

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

П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов

Новые подходы к совершенствованию  
электрических соединений  
бортовой аппаратуры  
космических аппаратов

Томск  
Издательство ТУСУРа  
2013

УДК 629.78.05:621.315.68

ББК 39.66

О-664

### **Рецензент**

**Беличенко В.П.**, д-р физ.-мат. наук, проф. Национального  
исследовательского Томского государственного университета

**Издание осуществлено в рамках реализации  
Программы стратегического развития ТУСУРа  
на 2012–2016 гг. и постановления Правительства РФ  
от 09.04.2010 № 218, договор от 12.02.2013 № 02.G25.31.0042**

### **Орлов П.Е.**

О-664 Новые подходы к совершенствованию электрических соединений бортовой аппаратуры космических аппаратов : моногр. / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 184 с.

ISBN 978-5-86889-641-5

Представлены новые подходы к обеспечению контроля, диагностики и электромагнитной совместимости электрических соединений бортовой аппаратуры космических аппаратов. Описано применение явлений, основанных на модальном искажении сигнала из-за разности задержек мод в линии передачи, для обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений. Предложена новая концепция создания датчиков, интегрированных в печатные платы, для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов. Продемонстрирован подход к уменьшению электромагнитного поля цепей с резервированием трасс, отличающийся учетом и компенсацией излучения от образованных контуров протекания прямых и обратных токов. Приведенные результаты могут использоваться для проектирования не только бортовой аппаратуры космических аппаратов, но и всего спектра радиоэлектронных средств.

Для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, студентов и аспирантов радиоэлектронных специальностей.

УДК 629.78.05:621.315.68

ББК 39.66

ISBN 978-5-86889-641-5

© Орлов П.Е., Газизов Т.Р., 2013

© Томск. гос. ун-т систем упр.  
и радиоэлектроники, 2013

## Список сокращений

БА	бортовая аппаратура
БПФ	быстрое преобразование Фурье
ГПК	гибкий печатный кабель
КА	космический аппарат
ММ	метод моментов
МПЛ	микрорословковая линия
МПЛП	многороводная линия передачи
МПП	многослойная печатная плата
ОБПФ	обратное быстрое преобразование Фурье
РН	ракета-носитель
СКИ	сверхкороткий импульс
СЛАУ	система линейных алгебраических уравнений
ЭДС	электродвижущая сила
ЭМ	электромагнитный
ЭМО	электромагнитная обстановка
ЭМС	электромагнитная совместимость
FDTD	finite difference time domain
FEM	finite element method
MoM	method of moments
PEEC	partial element equivalent circuit
RCS	radiation cross section
TLM	transmission line matrix

## Введение

Рост влияния радиоэлектронных средств (РЭС) на жизнь общества обуславливает все более высокие требования к ним. Данная тенденция ставит перед инженерами и учеными задачи разработки новых методов, обеспечивающих надежность, контроль и диагностику функционирования элементов РЭС, одним из наиболее распространенных компонентов которых являются электрические соединения. Особенно важным это становится при проектировании таких сложных систем, как космические аппараты (КА), поскольку необходимое увеличение срока активного существования КА на орбите до 15 лет требует повышения их надежности и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Сложная электромагнитная обстановка на орбите, переход на негерметичный корпус, высокая плотность монтажа и расширение спектра полезных сигналов приводят к необходимости жесткого ограничения эмиссии электромагнитного (ЭМ) поля бортовой аппаратуры (БА). К сожалению, традиционные методы (например, экранирование) вызывают ухудшение массогабаритных показателей КА. Для эффективных решений актуально применение систем электродинамического и квазистатического моделирования вследствие развития методов моделирования, вычислительной техники, а также определенных преимуществ моделирования перед экспериментом.

Данная книга посвящена исследованию применения модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений, а также обеспечению ЭМС бортовой аппаратуры КА.

В разделе 1 приведен обзор исследований модальных явлений в электрических соединениях. Рассмотрены работы, в которых продемонстрированы возможности модального разложения и последующего восстановления сигнала за счет различия задержек распространения его синфазной и дифференциальной мод в трехпроводных электрических соединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением, приведены необходимые условия для разложения, а также последующего восстановления.

Примечательно, что анализ исследований указывает на возможность практического применения модальных явлений для защиты от сверхкоротких импульсов (СКИ) и определения возможной причины низкой эффективности уже существующих защитных

приборов. Однако в приведенных исследованиях не рассматривается возможность использования модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений. Между тем модальные явления могут быть применены для этого. Анализ такой возможности посвящен раздел 2, в котором рассмотрено компьютерное моделирование распространения импульсного сигнала в отрезке микрополосковой линии из двух и трех проводников и теоретически обоснована реализация нового принципа зондирования многопроводных структур в условиях трудного доступа или плохой видимости. Поскольку сама возможность модального зондирования определяется разностью задержек мод в многопроводных структурах, то первым шагом в реализации технологии модального зондирования является вычисление разности погонных задержек мод для структур с реальными зондирующими проводниками, зондируемыми проводниками, диэлектрическим окружением. Однако из-за большого разнообразия реальных структур и сложности их моделирования естественно начать анализ с самых простых структур. Если полагать, что при модальном зондировании должно быть воздействие между двумя доступными проводниками, а обнаруживать надо один проводник, например за границей раздела воздух-диэлектрик, то при круглом поперечном сечении проводников получается трехпроводная структура с одной диэлектрической границей. Представлены результаты квазистатического моделирования таких структур, описывается использование модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных структур, приведены устройства на их основе.

Одной из проблем при использовании модальных явлений может стать относительно низкое значение разности задержек мод, поскольку оно приводит к неполному модальному разложению импульсного сигнала. Это требует увеличения разрешения импульсного сигнала, подвергшегося модальным искажениям, во временной и частотной областях. Рассмотрены вопросы, связанные с анализом сигналов в частотной области и их обработкой во временной области. Исследованы связи между разностью задержек мод и частотными характеристиками. Экспериментально подтверждены возможности реализации устройств обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных структур.

В результате анализа существующих методов обнаружения и диагностики электрических соединений выявлено, что они при всех достоинствах не могут полностью удовлетворить современные требования и имеют свои недостатки. Поэтому актуальна разработка новых методов, основанных на ранее не использованных физических явлениях, в том числе и на модальном разложении импульсных сигналов. Есть основания полагать, что модальное зондирование может найти свою нишу в проектировании и эксплуатации БА КА, поскольку там необходимы контроль и диагностика электрических соединений.

Рассматривая развитие стандартов по испытаниям ЭМС БА КА, следует отметить, что пристальное внимание в современных стандартах уделяется контролю кондуктивных и излучаемых эмиссий. Для эффективного решения этой задачи необходимо большое количество датчиков, к которым предъявляются жесткие требования: малая масса, высокая надежность и радиационная стойкость, широкополосность (для контроля помех от сверхкоротких импульсов, а также сверхвысоких частот), возможность отдельного контроля синфазной и дифференциальной помех, унификация. Датчики, применяемые в настоящее время в БА КА при летной эксплуатации, а особенно при наземных испытаниях, как правило, не отвечают совокупности перечисленных требований. Поэтому актуален поиск новых подходов. Новая концепция создания интегрированных датчиков электромагнитной обстановки (ЭМО) на основе трасс, расположенных в слоях печатных плат, применяемых в БА КА, представлена в разделе 3.

К определяющим факторам для излучаемых эмиссий относятся большие контуры протекания токов. Особенностью схемотехники и трассировки печатных плат БА КА является резервирование трасс: параллельное электрическое соединение от одной точки к другой двумя трассами, проведенными разными путями. При этом могут образовываться контуры токов большой площади. Ее минимизация улучшает ЭМО БА КА. Важно, что это достигается не за счет затратных мер (улучшения экранирования, введения дополнительных защитных устройств), а за счет (в случае уменьшения эмиссий) компенсации полей, создаваемых прямым и обратным токами. Между тем наличие не одного, а нескольких контуров тока, созданных трассами резервирования, делает нетривиальной задачей их проведения, минимизирующего излучаемые эмиссии в за-

данном месте в широком диапазоне частот. Дополнительную неопределенность вносит наличие проводящих структур, например металлического основания или корпуса. Поэтому для анализа контуров уместно применение компьютерного моделирования. Представлены результаты электродинамического моделирования контуров протекания прямого и обратного токов в цепях с резервированием трасс, показывающие возможность ослабления электромагнитного поля БА КА.

Из обзора исследований, посвященных методу моментов, особенностям использования систем моделирования для практических задач вычисления поля следует, что для них все шире применяются системы электродинамического и квазистатического моделирования. Каждый из подходов имеет свои сильные и слабые стороны и соответственно оптимальные области применения. Так, например, численное моделирование имеет огромное преимущество перед измерениями, поскольку физические параметры можно визуализировать в вычислительной модели, в то время как их невозможно увидеть в реальном мире. Однако при моделировании необходимо уделять особое внимание множеству нюансов его проведения. Поскольку в данной работе приведено много результатов квазистатического и электродинамического моделирования модальных явлений в многопроводных структурах, в разделе 4 исследуются его тонкости и выполняется проверка на тестовых структурах.

Авторы благодарны коллективу научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», в составе которого были получены результаты представленных исследований, а также проректору по научной работе ТУСУРа проф. А.А. Шелупанову за поддержку издания книги.

# 1. Обзор исследований по совершенствованию надежности, контроля и диагностики электрических соединений

## 1.1. Модальное разложение и восстановление сигнала в электрических соединениях

### 1.1.1. Разложение импульса в отрезках связанных линий

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 [1]. 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

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (1.1)$$

где  $\tau_{i(k)}$  — погонная задержка  $i(k)$ -й моды отрезка. Для пары связанных линий ( $N=2$ ) из (1.1) получается

$$t_{\Sigma} < l |\tau_2 - \tau_1|, \quad (1.2)$$

где  $\tau_1, \tau_2$  — погонные задержки синфазной и дифференциальной мод.

Таким образом, если на ближнем конце отрезка связанных линий между одним и общим проводником подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то на дальний конец отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (рис. 1.1), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка.

Уменьшение вдвое амплитуды импульса может быть использовано для защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи [2–4]. Каскадное соединение отрезков приведет к последовательному делению каждого импульса на два импульса в два раза меньшей амплитуды. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом в двух случаях: если разность за-

держек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого (последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 на рис. 1.2); если разность задержек мод у первого отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у второго (последовательность импульсов 1.1, 1.2, 2.1, 2.2 на рис. 1.3).

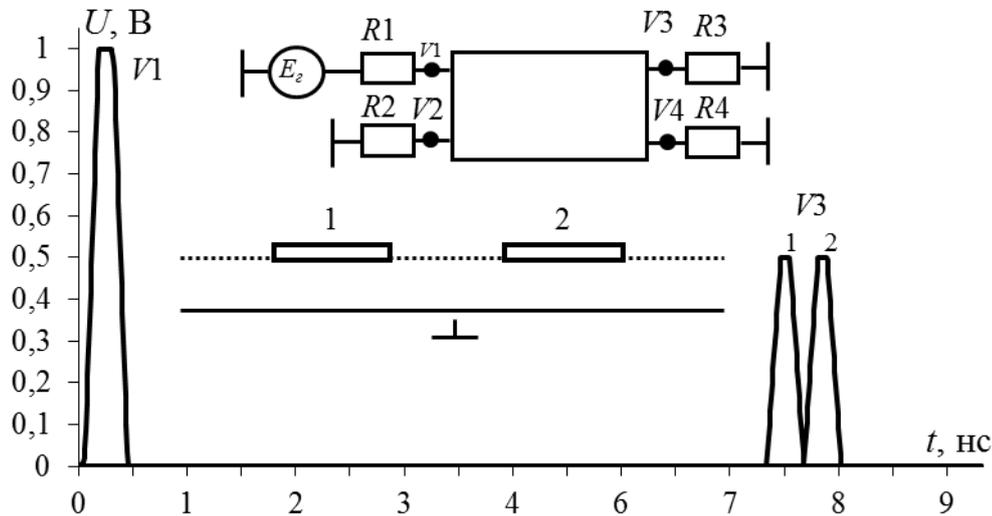


Рис. 1.1. Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Структуры на рис. 1.2 и 1.3 представляют собой, по существу, одну структуру, возбуждаемую импульсом с разных сторон. Однако это не оказывает значительного влияния на форму сигнала на дальнем конце.

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 рис. 1.3 включить отрезок с вдвое большей (чем у последующего) разностью задержек мод (рис. 1.4).

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

$$l_k = l(2^{k-1}), k = 1, \dots, n, \quad (1.3)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1). \quad (1.4)$$

Простые формулы (1.2)–(1.4) связывают число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами. Тип

линии не имеет принципиального значения; для получения приведенных результатов использовалась микрополосковая линия с параметрами, детально описанными в работах [5, 6].

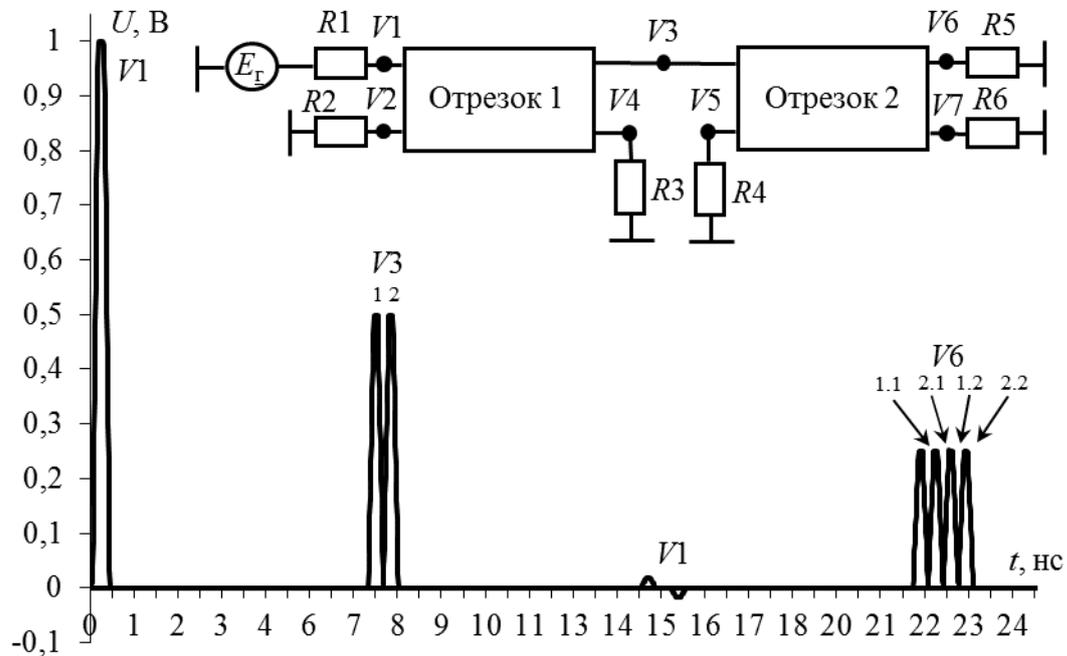


Рис. 1.2. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

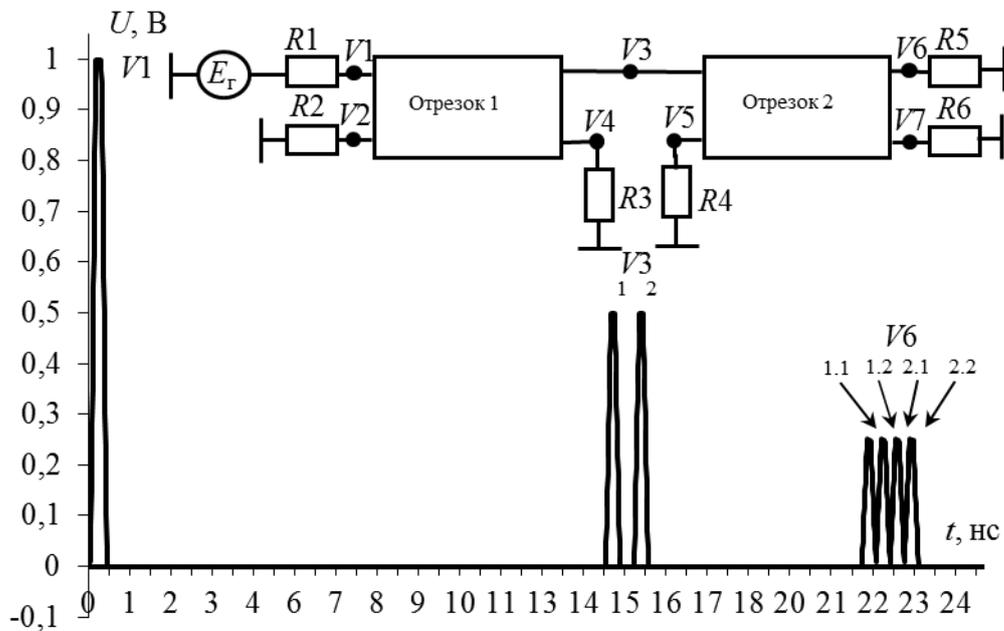


Рис. 1.3. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод у первого отрезка вдвое больше, чем у второго)

Для моделирования распространения импульса в структурах, представленных на рис. 1.1–1.4, 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, но это может быть даже полезным для защиты (один импульс той же амплитуды вместо нескольких).

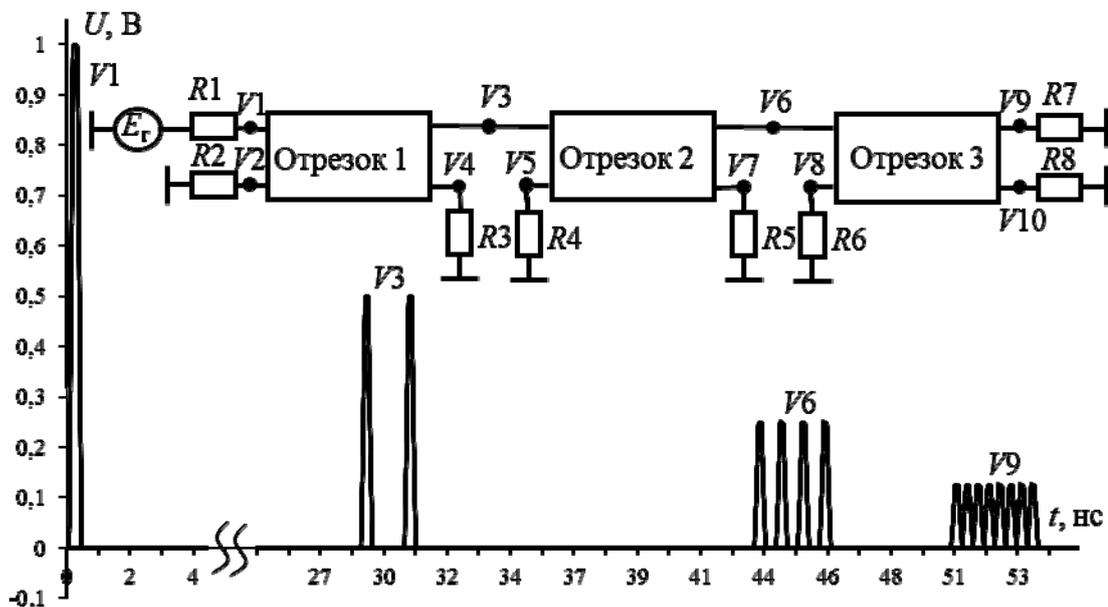


Рис. 1.4. Разложение импульса в трех отрезках связанных линий

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.

### 1.1.2. Разложение в кабельных структурах

Рассмотрим три варианта подключения к кабелю генератора импульса ЭДС в форме трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника [7]. Длина кабеля выбиралась из условия (1.1). Получены результаты моделирования отклика для кабелей АПУНП (табл. 1.1), ТРП-3×0,5 (табл. 1.2), RJ-12 (табл. 1.3), где  $\nu$  — номер варианта подключения; А — активный проводник, к которому

подключен генератор импульса; О — опорный проводник; П — пассивный проводник.

Из табл. 1.1 и 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.

Из табл. 1.3 следует, что к концу активного проводника для некоторых вариантов приходят два импульса, а для других — три. Полярность и амплитуды импульсов зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, и от коэффициентов отражений каждой моды. Для согласованного варианта при выполнении условия (1.1) амплитуды импульсов разложения можно вычислить с помощью выражения

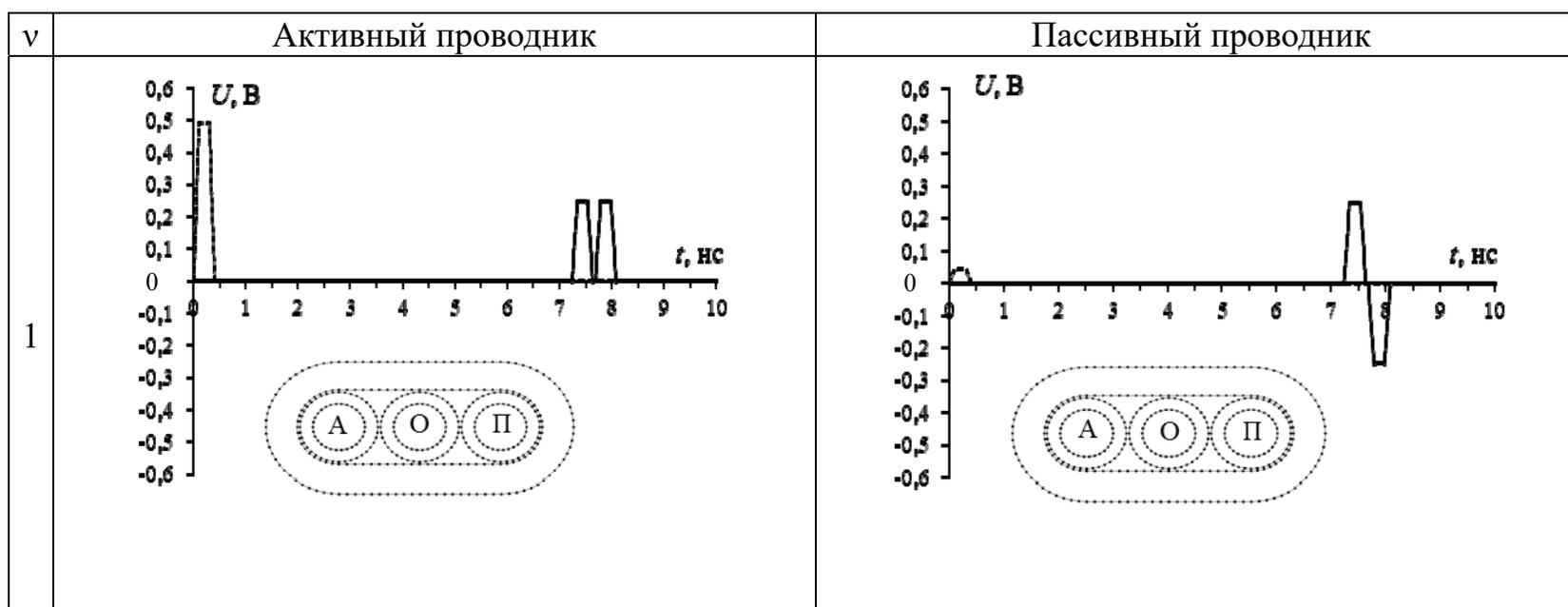
$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad \mathbf{V}_m = \frac{1}{2} \mathbf{S}_v^{-1} \mathbf{E}, \quad (1.5)$$

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

Для проверки формулы (1.5) 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). При сравнении значений амплитуд разложения из 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. Различие в вариантах 2 и 3 обусловлено разными значениями диагональных элементов матрицы  $\mathbf{Z}$ , 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 вариантов 2 и 3 значения амплитуд импульсов разложения совпадают со значениями из табл. 1.4.

Таблица 1.1

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



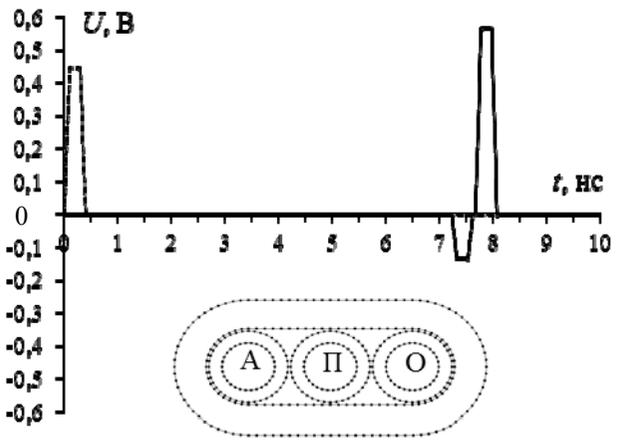
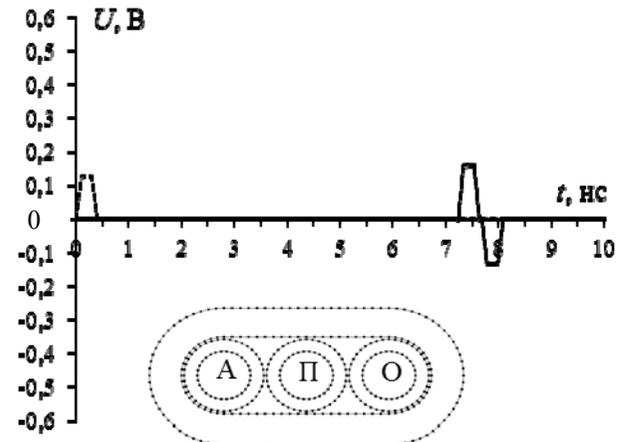
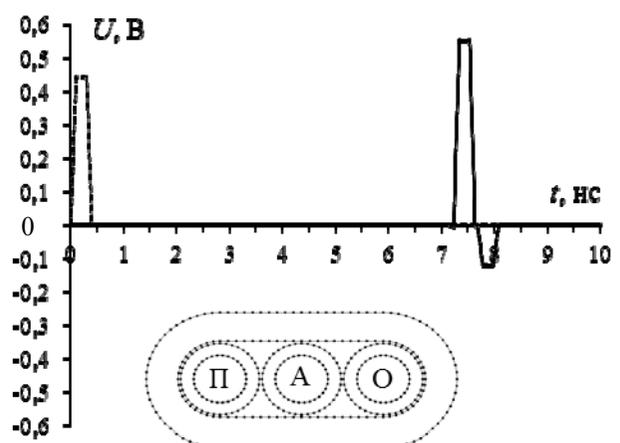
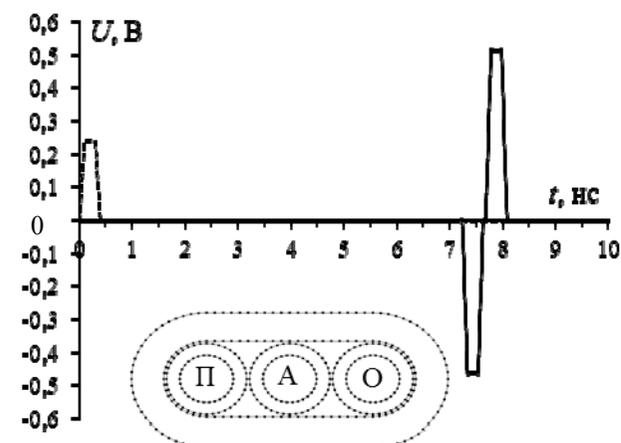
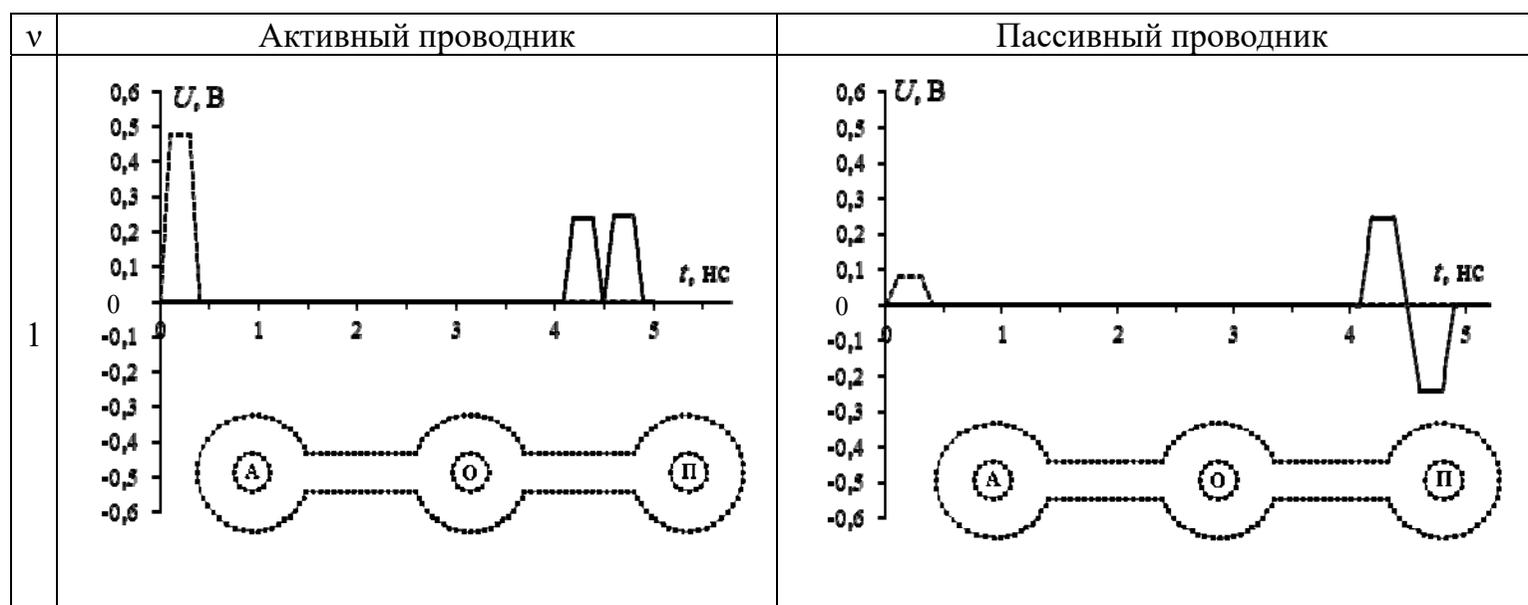
v	Активный проводник	Пассивный проводник
2	 <p>Graph showing voltage <math>U, В</math> versus time <math>t, нс</math> for an active conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 0,6. The x-axis ranges from 0 to 10. The graph shows a positive pulse at <math>t=0</math> and a positive pulse at <math>t=8</math>. Below the graph is a diagram of three conductors labeled А, П, and О.</p>	 <p>Graph showing voltage <math>U, В</math> versus time <math>t, нс</math> for a passive conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 0,6. The x-axis ranges from 0 to 10. The graph shows a positive pulse at <math>t=0</math> and a negative pulse at <math>t=8</math>. Below the graph is a diagram of three conductors labeled А, П, and О.</p>
3	 <p>Graph showing voltage <math>U, В</math> versus time <math>t, нс</math> for an active conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 0,6. The x-axis ranges from 0 to 10. The graph shows a positive pulse at <math>t=0</math> and a positive pulse at <math>t=8</math>. Below the graph is a diagram of three conductors labeled П, А, and О.</p>	 <p>Graph showing voltage <math>U, В</math> versus time <math>t, нс</math> for a passive conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 0,6. The x-axis ranges from 0 to 10. The graph shows a positive pulse at <math>t=0</math> and a negative pulse at <math>t=8</math>. Below the graph is a diagram of three conductors labeled П, А, and О.</p>

