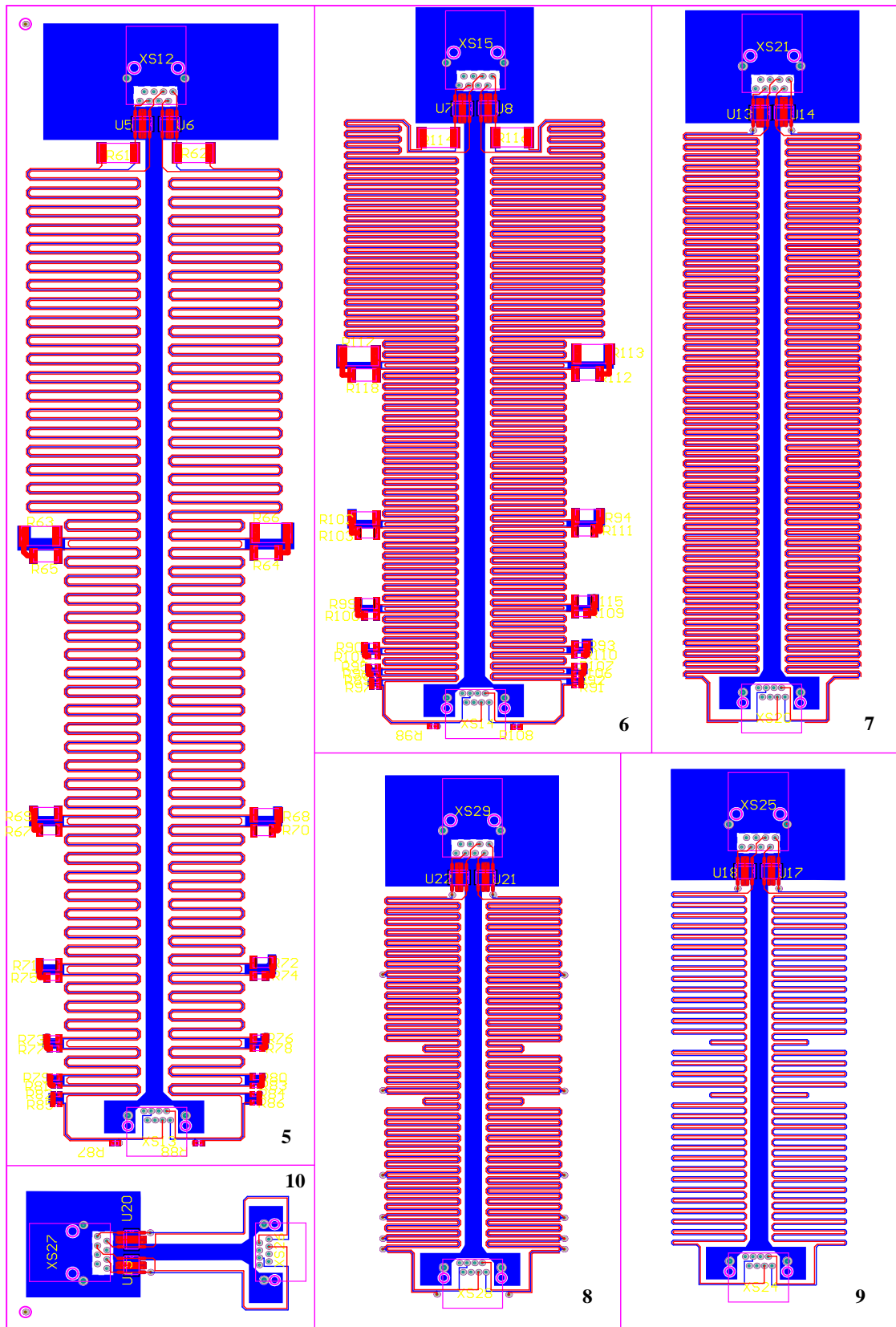


Рис. 3.88. Общая плата семикаскадных модальных фильтров с площадками под TVS- сборки и тестовых схем (красный цвет – верхний слой, синий цвет – нижний слой)

### 3.7.2 Технология изготовления макетов модальных фильтров

Рассмотренные печатные платы модальных фильтров изготовлены комбинированным позитивным методом, основанным на использовании субтрактивного метода с дополнительной химико-гальванической металлизацией переходных отверстий. Основным преимуществом комбинированного метода является формирование проводящего рисунка и металлизации отверстий в едином технологическом процессе.

На основе файла печатной платы, выполненного в системе PCAD, изготовлен фотошаблон на фототехнической пленке Agfa Vivaldi VR 7-2 (Бельгия). Это панхроматическая высококонтрастная пленка на толстой полиэтилентерефталатной основе 175 мкм для изготовления прозрачных фотошаблонов с использованием гелий-неонового лазерного (633 нм) или красного лазерного диода (650–670 нм). Пленка разработана на основе галоидов серебра с использованием последней технологии. Она имеет защитный слой, предохраняющий от повреждения поверхности фотошаблона, что позволяет многократно использовать его при копировании. Следующим шагом в процессе изготовления печатной платы является нарезка заготовок из двустороннего фольгированного стеклотекстолита марки СТФ-2-105-0,5. Технологический процесс травления и осветления печатной платы происходит на линии щелочного травления «WAT 610AЕССВ» (рис. 3.89).