Таблица 1.2

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



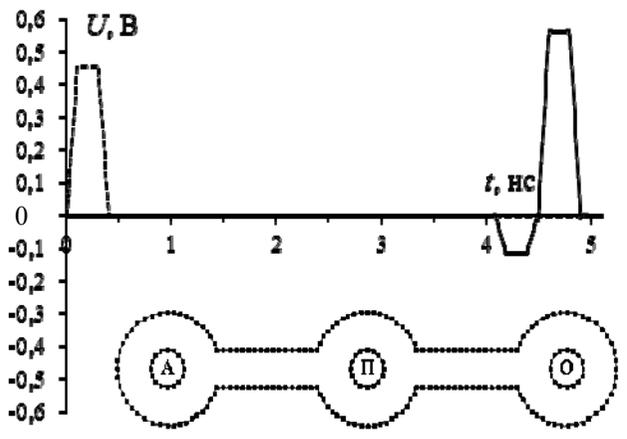
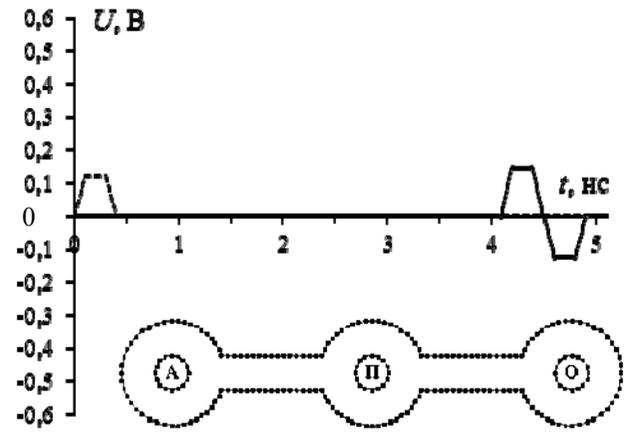
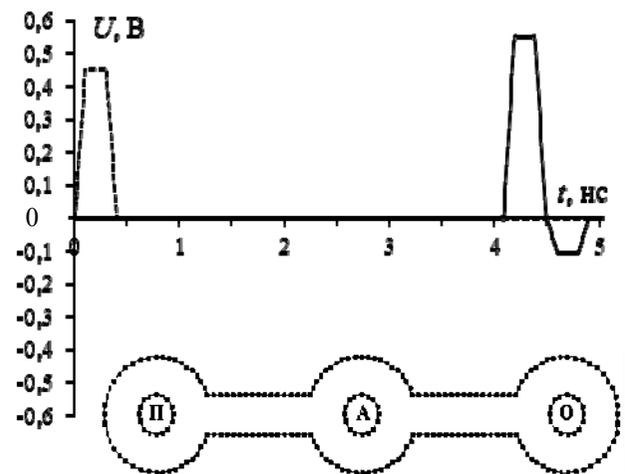
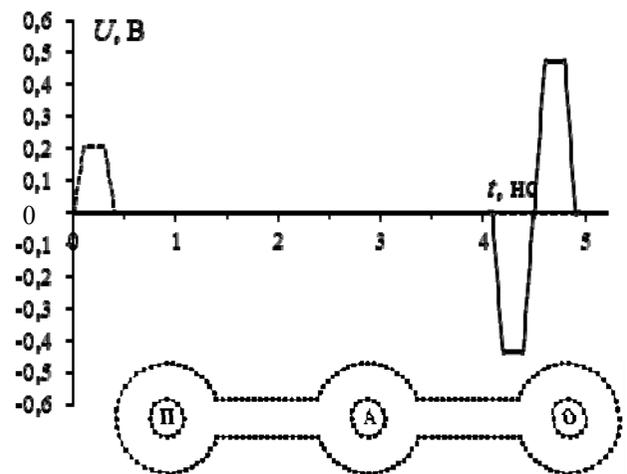
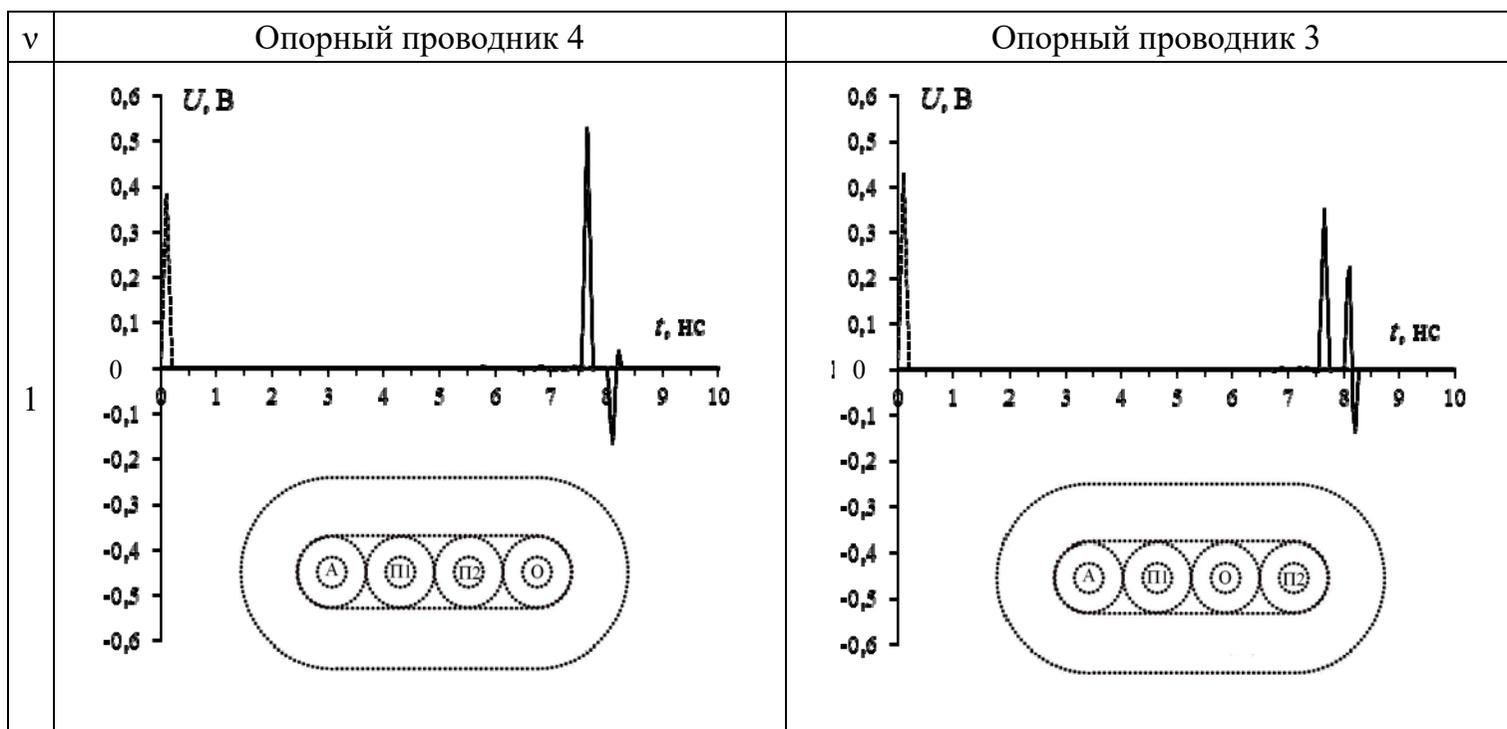
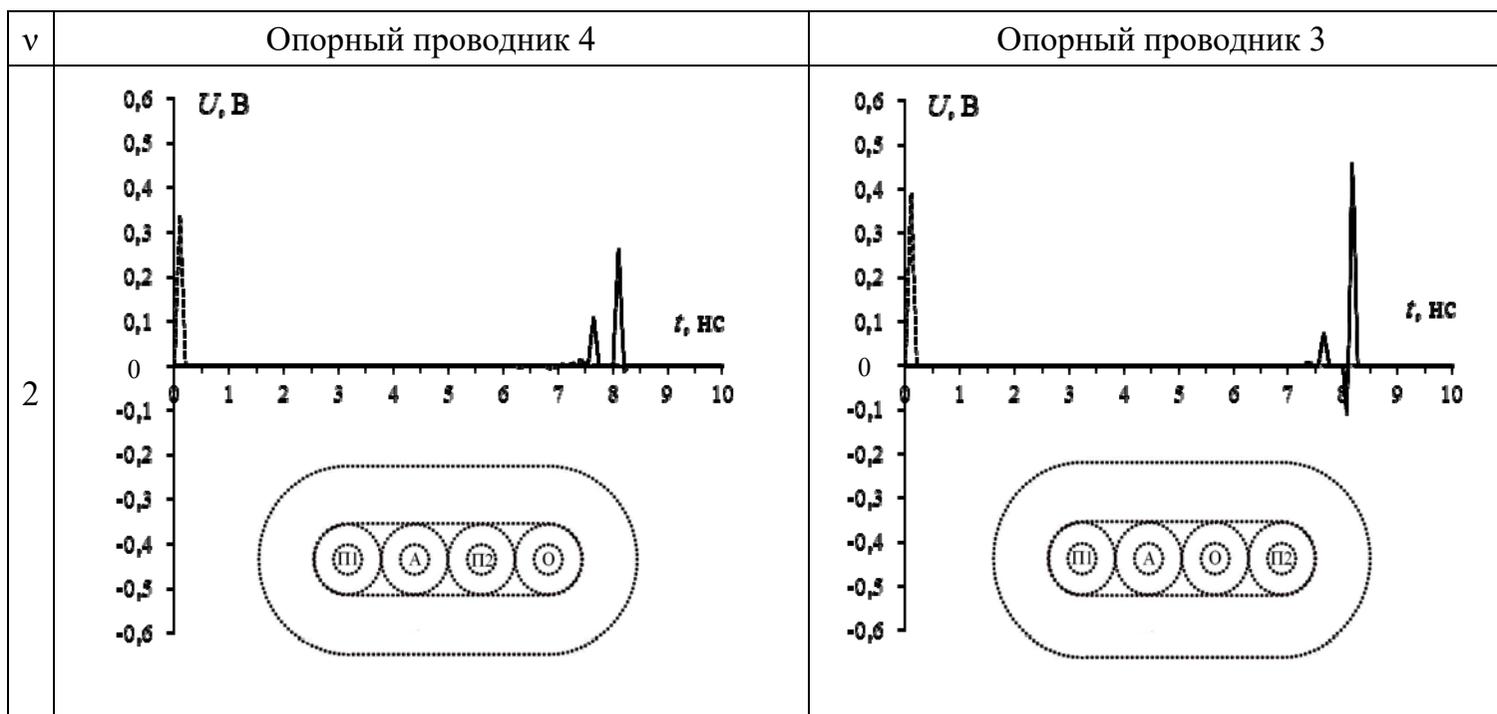
v	Активный проводник	Пассивный проводник
2		
3		

Таблица 1.3

Формы сигнала на ближнем (---) и 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)





Окончание табл.1.3

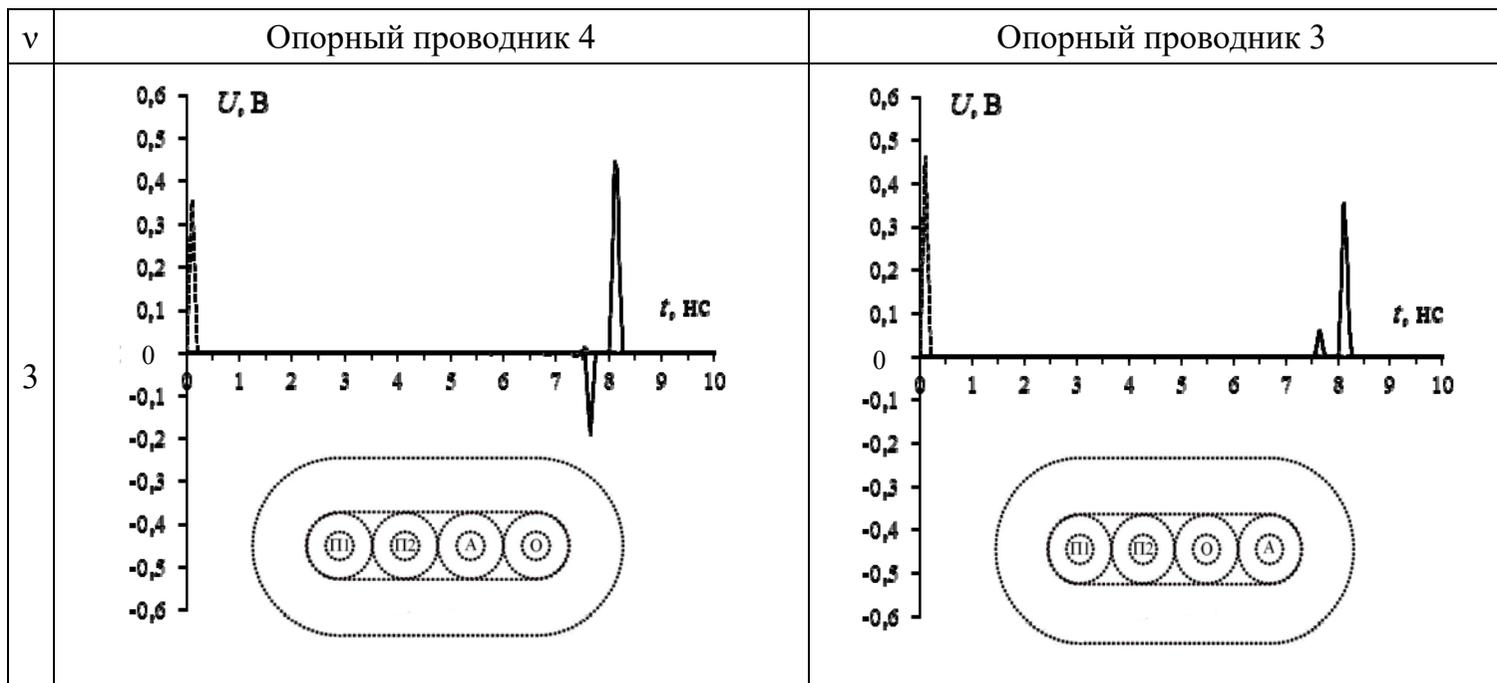


Таблица 1.4

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

$v \longrightarrow$		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

Результаты аналогичной проверки формулы (1.5), выполненные для кабеля RJ-12, приведены в табл. 1.6. Из нее 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 1.6, можно только для задержки  $\tau_1$ , значение которой минимально из трех значений погонных задержек. Полярность импульса совпадает, а амплитуды немного отличаются.

### 1.1.3. Разложение в печатных платах

Рассмотрим межсоединения помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП). Для ее связанных линий вычислены погонные задержки синфазной ( $\tau_1$ ) и дифференциальной ( $\tau_2$ ) мод, а также их разности  $\Delta\tau$ . Результаты приведены в табл. 1.7. Видно, что  $\Delta\tau$  для разных линий и параметров меняется от нуля до значительной величины 1,5 нс/м.

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

Следует отметить, что данное наблюдение справедливо для межсоединений и других печатных плат [9]. Так, в многослойной печатной плате разность погонных задержек мод для внутренних слоев близка к нулю из-за однородного диэлектрического заполнения полосковых линий.

Таблица 1.5

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

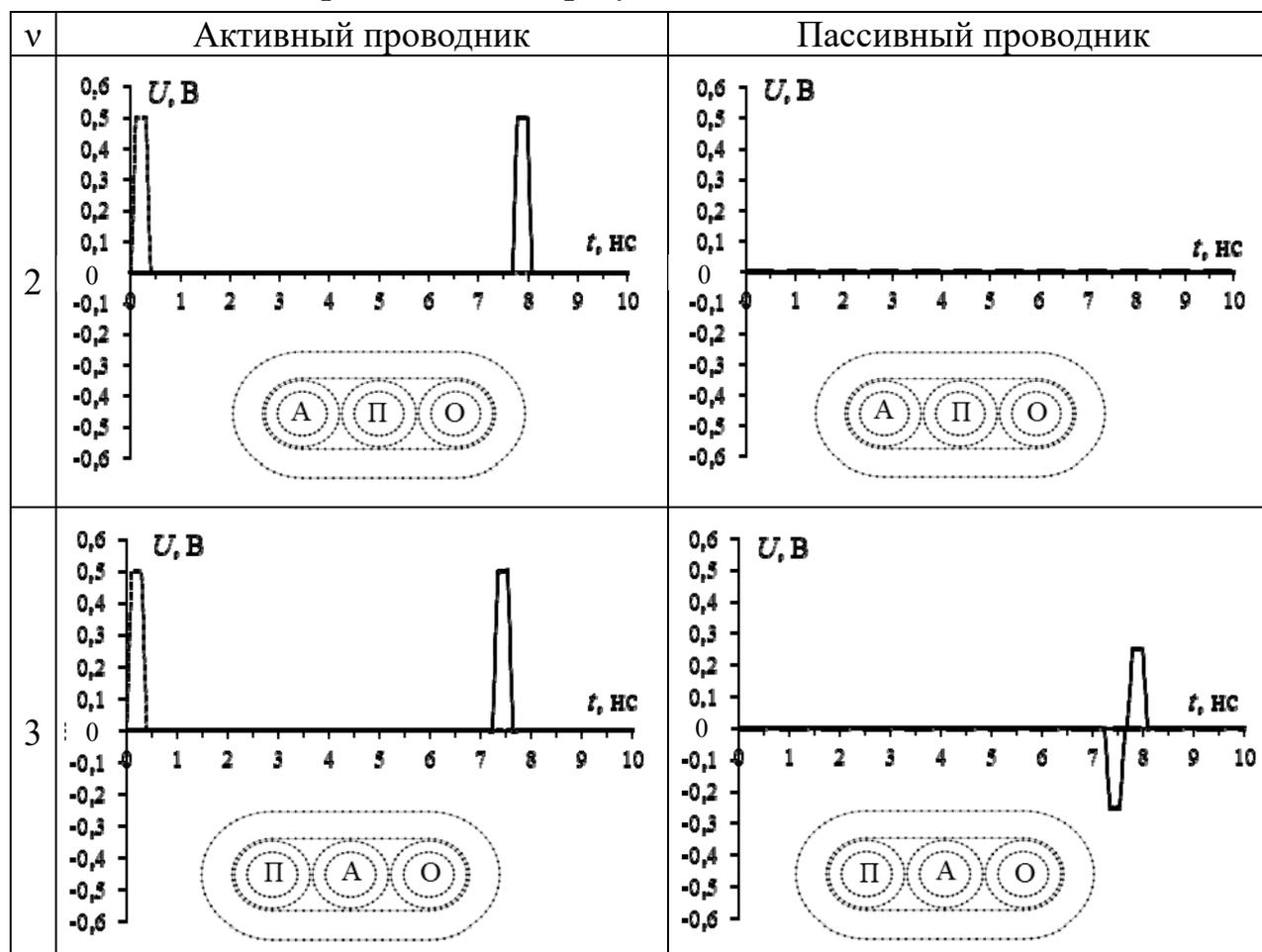


Таблица 1.6

## 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

Таблица 1.7

Погонные задержки мод и их разность (нс/м)  
для двухпроводных межсоединений ПТМП

Слои	$s+w$ , 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

Окончание табл. 1.7

Слои	$s+w$ , мм		ОПЛ			ППЛ			ОПЛ и ППЛ		
			$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\Delta\tau$
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

*Примечание:*  $s$  — расстояние между трассами;  $w$  — ширина трассы; ОПЛ — обращенная полосковая линия; ППЛ — подвешенная полосковая линия.

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 дает 0,6 нс/м. Таким образом, в печатных платах могут существовать скрытые и неиспользованные ресурсы модального разложения.

#### 1.1.4. Разложение в специальных полосковых структурах

Проведем анализ структуры (рис. 1.5), 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.

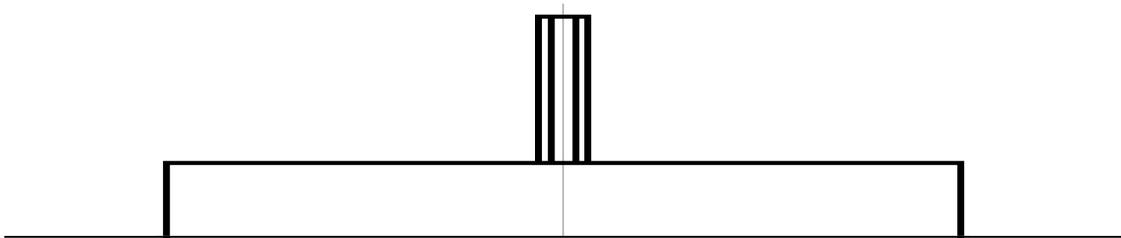
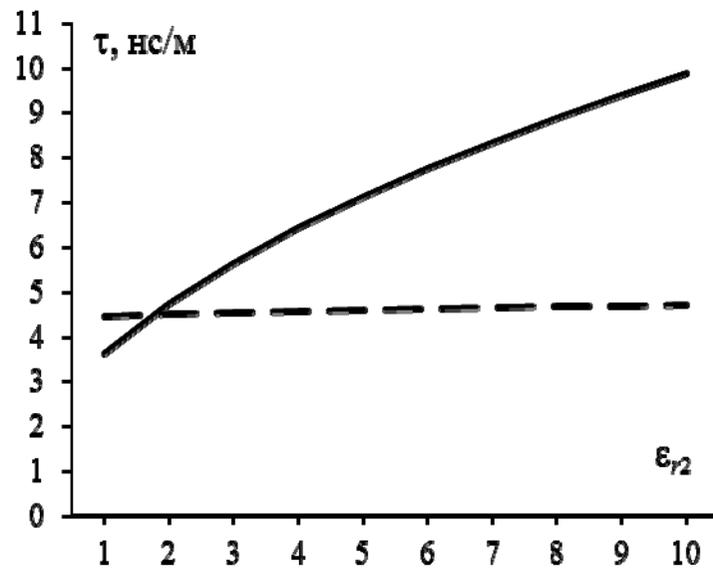
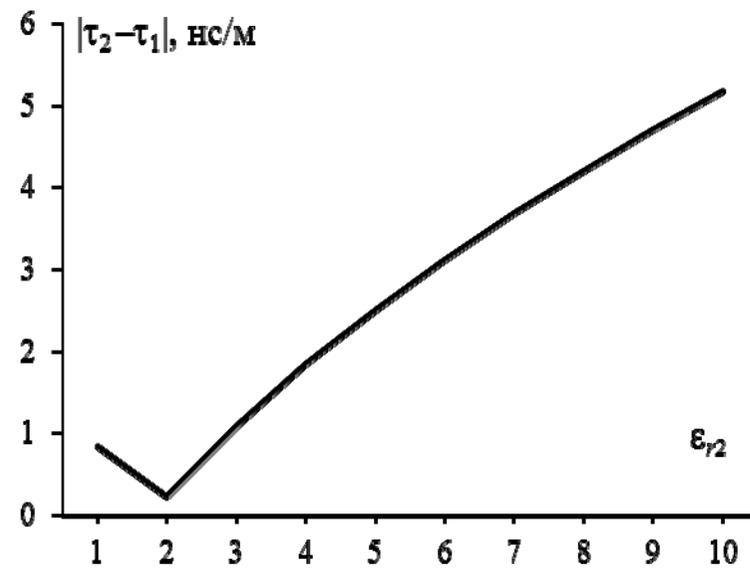


Рис. 1.5. Поперечное сечение специального компонента

Вычисленные зависимости значений погонных задержек мод и их разности от  $\epsilon_{r2}$  показаны на рис. 1.6. 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.



*a*



*б*

Рис. 1.6. Зависимость значений погонных задержек мод (*a*) и их разности (*б*) от диэлектрической проницаемости подложки (см. рис. 1.5)

### 1.1.5. Условия разложения и восстановления

Продемонстрируем на примерах многопроводных микрополосковых линий и силовых кабелей возможность разложения и восстановления импульса в различных структурах линий передачи [2–4] и необходимые условия этого явления. Покажем, что оно может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах и применяться в целях электромагнитного терроризма [2, 11–13].

Усугубление проблемы защиты возможно следующим способом [2, 3, 11, 13–17]. В зависимости от их параметров трехпроводные отрезки связанных линий могут быть как с  $\tau_e > \tau_o$ , так и с  $\tau_e < \tau_o$ . Тогда импульс с общей длительностью  $t_\Sigma$ , распространяющийся в структуре из двух таких отрезков, включенных последовательно, может полностью разложиться после отрезка 1 при условии

$$t_\Sigma < 1|\tau_e - \tau_o|, \quad (1.6)$$

и собраться в исходном виде в конце отрезка 2. Это будет при равенстве с обратным знаком разностей задержек синфазной и дифференциальной мод в этих отрезках, т.е. при условии

$$l_1(\tau_{1e} - \tau_{1o}) = -l_2(\tau_{2e} - \tau_{2o}) \quad (1.7)$$

(индексы 1 и 2 означают номер отрезка), или, иными словами, когда длительность импульса меньше разности задержек четной и нечетной мод в первом отрезке, которая полностью компенсируется во втором отрезке.

Выполнено компьютерное моделирование тестовой структуры из двух последовательно соединенных отрезков двух связанных линий. В качестве отрезка 1 взята обычная микрополосковая линия, в которой емкостная связь всегда меньше индуктивной, а в качестве отрезка 2 — микрополосковая линия с покрывающим диэлектрическим слоем, в которой емкостная связь может быть больше индуктивной. Это соответствует отрезкам с разными знаками разностей погонных задержек четной и нечетной мод. Линии полагаются без потерь и дисперсии и приблизительно согласованными в начале и конце структуры параллельными резисторами. Один проводник отрезка 1 возбуждается генератором импульса ЭДС в форме трапеции. Параметры импульса и длины отрезков

выбраны из условий (1.6) и (1.7). Схема тестовой структуры показана на рис. 1.7, а результаты моделирования — на рис. 1.8.

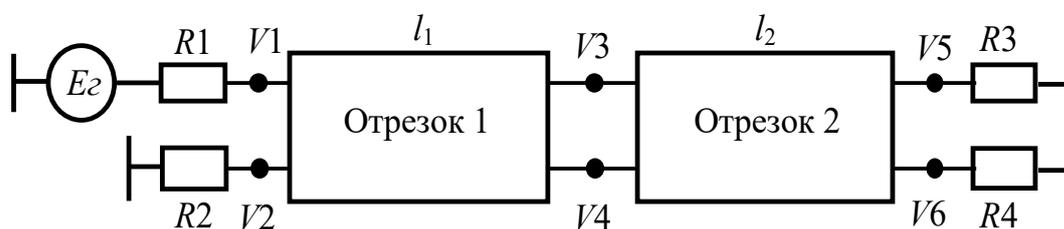


Рис. 1.7. Схема тестовой структуры

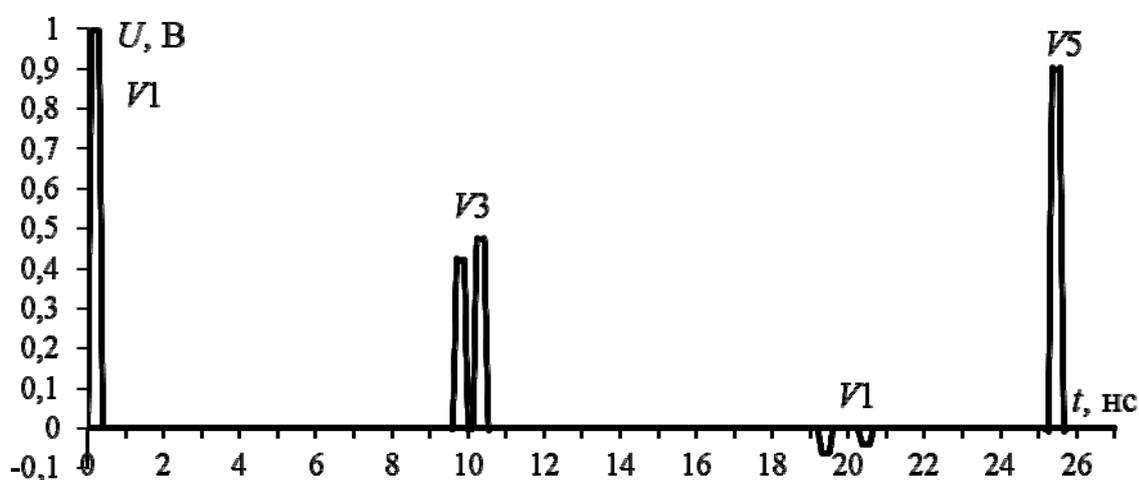


Рис. 1.8. Формы напряжения в активном проводнике структуры, представленной на рис. 1.7

Из рис. 1.8 видно, что один импульс в начале структуры разлагается на 2 импульса на стыке отрезков и собирается в 1 импульс в конце структуры. Известно применение подобных явлений для кодирования сигналов [18]. Однако здесь обращается внимание на возможность резкого снижения амплитуды импульса на стыке отрезков. Действительно, если на стыке включен между сигнальным и общим проводниками защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определенного напряжения на нем, то почти в 2 раза большее напряжение в начале структуры может оказаться на нагрузке в конце структуры, а защитный прибор не сработает. Следовательно, возможно опасное применение модальных искажений для вывода из строя аппаратуры преднамеренными кондуктивными воздействиями.

Таким образом, для  $n$  отрезков  $N$ -проводных межсоединений длиной  $l_j$  восстановление будет наиболее эффективным при одновременном приходе всех мод к концу структуры, т.е. при условии

$$\sum_{j=1}^n l_j \tau_{1j} = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{Nj}, \quad (1.8)$$

где  $\tau_{ij}$  — погонная задержка  $i$ -й моды  $j$ -го отрезка.

### 1.1.6. Разложение и восстановление в силовых кабелях

Исследованы модальные явления в широко применяемых силовых кабелях [13, 19–25] из трех одинаковых изолированных проводов в общей изолирующей оболочке, называемых далее круглым и плоским (рис. 1.9).

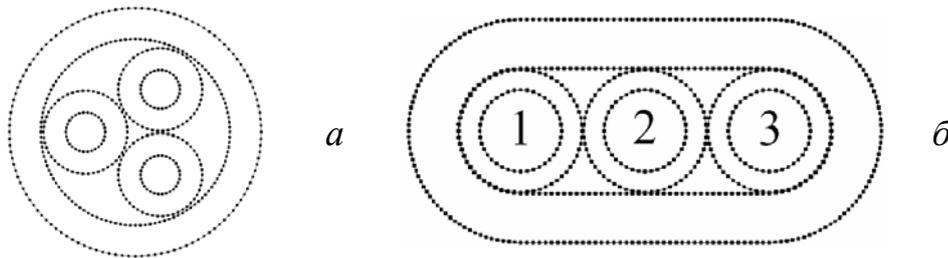


Рис. 1.9. Сечение кабелей:  $a$  – круглого;  $b$  – плоского

В круглом кабеле максимальная разность погонных задержек близка к нулю, а в плоском – может быть существенной. Для плоского кабеля различают два варианта опорного проводника: проводник 2 и проводник 3. Анализ плоского кабеля с реальными размерами (для диапазона значений  $\varepsilon_{r2} = 1; 1,25; \dots; 10,75$  оболочки кабеля при изоляции проводников с  $\varepsilon_{r1} = 2$ ) показал, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от  $\varepsilon_{r2}$  меняет знак, проходя через нуль (рис. 1.10).

Приведем структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля по рис. 1.9,  $b$ , параметры импульса:  $t_r = t_f = 50$  пс,  $t_d = 0$  пс (рис. 1.11). Если для отрезка 2  $\varepsilon_{r2} = 3$  (поливинилхлоридный пластикат), а для отрезка 1  $\varepsilon_{r2} = 7$ , то из условия восстановления импульса (1.8) получается  $l_1 = l_2 = 0,86$  м.

Результаты моделирования отклика для варианта 1 (проводник 2 опорный), когда импульс подается на проводник 1, показаны на рис. 1.12. Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры — полное восстановление.

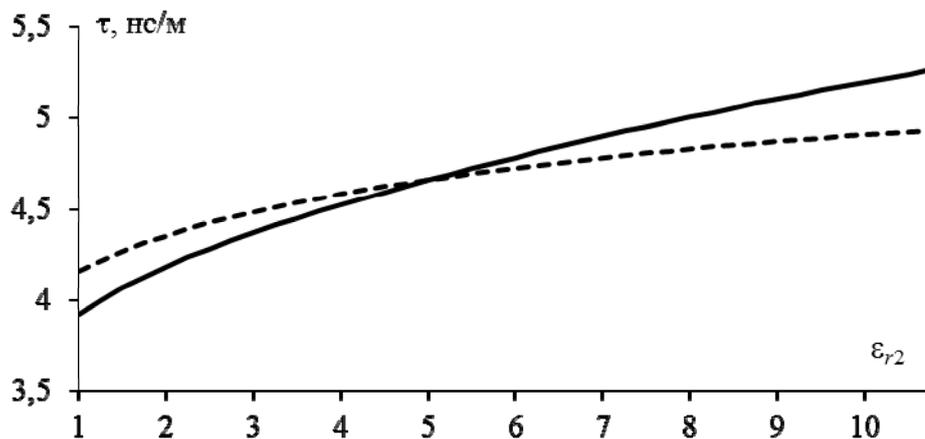


Рис. 1.10. Зависимости погонных задержек мод от  $\epsilon_{r2}$ :  $\tau_1$  (—),  $\tau_2$  (---)

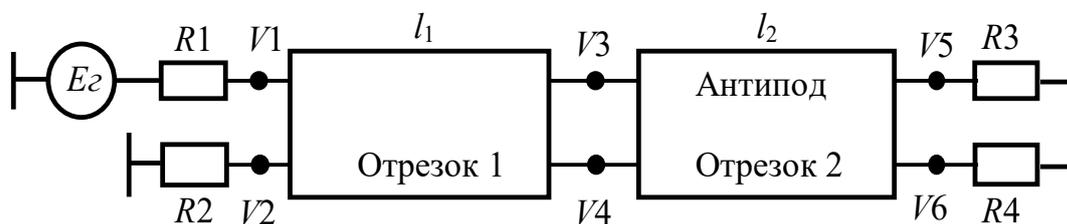


Рис. 1.11. Эквивалентная схема исследуемой структуры

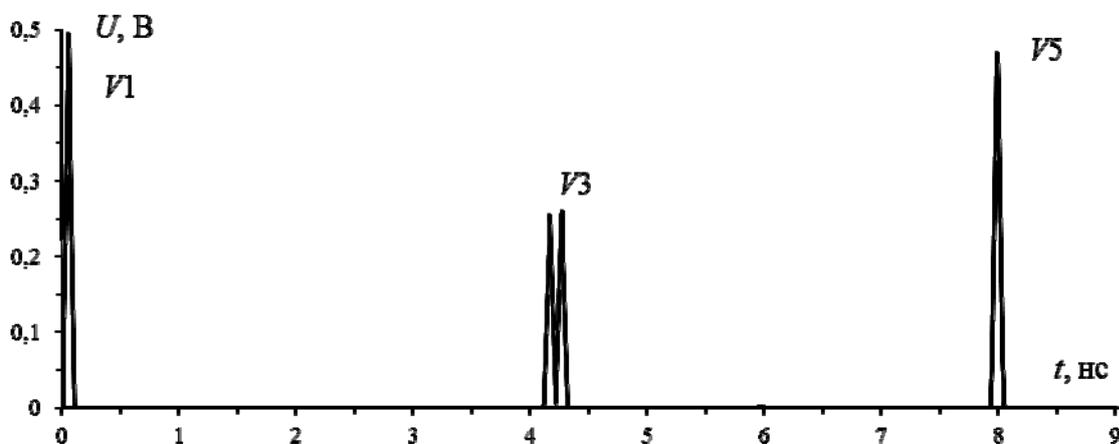


Рис. 1.12. Формы напряжений на активном проводнике 1 для варианта 1 (проводник 2 опорный)

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рис. 1.13); активен проводник 1 (рис. 1.14).

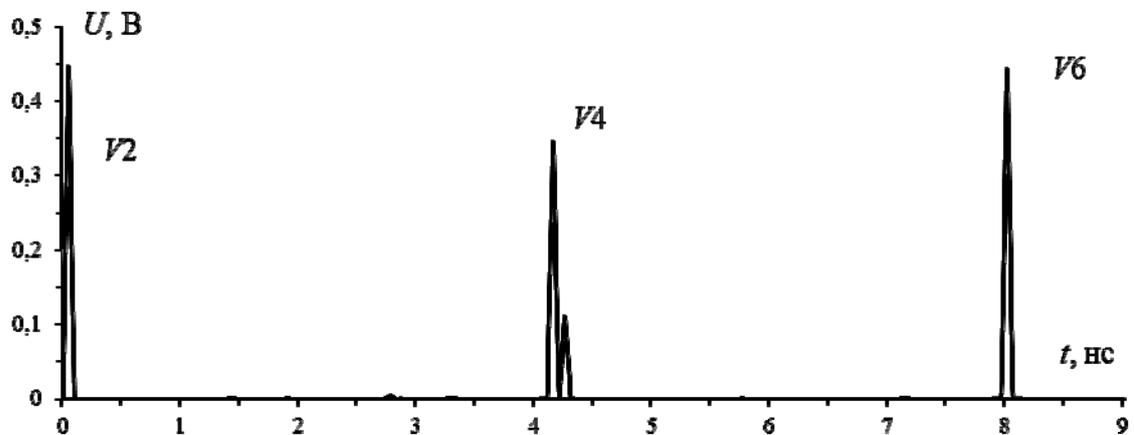


Рис. 1.13. Формы напряжения на активном проводнике 2 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

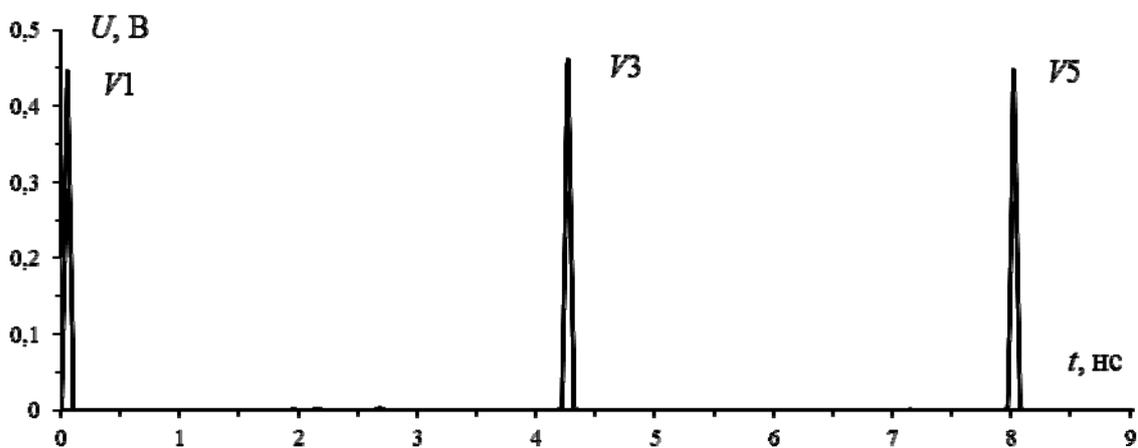


Рис. 1.14. Формы напряжения на активном проводнике 1 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

Из рис. 1.13 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рис. 1.14 разложение вовсе не происходит. Из этого следует, что аналитическое условие (1.1) является необходимым, но не достаточным для разложения импульса, поскольку оно может зависеть от воздействия на проводники. В подобных структурах амплитуды импульсов разложения зависят и от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, а также от согласования на концах и стыках структуры.

## 1.2. Методы обнаружения и диагностики многопроводных структур

### 1.2.1. Импульсная рефлектометрия

Метод импульсной рефлектометрии, называемый также методом отраженных импульсов или локационным методом, базируется на распространении импульсных сигналов в двух- и многопроводных соединениях [26–29]. Приборы, реализующие указанный метод, называются импульсными рефлектометрами.

Сущность метода импульсной рефлектометрии:

- 1) зондирование соединений (двухпроводной линии) импульсами напряжения;
- 2) прием импульсов, отраженных от места повреждения и неоднородностей волнового сопротивления;
- 3) выделение отражений от места повреждения и неоднородностей на фоне помех;
- 4) определение расстояния до повреждения по временной задержке отраженного импульса относительно зондирующего.

Структурная схема импульсного рефлектометра приведена на рис. 1.15.

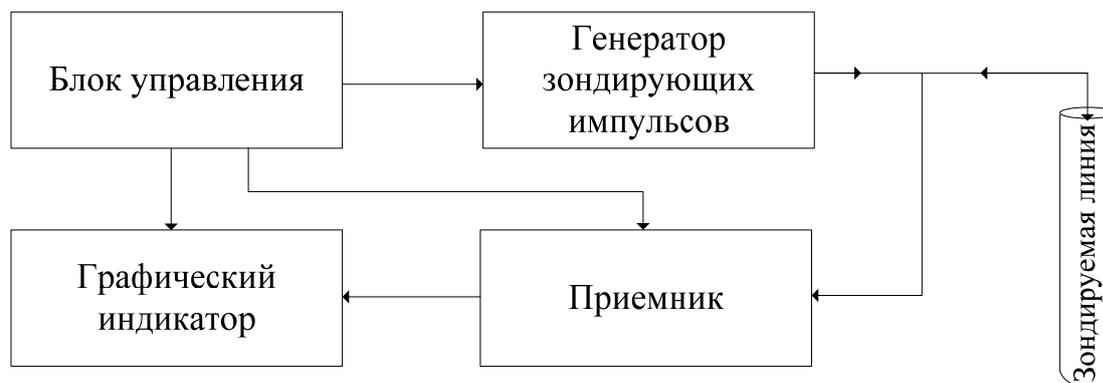


Рис. 1.15. Структурная схема импульсного рефлектометра

С генератора импульсов зондирующие импульсы подаются в линию. Отраженные импульсы поступают с линии в приемник, в котором над ними производятся необходимые преобразования. С выхода приемника преобразованные сигналы поступают на графический индикатор. Все блоки импульсного рефлектометра функционируют по сигналам блока управления. На графическом

индикаторе рефлектометра воспроизводится рефлектограмма линии — реакция линии на зондирующий импульс.

Импульсная рефлектометрия базируется на физическом свойстве бесконечно длинной однородной линии, согласно которому отношение между напряжением и током введенной в линию электромагнитной волны одинаково в любой точке линии и определяется как

$$W = U/I. \quad (1.9)$$

Соотношение имеет размерность сопротивления и называется волновым сопротивлением линии. При использовании метода импульсной рефлектометрии в линию посылают зондирующий импульс и измеряют интервал  $t_x$  — время двойного пробега этого импульса до неоднородности волнового сопротивления. Расстояние до места неоднородности рассчитывают по выражению

$$L_x = t_x V / 2, \quad (1.10)$$

где  $V$  — скорость распространения импульса в линии.

Отношение амплитуды отраженного импульса  $U_o$  к амплитуде зондирующего импульса  $U_3$  обозначают коэффициентом отражения  $K_{отр}$ :

$$K_{отр} = U_o / U_3 = (W_1 - W) / (W_1 + W), \quad (1.11)$$

где  $W$  — волновое сопротивление линии до места неоднородности;  $W_1$  — волновое сопротивление линии в месте неоднородности.

Отраженный сигнал появляется в тех местах линии, где волновое сопротивление отклоняется от своего среднего значения. Если выходное сопротивление импульсного рефлектометра отличается от волнового сопротивления измеряемой линии, то в месте подключения рефлектометра к линии возникают переотражения.

Импульсный сигнал распространяется в линии с определенной скоростью, которая зависит от типа диэлектрика и определяется как

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}}, \quad (1.12)$$

где  $c$  — скорость света в вакууме;  $\epsilon_{re}$  — эффективная относительная диэлектрическая проницаемость среды.

### 1.2.2. Метод колебательного разряда

Данный метод применяется для определения расстояния до места повреждения в кабелях при замыканиях, носящих характер заплывающего пробоя (пробой изоляции, создавшийся под воздействием тепла, которое образовалось в результате электрического пробоя) [30]. Сущность метода заключается в том, что при пробое кабеля возникает разряд, носящий характер затухающих колебаний с периодом  $T$ . Измеряя период свободных колебаний, можно определить расстояние до места повреждения кабеля

$$L_x = VT/4, \quad (1.13)$$

где  $V$  — скорость распространения волны свободных колебаний, равная  $(160 \pm 1)$  м/мкс для кабелей напряжением 3–35 кВ.

Характер изменения напряжения колебательного процесса, фиксируемый на зажимах кабеля, представлен на рис. 1.16.

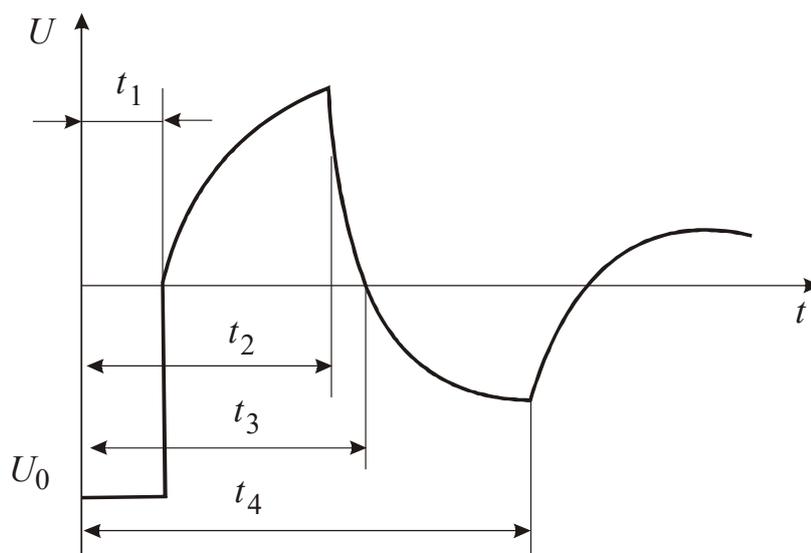


Рис. 1.16. Напряжение колебательного процесса при пробое кабеля

При измерении на поврежденную жилу кабеля подается высокое напряжение  $U_z$  отрицательной полярности. В момент пробоя в месте повреждения возникает равная по величине, но противоположная по знаку волна напряжения, которая распространяется к концам кабеля. Через время  $t_1 = L_x/V$  после пробоя волна достигает конца кабеля.

Полярность напряжения на измеряемом конце кабеля меняется на положительную.

Волна, отражаясь от конца кабеля без изменения полярности, уходит к месту повреждения, которого достигает через время  $t_2 = 2L_x/V$  с момента пробоя. Вновь отражаясь, но уже с изменением полярности, волна к моменту времени  $t_3 = 3L_x/V$  достигает конца кабеля, изменяя полярность напряжения на измеряемом конце на отрицательную. Ко времени  $t_4 = 4L_x/V$  волна возвращается к месту повреждения и первый период колебания завершается. Таким образом, время двойного пробега волны  $t_3 - t_1 = 2L_x/V$  можно определить по изменению полярности напряжения на измеряемом конце кабеля. В момент времени  $t_1$  отрицательная полярность меняется на положительную, при  $t_3$  — положительная на отрицательную.

По изложенному принципу работают приборы ЭМКС-58М, Щ4120, ЦР0200. Схема включения последнего прибора представлена на рис. 1.17, где цифрами условно обозначены:

- 1 — провод высокого напряжения;
- 2 — высоковольтная выпрямительная установка;
- 3 — зарядное сопротивление;
- 4 — контур заземления подстанции;
- 5 — цепи заземления прибора ЦР0200;
- 6 — заземление высоковольтной выпрямительной установки;
- 7 — прибор ЦР0200;
- 8 — присоединительное устройство (делитель напряжения);
- 9 — соединительный кабель;
- 10 — поврежденный кабель.

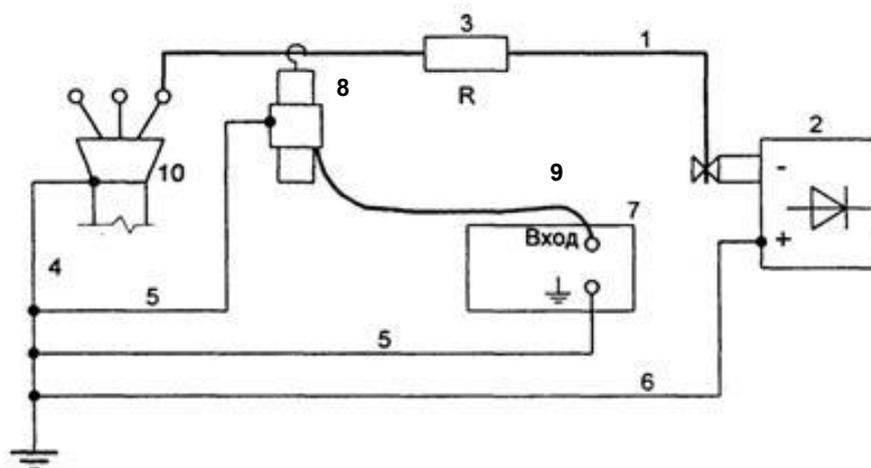


Рис. 1.17. Схема включения прибора ЦР0200 при измерении расстояния до места повреждения кабеля

Расстояние до места повреждения в кабеле определяется прибором ЦР0200 автоматически с выводом результата измерения на отсчетное устройство. При использовании прибора необходимо выполнить ряд требований, позволяющих добиться максимальной точности измерения. В частности, высоковольтная выпрямительная установка должна иметь заземленный плюс, т.е. создавать на кабеле заряд отрицательной полярности по отношению к земле. Несоблюдение полярности выпрямительной установки не обеспечивает правильности измерений. Цепи заземления должны быть по возможности короткими по отношению к заземленной муфте концевой разделки кабеля. Провода заземления не должны иметь витков, создающих индуктивное сопротивление. Присоединительное устройство необходимо устанавливать по возможности ближе к зажимам кабеля так, чтобы соединительный провод между кабелем и присоединительным устройством был не более 3 м. Зарядное сопротивление должно быть расположено непосредственно у места подключения присоединительного устройства. Свободные жилы кабеля необходимо изолировать от земли.

Указанные выше приборы позволяют с точностью до +5 % определять расстояние до места повреждения кабеля и их применение является наиболее эффективным при заплывающих пробоях. Порядок проведения измерений приборами подробно излагается в заводских инструкциях.

### 1.2.3. Метод петли

Этот метод основан на измерении сопротивлений при помощи моста постоянного тока [31]. Применение метода возможно при повреждении одной или двух жил кабеля и наличии одной неповрежденной жилы. При повреждении трех жил можно использовать жилу рядом проложенного кабеля. Для этого поврежденную жилу накоротко соединяют с целой с одной стороны кабеля, образуя петлю. К противоположным концам жил присоединяют регулируемые сопротивления моста.

Равновесие моста достигается при условии

$$R_1/R_2 = L_x/L + (L - L_x). \quad (1.14)$$

Так как сопротивление жилы прямо пропорционально ее длине, то

$$L_x = 2L R_1/(R_1 + R_2), \quad (1.15)$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — регулируемые сопротивления моста, Ом;  $L$  — длина трассы, м;  $L_x$  — расстояние до точки повреждения, м.

К недостаткам этого метода следует отнести большие затраты времени на измерение, невысокую точность измерения, необходимость установки закороток. Поэтому петлевой метод сейчас вытесняется импульсным методом и методом колебательного разряда.

#### 1.2.4. Акустический метод

Сущность акустического метода состоит в создании в месте повреждения искрового разряда и прослушивании на трассе вызванных этим разрядом звуковых колебаний, возникающих над местом повреждения [31, 32]. Его применяют для обнаружения на трассе всех видов повреждений с условием, что в месте повреждения может быть создан электрический разряд. Для возникновения устойчивого искрового разряда необходимо, чтобы величина переходного сопротивления в месте повреждения превышала 40 Ом.

Для реализации акустического метода используется генератор мощных ударных импульсов и акустический приемник (рис. 1.18).

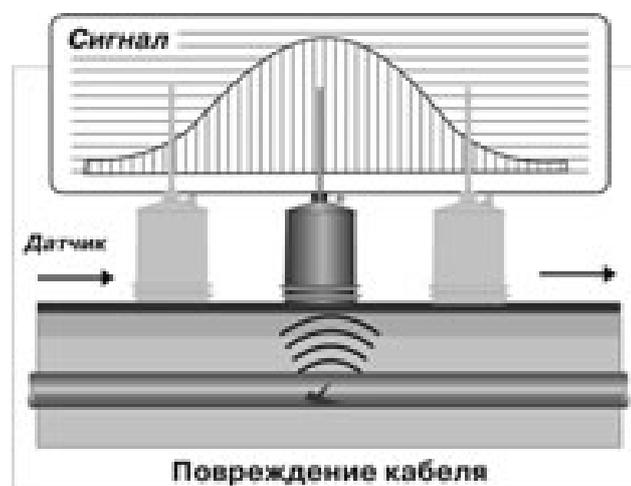


Рис. 1.18. Поиск места повреждения силового кабеля акустическим методом

Генератор ударных импульсов представляет собой совокупность специального высоковольтного конденсатора и разрядника. Конденсатор подключается к силовой кабельной линии через разрядник. При срабатывании разрядника все напряжение с заряженного конденсатора оказывается мгновенно приложенным к кабельной линии. В кабельной линии возникает электромагнитная волна,

которая распространяется по линии и, достигнув обрыва кабеля, вызывает пробой в этом месте. Пробой сопровождается звуковым сигналом (щелчком), по месту нахождения которого и определяется точка обрыва. Обычно разряд конденсатора производится периодически (раз в несколько секунд), поэтому и пробой повторяется с той же периодичностью.