Модуль загрузки	Основной травильный модуль	Модуль аммиачной промывки	Модуль промывки	Промежуточный модуль	Модуль осветления	Модуль промывки	Модуль сушки	Модуль выгрузки
-----------------	----------------------------	---------------------------	-----------------	----------------------	-------------------	-----------------	--------------	-----------------

Рис. 3.89. Структурная схема линии щелочного травления «WAT 610AЕССВ»

В модуль загрузки на конвейер помещаются заготовки печатных плат. В соответствующих модулях они травятся, промываются и осветляются. Режимы травления и осветления подбираются технологом при пуске пробной заготовки путем измерения бокового подтравливания печатного элемента. Подтравливание должно быть не более 0,05 мм на каждую сторону проводника.

Если подтравливание меди более 0,05 мм, необходимо уменьшить время травления. Чтобы стравить медную фольгу толщиной 105 мкм требуется гораздо больше времени, чем для фольги 35 мкм. Поэтому и подтравы больше, и должны быть не более 0,15 мм на каждую сторону проводника. В связи с этим существует необходимость учета подтравов проводников при проектировании печатной платы. Если на готовой плате необходимо получить проводники шириной 0,3 мм, то на фотошаблоне эти проводники должны иметь ширину не менее 0,5 мм. После травления и промывки платы осветляются при температуре 40–50°C и сушатся при температуре 45–50°C, затем платы поступают в модуль выгрузки. Далее с плат снимают ретушь бязевым тампоном, смоченным в растворителе и помещают в термошкаф (80–90°C) на 50–60 мин. После этого контролируется внешним осмотром качество травления и осветления. Поверхность проводящего рисунка должна быть равномерной, светло-серой, матовой. Готовые печатные платы поступают на монтажный участок для установки компонентов. В отверстия на входе и выходе модального фильтра устанавливаются с зазором  $1,5 \pm 0,5$  мм от поверхности платы экранированные соединители типа 8P8C, корпусные пластмассовые штыри терморазвальцовываются. Около входного соединителя планарно устанавливаются две TVS-сборки типа LC03-3.3. На контактные площадки платы резистивным слоем вверх паяются резисторы типа P1-12. Все радиоэлементы паяются припоем ПОС61 ГОСТ 21931-76. После пайки платы промываются спиртобензиновой смесью. Готовые макеты фильтров с числом каскадов 1–4 показаны на рис. 3.90.

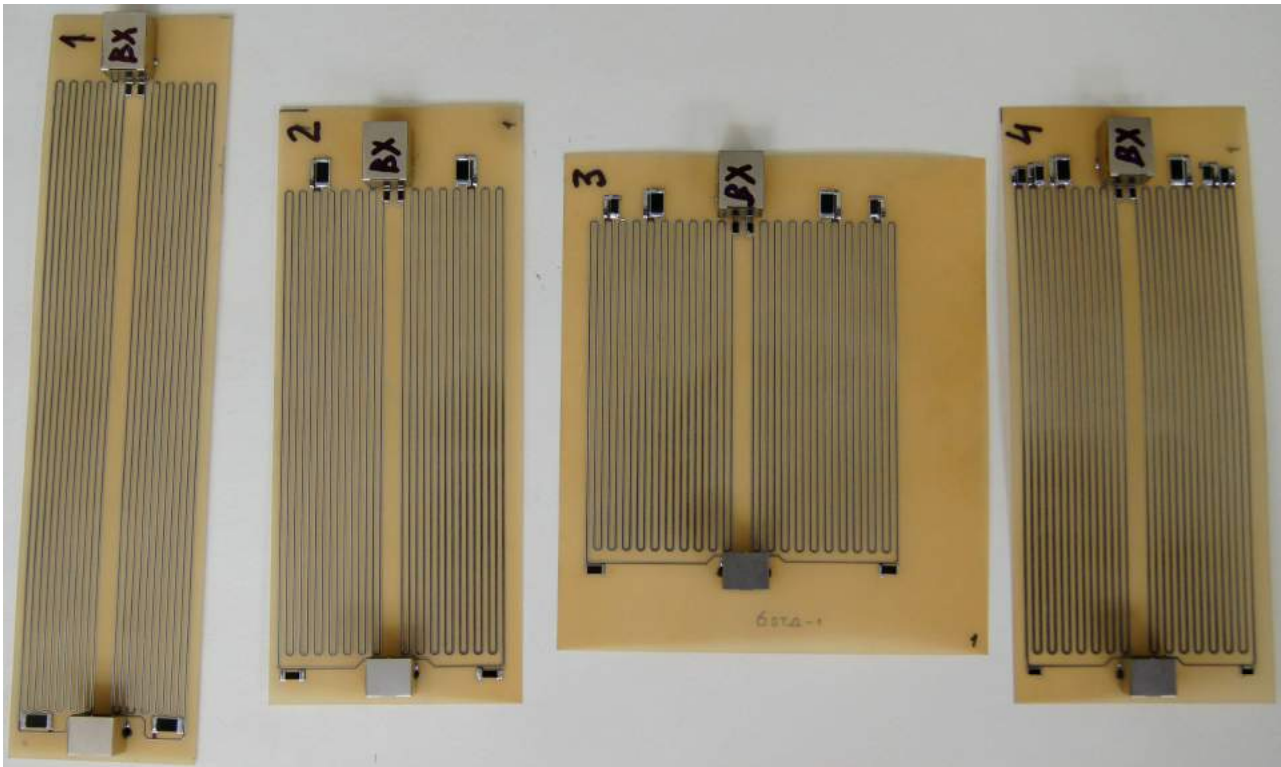


Рис. 3.90. Макеты модальных фильтров с числом каскадов 1–4

Модальные фильтры обладают рядом достоинств: дешевизна, простота изготовления, малая масса, радиационная стойкость, надежность. Это делает перспективным их применение в космической и атомной отраслях.