Для улавливания сигнала от пробоя служит акустический приемник со специальным акустическим датчиком, например типа «краб». Такой датчик «чувствует» акустический сигнал под землей. По максимальной интенсивности звукового сигнала находится место обрыва кабельной линии.

На практике часто используются приемники, которые имеют не только канал приема акустических сигналов с акустическим датчиком, но и канал приема электромагнитных сигналов с соответствующим датчиком. Наличие двух каналов позволяет ускорить нахождение места повреждения.

Работает двухканальный приемник следующим образом. Момент пробоя сопровождается не только звуковым сигналом, но и электромагнитным импульсом. Звуковой сигнал распространяется от места пробоя во все стороны со скоростью звука, а электромагнитная волна — со скоростью, близкой к скорости света. Поэтому на приемник будет приходиться сначала электромагнитный импульс, а затем акустический сигнал. Чем ближе приемник находится к месту пробоя, тем меньше задержка между приходом электромагнитного и акустического сигналов. Указанная зависимость линейная, на приемнике в цифровом виде индицируется расстояние до места пробоя. При поиске места пробоя задача измерителя — найти место, где эта разность минимальна.

### **1.2.5. Индукционный метод**

Индукционный метод может быть реализован в двух вариантах: активном и пассивном [33].

**Активный индукционный метод** требует использования индукционного комплекта, состоящего из двух частей: индукционного генератора и индукционного приемника. Индукционный генератор может иметь синусоидальный выходной сигнал или сигнал в виде меандра и подключается к кабельной линии. За счет протекания переменного тока вокруг кабельной линии образуется переменное магнитное поле.

Перемещаясь над кабельной линией со специальным индукционным приемником, оснащенным поисковой катушкой, можно определить трассу прохождения кабельной линии, глубину залегания кабельной линии и точное место обрыва или короткого замыкания в ней.

В зависимости от задачи (определение трассы, точного места короткого замыкания или места обрыва кабельной линии) могут использоваться частоты индукционного генератора, а значит и принимаемые частоты приемника, в пределах от 480 до 10000 Гц. Для уменьшения влияния промышленной сети на чувствительность приемника обычно выбирается рабочая частота, не кратная 50 (60) Гц (в зависимости от частоты сети).

В зависимости от типа кабельной линии, на которой выполняются работы, глубины ее залегания, питания от сети или аккумуляторов генераторы могут иметь выходную мощность от единиц до нескольких сотен ватт. Индукционные приемники существуют как простые, содержащие усилитель и поисковую катушку, так и сложные, имеющие несколько катушек, указатель нахождения над трассой кабеля и цифровую индикацию глубины залегания кабельной линии.

При **пассивном индукционном методе** достаточно использовать только индукционный приемник. При этом приемник должен принимать магнитное поле от работающего кабеля на частоте 50–60 Гц.

Таким образом, рассмотренные методы имеют свои особенности применения и недостатки. В частности, они не могут охватить весь спектр задач обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных структур. Некоторые из них применимы только в частных случаях, требуют значительного времени или не обеспечивают необходимую точность. По существу, само наличие множества методов обнаружения, идентификации и диагностики показывает отсутствие среди них одного универсального и эффективного. Это приводит к необходимости поиска и создания новых методов, в том числе основанных на не использованных ранее физических явлениях.

### **1.3. Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов**

Рассмотрим материалы показательного научного доклада известного американского специалиста по ЭМС космической аппаратуры Р. Брюера [34]. Представленные в нем подходы, графики, цифры и рекомендации показывают актуальность обеспечения ЭМС БА КА. При подготовке доклада использованы источники [35–48].

За последние десятилетия космических полетов радиочастотная обстановка сильно изменилась, но большая часть оборудования авионики ракетносителя по-прежнему соответствует старым стандартам. Несмотря на то что компоненты, которые применяются в оборудовании, отличаются маркой, их функция остается той же и это используется в качестве аргумента в пользу того, что новое оборудование аналогично прежнему. Эти компоненты и оборудование на самом деле претерпели сильные изменения, но требования к ракетам-носителям (РН)/КА не выдержали темпа изменений, что привело к росту проблем, связанных с ЭМС.

В рассматриваемой работе сравниваются требования к излучениям для КА в применяемых стандартах MIL-STD-461C и MIL-STD-461E, приводятся примеры зависимости уровней излучения от РЧ-обстановки и показывается необходимость проектирования КА, удовлетворяющих современным требованиям. Многие из изменений в MIL-STD-461 касаются требований к испытаниям на кондуктивные помехи, которые появляются в результате выбросов по цепям питания и других переходных процессов. Следует отметить, что отечественные исследователи также уделяют внимание проблемам обеспечения ЭМС БА КА [49, 50].

Несмотря на то что первые зафиксированные случаи проблем ЭМС были отмечены в конце XIX века, Федеральная радиокomisсия начала регулировать АМ-радио (основной электронный прибор того времени) в 1927 г., и появился контроль за индустрией коммерческого радиовещания. Этот контроль был пересмотрен в Акте телекоммуникаций 1933 г., и в 1934 г. в армии США вышел стандарт SCL-49, озаглавленный «Электрическое экранирование и источники питания радио на транспортных средствах». Разработка новых электронных приборов привела к изменениям в РЧ-обста-

новке. Эти изменения сопровождались принятием новых стандартов, и, наконец, в январе 1958 г. с запуском Эксплорера I началась космическая эра.

Требования ЭМС для оборудования первых ракет были основаны на MIL-I-6181 (1953) и MIL-STD-826 (1964), ставших основополагающими документами для MIL-STD-461 (1967). Из-за изменения РЧ-обстановки этот стандарт пересматривался, и MIL-STD-461C 1986 г., который используется для РН сегодня, несравним с MIL-STD-461E 1999 г., которому уже более 20 лет. Сравнение требований к излучению в MIL-STD-461 вместе с требованиями к системам из MIL-STD-1541B показано на рис. 1.19. Одним из самых значительных было изменение уровней восприимчивости к излучениям. Со времени создания стандарта MIL-STD-461 уровни восприимчивости возросли на 46 дБ, причем рост на 32 дБ произошел с выходом MIL-STD-461C. Каждый следующий пересмотр стандарта MIL-STD-461 увеличивал уровни восприимчивости к излучениям (RS — radiated susceptibility) при уменьшении уровней излучаемых эмиссий (RE — radiated emission), тем самым отражая реальное состояние РЧ-обстановки.

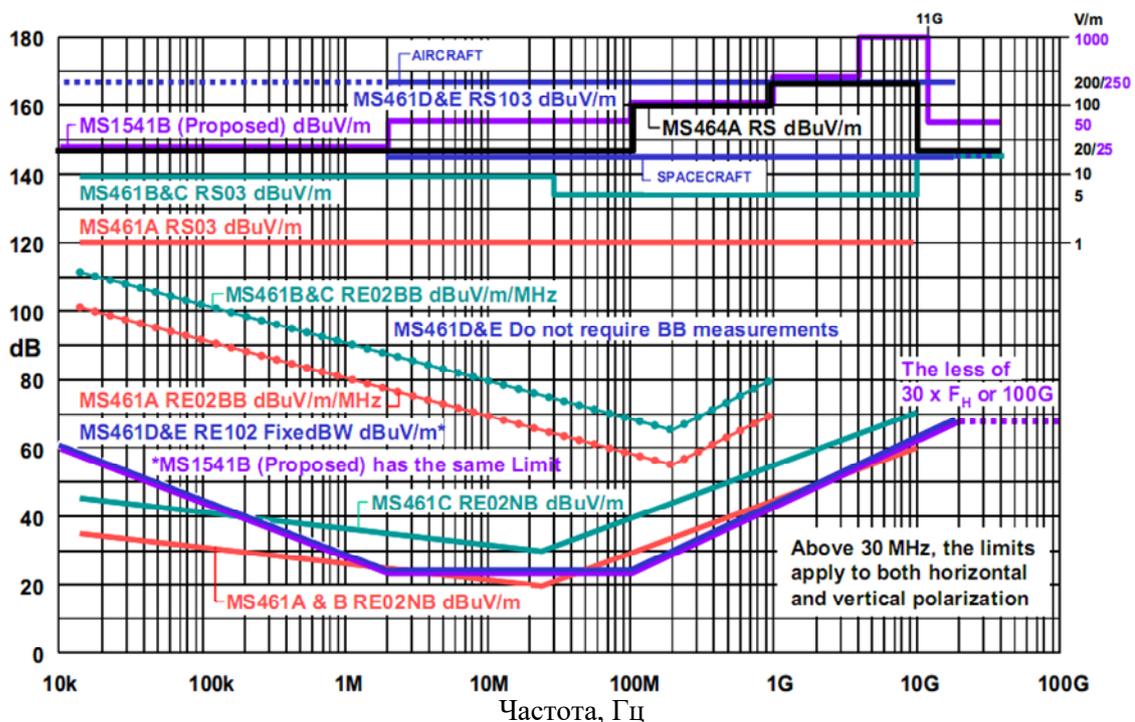


Рис. 1.19. Сравнение пределов MIL-STD-461A, B, C, D, E; 464A; 1541B, излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым эмиссиям

Не факт, что совокупность аппаратуры, где каждое изделие удовлетворяет требованиям MIL-STD-461, даст в целом систему, которая отвечает тем же требованиям. Кроме того, к системам, используемым в космических областях, предъявляются особые требования, которые не предъявляются к наземным системам. Космическая аппаратура должна работать и выполнять назначенную ей функцию что бы ни случилось. Наконец, очень трудно устранить неисправность прибора, когда он находится на низкой околоземной орбите или дальше. Именно по этой причине к системе предъявляются строгие требования ЭМС. Для ранних РН/КА и их подсистем, чтобы удовлетворить требованиям MIL-STD-461, использовался стандарт MIL-E-6051. В 1973 г. был выпущен MIL-STD-1541. Этот стандарт специально разработан для РН/КА и написан как дополнение к MIL-STD-461А. Несмотря на новизну этого документа, он сохранял некоторые из требований MIL-E-6051, в частности то, что система должна функционировать в обстановке, определяемой, по существу, добавлением 6 дБ (20 дБ для оружия) к профилю эмиссии для наихудшего случая.

Стандарт MIL-STD-1541А 1987 г. выпущен как дополнение к MIL-STD-461С 1986 г.: добавлен контроль переходных процессов по питанию, требования к проектированию структуры из блоков и контроль помехи. Были внесены незначительные изменения при переходе от MIL-STD-1561 к 1561А относительно требования к излучаемым эмиссиям MIL-STD-461С 1986 г. и совсем не изменились требования по восприимчивости к излучениям. На том и остановились уже на протяжении 20 лет по некоторым позициям, одобренным еще 40 лет назад. Попытка продвинуться вперед была сделана в разработке ISO 14302, но вызвало сильное сопротивление то, что, кроме версии MIL-STD-461С, будут действовать другие документы, содержащие требования по электромагнитным помехам.

Стандарт MIL-STD-461 продолжает пересматриваться, чтобы отслеживать как изменяющуюся обстановку, так и достижения в оборудовании: через год после доклада [34] вышел стандарт MIL-STD-461F.

Таким образом, задача увеличения срока активного существования космических аппаратов до 15 лет требует учета развития и применения существующих зарубежных и отечественных стандартов, касающихся обеспечения ЭМС. Как было отмечено выше,

важным аспектом обеспечения ЭМС БА КА является решение проблемы кондуктивных помех, для контроля которых необходимо применение систем непрерывного мониторинга рабочих параметров. Актуальность и трудности, связанные с практической реализацией систем мониторинга рабочих параметров БА, рассмотрены в [51]. Однако для получения более полной картины процессов, происходящих в КА во время пребывания на орбите (особенно при нештатных ситуациях, в том числе для выявления их причин), полезен контроль ЭМО внутри самого КА, а также внутри отдельных его блоков вплоть до критичных цепей.

## **1.4. Обзор исследований по моделированию электрических соединений**

### **1.4.1. Общие подходы к моделированию**

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 [52]. Однако необходимые для этого вычислительные затраты оказываются крайне высокими даже для относительно простых конфигураций. Поэтому анализ межсоединений, называемый электродинамическим или полноволновым (поскольку он учитывает все типы волн, возникающих в межсоединениях), используется, 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. В нем произвольная схема межсоединений представляется обобщенной

схемной моделью, напряжения и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка МПЛП с учетом 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.

Особенно важна первая из этих трех 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 приближенно определить основные характеристики одиночных и связанных межсоединений. Наконец, некоторые методы определения параметров отрезков МПЛП пригодны и для решения второй задачи, т.е. позволяют определить параметры неоднородностей.

Задача определения параметров неоднородностей на стыках и концах отрезков МПЛП сложнее предыдущей, поскольку, как правило, требует вычислительно затратного трехмерного 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 учете дисперсии или при изменении параметров отрезков межсоединений по длине отрезка. Кроме того, значительные трудности возникают при учете 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.

#### 1.4.2. Теория метода моментов

Самый известный и разработанный численный метод решения задач вычисления электромагнитного поля — это метод моментов [53]. Далее кратко рассмотрены истоки, разработка и общая теория метода моментов по материалам [54].

Трудно сказать точно, когда именно появился метод моментов. Численные и вариационные методы известны с времен 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, еще 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 все 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 [55] 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 оказывались 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 возник вопрос, как назвать этот общий метод, Харрингтон, понимая, что другие использовали его в прошлом, не стал вводить новый термин. После анализа литературы он решил, что самым близким аналогом того, что он использовал, является изложение, данное Канторовичем и Акиловым [56]. Они назвали это «метод моментов», и именно так Харрингтон назвал метод, примененный им к различным задачам в классической статье [57], развитие которой вылилось в монографию [58]. С тех пор общий метод моментов вошел в широкое применение для практических задач электродинамики и электромагнитной совместимости.

Общая теория метода моментов довольно проста. Задано уравнение

$$\mathbf{L}f = g, \quad (1.16)$$

где  $\mathbf{L}$  — линейный оператор;  $g$  — известная функция;  $f$  — искомая неизвестная функция.

Пусть  $f$  представляется системой базисных функций  $\{f_1, f_2, f_3, \dots\}$  в области  $\mathbf{L}$  как линейная комбинация:

$$f = \sum_j \alpha_j f_j, \quad (1.17)$$

где  $\alpha_j$  — искомые скаляры.

Для приближенных решений (1.17) является конечной суммой, а для точных — обычно бесконечной. Подставляя (1.17) в (1.16) и используя линейность  $\mathbf{L}$ , имеем

$$\sum_j \alpha_j \mathbf{L}f_j = g, \quad (1.18)$$

где равенство является обычно приближенным.

Теперь зададим набор тестовых, или весовых, функций  $\{w_1, w_2, w_3, \dots\}$  в области  $\mathbf{L}$ . Возьмем скалярное произведение (обычно интегрирование) (1.18) с каждым  $w_i$  и используем линейность этого скалярного произведения для получения

$$\sum_j \alpha_j \langle w_i, \mathbf{L}f_j \rangle = \langle w_i, g \rangle, \quad i=1,2,3,\dots \quad (1.19)$$

Эту СЛАУ можно записать в матричном виде как

$$[l]\underline{\alpha} = \underline{g}, \quad (1.20)$$

где  $[l]$  является матрицей:

$$[l] = [\langle w_i, \mathbf{L}f_j \rangle], \quad (1.21)$$

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

$$\underline{\alpha} = [\alpha_j]; \quad (1.22)$$

$$\underline{g} = [\langle w_i, g \rangle]. \quad (1.23)$$

Найдя  $\underline{\alpha}$  из решения СЛАУ (1.20), посредством (1.17) находим решение  $f$ , которое может быть приближенным или точным в зависимости от выбора базисных и тестовых функций.

Самым испытанным путем 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 определенных 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 ее значение равным постоянному коэффициенту, который выносится за знак интеграла. Тогда в подынтегральном выражении остается только функция Грина и такой интеграл в ряде случаев берется даже аналитически и, во всяком случае, всегда может быть взят почленным интегрированием разложения функции Грина в ряд, т.е. избежав численного интегрирования, что дает 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.

### 1.4.3. Вычисление матриц параметров

Из геометрических параметров конструкции отрезка МПЛП, а также электрических и магнитных параметров материалов этой конструкции получают четыре матрицы погонных параметров размером  $N \times N$  (где  $N$  — число сигнальных проводников МПЛП, а  $(N+1)$ -й проводник является опорным), часто называемые матрицами первичных параметров, в общем случае частотно-зависимые, меняющиеся по длине отрезка МПЛП и полностью описывающие элемент отрезка МПЛП длиной  $dx$  [59]:

**C** — матрица погонных коэффициентов электростатической индукции (далее называемая емкостной 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 [60], а формулы для случая с потерями приводятся в [10]. Метод получения матрицы **A** для нерегулярной МПЛП рассмотрен в [61]. В [62] 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 емкостной 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 [63]. Рассмотрен случай МПЛП, где не только проводники, но и диэлектрические области и земляной проводник могут иметь произвольные поперечные сечения [64], а также трехмерный случай МПЛП с произвольной ориентацией проводников конечной длины [65].

**Вычисление матрицы  $\mathbf{L}$ .** Вычисление матрицы  $\mathbf{L}$  для МПЛП требует в общем случае решения магнитостатической задачи. Однако в статическом приближении для двумерного случая без потерь вычисление матрицы  $\mathbf{L}$  возможно через матрицу  $\mathbf{C}$ , полученную в результате решения соответствующей электростатической задачи. Матрица  $\mathbf{L}$  равна произведению магнитной и диэлектрической проницаемостей свободного пространства, умноженному на обращенную матрицу  $\mathbf{C}$ , которая вычислена для случая, когда та же геометрия проводников МПЛП помещена в свободное пространство [63]. Аналогично можно вычислить матрицу  $\mathbf{L}$  и для более общего случая диэлектриков с различной магнитной проницаемостью [66]. Для этого вычисляется матрица  $\mathbf{C}$  для той же геометрии проводников, но с диэлектрической проницаемостью каждого слоя, замененной величиной, обратной его магнитной проницаемости [67]. Подобным же способом вычисляется матрица  $\mathbf{L}$  для МПЛП в наиболее общей среде с диэлектрической и магнитной анизотропией и потерями [68].

Отмечено, что в любом случае подход, когда матрица  $\mathbf{L}$  вычисляется через инверсию матрицы  $\mathbf{C}$ , 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 [68]. Что касается случая с потерями в проводниках, то подход, когда матрица  $\mathbf{L}$  вычисляется через инверсию матрицы  $\mathbf{C}$  и полагается частотно-независимой, является только приближенным [69]. Во-первых, он не рассматривает магнитную энергию, запасаемую внутри проводников, которая может быть значительной в низкочастотной части спектра. Во-вторых, он дает неточное распределение тока на низких частотах, поскольку

полагает сильно выраженными эффект близости и краевые эффекты, что в реальности имеет место лишь на более высоких частотах. Между тем неучет небольшой по величине внутренней индуктивности проводников, нелинейно зависящей от частоты, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрестных помех и спада фронта импульсных сигналов, распространяющихся в МПЛП [70].

**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. Ниже рассмотрены работы, касающиеся численной оценки потерь в МПЛП.

В этапной работе [71], в отличие от прежних работ, в которых моделировались потери лишь в одномодовых линиях передачи конкретных конфигураций, впервые предложено 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  $\mathbf{G}$  найдена методом моментов, как в случае без потерь, рассмотренном в [63], с той лишь разницей, что реальные диэлектрические постоянные заменяются комплексными, учитывающими потери диэлектриков. Обращается внимание, что матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{G}$  могут зависеть от частоты и неучет даже небольшой частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости, а особенно потерь диэлектриков, может привести к значительным ошибкам при оценке перекрестных помех и спада фронта [70]. Для вычисления матрицы сопротивлений  $\mathbf{R}$  с учетом потерь в нижней плоскости земли в [71] 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 с сильным скин-эффектом, с многослойными изотропными и анизотропными подложками, в том числе полупроводниковыми и/или

магнитными [72].

При этом отмечается, что точный учет 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 учета частотной зависимости потерь в проводниках МПЛП предлагается использовать интегральное уравнение по поверхности проводников [69], позволяющее получить матрицы  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{L}$  с учетом скин-эффекта [73]. Точное определение потерь из-за скин-эффекта существенно зависит и от моделирования поверхностного заряда в проводниках МПЛП [67]. Известно применение метода возмущенного статического приближения для исследования точного распределения тока и постоянных распространения МПЛП с учетом скин-эффекта и эффекта близости [74].

#### 1.4.4. Специфика моделирования

Для решения практических задач все шире применяются системы электродинамического (ЭД) и квазистатического моделирования. Причиной тому стало развитие методов моделирования, вычислительной техники, определенные преимущества моделирования над экспериментом. Однако оценке точности и корректности результатов систем моделирования следует уделять больше внимания, поскольку результаты, полученные разными системами, различаются из-за аппроксимаций представления реальной конфигурации и аппроксимаций решения уравнений Максвелла.

Это обуславливает актуальность вопросов сравнения результатов моделирования и эксперимента. Техника проверки отбором особенностей (FSV) становится популярным подходом в решении задач количественной оценки результатов сравнения численных или/и экспериментальных данных в целях проверки достоверности. Формальная численная проверка вычислительной электродинамики является субъектом, представляющим особый интерес. Вопрос становится актуальным с учетом текущего развития стандарта IEEE «Проверка достоверности компьютерного моделирования вычислительной электродинамики» [75]. Приведем краткое описание метода численного сравнения двух рядов данных [76].

Структура метода FSV предполагает чтение двух наборов данных с целью их сравнения и интерполяции, полученных при таком изменении общего параметра (часто общего частотного диапазона), что его значения для обоих наборов данных совпадают. Этот подход гарантирует, что подобное сравнивается с подобным и не будет влиять на конечные результаты, не взирая на очень редкую выборку данных. Необходимо помнить, что основной целью FSV является отображение визуального сравнения, и до тех пор, пока какая-либо интерполяция не дает визуально различные результаты, метод идеально подходит.

Реальное сравнение основано на декомпозиции исходных данных на трендовую информацию и информацию об особенностях. Поэтому первым шагом является преобразование Фурье над данными и вырезание (фильтрация) преобразованных данных с целью отделить их нижнюю и верхнюю части. Затем эти нижние и верхние части подвергаются обратному преобразованию Фурье в исходную область для вычисления меры различия амплитуд (ADM — amplitude difference measure) и меры различия особенностей (FDM — feature difference measure), которые можно объединить в глобальную меру различия (GDM — global difference measure).

Необходимость выполнять проверку достоверности результатов моделирования часто игнорируется, потому что коммерческим (и не коммерческим) программам доверяют, основываясь на предыдущих результатах [77]. Однако предыдущие результаты от других моделей не являются показателем того, что текущая модель создана надлежащим образом.

Вычислительная электродинамика использовалась многие годы, а проверка достоверности была постоянной проблемой [78]. В последнее время способы задания моделей и моделирование приобретают все большую популярность, так как становятся доступными новые методы моделирования и коммерческие программы для различных вычислительных методов. С увеличением активности в областях задания моделей и моделирования появляется опасность применения некорректных результатов к конкретной проблеме без более глубоких знаний.

В ранние годы электромагнитного (ЭМ) моделирования практики были экспертами в электромагнитной теории и методах моделирования и часто писали собственные программы, чтобы выпол-

нить моделирование. Однако сейчас моделирование удел не только экспертов. Коммерчески доступные программы являются разнообразными, легкими в использовании и обеспечивают удобный способ отображения результатов. Теперь пользователи могут применять эти программы, не будучи экспертами.

Опасностью, на которую не обращают внимания продавцы или создатели программ моделирования, является необходимость проверки результатов моделирования. Не достаточно просто верить, что конкретный программный инструмент предоставляет корректный ответ. Необходим определенный уровень уверенности в результатах программного инструмента, кроме фанатичной веры в него просто потому, что продавец гарантирует точность программ своим покупателям, или потому, что остальные проверяли результаты в прошлом.

Существует много различных уровней проверки модели. При решении, как проверить модель, важно обдумать, какой уровень проверки будет подходящим. Этими уровнями являются проверки вычислительного метода, индивидуальной реализации программного кода, на специфичной задаче.

Проверка вычислительного метода в большинстве задач вычислительной электродинамики не нужна, потому что он был проверен в прошлом многократно. Если разрабатывается новый метод, он обязательно должен подвергнуться обширной проверке, чтобы определить его ограничения, сильные стороны и точность, но если используются стандартные методы, такие как FDTD, MoM, PEES, TLM, FEM и т.д., инженеру нет нужды повторять проверку метода. Однако если создана неправильная модель или метод используется некорректно, то гарантии получения правильных результатов нет.

Следующий уровень — проверка корректного выполнения метода моделирования программой и того, что метод дает корректные результаты для определенной модели. Естественно, все производители программных продуктов хотят, чтобы их творения давали корректные результаты. Однако обычно это предусматривает тестирование отдельных программ на типах проблем, с которыми они будут работать.

Проверка специфичной модели нужна инженерам чаще всего. Почти во всех случаях программные инструменты моделирования будут давать очень точный ответ на задаваемый вопрос. Однако это не гарантирует, что был задан правильный вопрос. То есть пользо-

ватель неумышленно может задать источник или некоторый другой элемент модели, не представляющий собой реальную физическую структуру, которая необходима.

Существует ряд путей проверки моделирования на специфичной задаче. Это проверки использованием аналитических формул, измерений, других методов моделирования, промежуточных результатов, сходимости.

Лишь некоторые реальные модели включают структуру, геометрия которой достаточно проста для решения с помощью аналитических формул. Однако они могут служить определенным показателем корректности модели полученной электромагнитной теории. Например, чтобы увеличить доверие к моделированию диэлектрика, можно отслеживать влияние диэлектрика на распространяющуюся плоскую волну (какая часть волны отразится и какая пройдет) или скорость распространения сигнала в диэлектрике. Отражения от круглого диска, сферы и т.д. могут быть найдены использованием аналитических формул и сравнены с результатами моделирования. Однако эти случаи являются частными и могут не представлять реальной проблемы, интересующей пользователя. Точное моделирование отражения от идеально проводящей сферы не гарантирует того, что печатная плата, экранирующий корпус или сложный объект (например, самолет или танк) также будет давать корректный результат.

Наиболее общим типом проверки приложений вычислительной электродинамики являются реальные измерения, главным образом из-за того, что реальные задачи проблематично вычислить по аналитическим формулам. И в моделировании, и в измерении должна использоваться одна и та же задача, что часто недооценивается. Все важные детали должны быть включены в оба случая. Ограничения лабораторных измерений должны быть включены в модель. Например, на измерение, вероятно, будет значительно влиять испытательное окружение (открытая местность, безэховая или полубезэховая), высота антенны и диаграмма ее направленности, и если их не включить в моделирование, это приведет к различию результатов. Одним из преимуществ моделирования является возможность создания «идеального окружения», что позволяет пользователю сосредоточиться на желаемых эффектах без рассмотрения проблем проведения измерений.

Другим важным вопросом является влияние нагрузки измерительной системы на испытываемый прибор. Например, когда анализатор цепей используется при измерении на печатной плате или сигнала на небольшом датчике в экранированном корпусе, входной импеданс (обычно 50 Ом) анализатора цепей должен быть включен в моделирование. Несмотря на то что 50-омная нагрузка анализатора отсутствует в работе реальной печатной платы, она становится очень важной, когда моделирование должно сравниваться с лабораторными измерениями.

Для проверки моделирования измерениями важна точность самих измерений. Если у большинства инженеров нет проблем с данными, полученными с помощью измерений, то повторяемость этих измерений в коммерческих лабораториях испытаний на ЭМС является плохой. Разница между измерениями, полученными в разных тестовых лабораториях или даже в той же самой лаборатории, но в разные дни, легко может достигать  $\pm 6$  дБ. Низкая точность (или повторяемость) измерений связана с измерительной аппаратурой, коэффициентами усиления антенн, ошибками измерений из-за отражений на местности и оптимизированной прокладкой кабелей. Лаборатории, которые для испытаний используют плоские экранированные комнаты, дают большую неопределенность измерений. Некоторые приложения вычислительной электродинамики (такие как RCS) имеют намного более контролируемую обстановку и поэтому проверка измерением является хорошим выбором.

Повторяемость, точность и неопределенность измерений испытательной обстановки должны учитываться при сравнении результатов численного моделирования с измерениями. Согласованность между данными моделирования и измерения не может быть лучше, чем неопределенность лаборатории. Если данные измерений расходятся с данными моделирования, то возможно, что измерение было некорректным, а данные моделирования корректны. Поэтому важно не относиться к измерениям как к истине в последней инстанции и на равных рассматривать оба результата в качестве корректных. Когда два разных метода дают различные результаты, то можно логически заключить, что один из них или даже они оба являются неверными.

Другим популярным подходом к проверке результатов моделирования является моделирование одной и той же проблемы дву-

мя различными техниками. Результаты должны сходиться, если физика проблемы корректно смоделирована обоими методами. Согласованность результатов, полученных двумя и более методами моделирования для одной и той же проблемы, может добавить уверенности в их истинности.

Разница между результатами, рассчитанными с помощью программ, и «истинными» значениями обусловлена несколькими потенциальными источниками ошибок вычислений — это аппроксимации, сделанные для того, чтобы представить реальную конфигурацию структурой, с которой программа будет работать; аппроксимации, сделанные в ходе дискретизации и решения уравнений Максвелла; разница между тем, что разработчик хочет анализировать и что на самом деле моделирует программа.

В работе [79] производится оценка трех программ электромагнитного моделирования, работающих в частотной области, с помощью анализа, выполненного в данных программах, трех простых канонических проблем. Эти программы используют два широко известных метода моделирования в частотной области — метод конечных элементов и метод граничных элементов. Тремя каноническими проблемами являются диполь, возбуждаемый в центре; структура шины питания печатной платы; структура шины питания с подключенным к ней кабелем. Все эти программы способны давать точные результаты, но различия в конкретных используемых методах и интерфейс пользователя имеют значительное влияние на время моделирования и вероятность получения точного ответа. В статье [80] анализируются эти же три канонические проблемы с помощью программ, работающих во временной области.

## 2. Применение модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений

### 2.1. Анализ трехпроводной структуры с одной диэлектрической границей

Получены результаты первых исследований по реализации модального зондирования: вычислена разность погонных задержек мод в трехпроводной структуре с одной диэлектрической границей в диапазоне изменения различных параметров. Показано, что разность погонных задержек мод составляет примерно 1 нс/м [81].

Вычисления выполнялись в системе TALGAT [82, 83]. Потери и дисперсия в проводниках и диэлектриках полагались отсутствующими. Сначала строилась геометрическая модель поперечного сечения структуры и выполнялась ее сегментация, т.е. разбиение границ на прямолинейные отрезки (рис. 2.1).

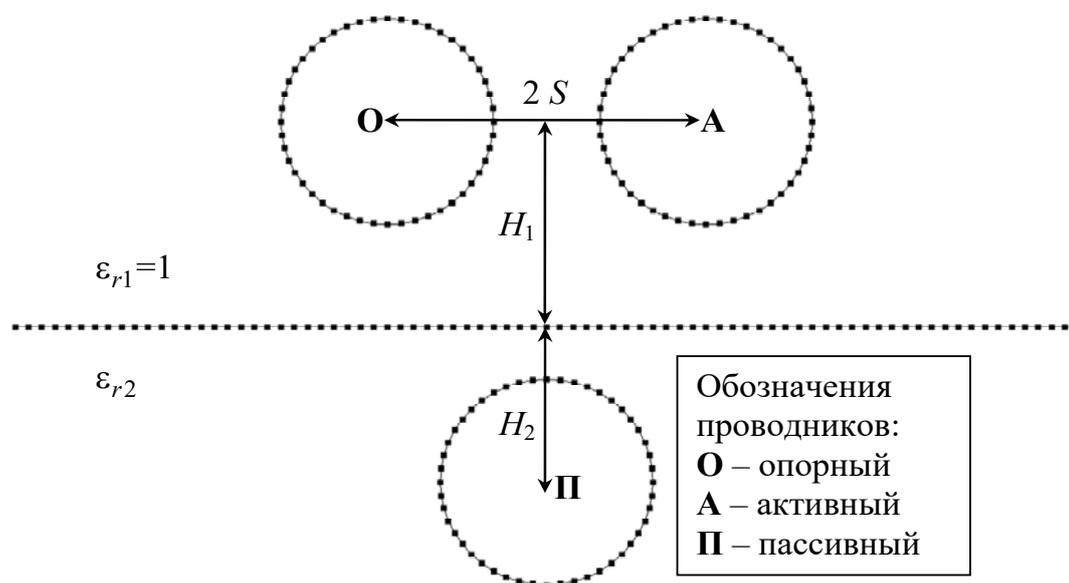


Рис. 2.1. Поперечное сечение исследуемой структуры № 1

Затем в диапазоне изменения выбранных параметров вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической  $C$  и электромагнитной  $L$  индукций, из которых получались погонные задержки мод ( $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ), а также их разность. Полагалось, что радиус всех проводов равен 1 мм, а  $H_1 = 2$  мм. Зависимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_1 - \tau_2$

от относительной диэлектрической проницаемости среды  $\epsilon_{r2}$  при  $H_2 = S = 1,5$  мм приведены на рис. 2.2, от  $H_2$  при  $S = 1,5$  мм и  $\epsilon_{r2} = 3,5$  — на рис. 2.3, а от  $S$  при  $H_2 = 1,5$  мм и  $\epsilon_{r2} = 3,5$  — на рис. 2.4.

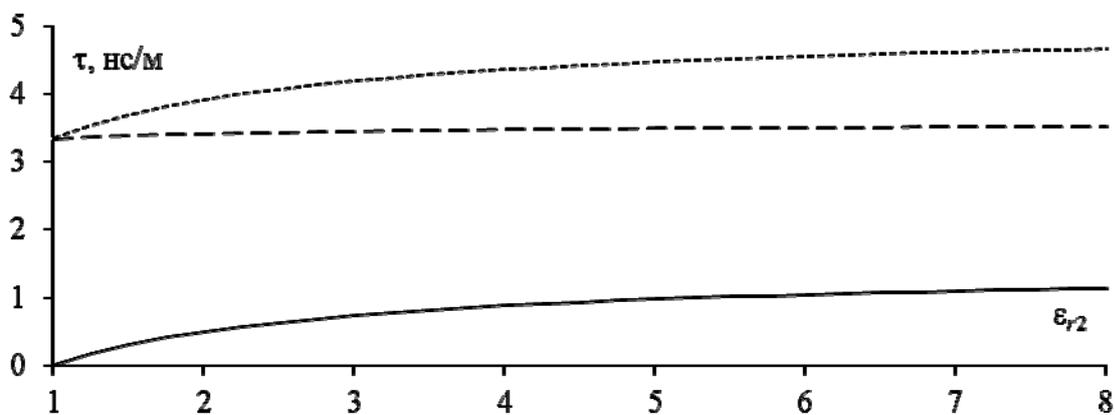


Рис. 2.2. Зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$  от  $\epsilon_{r2}$

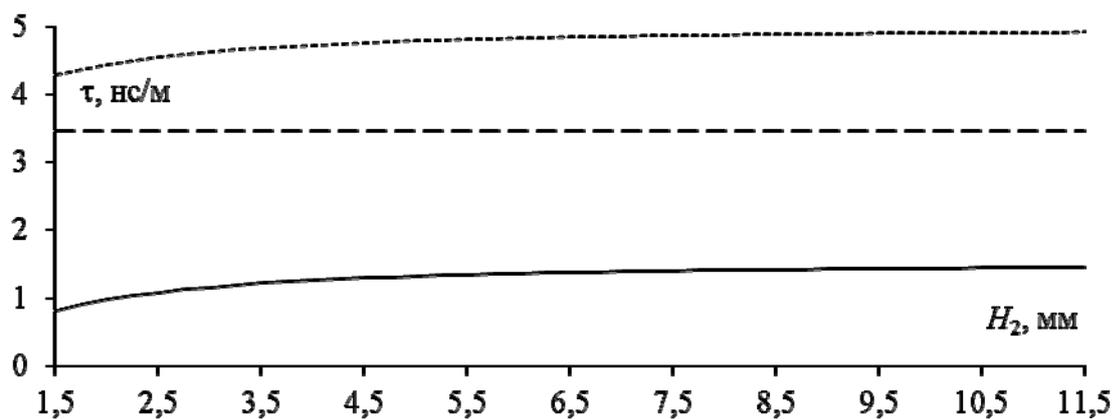


Рис. 2.3. Зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$  от глубины проводника

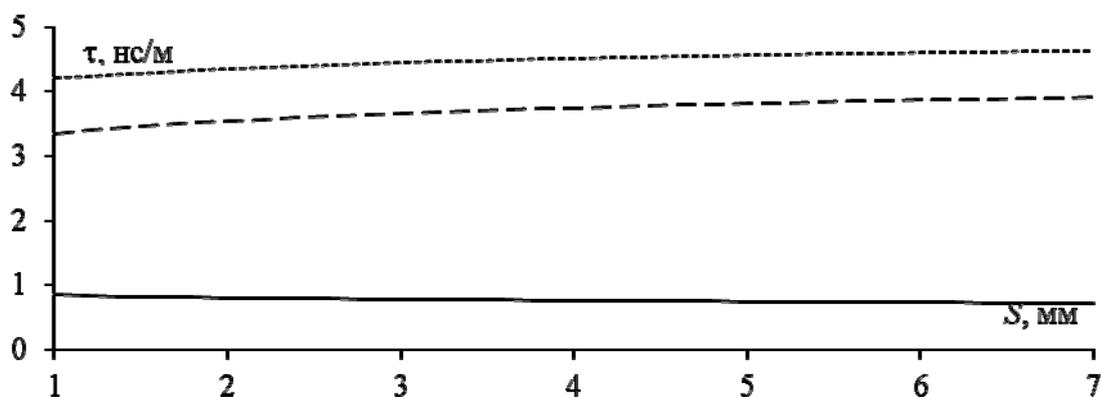


Рис. 2.4. Зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$  от расстояния между зондирующими проводниками

По результатам моделирования видно, что одна из мод распространяется практически в воздухе (3,3 нс/м), а вторая всегда медленнее первой (поскольку более нее распространяется в диэлектрике), чем и определяется разность их погонных задержек. С ростом относительной диэлектрической проницаемости среды разность погонных задержек увеличивается от нуля примерно до 1 нс/м (см. рис. 2.2). С ростом глубины проводника разность погонных задержек возрастает, составляя в среднем чуть более 1 нс/м (см. рис. 2.3). Наконец, с ростом расстояния между зондирующими проводниками разность погонных задержек незначительно уменьшается, составляя в среднем чуть менее 1 нс/м (см. рис. 2.4).

Итак, в исследованной структуре разность погонных задержек мод может составлять примерно 1 нс/м. Тогда из условия разложения импульса следует, что при зондирующих проводниках длиной 1 м длительность зондирующего импульса должна быть менее 1 нс. Однако, как показано в [84] на примере трехпроводного плоского кабеля, это условие является необходимым, но не достаточным для разложения импульса, которое зависит еще от возбуждения и согласования проводников. Поэтому, чтобы показать возможность обнаружения проводника в исследованной структуре, необходимо вычислить ее временной отклик.

Вычисления отклика проводились в системе TALGAT. Рассматривалась псевдосогласованная линия, нагруженная на концах сопротивлениями, равными диагональным элементам матрицы  $\mathbf{Z}$ , потери и дисперсия не учитывались. Длина структуры составляла 1 м. Относительная диэлектрическая проницаемость среды пассивного провода  $\epsilon_{r2}$  изменялась от 1 до 8. Параметры зондирующего импульса: амплитуда ЭДС 1 В, длительность фронтов 100 пс, длительность плоской вершины 10 пс. Форма сигналов на входе и выходе зондирующей линии при  $\epsilon_{r2} = 1, 2, 8$  показана на рис. 2.5.

По результатам моделирования видно, что при  $\epsilon_{r2} = 1$  (рис. 2.5,а) зондирующий импульс приходит к концу активной линии без изменений, поскольку среда однородна (воздух), а значит, задержки распространения четной и нечетной мод в структуре равны. Однако при  $\epsilon_{r2} = 2$  (рис. 2.5,б) к концу активного проводника вместо одного приходят два импульса разной полярности. Появление второго импульса вызвано различием задержек мод в исследуемой структуре, а временной сдвиг между импульсами в конце активного проводника соответствует разности задержек мод,

вычисленных для заданной  $\epsilon_{r2}$ . С ростом  $\epsilon_{r2}$  (рис. 2.5, в) этот сдвиг возрастает. Величина сдвига полностью совпадает со значениями, приведенными на рис. 2.2.

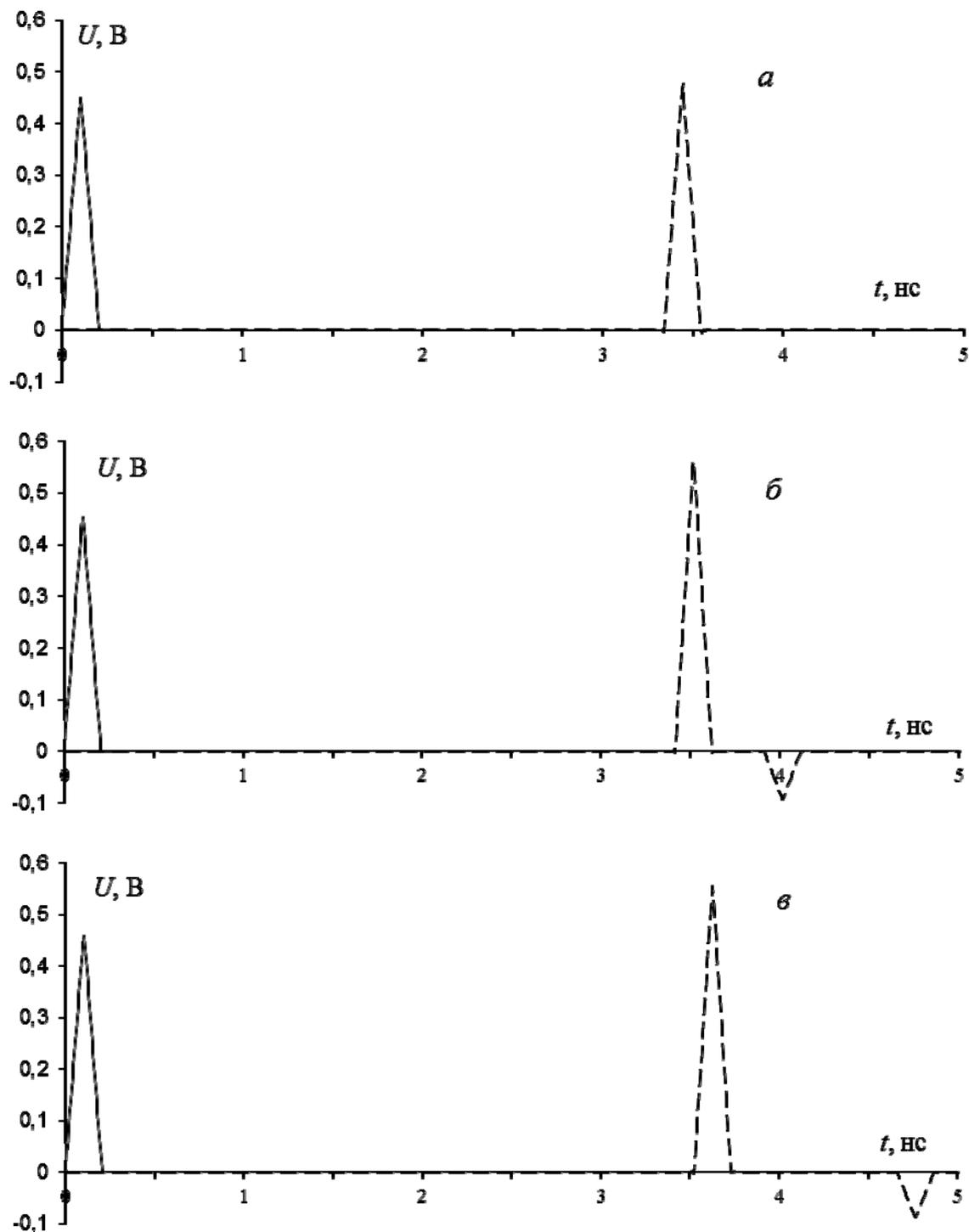


Рис. 2.5. Форма сигналов на входе (—) и выходе (---) зондирующей линии при  $\epsilon_{r2} = 1$  (а); 2 (б); 8 (в)

Поперечное сечение исследуемой структуры № 2 показано на рис. 2.6. Радиус всех проводов равен 1 мм;  $S = 1,5$  мм;  $H_1 = 2$  мм;  $H_2 = 2,5$  мм. Зависимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_1 - \tau_2$  от относительной диэлектрической проницаемости среды обмотки активного проводника  $\epsilon_{r3}$  при толщине обмотки диэлектрика 0,5 мм приведены на рис. 2.7.

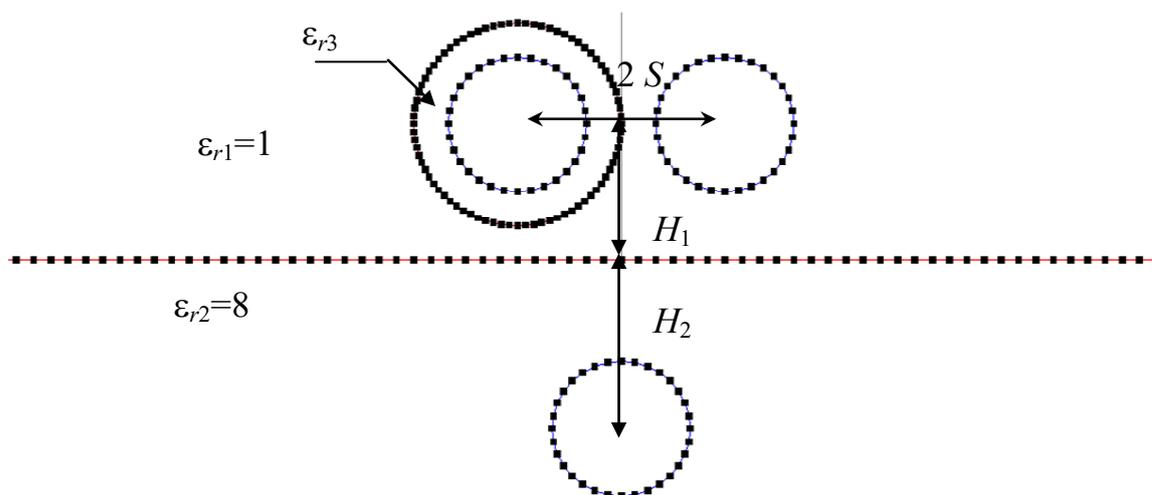


Рис. 2.6. Поперечное сечение исследуемой структуры № 2

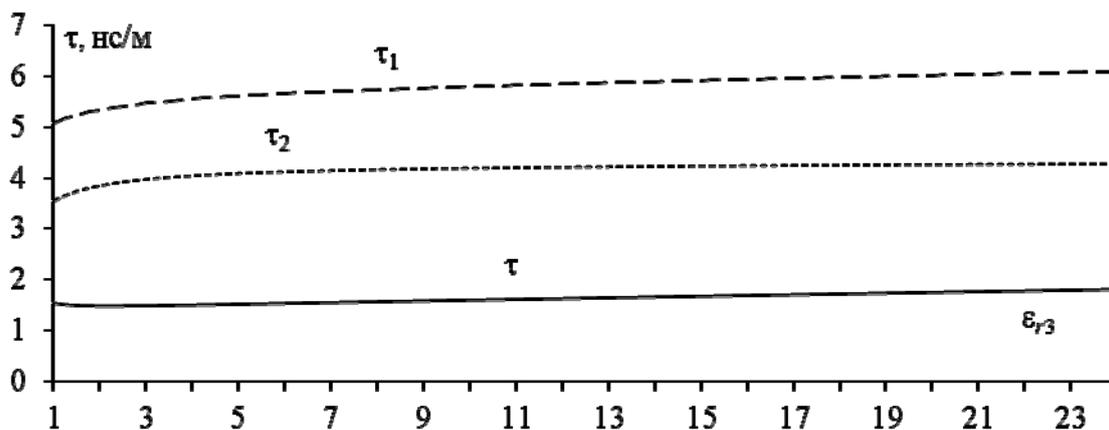


Рис. 2.7. Зависимости  $\tau_1$ (...),  $\tau_2$ (---) и  $\tau_1 - \tau_2$ (—) от  $\epsilon_{r3}$

Поперечное сечение исследуемой структуры № 3 показано на рис. 2.8. Радиус всех проводов равен 1 мм;  $S = 1,5$  мм;  $H_1 = 2$  мм;  $H_2 = 2,5$  мм. Зависимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_1 - \tau_2$  от смещения зондируемого проводника  $D$  при толщине обмотки диэлектрика 0,5 мм приведены на рис. 2.9 (знак « $\leftarrow$ » обозначает смещение влево).

Поперечное сечение исследуемой структуры № 4 показано на рис. 2.10. Радиус всех проводов равен 1 мм;  $H_1 = 2$  мм;  $H_2 = 2,5$  мм. Зависимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_1 - \tau_2$  от относительной диэлектрической проницаемости обмотки пассивного проводника  $\epsilon_{r3}$  при толщине обмотки 0,5 мм приведены на рис. 2.11, а от толщины обмотки пассивного проводника при  $\epsilon_{r3} = 3$  — на рис. 2.12.

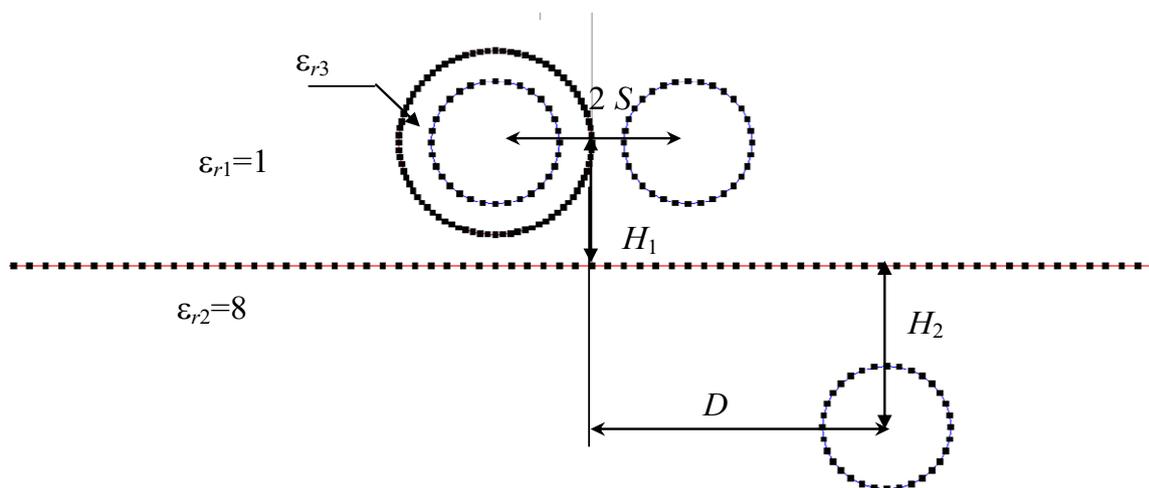


Рис. 2.8. Поперечное сечение исследуемой структуры № 3

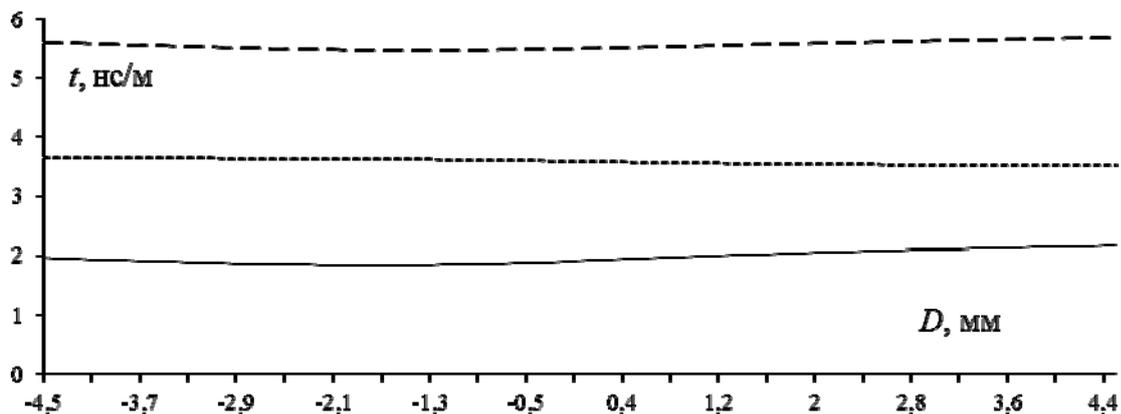


Рис. 2.9. Зависимости  $\tau_1$ (...),  $\tau_2$ (---) и  $\tau_1 - \tau_2$ (—) от смещения зондируемого проводника

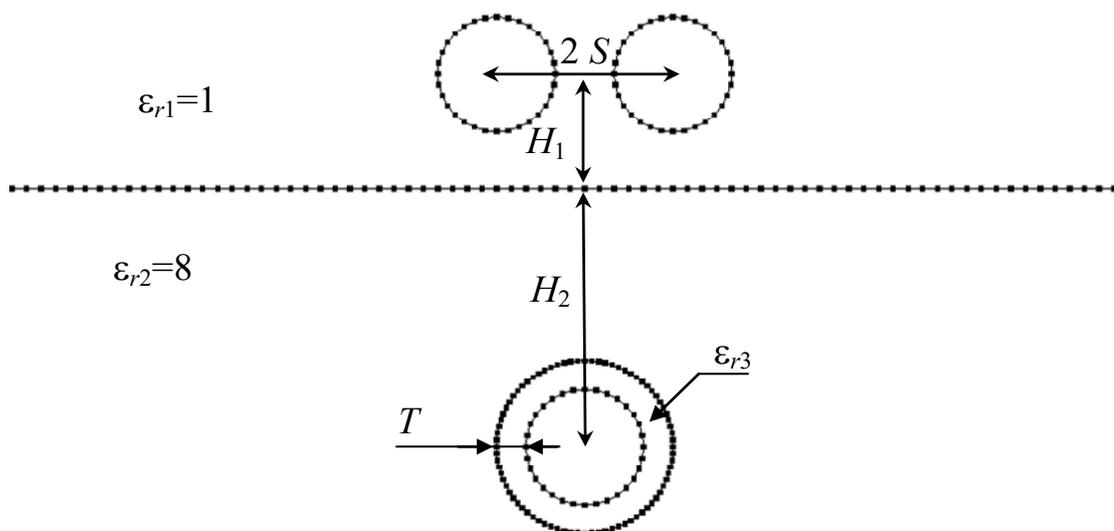


Рис. 2.10. Поперечное сечение исследуемой структуры № 4

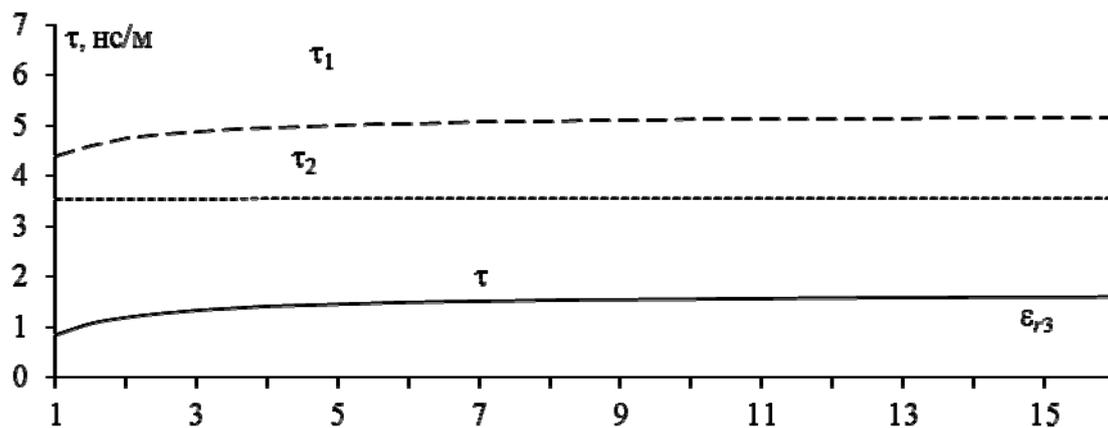


Рис. 2.11. Зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$  от  $\epsilon_{r3}$

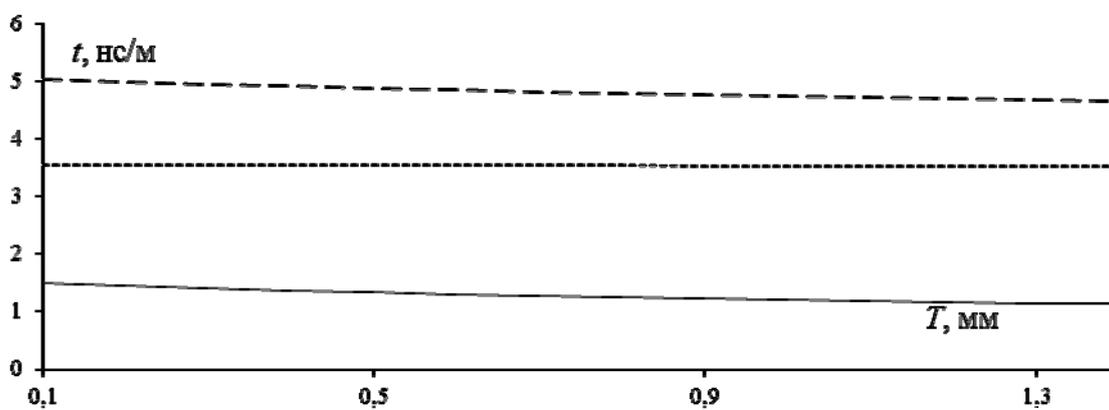


Рис. 2.12. Зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$  от толщины обмотки пассивного проводника

## 2.2. Устройство активного модального зондирования

Рассмотрим применение модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных соединений, а также устройств на их основе, защищенных патентом на изобретение [85–87].