*Таким образом, разработаны конструкции резистивных (с числом каскадов 1–4 и 7) и безрезистивных (с числом каскадов 7) модальных фильтров и тестовых схем, выбрана технология изготовления макетов фильтров. В итоге проведенных исследований были изготовлены макеты печатных модальных фильтров.*



### 3.8 Экспериментальное моделирование

Данный раздел содержит результаты проведенного эксперимента для печатного однокаскадного модального фильтра (рис. 3.90). Также приведены соответствующие результаты моделирования в системе TALGAT проведенного эксперимента.

Испытания проведены с помощью осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, представляющего собой сочетание сверхширокополосного стробоскопического осциллографа, генератора измерительных сигналов нано- и пикосекундной длительности, и внутренней микро-ЭВМ. Входное воздействие (рис. 3.91) представляет собой импульс треугольной формы, амплитуда ЭДС 485 мВ, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) составляют 320 пс и 200 пс соответственно. Сигнал на выходе однокаскадного МФ показан на рис. 3.91 (два импульса справа).



Рис. 3.91. Входное воздействие (импульс слева) и сигнал на выходе однокаскадного МФ (два импульса справа)

Далее приведены результаты моделирования эксперимента в системе TALGAT. Для более корректного моделирования с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analitical (инструментальная погрешность 1 %) измерены реальные значения диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r=4,05$ ) и тангенса угла диэлектрических потерь ( $\text{tg}\delta=0,025$ ) стеклотекстолита

(использованного при изготовлении макетов фильтров) на частоте 1 МГц, а также его толщины ( $h=260$  мкм). В работе [116] приведены зависимости диэлектрической проницаемости и угла диэлектрических потерь от частоты для зарубежного аналога (FR-4) отечественного стеклотекстолита. Из графика зависимости  $\epsilon_r$  видно, что на частоте 1 МГц значение диэлектрической проницаемости равно  $\epsilon_r=5$ . С увеличением частоты оно уменьшается до значения  $\epsilon_r=4,4$  на 10 ГГц. То есть, значение  $\epsilon_r$  уменьшается с ростом частоты на 0,15 на декаду. Полагая характер зависимости  $\epsilon_r$  для отечественного стеклотекстолита близким зарубежному, получим, что для частоты 50 ГГц (максимальная частота спектра нашего воздействия) значение диэлектрической проницаемости будет равно  $\epsilon_r=4,05-(4,5 \times 0,15)=4,05-0,675=3,375$ . При этом  $\operatorname{tg} \delta$  практически неизменно на высоких частотах и равно  $\operatorname{tg} \delta=0,025$  [116].

Реальные значения коэффициентов матрицы потерь  $\mathbf{R}$  неизвестны. При моделировании их значения выбраны из следующих соображений. Для связанной микрополосковой линии (рис. 3.92а), с параметрами полосков как у проводников структуры модального фильтра, в LinPar рассчитана матрица  $\mathbf{R}$ . В случае структуры поперечного сечения линии модального фильтра из рис. 3.92б, плоскость бесконечной земли заменяется таким же проводником, как один из полосков. Можно предположить, что значения коэффициентов матрицы потерь  $\mathbf{R}$  для линии модального фильтра будут складываться из значений коэффициентов матрицы  $\mathbf{R}$  для связанной микрополосковой линии, плюс сопротивление одиночного полоска (его сопротивление также получено в LinPar, и равно  $R=0,5368$  Ом/м). Матрицы  $\mathbf{R}$  для связанной микрополосковой линии (LinPar) и для линии модального фильтра (полученная) приведены в табл. 3.25.

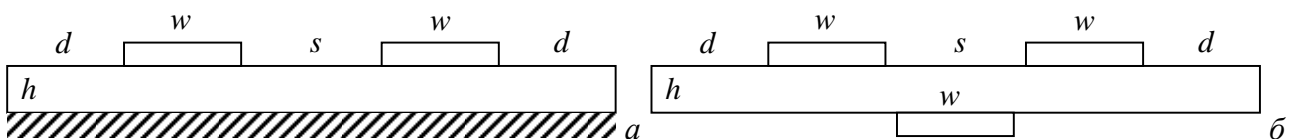


Рис. 3.92. Поперечные сечения

связанной микрополосковой линии (а) и линии модального фильтра (б)

**Элементы матрицы  $R$  для связанной микрополосковой линии и линии МФ**

Тип линии	$R_{11}=R_{22}$ , Ом/м	$R_{12}=R_{21}$ , Ом/м
Связанная микрополосковая линия	0,5154	0,0835
Линия модального фильтра	1,0522	0,6203

На рис. 3.93 приведены результаты эксперимента и компьютерного моделирования с полученными значениями параметров.

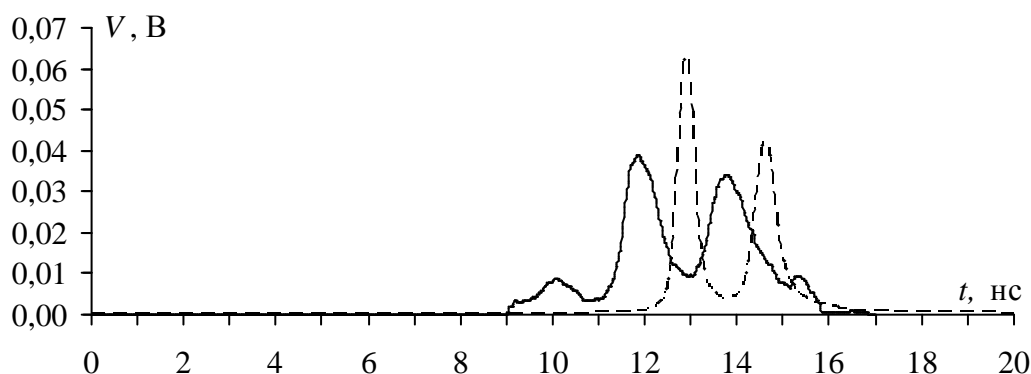


Рис. 3.93. Результаты эксперимента (—) и моделирования (---) для однокаскадного МФ

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента параметры импульсов сведены в табл. 3.26 ( $\tau_1$  – задержка импульса 1,  $\tau_2$  – задержка импульса 2,  $V_1$  – амплитуда импульса 1,  $V_2$  – амплитуда импульса 2).

Таблица 3.26

**Параметры импульсов для эксперимента и моделирования**

Параметры импульсов	$\tau_1$ , нс	$\tau_2$ , нс	$V_1$ , мВ	$V_2$ , мВ
Эксперимент	11,72	13,72	37,5	34
Моделирование	12,89	14,62	63	42
Несоответствие, %	4,75	3,18	25,37	10,53

Предел допускаемой погрешности измерений по времени для осциллографа С9-11 составляет 7,5%. С учетом данной погрешности измеренное время задержки первого импульса составляет  $11,72 \pm 0,88$  нс, второго –  $13,72 \pm 1,03$  нс. Соответственно получим правые границы для первого импульса  $\tau_1 = 12,6$  нс и второго  $\tau_2 = 14,75$  нс. Таким образом, с учетом измерительной погрешности осциллографа, измеренное значение задержки первого импульса близко к значению задержки, полученному при

моделировании. Измеренное значение задержки второго импульса, с учетом погрешности осциллографа, перекрывает значение задержки, полученное при моделировании.

Несоответствие амплитуд импульсов, полученных в процессе эксперимента и моделирования, можно объяснить тем, что при моделировании не учтено влияние четырех разъемов (2 СРГ и 2 8Р8С), а также двух отрезков витых пар (по 19 см каждый), соединяющих МФ с осциллографом. На рис. 3.94 представлена осциллограмма, отражающая влияние данных отрезков и разъемов на задержку и амплитуду импульса. Измеренное ослабление импульса составляет 1,8 раза. Если учесть данное влияние при моделировании, получим амплитуду первого импульса 35 мВ, второго – 24 мВ. Также и тот факт, что реальные значения матрицы **R** не известны и взяты приближенными, может привести к различию амплитуд импульсов разложения.

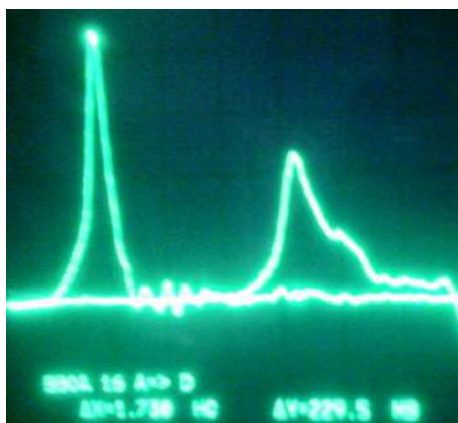


Рис. 3.94. Влияние отрезков витых пар с разъемами на задержку и амплитуду импульса

Принимая во внимание вышеописанные факторы, влияющие на сопоставимость результатов, а также существующий разброс величин реальных параметров структуры поперечного сечения линии МФ, можно говорить об удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента.

### 3.9 Основные результаты главы

Разработаны принципы создания модального фильтра, выбрана структура и получены оптимальные геометрические параметры поперечного сечения связанной линии фильтра. Для полученной структуры: вычислены зависимости основных параметров фильтра от ширины печатных проводников для номинальных значений толщины фольги и подложки из стеклотекстолита; вычисленны частотные и временные характеристики с учетом и без учета потерь в проводниках и подложке фильтра для различных входных воздействий и граничных условий (также выполнено и для других структур фильтра); выполнен анализ рассеяния мощностей на резисторах модального фильтра (с учетом и без учета потерь в проводниках и подложке фильтра) в зависимости от длительности воздействующего импульса для различного числа каскадов.

Выведены аналитические формулы для равных амплитуд импульсов разложения в одном каскаде модального фильтра.

На основе проведенных исследований разработаны конструкции макетов и технология их изготовления, проведены предварительные экспериментальные исследования макетов резистивных модальных фильтров для числа каскадов 1–4.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы получены следующие широко апробированные и опубликованные результаты.

Исследован эффект модальной фильтрации в структурах на основе широко распространенных плоских силовых кабелей:

1. Выполнен обзор кабелей с неоднородным диэлектрическим заполнением.

2. Разработаны программы сквозного анализа модальных фильтров на основе 1, 2 и 3 отрезков плоских кабелей.

3. Вычислены матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции, характеристического импеданса, погонные задержки мод и их разность, временной отклик на воздействие трапециевидного импульса.

4. Проведен эксперимент, подтверждающий эффект модального разложения импульса в плоских кабелях.

5. Изготовлен опытный образец кабельного модального фильтра.

В итоге установлено, что кабели без воздушных промежутков в поперечном сечении диэлектрического заполнения обладают большей разностью погонных задержек мод. У кабелей без воздушных промежутков она достигает значения 0,5 нс/м, а у кабелей с воздушными промежутками – 0,3 нс/м.