Модальное зондирование направлено на расширение арсенала технических средств обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных соединений. Оно основано на явлении разложения импульсного сигнала при его распространении в многопроводной линии передачи.

Задачи обнаружения, идентификации и диагностики решаются за счет того, что при распространении импульса в многопроводной структуре из  $N$  проводников (не считая опорного) с неоднородным диэлектрическим заполнением он может подвергаться модальным искажениям в виде разложения на  $N$  импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии. Таким образом, если зондируемые проводники (их наличие, количество, положение, диэлектрическое окружение) приводят к различию задержек мод, то информацию о зондируемых проводниках можно получить по форме сигнала в зондирующей линии (назовем это активным модальным зондированием).

Структурная схема устройства, реализующего активное модальное зондирование, приведена на рис. 2.13.

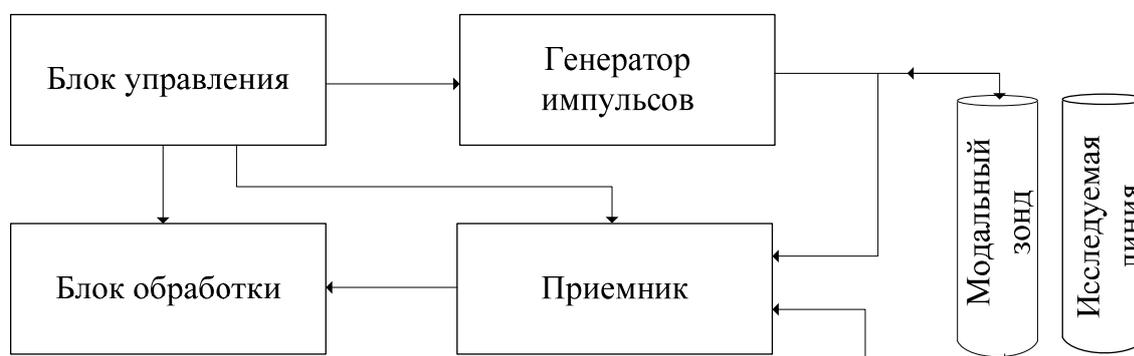


Рис. 2.13. Структурная схема устройства, реализующего активное модальное зондирование

Устройство работает следующим образом: с генератора зондирующий импульс подается в зондирующую линию. Импульс, про-

ходя через зондирующую линию, подвергается модальным искажениям, вызванным присутствием зондируемой линии. На приемник поступает сигнал со входа/выхода зондирующей линии и выводится на блок обработки. Все блоки устройства функционируют по сигналам блока управления. По форме сигналов в начале и конце получается информация о зондируемой структуре.

Принцип обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи поясним на примере компьютерного моделирования распространения импульса в  $N$ -проводном отрезке длиной  $l$  обычной микрополосковой линии для  $N=2$ ,  $l=1,5$  м (рис. 2.14) и  $N=3$ ,  $l=3,0$  м (рис. 2.15).

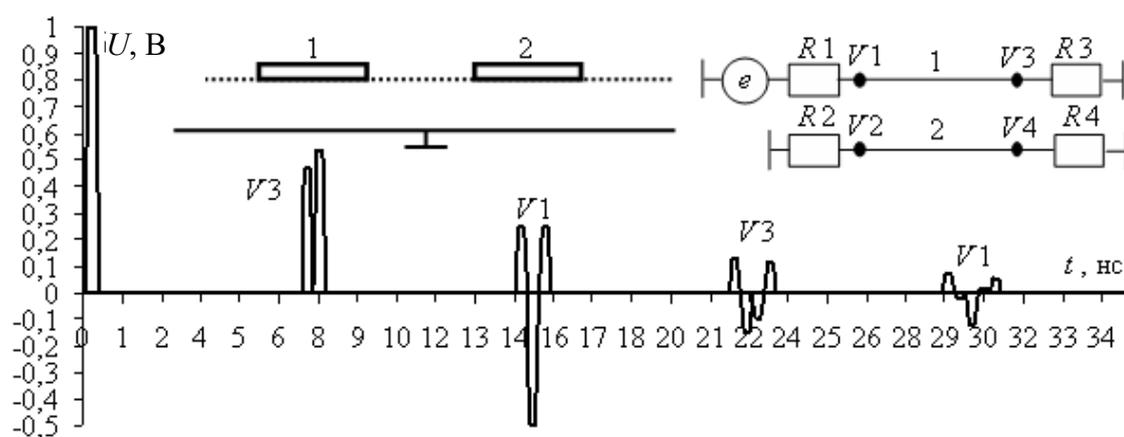


Рис. 2.14. Формы сигналов на входе и выходе микрополосковой линии при  $N=2$

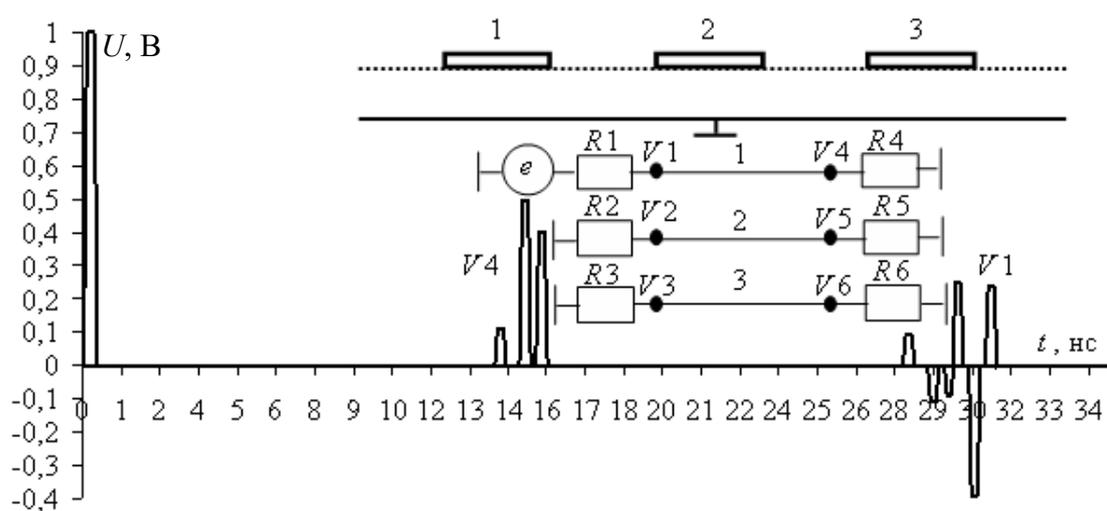


Рис. 2.15. Формы сигналов на входе и выходе микрополосковой линии при  $N=3$

В обоих случаях сопротивления резисторов в активном проводнике соответствуют псевдосогласованию (50–60 Ом), а в пассивных — 10 кОм. Таким образом, граничные условия на концах пассивных линий близки к режиму холостого хода, что соответствует, например, пассивным проводникам, оторванным на концах от опорного проводника. Как видно из рис. 2.14, наличие одного пассивного проводника приводит к тому, что в конце активного проводника наблюдается не один импульс такой же амплитуды, как в начале линии, а два импульса вдвое меньшей амплитуды. Таким образом, можно говорить о решении задачи обнаружения одного проводника. Как видно из рис. 2.15, наличие двух пассивных проводников приводит к тому, что в конце активного проводника присутствуют три импульса. Следовательно, можно говорить о решении задачи обнаружения одного и другого проводника, или задачи идентификации, например определения количества проводников в кабеле.

На примере компьютерного моделирования распространения импульса в кабеле марки ПУГНП 3×4 (рис. 2.16,а) продемонстрирована возможность диагностики, а именно определения разрывов в линии. Моделировались ситуации с разрывом в пассивном проводе и без разрыва. Ситуация с разрывом пассивного провода моделировалась двумя отрезками кабеля (рис. 2.16,б) при  $R3 = R4 = 5 \cdot 10^9$  Ом. Общая длина структуры 2 м, точка разрыва пассивного проводника перемещалась на 0,5; 1; 1,5 м от начала линии. Параметры зондирующего импульса: амплитуда 2 В, длительность переднего фронта 100 пс, длительность заднего фронта 100 пс, длительность плоской вершины импульса 100 пс. Результаты моделирования приведены на рис. 2.17.

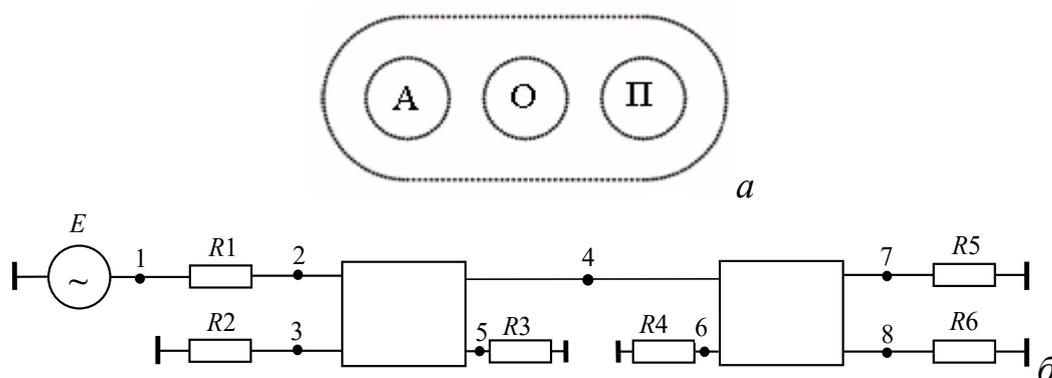


Рис. 2.16. Поперечное сечение кабеля ПУГНП 3×4 (а) и схема исследуемой структуры (б)

По результатам моделирования видно, что в случае без разрыва пассивного провода (рис. 2.17,*a*) к концу активного проводника вместо одного импульса приходят два, что вызвано различием задержек мод в данной структуре.

При разрыве пассивного провода происходит увеличение числа импульсов в конце активного провода (рис. 2.17,*б–г*).

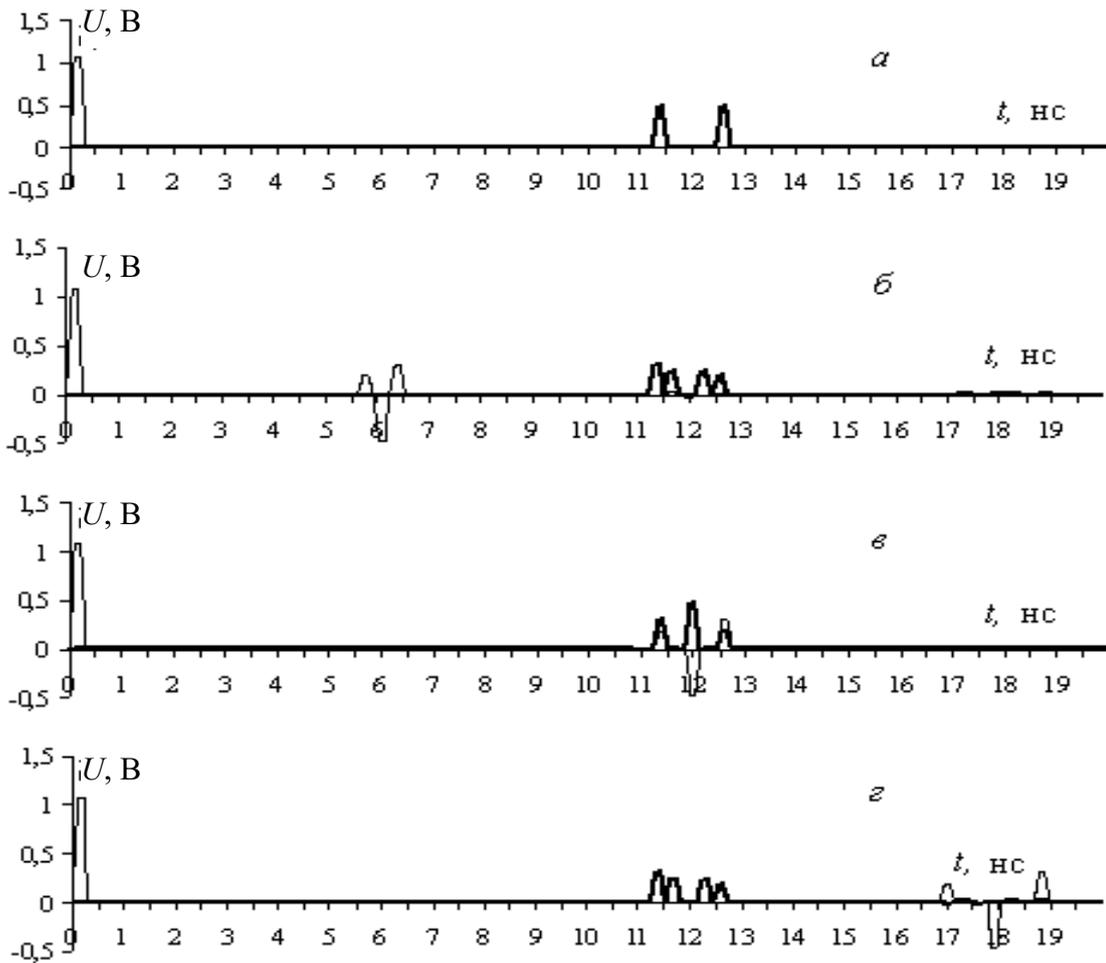


Рис. 2.17. Форма сигнала на ближнем (—) и дальнем (—) конце активного проводника без разрыва (*a*) пассивного провода и при его разрыве на расстоянии 0,5 м (*б*), 1 м (*в*), 1,5 м (*г*) от начала

При разрыве пассивного провода на расстоянии 0,5 м от начала структуры происходит удвоение количества импульсов на конце активного провода. Это связано с тем, что в месте обрыва зондирующий импульс разлагается на два импульса, поскольку разница задержек мод до места обрыва будет больше длительности импульса. При разрыве пассивного провода на расстоянии 1 м от

начала структуры к концу активного провода приходят 3 импульса: происходит наложение импульсов, поэтому средний импульс больше по амплитуде. Таким образом, информация, полученная по формам сигнала в конце активного провода, позволяет определить наличие разрыва пассивного провода. Отражения в начале активного проводника также информативны. Например, они позволяют определить расстояние до разрыва или неоднородности, как в обычной импульсной рефлектометрии.

### 2.3. Устройство пассивного модального зондирования

Теперь рассмотрим устройство для обнаружения сверхкороткого импульса (СКИ) в МПЛП [88]. Его работа основана на явлении, названном здесь пассивным модальным зондированием. Структурная схема устройства приведена на рис. 2.18.

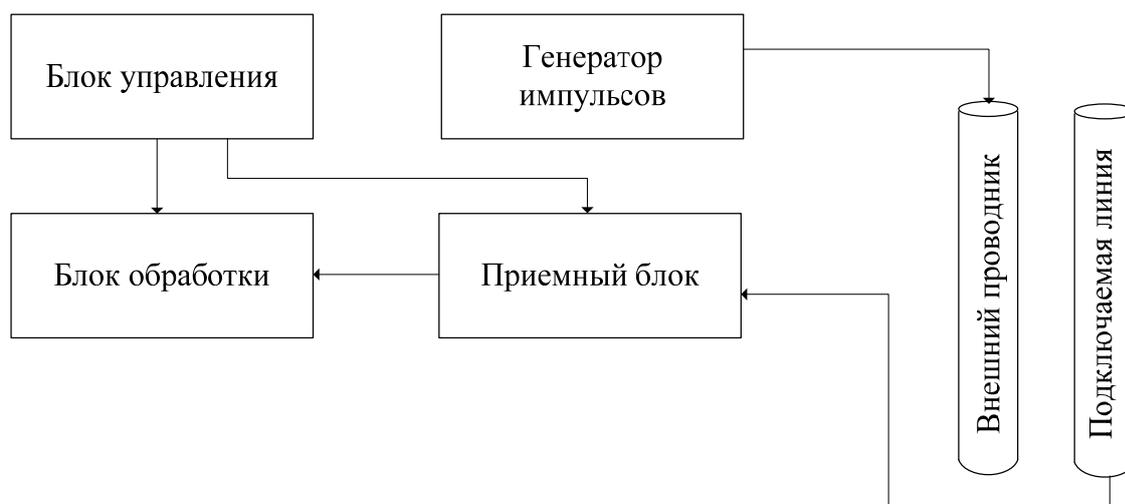


Рис. 2.18. Структурная схема устройства, реализующего метод пассивного модального зондирования

Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи содержит блок управления, предназначенный для координации работы узлов, входящих в состав устройства, генератор импульсов, соединенный с подключаемой линией, приемный блок, блок обработки сигналов. Устройство содержит также подключаемую линию и внешние проводники, образующие с ней такую результирующую структуру в неоднородном диэлектрическом заполнении, что возбуждаемые импульсами моды распространяются

в ней с неравными задержками, причем минимальная разность этих задержек больше длительности импульса. Устройство отличается тем, что генератор импульсов не имеет связи с блоком управления, а приемный блок принимает сигналы с конца, по крайней мере, одного из внешних проводников.

Устройство позволяет обнаруживать импульсы в многопроводных линиях передачи, длительность которых меньше минимальной разности мод результирующей структуры. Такое обнаружение не требует подключения приемного блока к двум проводникам исследуемой линии.

Принцип действия устройства основан на том, что при распространении импульса в многопроводной структуре с неоднородным диэлектрическим заполнением из  $N$  проводников (не считая опорного) он может подвергаться модальным искажениям в виде разложения на  $N$  импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии. Таким образом, если проводники подключаемой линии вместе с внешними проводниками приводят к различию задержек мод, то информацию об импульсных сигналах, распространяющихся в подключаемой линии, можно получить по форме сигнала во внешних проводниках.

Принцип работы устройства обнаружения импульсов в МПЛП поясним на примере компьютерного моделирования распространения импульса в отрезке связанных микрополосковых линий длиной 20 мм (геометрические параметры поперечного сечения (рис. 2.19,а): толщина проводников  $t = 0,105$  мм; ширина проводников  $w = 0,3$  мм; расстояние между проводниками  $s = 0,4$  мм; толщина подложки  $h = 0,29$  мм. Структурная схема приведена на рис. 2.19,б. Сопротивления резисторов  $R_{\text{акт}}$  соответствуют волновому сопротивлению подключаемой линии 100 Ом, значения сопротивлений  $R_{\text{пас}}$  соответствуют режиму холостого хода. В качестве сигнала воздействия выбран гауссов импульс с шириной спектра 0–2,3 ГГц; 0–20 ГГц. Результаты моделирования приведены на рис. 2.20. Точки получения формы сигналов обозначены: на входе подключаемой линии —  $V_{\text{вх}}$ , на конце внешних проводников —  $V_{\text{вых}}$  (см. рис. 2.19,б).

По результатам моделирования видно, что при ширине спектра воздействующего сигнала 0–2,3 ГГц в начале подключаемой линии ( $V_{\text{вх}}$ ) сигнал на конце внешнего проводника ( $V_{\text{вых}}$ ) отсутствует.

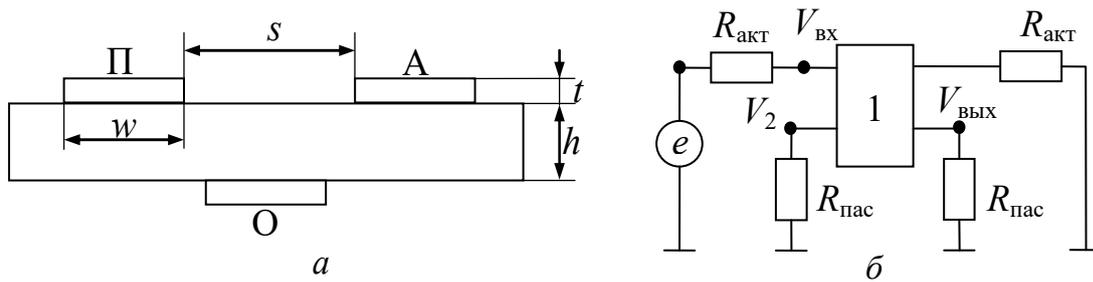


Рис. 2.19. Поперечное сечение структуры:  
 А — активный, О — опорный, П — пассивный проводник

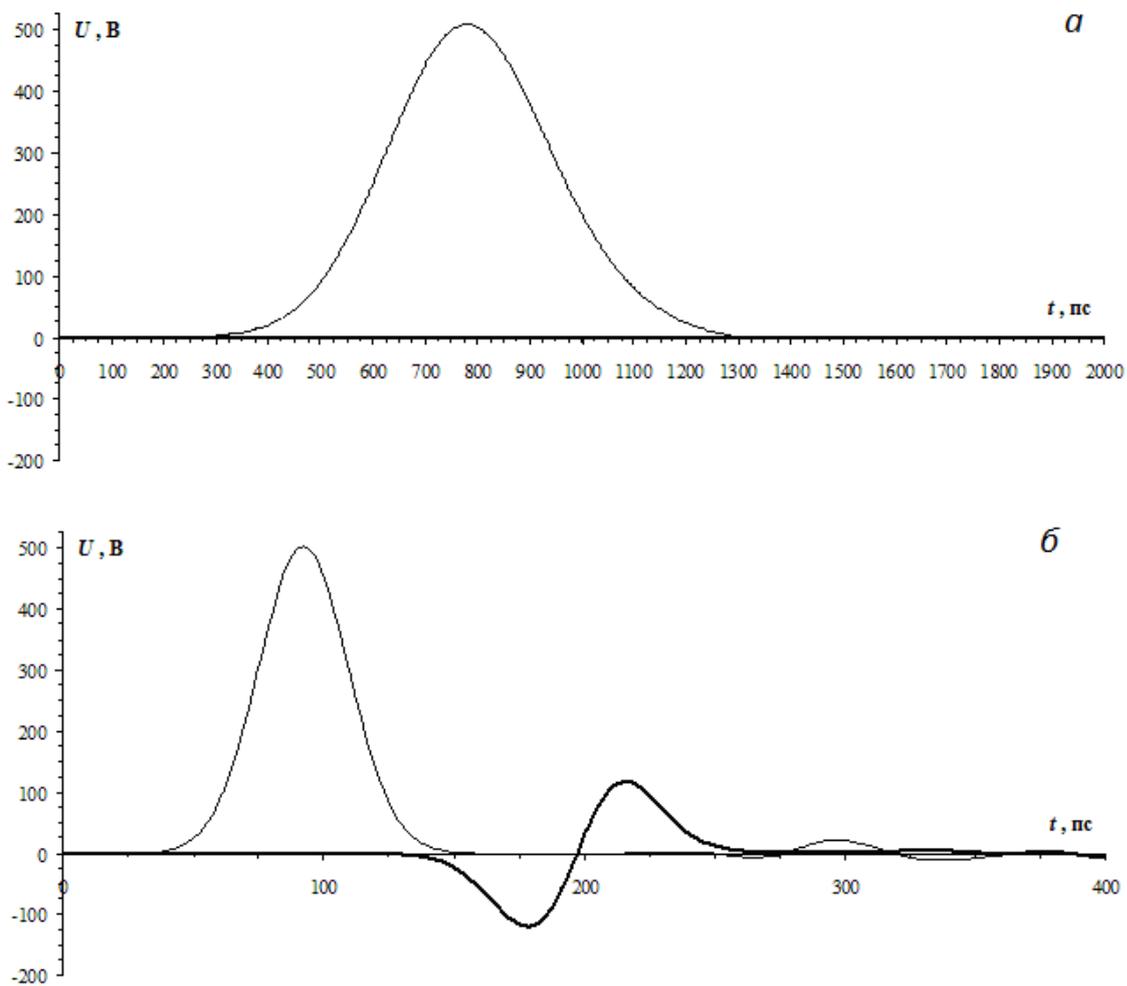


Рис. 2.20. Форма сигналов на входе подключаемой линии (—) и на конце внешних проводников (—) при ширине спектра воздействующего сигнала 0–2,3 ГГц (а) и 0–20 ГГц (б)

Это объясняется тем, что длительность импульса, распространяющегося в подключаемой линии, больше, чем минимальная разность задержек мод результирующей структуры. При ширине

спектра воздействующего сигнала 0–20 ГГц на конце внешних проводников появляются два импульса разной полярности. Таким образом, по форме сигналов на конце внешних проводников можно обнаруживать импульсы в подключаемой линии без гальванической связи с ней.

## 2.4. Анализ искажений формы гауссова импульса при модальном зондировании

### 2.4.1. Дифференцирование импульса, состоящего из двух субимпульсов

Продемонстрируем возможность определения разрешения импульсов во временной области с помощью производных первого и второго порядка [89].

Для обобщенной модели многослойной печатной платы (МПП), изображенной на рис. 2.21 (ширина трасс 0,5 мм, расстояние между ними 0,3 мм), максимальная разность погонных задержек мод составляет около 1,6 нс/м. Это следует из значений погонных задержек мод для структуры на рис. 2.21, полученных в системе TALGAT: 6,2; 6,13; 6,46; 7,65; 7,67; 7,73; 7,75; 7,74; 7,74 нс/м.