Исследован эффект модальной фильтрации в многоотрезочных полосковых структурах:

1. Разработаны принципы создания модального фильтра.

2. Разработаны программы сквозного анализа и оптимизации модальных фильтров.

3. Оптимизирована структура поперечного сечения фильтра.

4. Выведены аналитические формулы для равных амплитуд импульсов разложения в одном каскаде модального фильтра.

5. Вычислены зависимости основных параметров фильтра от ширины печатных проводников для номинальных значений толщины фольги и подложки из стеклотекстолита.

6. Вычислены частотные и временные характеристики (с учетом и без учета потерь в проводниках и подложке фильтра) для различных структур фильтра, входных воздействий и граничных условий.

7. Выполнен анализ рассеяния мощностей в резисторах модального фильтра (с учетом и без учета потерь в проводниках и подложке фильтра) в зависимости от длительности воздействующего импульса для различного числа каскадов.

8. Разработаны конструкции макетов и технология их изготовления.

9. Создано 12 макетов модальных фильтров: 4 макета резистивных фильтров с числом каскадов 1–4; 4 макета резистивных фильтров с числом каскадов 7 с различной плотностью расположения витков линий, с дополнительными защитными компонентами и без них; 4 макета безрезистивных фильтров с числом каскадов 7, с дополнительными защитными компонентами и без них.

10. Проведены предварительные экспериментальные исследования макетов резистивных модальных фильтров для числа каскадов 1–4.

Показано, что для модального фильтра с волновым сопротивлением 100 Ом на подложке из стеклотекстолита линия с расположением одинаковых проводников с двух сторон подложки из стеклотекстолита обеспечивает разность погонных задержек мод 1 нс/м и ослабление импульса в 2 раза на каскад, а линия с лицевой связью – разность погонных задержек мод 3 нс/м и ослабление импульса – 5 раз на каскад.

В итоге выполнено исследование эффекта модального разложения импульса в кабельных и полосковых структурах. Получены 3 патента на полезную модель и 1 патент на изобретение. Результаты работы использованы в

ОАО «ИСС им. академика М.Ф. Решетнева», г. Железногорск и ФГУП «ЦентрИнформ», г. Санкт-Петербург.

Таким образом, в работе содержится решение задачи, имеющей существенное значение для защиты от кондуктивных воздействий устройств вычислительной техники и систем управления.





## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Т.Р. Газизов Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Дисс. ... докт. тех. наук. Томск. 2010.
2. Singer H. The method of moments (MOM) and related codes. Supplement to Proc. of the 13-th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland, February 16–18, 1999, pp. 11–19.
3. Harrington R.F. Origin and Development of the Method of Moments for Field Computation, IEEE Antennas and Propagation Society Magazine, pp.31–36, June 1990.
4. Канторович Л.В., Крылов В.М. Приближенные методы высшего анализа.–М.–Л.: Физматгиз, 1962.
5. Канторович Л.В., Акилов Г.П. Функциональный анализ в нормированных пространствах.–М.: Физматгиз, 1959.
6. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems, IEEE Proceedings, 1967, №2, p.136–149.
7. Harrington R.F. Field Computation by Moment Methods, New York, The MacMillian Co., 1968; reprinted by Krieger Publishing Co., Malabar, Fl., 1982.
8. A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington, Time–domain response of multiconductor transmission lines, IEEE Proceedings, vol.75, no.6, pp.743–764, June 1987.
9. Ховратович В.С. Параметры многопроводных передающих линий.– Радиотехника и электроника, 1975, №3, с. 468–473.
10. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд–во Том. ун–та, 1990. – 164 с.
11. Шлее В.Р., Аубакиров К.Я., Воронин М.Я. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии.–Радиотехника и электроника, 1983, т.28, №6, с. 1058–1063.
12. C.R.Paul, Useful matrix chain parameter identities for the analysis of multiconductor transmission lines, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–23, pp.756–760, Sept. 1975.
13. C.Wei, R.F.Harrington, J.R.Mautz, and T.K.Sarkar, Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–32, pp.439–450, Apr.1984.
14. J.Venkataraman, S.M.Rao, A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and Y.Naiheng, Analysis of Arbitrarily Oriented Microstrip Transmission Lines in Arbitrarily Shaped Dielectric Media over a Finite Ground Plane, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–33, pp.952–959, Oct.1985.
15. S.M.Rao, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington, The electrostatic field of conducting bodies in multiple dielectric media, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–32, pp.1441–1448, Nov.1984.
16. R.Mautz, R.F.Harrington, and C.G.Hsu, The inductance matrix of a multiconductor transmission line in a multiple magnetic media, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–36, pp.1293–1295, Aug.1988.
17. F.Olyslager, N.Fache, and D.De Zutter, New fast and accurate line parameter calculation of general multiconductor transmission lines in multilayered media, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–39, pp.901–909, June 1991.
18. M.Horno, F.L.Mesa, F.Medina, and R.Marques, Quasi–TEM analysis of Multilayered, multiconductor coplanar structures with dielectric and magnetic anisotropy including substrate losses, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–38, pp. 1059–1068, Aug.1990.
19. R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and S.M.Rao, Analisis of finite conductivity cylindrical conductors excited by axially–independent TM electromagnetic field, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT–33, pp.960–966, Oct.1985.

20. T.R.Arabi, A.T.Murphy, T.K.Sarkar, R.F.Harrington, and A.R.Djordjevic, On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multidielectric transmission line systems, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-39, pp.1090-1097, July 1991.
21. R.F.Harrington and C.Wei, Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-32, pp.705-710, July 1984.
22. J.Aguilera, R.Marques, and M.Horno, Quasi-TEM surface impedance approaches for the analysis of MIC and MMIC transmission lines, including both conductor and substrate losses, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-43, no.7, pp.1553-1558, July 1995.
23. R.B.Wu and J.C.Yang, Boundary integral equation formulation of skin effect problems in multiconductor transmission lines, *IEEE Trans. Magn.* vol.MAG-25, pp.3013-3015, July 1989.
24. I.Tsai and C.H.Chen, Perturbed-TEM analysis of transmission lines with imperfect conductors, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-38, pp.754-759, June 1990.
25. W.John, E.Griese, M.Vogt, R.Greve, Verification of calculated electrical parameters of transmission line structures on printed circuit boards, *Proceedings of 13-th International Wroclaw Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Wroclaw, Poland, June 25-28, 1996, pp.258-263
26. TCU<sup>®</sup> ultrathin copper foil. Printed circuit design & manufacture. April 2004. P. 3; [www.gould.com](http://www.gould.com).
27. Э.Цунаси́ма, Требования потребителей к качеству материалов для печатных плат, *Дэнси гидзюцу*, том 28, 1986, с.47-59
28. G.W.Pan, G.Wang and B.K.Gilbert, Edge effect enforced boundary element analysis of multilayered transmission lines, *IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.955-963, Nov.1992
29. J.Venkataraman, S.M.Rao, A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and Y.Naiheng, Analysis of Arbitrarily Oriented Microstrip Transmission Lines in Arbitrarily Shaped Dielectric Media over a Finite Ground Plane, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-33, pp.952-959, Oct.1985
30. G.Pan, X.Zhu, B.K.Gilbert, Analysis of transmission lines of finite thickness above a periodically perforated ground plane at oblique orientations, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-43, pp.383-393, Feb.1995
31. B.J.Rubin, The propagation characteristics of signal lines in a mesh-plane environment, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-32, pp.522-531, May 1984
32. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
33. L.A.Pipes, Matrix theory of multiconductor transmission lines, *Phil. Mag.*, s.7, vol.24, no.159, pp.97-113, July 1937.
34. L.A.Pipes, Steady-state analysis of multiconductor transmission lines, *Journal of App. Phys.*, vol.12, no.11, 1941.
35. L.A.Pipes, Transient analysis of completely transposed multiconductor transmission lines, *AJEE Transactions*, 1941, vol.60, pp.346-350.
36. S.A.Schelkunoff, Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations, *Bell Syst. Tech. J*, vol.34, pp.995-1043, Sept.1955.
37. H.Amemiya, Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines, *RCA Review*, pp.241-276, June 1967.
38. K.D.Marx, Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-21, no.7, pp.450-457, July 1973.
39. C.R.Paul, On uniform multimode transmission lines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,

- pp.556–558, August 1973.
40. C.R.Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley, 1992.
  41. C.R.Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*, John Wiley, 1994.
  42. F–Y.Chang, Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–18, no.9, pp.616–626, Sept. 1970.
  43. S.Frankel, *Multiconductor transmission line analysis*, Artech House, 1977.
  44. I.V.Lindell, On the quasi–TEM modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT–29, no.8, pp.812–817, Aug. 1981.
  45. I.V.Lindell, Theory of time–domain quasi–TEM modes in inhomogeneous multiconductor lines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT–35, pp.893–897, Oct. 1987.
  46. A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington, Time–domain response of multiconductor transmission lines, *IEEE Proceedings*, vol.75, no.6, pp.743–764, June 1987.
  47. F.Olyslager, E.Laermans, and D.D.Zutter, "Rigorous quasi–TEM analysis of multiconductor transmission lines in bi–isotropic media – Part I: Theoretical analysis for general inhomogeneous media and generalization to bianisotropic media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–43, no.7, pp.1409–1415, July 1995.
  48. G.W.Pan, K.S.Olson, and B.K.Gilbert, Improved algorithmic methods for the prediction of wavefront propagation behavior in multiconductor transmission lines for high frequency digital signal processors, *IEEE Trans. Computer Aided Design*, vol.8, no.6, June 1989.
  49. F–T.Lei, G.–W.Pan, and B.K.Gilbert, "Examination, clarification, and simplification of modal decoupling method for multiconductor transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–43, no.9, pp.2090–2100, Sept.1995.
  50. G.G.Gentili, and M.Salazar–Palma, "The definition and computation of modal characteristic impedance in quasi–TEM coupled transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–43, no.2, pp.338–343, Feb.1995.
  51. E.G.Farr, C.H.Chan, and R.Mitra, A Frequency–depended coupled mode analysis of multiconductor microstrip lines with application to VLSI interconnection problems, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–34, no.2, pp.307–310, Feb. 1986.
  52. R.Wang and O.Wing, A circuit model of a system of VLSI interconnects for time response computation, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–39, pp. 688–693, Apr. 1991.
  53. L.Carin and K.J.Webb, Isolation effects in single– and dual plane VLSI interconnects, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–38, no.4, pp. 396–404, April 1990.
  54. G.L.Matthei, J.C.–H.Shu, and S.I.Long, Simplified calculation of wave–coupling between lines in high–speed integrated circuits, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol.37, No.10, pp.1201–1208, Oct.1990.
  55. J.E.Schutt–Aine and R.Mitra, Nonlinear transient analysis of coupled transmission lines, *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol.CAS–36, pp. 959–967, July 1989.
  56. H.Echigo and R.Sato, Calculation of transient response in logic circuits connected with coupled line, *Int. Symp. Electromagn. Compart.*, Nagoya, Sept. 8–10, 1989, vol.1, pp.410–415, Tokyo, 1989.
  57. A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar, and R.F.Harrington, Analysis of lossy transmission lines with arbitrary nonlinear terminal networks, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT–34, pp. 660–665, June 1986.
  58. S.Lin and E.S.Kuh, "Transient simulation of lossy interconnects based on the recursive convolution formulation," *IEEE Trans. Circuits Syst.–I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.879–892, Nov.1992.
  59. I.Maio, S.Pignary and F.Canavero, Efficient transient analysis of nonlinearly loaded low–loss multiconductor interconnects, *International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.5, pp.7–17, Jan.1994.