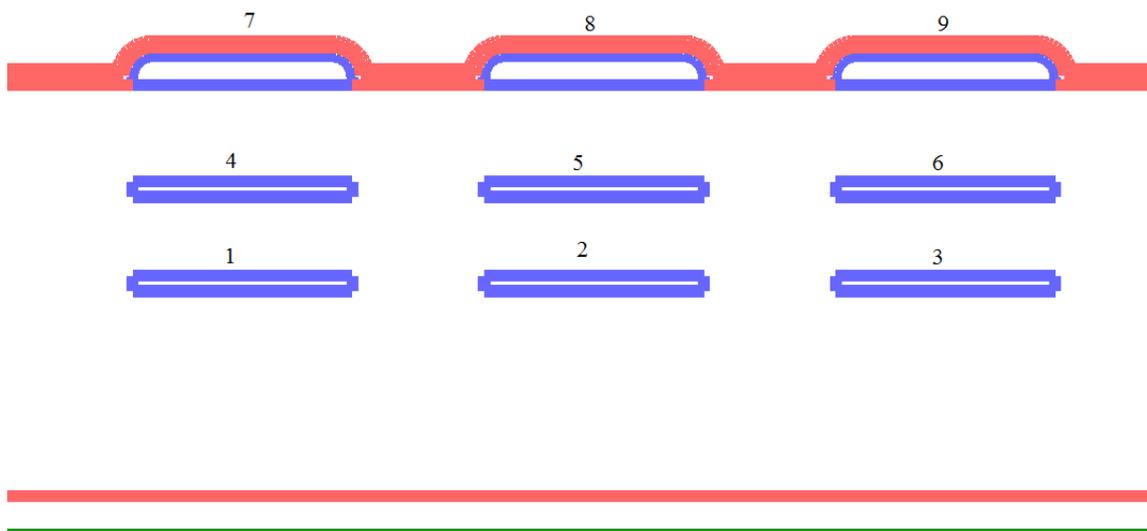


Рис. 2.21. Поперечное сечение исследуемой структуры (цифрами обозначена нумерация проводников)

Если полагать, что максимальная длина трассы МПП составляет 15–20 см, то максимальная разность задержек мод будет около

0,3 нс. Для структур гибкого печатного кабеля (ГПК) она будет около 0,2 нс, поскольку погонная разность задержек мод составляет около 0,2 нс/м [90], а предположительная максимальная длина не превышает 1 м. Таким образом, оценочное значение максимальной разности задержек мод реальных структур электрических соединений БА КА составляет 0,3 нс.

Рассмотрим гауссов импульс с параметрами: амплитуда  $A = 0,5$  В; длительность  $t_{\text{и}} = 0,6$  нс; значение времени, когда сигнал достигает максимального уровня,  $t_0 = 0,5$  нс (рис. 2.22).

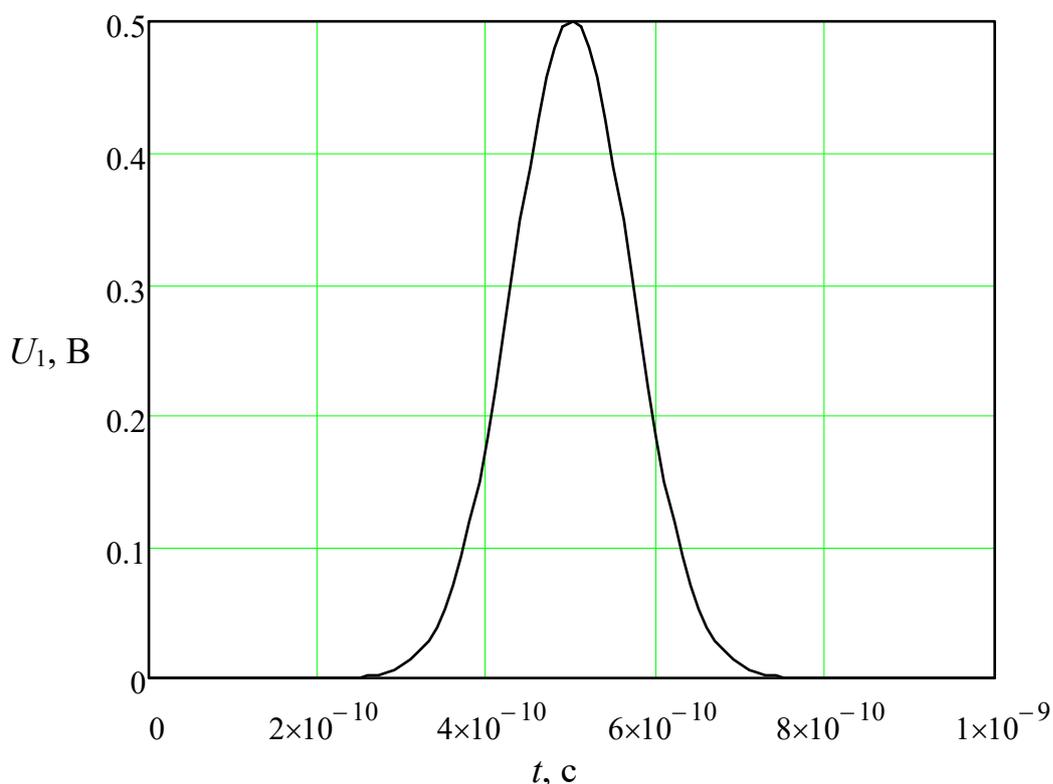


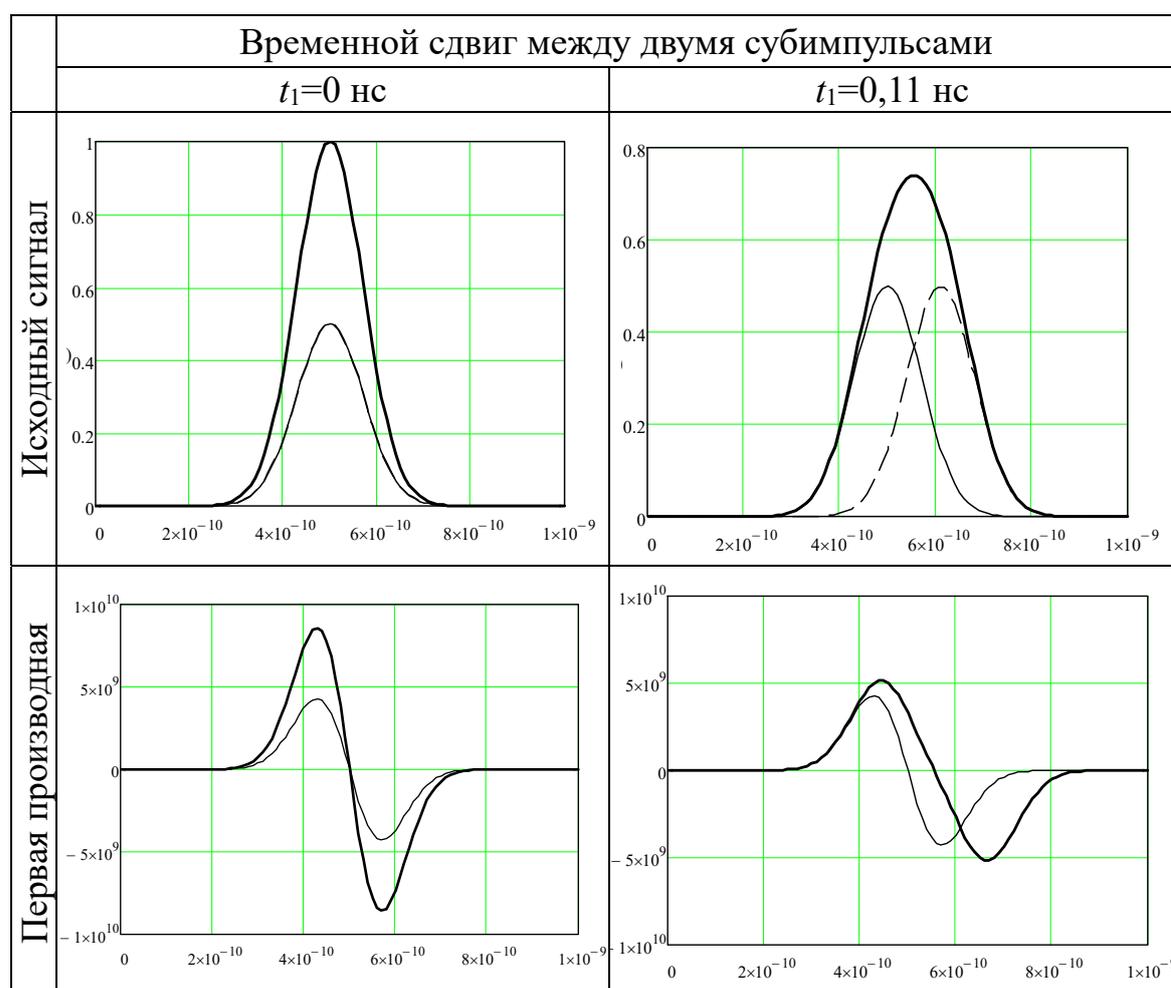
Рис. 2.22. Исходный гауссов импульс

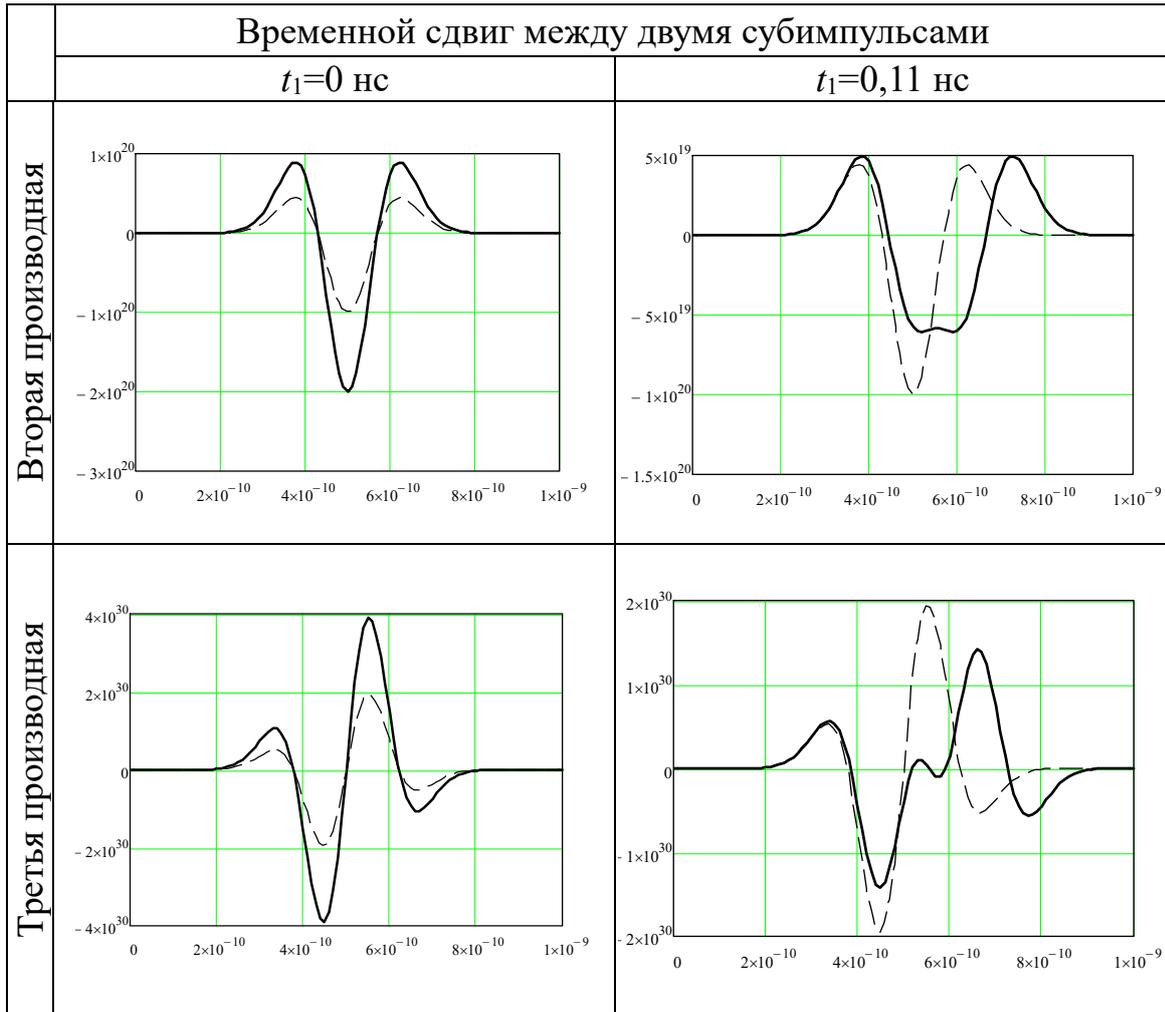
Пусть сигнал  $U_{\Sigma}$  состоит из двух гауссоид, сдвинутых по времени. Введем дополнительную переменную  $t_1$  — время задержки второго сигнала  $U_2$  относительно первого  $U_1$ . Построим графики производных первого, второго и третьего порядка сигналов для более наглядного анализа. Сначала смоделируем случай, когда временной задержки нет ( $t_1 = 0$ ), т.е. сигналы к концу линии приходят одновременно (левый столбец табл. 2.1). Видно, что производные исходного и суммарного импульсов не отличаются по форме. Отличаются только амплитуды.

С увеличением значения временной задержки при  $t_1 = 0,11$  нс наблюдается существенное изменение формы производной (увеличение количества точек экстремума функции) исходного и суммарного импульсов (правый столбец табл. 2.1). Значение задержки составляет 18,3 % от общей длительности импульса (0,6 нс), и в дальнейшем этот параметр обозначается как пороговое значение задержки. При данном значении  $t_1$  с помощью производных можно определить, что сигнал  $U_{\Sigma}$  состоит из двух субимпульсов, поскольку на графике производной второго порядка появляются дополнительные точки экстремума функции, которые на графике производной третьего порядка дают дополнительные точки пересечения с временной осью  $t$ . Их количество, по сравнению с аналогичным графиком для исходного импульса, составляет пять вместо трех.

Таблица 2.1

Форма итогового сигнала (—) из двух субимпульсов (—; - -) и их производных при  $t_1=0; 0,11$  нс





Зададим  $t_1 = 0,2$  нс. При этом суммарная гауссоида  $U_{\Sigma}$  преобразуется в сигнал с двумя явно выраженными вершинами (табл. 2.2). Искажения формы исходного импульса теперь уже отчетливо наблюдаются на графике производной первого порядка. Количество пересечений функции с временной осью равно трем, что на два больше, по сравнению с исходным импульсом.

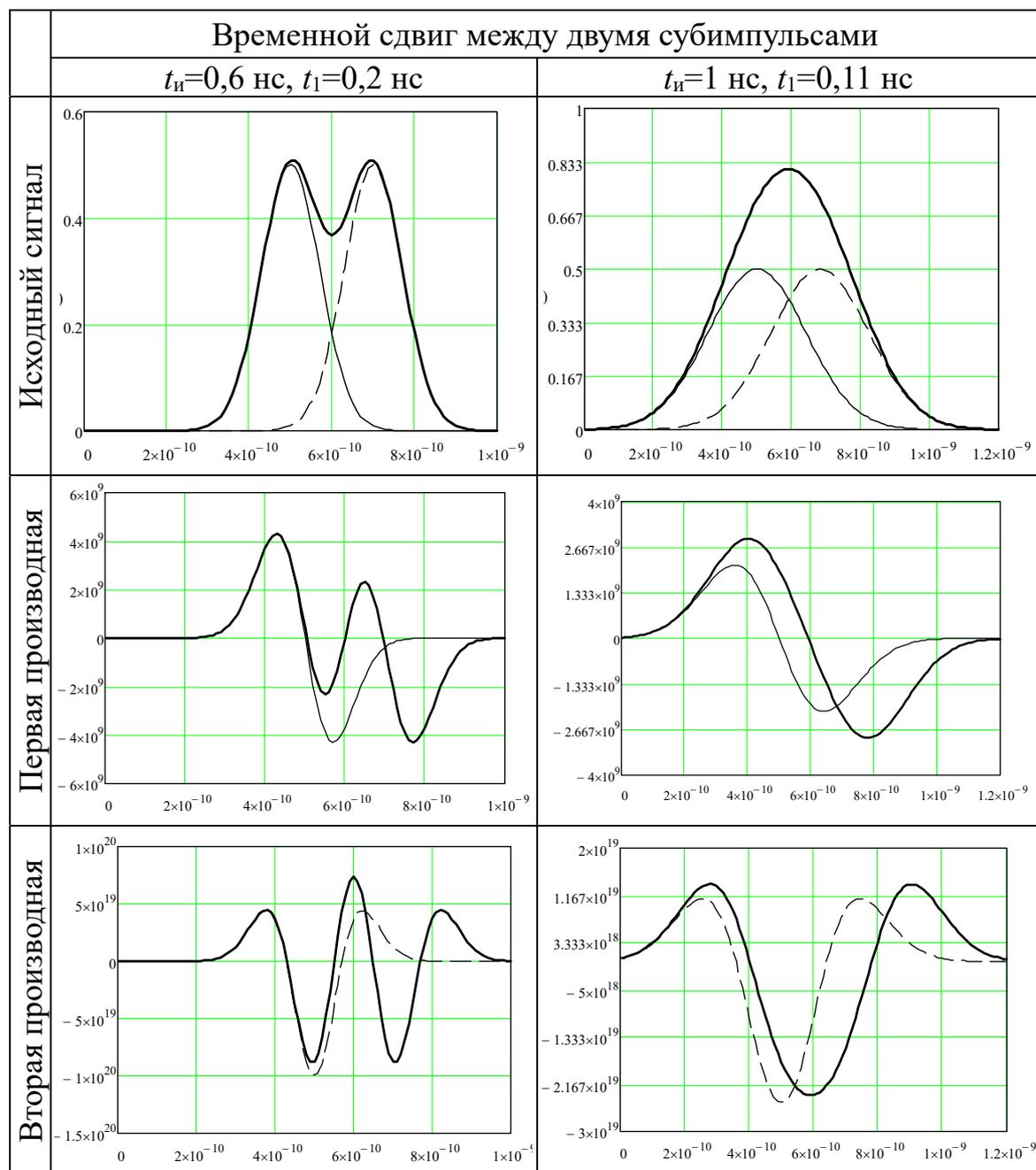
Таким образом, при увеличении временной задержки количество мод в линии можно определить по искажениям формы сигналов уже на производных сигналах первого порядка. При меньшей временной задержке определение количества мод в линии возможно при изменении формы производных сигналов высших (второго и третьего) порядков.

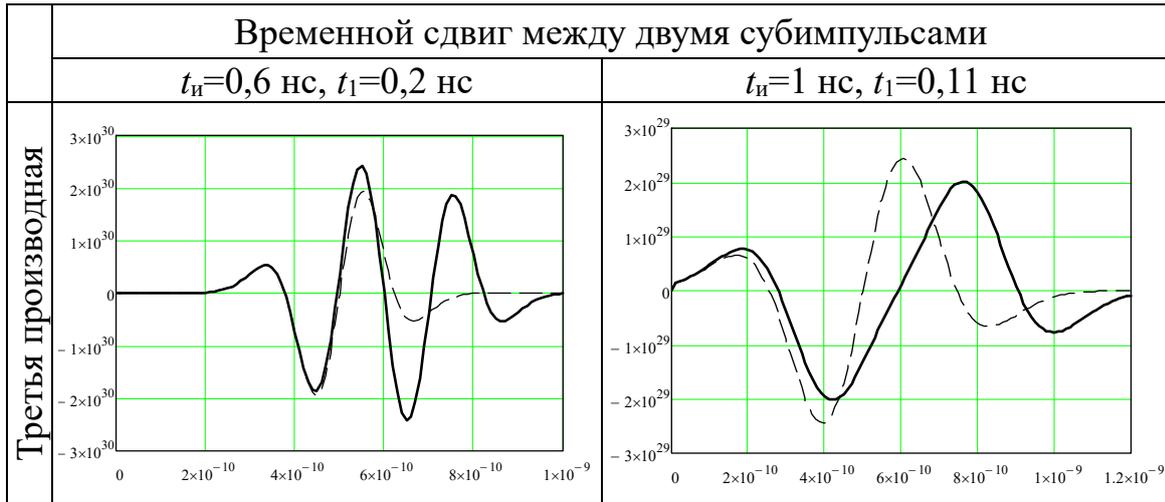
Рассмотрим влияние увеличения длительности импульса  $t_{и}$  на пороговое значение задержки. Изменим длительность импульса на значение  $t_{и} = 1$  нс. Установим значение задержки субимпульсов для

данного значения длительности 18,3 % (0,183 нс) от общей длительности (то есть равной пороговому значению задержки для  $t_{и}=0,6$  нс). Полученные результаты представлены в табл. 2.2 и 2.3.

Таблица 2.2

Форма итогового сигнала (—) из двух субимпульсов (—; - -) и их производных при  $t_{и}=0,6$  нс,  $t_1=0,2$  нс;  $t_{и}=1$  нс,  $t_1=0,11$  нс

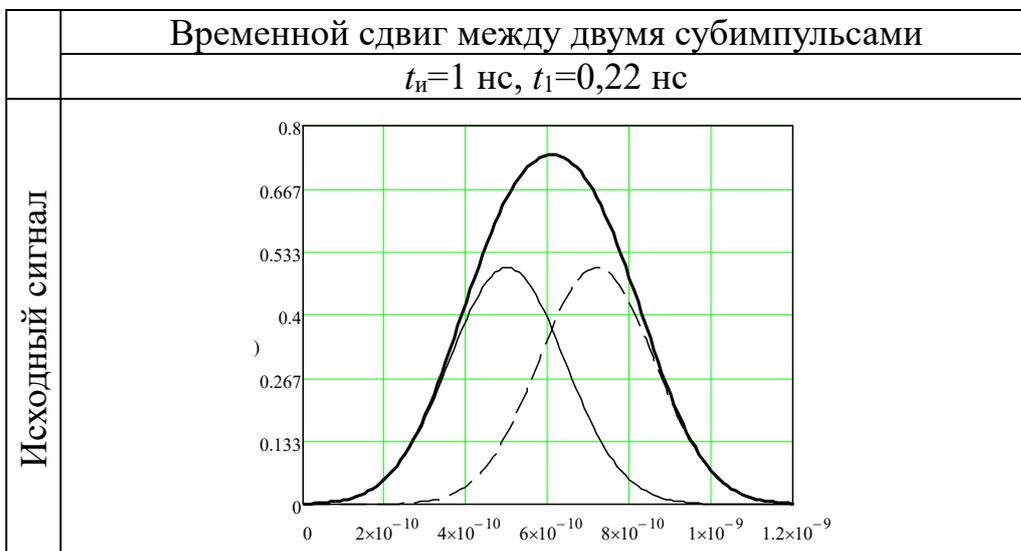


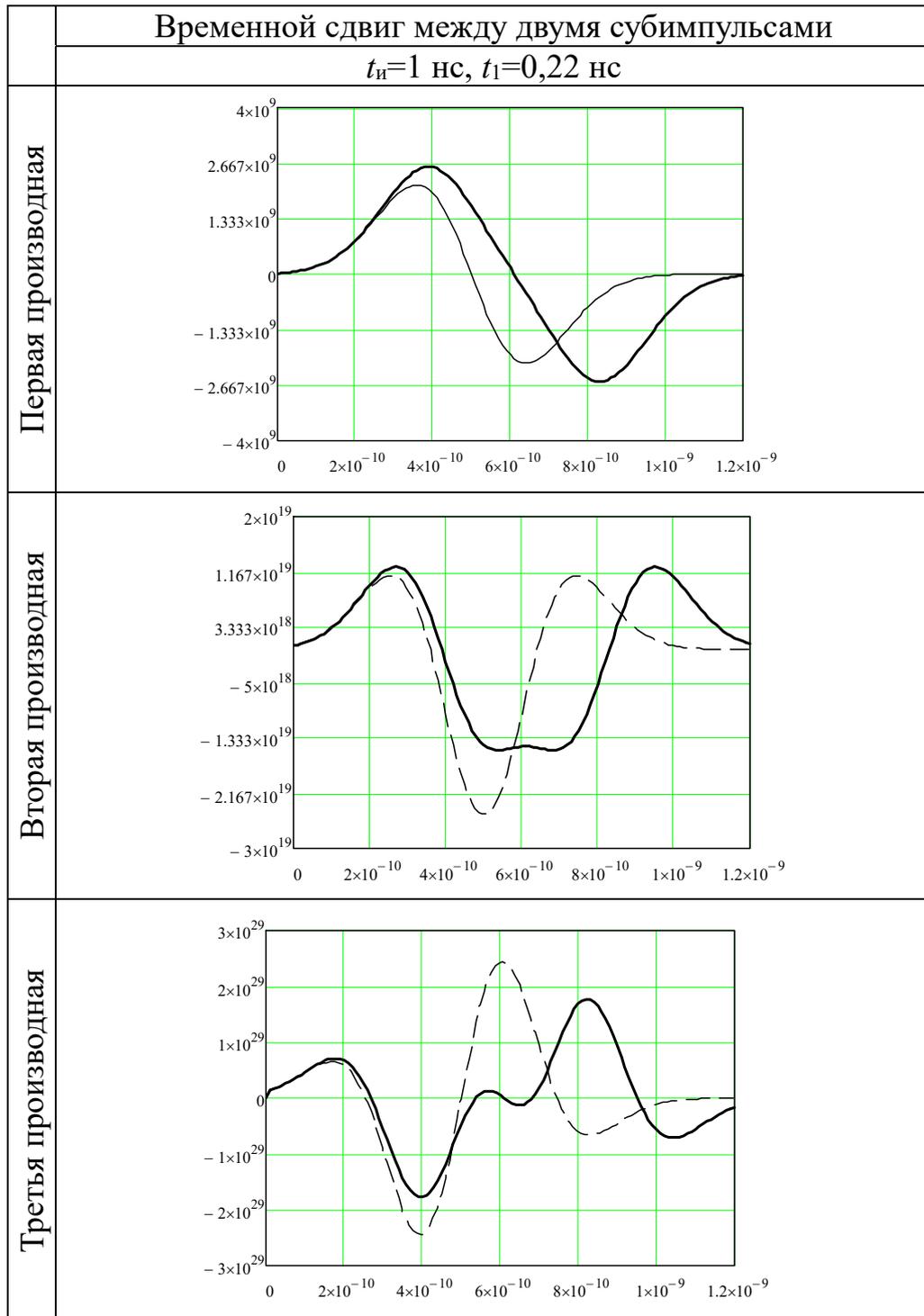


После изменения длительности импульса и соответствующей временной задержки результаты стали отличаться. Теперь искажения на графиках производных не наблюдаются. Количество пересечений производной третьего порядка для итогового и исходного сигналов равно трем. Таким образом, при изменении длительности импульса меняется и минимальное значение временной задержки  $t_1$ , при котором наблюдаются изменения формы производных сигнала. Минимальное значение  $t_1$ , при котором происходит увеличение числа экстремумов на производной второго порядка, равно 0,22 нс (см. табл. 2.3), что составляет 22 % от общей длительности импульса.

Таблица 2.3

Форма итогового сигнала (—) из двух субимпульсов (---; - -) и их производных при  $t_{и}=1$  нс,  $t_1=0,22$  нс





Таким образом, можно утверждать, что увеличение длительности зондирующего импульса приводит к увеличению порогового значения задержки.

Приведенные результаты свидетельствуют о возможности увеличения разрешающей способности импульса при неполном модальном разложении, наблюдающемся при  $t_H > \Delta\tau$ . Так, например,

для  $t_{и} = 0,6$  нс можно визуально определить точное количество субимпульсов при  $t_1 = 0,2$  нс, а с применением дифференцирования — при  $t_1 = 0,11$  нс, что меньше в 1,81 раза.

Отметим, что рассмотренные случаи справедливы лишь для структур, в которых возбуждаются только синфазная и дифференциальная моды. Для задач модального зондирования актуально изучение структур с числом мод большим двух.

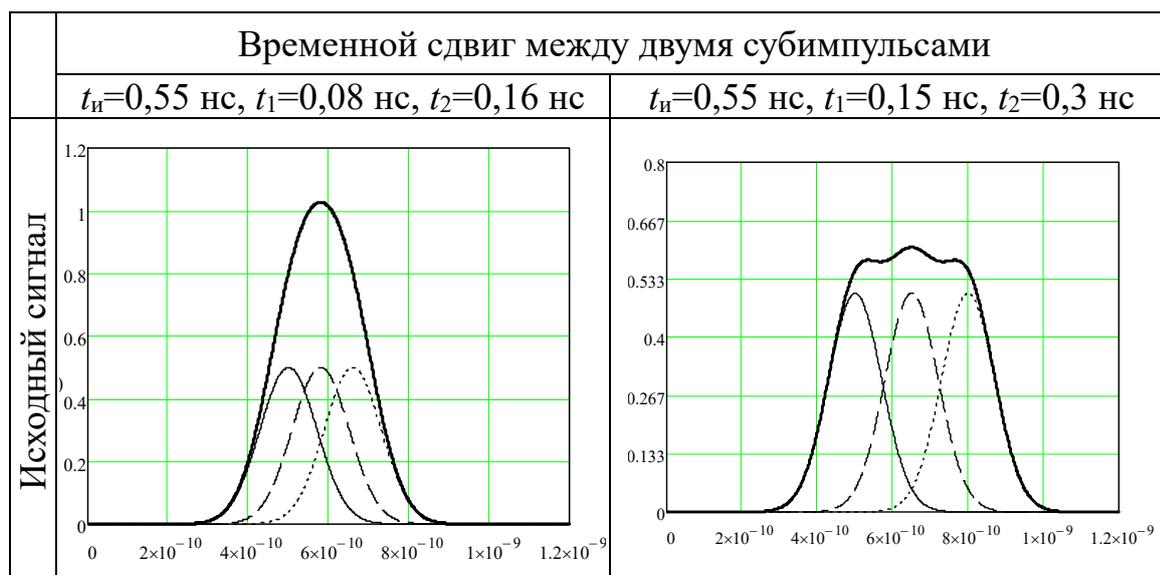
### 2.4.2. Дифференцирование импульса, состоящего из трех субимпульсов

Проведем анализ производных сигнала, полученного сложением трех гауссоид. Для этого необходимо ввести еще одну переменную,  $t_2$  — время задержки третьей гауссоиды.