60. O.A.Palusinski and A.Lee, Analysis of transients in nonuniform multiconductor transmission lines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-37, pp. 127-138, Jan. 1989.
61. M.A.Mehalic and R.Mitra, Investigation of tapered multiple microstrip lines for VLSI circuits, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-38, pp. 1559-1567, Nov. 1990.
62. T.Dhaene, L.Martens, and D.Zutter, "Transient simulation of arbitrary nonuniform interconnection structures characterized by scattering parameters," *IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.928-937, Nov.1992.
63. V.K.Tripathi and N.Orhanovic, "Time-domain characterization and analysis of dispersive dissipative interconnects," *IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.938-945, Nov.1992.
64. F.-Y.Chang, Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters – Part I: Waveform relaxation analysis. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.8, pp.585-603, August 1992.
65. F.-Y.Chang, Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters – Part II: Discrete-Time analysis. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.907-927, November 1992.
66. Haase H, Steinmetz T., Nitsch J. New propagation models for electromagnetic waves along uniform and nonuniform cables. *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.* Vol. 46, no. 3. August 2004. PP. 345-352.
67. Q.Gu and J.A.Kong, Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol.MTT-34, no.9, pp.952-964, Sept.1986.
68. G.W.Pan, K.S.Olson, and B.K.Gilbert, Frequency-domain solution for coupled striplines with crossing strips, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol.39, pp.1013-1017, June 1991.
69. A.K.Agrawal, H.M.Fowles, L.D.Scot and S.H.Gurbahani, Application of modal analysis to the transient response of multiconductor transmission lines with branches, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-21, no.3, August 1979.
70. T.Razban, Transient analysis of partially coupled lines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-35, pp.530-533, May 1987.
71. F.M. Tesche and T.K.Liu, Application of multiconductor transmission line network analysis to internal interaction problems, *Electromagnetics*, vol.6, No.1, pp.1-20, 1986.
72. H.Liao and W.W.-M.Dai, "Wave spreading evaluation of interconnect systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-43, no.10, pp.2486-2491, Oct.1995.
73. A.R.Djordjevic and T.K.Sarkar, Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-35, pp.898-907, Oct.1987.
74. D.Winkelstein, R.Pomerleau and M.Steer, Transient simulation of complex, lossy, multi-port transmission line networks with nonlinear digital device termination using a circuit simulator, *Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON'89*, vol.3, pp.1239-1244, Apr.9-12, 1989.
75. J.Poltz, "Optimizing VLSI interconnect model for SPICE simulation," *International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.5, pp.87-94, Jan.1994.
76. J.E.Bracken, V.Raghavan, R.A.Rohrer, "Interconnect simulation with asymptotic waveform evaluation (AWE)," *IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications*, vol.39, no.11, pp.869-878, Nov.1992.
77. M.Celik and A.Cangellaris, Simulation of dispersive multiconductor transmission lines by Pade approximation via the Lanczos process, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,

- vol.MTT-44, pp.2525–2535, December 1996.
78. M.S.Nakhla, "Analysis of pulse propagation on high-speed VLSI chips", IEEE Journal of solid-state circuits", vol.25, pp.490–494, April 1990.
  79. J.R.Griffith and M.S.Nakhla, Time-domain analysis of lossy coupled transmission lines, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, pp. 1480–1487, Oct. 1990.
  80. R.Griffith, E.Chiprout, Q.Zhang and M.Nakhla, "A CAD framework for simulation and optimization of high-speed VLSI interconnections," IEEE Trans. Circuits Syst.–I: Fundamental Theory and Applications, vol.39, no.11, pp.893–906, Nov.1992.
  81. Q–J.Zhang and M.S.Nakhla, "Statistical simulation and optimization of high-speed VLSI interconnects," International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.5, pp.95–105, Jan.1994.
  82. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов. Технологии ЭМС. №4. 2006. С. 40–44.
  83. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи // Материалы 7-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. С. 61–64.
  84. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Горин Е.П., Бевзенко И.Г. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него // Труды VII Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. С. 266–269.
  85. Бевзенко И.Г., Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов // Материалы 4-й Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития», г. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. Томск: «В-Спектр», 2007 г. С. 258–260.
  86. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи. Материалы 6-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 2–4 июня 2004 г. С. 125–128.
  87. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Кузнецова–Таджибаева О.М. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Электромагнитные волны и электронные системы. №11, 2004. С. 18–22.
  88. Заболоцкий А.М., Горин Е.Н., Бевзенко И.Г., Газизов Т.Р. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RG-12 для контроля модальных явлений. Материалы 9-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 12–14 февраля 2007 г. С. 125–128.
  89. О.М. Кузнецова-Таджибаева Искажения импульсных сигналов в одиночных и связанных полосковых линиях помехозащищённых теплопроводных монтажных плат. Дисс. ... канд. тех. наук. Томск. 2005.
  90. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. New approach to EMC protection. Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. Munich. Germany. September 24–28. 2007. P. 273–276.
  91. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8376 от 24.05.2007 г. «Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT» (Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П.,

- Заболоцкий А.М., Костарев И.С.), зарегистрированной в Отраслевом фонде алгоритмов и программ Госкоорцентра Минобрнауки РФ с присвоением номера государственной регистрации - рег. номер ВНИИЦ 50200701103.
92. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2009613644. Дата поступления 9 июля 2009 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.
  93. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2010613497. TALGAT 2009. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2010612008. Дата поступления 13 апреля 2010 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2010 г.
  94. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Костарев И.С. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT// Компьютерные учебные программы и инновации. М: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ. 2007. №10. С. 89–90.
  95. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E., Melkozzerov A.O. Simple and free mitigation of short pulse lightning effects by flat power cables. Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Sept. 13–17. Cagliari, Italy. P. 993-1–993-3.
  96. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин //15-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции / Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 189-191.
  97. Самотин И.Е. Распространение короткого импульса в плоских кабелях силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс» / Томск, 10–11 апреля 2008 г. – С. 67–69.
  98. Орлов П.Е. Использование модальных эффектов для диагностики многопроводных соединений / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс» / Томск, 10–11 апреля 2008 г. С. 179–181.
  99. Заболоцкий А.М. Защита от короткого импульса в линиях передачи с различными граничными условиями / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин //16-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции / Казань, 28–29 мая 2008 г. – С. 243–245.
  100. Газизов Т.Р. Модальное разложение сверхширокополосного импульса в структурах силовых кабелей: простой эксперимент, показывающий полезные возможные применения / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // Международная конференция EUROEM: сборник тезисов / Лозанна, Швейцария, 21–25 июля 2008 г. – С. 62. (Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E. Modal Decomposition of UWB Pulse in Power Cable Structures: Simple Experiment Showing Useful Possible Applications. Book of abstracts EUROEM 2008. 21–25 July 2008, Lausanne, Switzerland. P. 62.)
  101. Самотин И.Е., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение короткого импульса в отрезках кабеля силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника. Материалы научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 29–30 сентября 2008 г. Томск: В-Спектр, 2009. С. 23–26.
  102. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections. Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON–2009). Russia, Tomsk, March 27–

- 28, 2009. P. 264–269.
103. Самотин И.Е. Использование плоского силового кабеля как защитного устройства от сверхкоротких импульсов / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, Р.В. Киричек // Доклады ТУСУР. №1(21), часть 2, 2010 г. С. 74–79.
104. Самотин И.Е. Подходы к созданию модального фильтра для защиты от сверхкороткого импульса / Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс» // Томск, 22–23 апреля 2010 г. – С. 263–266.
105. Gazizov T.R., Samotin I.E., Zabolotsky A.M., Melkozerov A.O. Design of printed modal filters for computer network protection. Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Sept. 13–17. Cagliari, Italy. P. 1246-1–1246-3.
106. Самотин И.Е. Влияние сегментации структуры на результаты компьютерного моделирования / Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных / Томск, 4–7 мая 2010 г. – С. 172–174.
107. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра// Технологии ЭМС. №4 (35). 2010. С. 31–34.
108. Самотин И.Е. Ослабление импульсных сигналов в модальных фильтрах с сильной лицевой связью// Доклады ТУСУРа. 2010. №2(22), ч. 2. С. 169–171.
109. Broyde F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F Broyde, E Clavelier // IEEE Transactions on circuits and systems. – February 2005. – Vol. 52, №2. – P.405–416.
110. You H., Soma M. Crosstalk Analysis of Interconnection Lines and Packages in High-Speed Integrated Circuits. IEEE Trans. on Circuits and Systems. No. 8. 1990. P. 1019–1026.
111. Мелкозеров А.О. Структурная оптимизация многокаскадного модального фильтра по двум критериям/ А.О. Мелкозеров, И.Е. Самотин, Р.И. Аширбакиев// Доклады ТУСУРа. 2010. №2(22), ч. 1. С. 70–72.
112. Решетников Ю.Е. Исследование влияния временных параметров импульса на распределение энергии в активной и пассивной линиях модального фильтра / Ю.Е. Решетников, И.Е. Самотин // Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных / Томск, 4–7 мая 2010 г. – С. 166–168.
113. Кузнецова–Таджибаева О.М. Варианты конструктивной реализации печатного модального фильтра / О.М. Кузнецова–Таджибаева, И.Е. Самотин // Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных / Томск, 4–7 мая 2010 г. – С. 153–155.
114. Кузнецова–Таджибаева О.М. Разработка конструкции и технологии изготовления макетов модальных фильтров для сети Fast Ethernet/ О.М. Кузнецова–Таджибаева, Л.Н. Жеребцова, В.В. Пospelov, Д.В. Дроздов, И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.В. Пономарев// Доклады ТУСУРа. 2010. №2(22), ч. 2. С. 164–168.
115. Заболоцкий А.М. Модальный фильтр с TVS-сборкой для защиты сети Fast Ethernet/ А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Е. Самотин// Доклады ТУСУРа. 2010. №2(22), ч. 2. С. 160–163.
116. A.R. Djordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar–Smiljanic, T.K. Sarkar Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality. IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.EMC–43, no.4, November 2001. P. 662–667.