Установим значение этой переменной  $t_2 = 2t_1$ . Установим длительность импульса  $t_{и} = 0,55$  нс. При увеличении задержки  $t_1$  было зафиксировано ее пороговое значение, равное 14,54 % от общей длительности импульса, что составляет  $t_1 = 0,08$  нс. Соответственно  $t_2 = 2t_1 = 0,16$  нс. Результаты при  $t_1 = 0,08$  нс и  $t_2 = 0,16$  нс приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Форма итогового сигнала (—) из трех субимпульсов (—; - -; ---) и их производных при  $t_{и} = 0,55$  и  $t_1 = 0,08$  нс,  $t_2 = 0,16$  нс;  
 $t_1 = 0,15$  нс,  $t_2 = 0,3$  нс



		Временной сдвиг между двумя субимпульсами	
		$t_{и}=0,55$ нс, $t_1=0,08$ нс, $t_2=0,16$ нс	$t_{и}=0,55$ нс, $t_1=0,15$ нс, $t_2=0,3$ нс
Первая производная			
	Вторая производная		
	Третья производная		

На графике второй производной суммарного сигнала появились дополнительные точки экстремумов функции, которые на графике третьей производной обращаются в точки пересечения с осью  $t$ . Их количество равно пяти, по сравнению с тремя точками исходного сигнала. Сравнивая эти результаты с результатами для двух гауссовых импульсов, можно говорить об их аналогичности, поэтому при данной временной задержке сложно сделать выводы

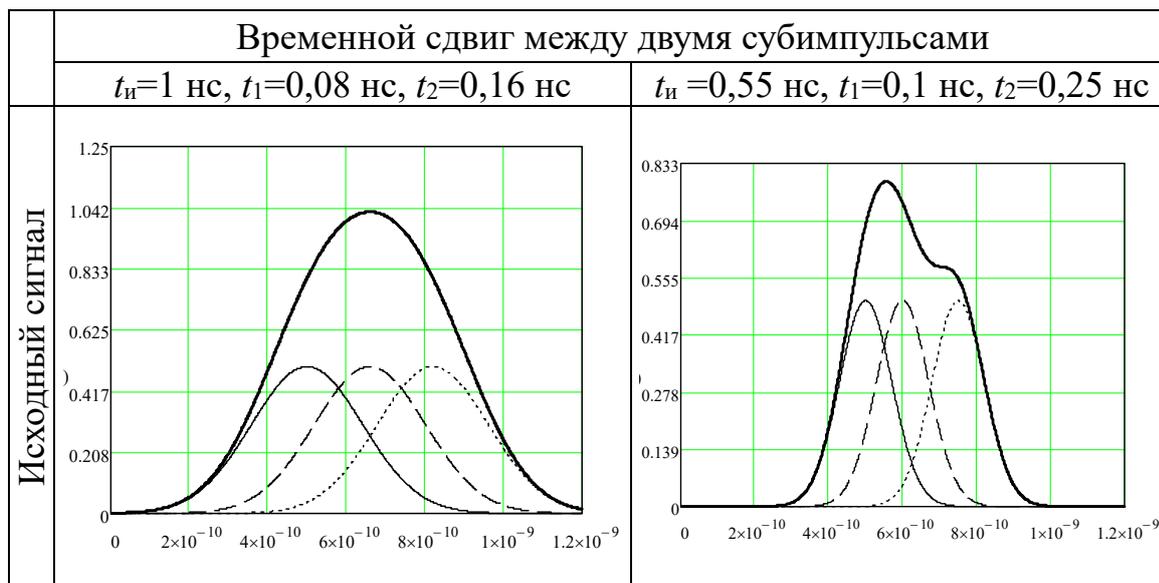
о том, что итоговый сигнал представляет сумму нескольких субимпульсов.

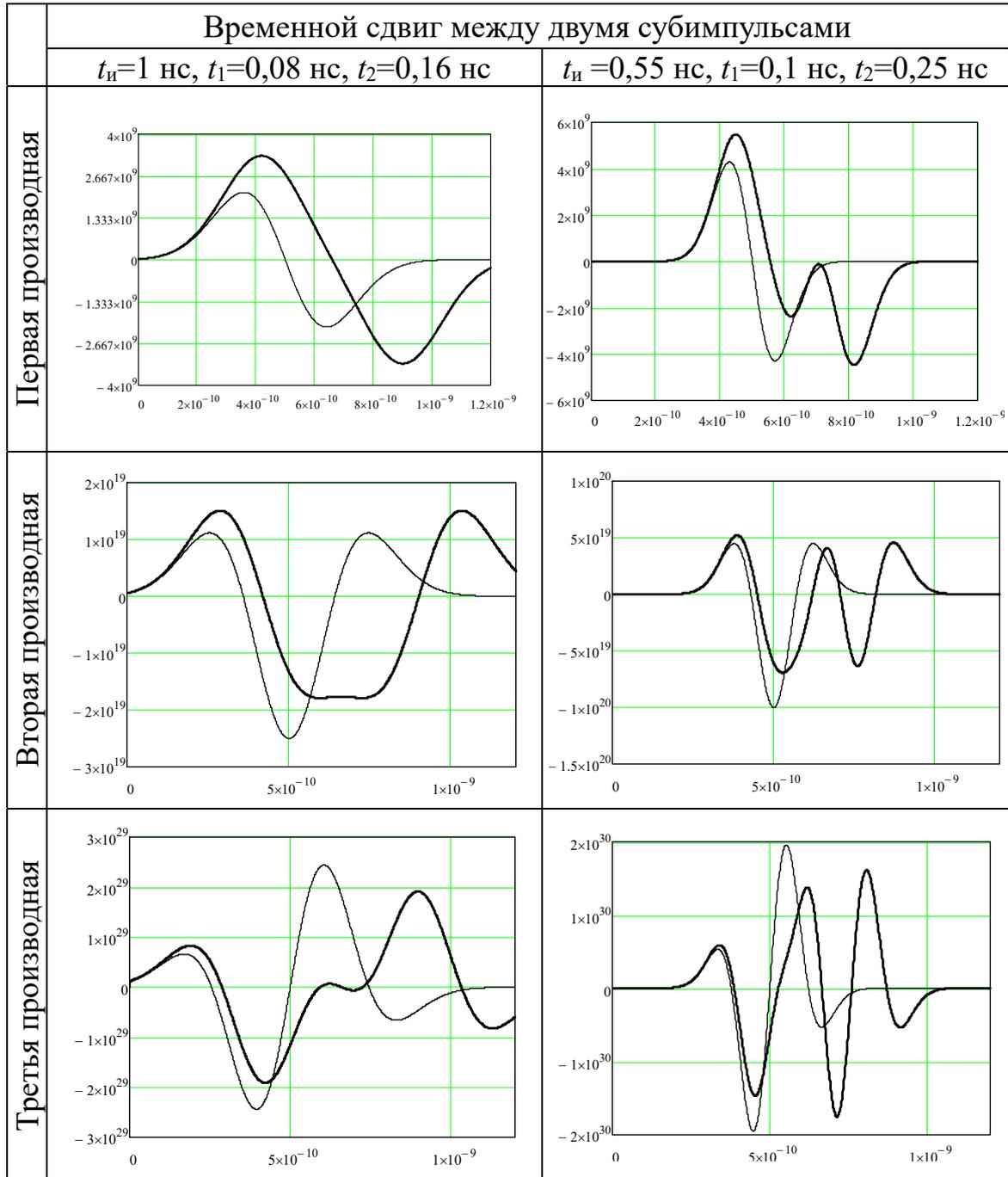
Увеличим значения задержек:  $t_1 = 0,15$  нс и  $t_2 = 2t_1 = 0,3$  нс. Вершина исходного импульса искажается, что видно и на производных (см. табл. 2.4). Так, на графике производной первого порядка образуются дополнительные точки пересечения с временной осью. В итоге на графике производной третьего порядка количество пересечений сигнала  $U_{\Sigma}$  равно семи. Сравнивая полученные результаты с результатами для двух гауссовых импульсов, приходим к выводу, что по количеству пересечений производных суммарных сигналов  $U_{\Sigma}$  третьего порядка возможно определение количества субимпульсов. Однако это требует большего значения задержек, чем для обнаружения.

Как и в случае с двумя гауссоидами, при изменении длительности импульса меняется пороговое значение временной задержки  $t_1$ , при котором наблюдается изменение формы производных сигнала. При увеличении длительности импульса на  $t_{и} = 1$  нс пороговое значение задержки равно 16 %, что составляет  $t_1 = 0,16$  нс,  $t_2 = 0,32$  нс, в отличие от 14,54 % при длительности  $t_{и} = 0,55$  нс. Формы сигналов и их производные сведены в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Форма итогового сигнала (—) из трех субимпульсов (—; - -; ...) и их производных при  $t_{и} = 1$  нс,  $t_1 = 0,08$  нс,  $t_2 = 0,16$  нс;  $t_{и} = 0,55$  нс,  $t_1 = 0,1$  нс,  $t_2 = 0,25$  нс





Смоделируем ситуацию, при которой все три гауссоиды приходят с разными временами задержки. Пусть  $t_1 = 0,1$  нс,  $t_2 = 0,25$  нс, длительность импульса  $t_{и} = 0,55$  нс (см. табл. 2.5). При различии временных задержек между субимпульсами форма производных меняется.

Для рассматриваемого случая количество пересечений на графике третьей производной сигнала  $U_{\Sigma}$  с осью  $t$  равно пяти.

На основании изменений формы производных суммарного сигнала гауссова импульса  $U_{\Sigma}$  получены формулы для количества субимпульсов  $m$  по производной сигнала первого порядка

$$m = (n + 1)/2 \quad (2.1)$$

и третьего порядка

$$m = (n - 1)/2, \quad (2.2)$$

где  $n$  — количество точек пересечения с осью  $t$ .

Формулы справедливы только для тех случаев, когда разности задержек импульсов больше, чем пороговое значение.

### 2.4.3. Дифференцирование реального сигнала, подвергшегося модальным искажениям

Рассмотрим результаты апробации полученных аналитических уравнений на реальном импульсном сигнале, подвергшемся модальным искажениям [91].

Представим форму оцифрованного сигнала на дальнем конце активной линии кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$  (рис. 2.23). Наличие разрыва в пассивном проводнике и возбуждение синфазной и дифференциальной мод в структуре позволяют наблюдать до четырех импульсов на дальнем конце активной линии, поскольку в отрезке до разрыва импульс разлагается на два импульса, в отрезке после разрыва каждый из них разлагается еще на два.

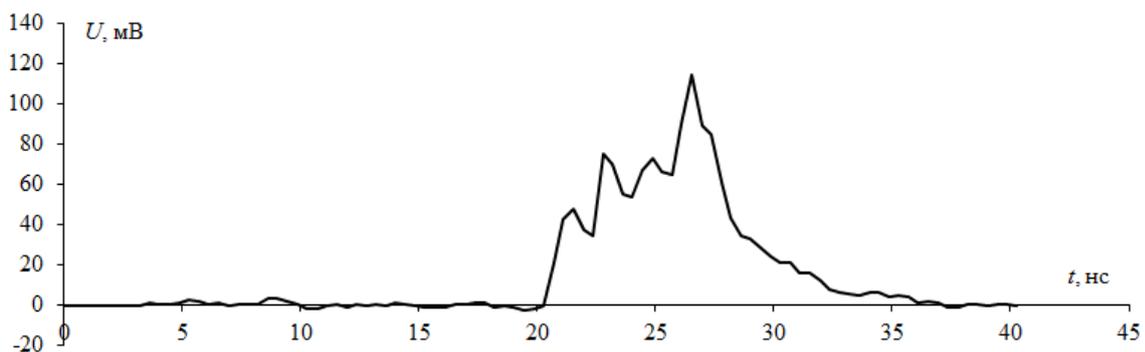


Рис. 2.23. Оцифрованный с осциллографа С9-11 сигнал на конце активной линии

Однако из-за потерь и дисперсии в линии в конце ее активного проводника наблюдается один импульс, состоящий из четырех слившихся субимпульсов. Рассмотрим возможность применения

дифференцирования сигнала для определения количества субимпульсов по точкам пересечения с осью  $t$ . Продифференцируем сигнал на дальнем конце активной линии кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$  (рис. 2.24). Количество точек пересечения с осью  $t$  равно 7. По формуле (2.1) получим 4 субимпульса.

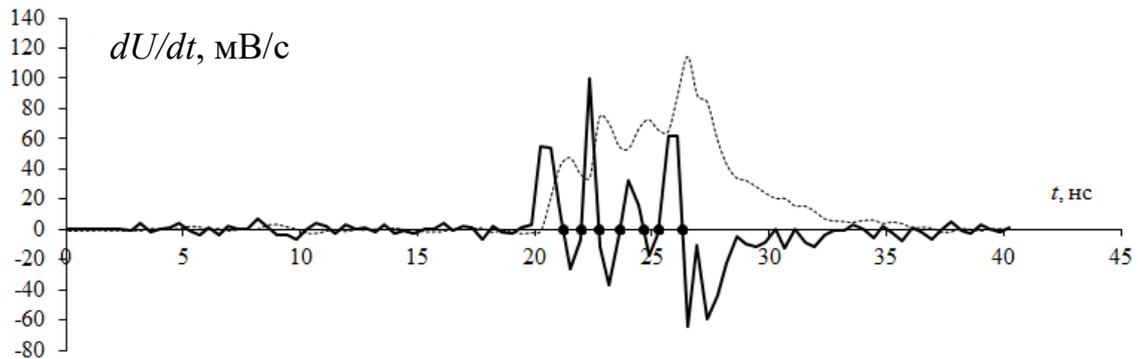


Рис. 2.24. Дифференцирование оцифрованного с осциллографа С9-11 сигнала на конце активной линии

Таким образом, применение дифференцирования сигнала по времени позволяет использовать неполное модальное разложение наравне с полным, а также может найти применение в алгоритмах автоматического анализа модальных искажений.

## 2.5. Анализ спектра сигнала на выходе двух- и трехпроводной структур многослойной печатной платы при воздействии гауссова импульса

Для реализации модального зондирования в БА КА необходим учет электрофизических параметров реальных структур, поэтому в качестве исследуемой структуры выбрана реальная МПП ОАО «ИСС». Анализировалась двухпроводная структура, поскольку она является простейшей для модального анализа (присутствуют только синфазная и дифференциальная моды), и трехпроводная — для определения возможностей идентификации числа трасс МПП по отклику в частотной области. Кроме того, выполнено моделирование двухпроводной и трехпроводной структур с разрывом и без разрыва одного из проводников (для определения возможностей диагностики). Для этого проводился анализ структур из одного отрезка длиной 0,5 и 1 м, а также из двух последовательно соединенных отрезков длиной 0,5 м и 0,5 м; 0,1 м и 0,9 м. Принципиальные

схемы и геометрические модели поперечного сечения исследуемых структур представлены на рис. 2.25, 2.26.

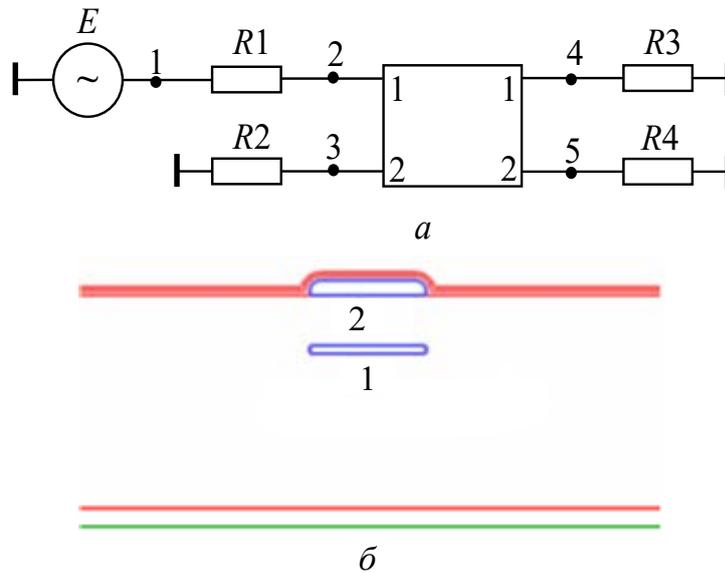


Рис. 2.25. Принципиальная схема двухпроводной структуры (а) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы (б)

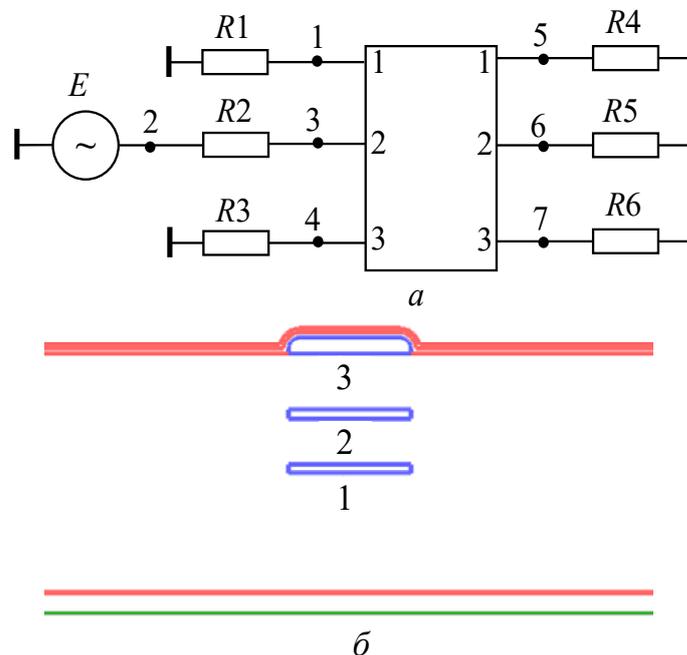


Рис. 2.26. Принципиальная схема трехпроводной структуры (а) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы (б)

Значения сопротивлений для данных схем выбраны из условия псевдосогласования. Принципиальные схемы структур с разрывом одного из зондируемых проводников приведены на рис. 2.27.

В местах разрыва проводника сопротивления равны 10 МОм. Воздействие в форме гауссова импульса (ЭДС 2 В, длительность 300 пс) подавалось между плоскостью земли (нижняя прямая) и проводником 1 для двухпроводной структуры и проводником 2 для трехпроводной. Моделирование выполнено в системе TALGAT. Потери не учитывались.

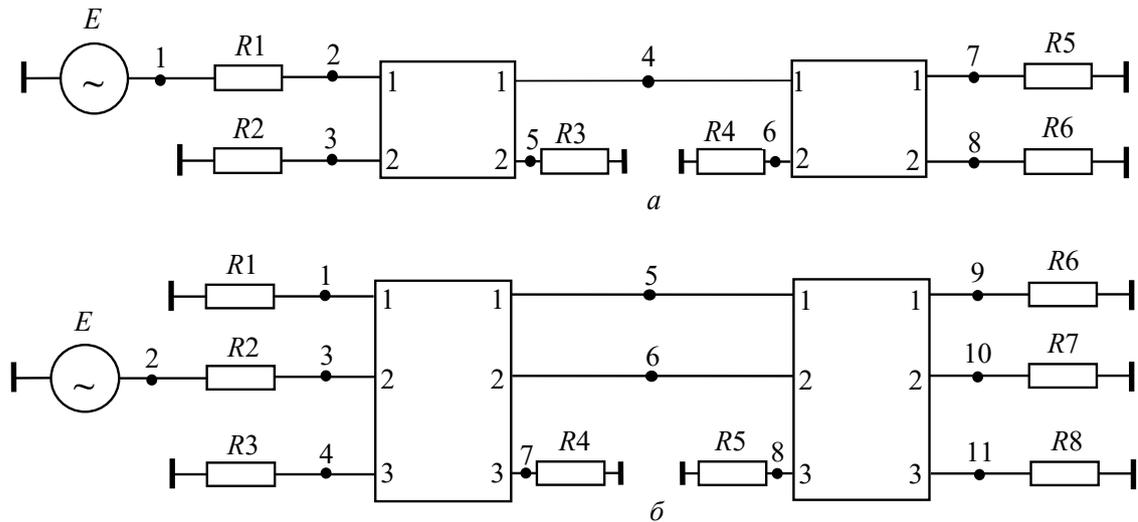


Рис. 2.27. Принципиальные схемы двухпроводной (а) и трехпроводной (б) структур при разрыве проводника на верхнем слое

Анализ спектра импульсного сигнала, подвергнувшегося модальным искажениям, применим для повышения возможностей модального зондирования. Так, например, известна простая связь частоты минимума сигнала на выходе структуры с максимальной разностью задержек мод [92]

$$f_0 \approx \frac{1}{2l(\max(\tau_i) - \min(\tau_i))}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (2.3)$$

где  $l$  — длина проводника;  $\max(\tau_i)$  и  $\min(\tau_i)$  — максимальная и минимальная погонные задержки мод;  $N$  — число проводников (не считая опорного).

Для структур, в которых распространяется только синфазная и дифференциальная моды ( $N=2$ ), выражение (2.3) можно преобразовать к виду

$$f_0 = \frac{1}{2l|\tau_e - \tau_o|}, \quad (2.4)$$

где  $l$  — длина проводника;  $\tau_e$  и  $\tau_o$  — погонная задержка синфазной и дифференциальной мод.

Преобразовав выражение (2.4), можно вычислить расстояние до разрыва пассивного проводника

$$l = \frac{1}{2f_0 |\tau_e - \tau_o|}. \quad (2.5)$$

Для двухпроводной структуры вычисленные погонные задержки мод равны 7,6 и 6,22 нс/м, а их разность — 1,38 нс/м. Следовательно, для  $l = 0,5$  м и 1 м по формуле (2.4) получим  $f_0 = 0,7$  ГГц и 0,35 ГГц, что соответствует значениям, приведенным в табл. 2.6. И наоборот: при разности задержек мод 1,38 нс/м и  $f_0 = 0,4$  ГГц по формуле (2.5) получим  $l = 0,9$  м.

Результаты вычисления отклика в частотной области для двухпроводных конфигураций представлены на рис. 2.28,а,б. При увеличении  $l$  в 2 раза  $f_0$  уменьшается также в 2 раза, а значения частот резонансов совпадают со значениями, полученными по формуле (2.3). Амплитуды огибающей частотного отклика для рассматриваемых структур равны, различия наблюдаются в частоте заполнения.

Отличие результатов структур без разрыва (рис. 2.28,а от рис. 2.28,б) заключается в разных значениях  $f_0$ , а также в увеличении амплитуд колебаний заполнения и в форме заполнения частотного отклика (диапазон до 1 ГГц показан детально на рис. 2.29).

Значение частоты  $f_0$  структуры общей длиной 1 м с разрывом одного проводника на расстоянии 0,5 м (рис. 2.28,в) примерно равно значению  $f_0$  структуры без разрыва длиной 0,5 м (см. рис. 2.28,а), как видно из табл. 2.6, однако значения амплитуд на этих частотах приближаются к нулю.

Частотный отклик при разрыве проводника на расстоянии 0,1 м от его начала представлен на рис. 2.28,г. В области частот до 2 ГГц наблюдаются значительные изменения формы заполнения и огибающей. Из сравнения рис. 2.28,в и 2.28,г видно, что амплитуды колебаний заполнения примерно равны, а частоты заполнения различны. Частоты резонансов двухпроводной структуры сведены в табл. 2.6.

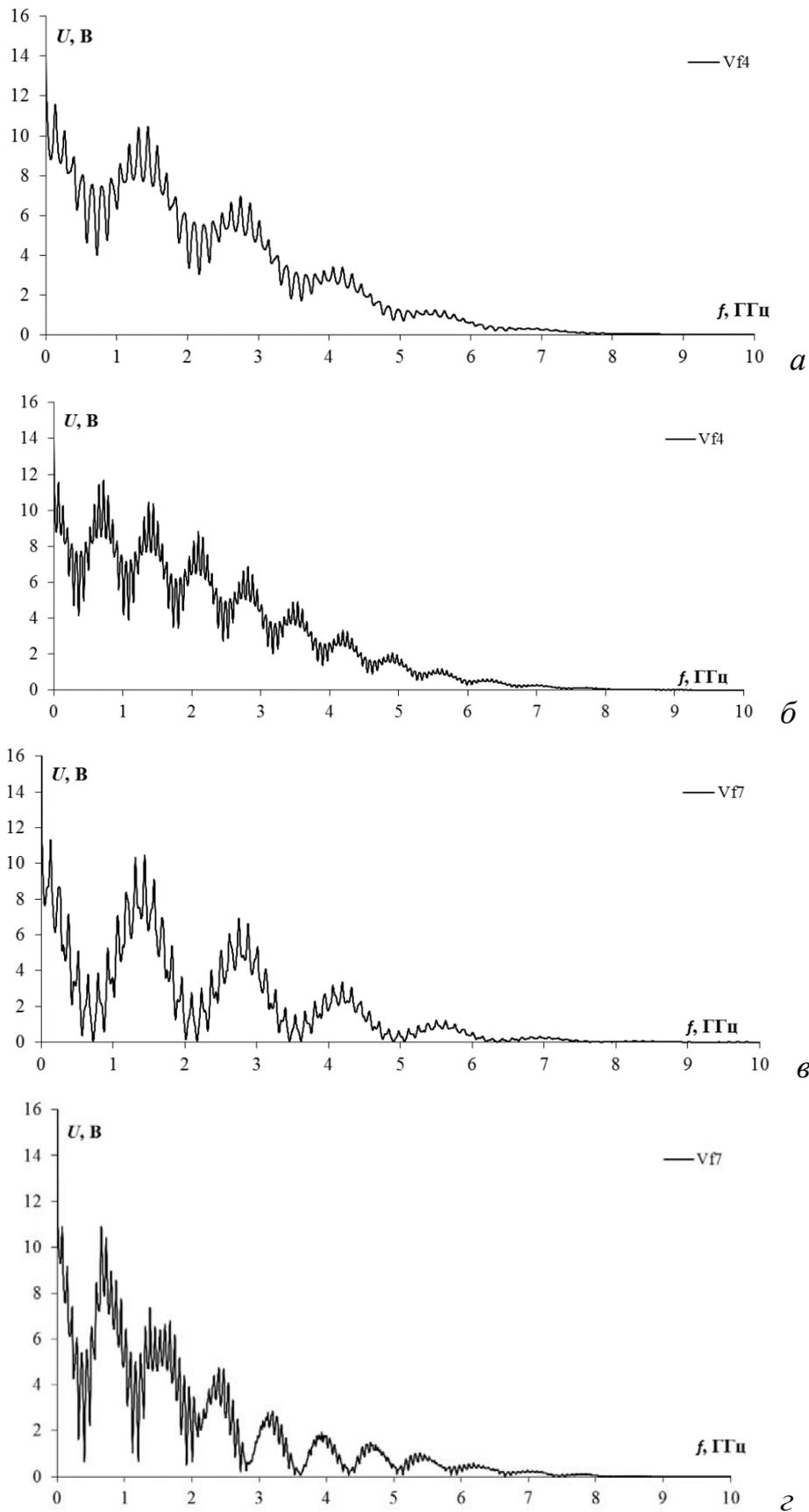


Рис. 2.28. Частотные отклики на дальнем конце зондирующего проводника двухпроводной структуры при длине, м: 0,5 (*a*); 1 (*б*); 0,5+0,5 (*в*); 0,1+0,9 (*г*)

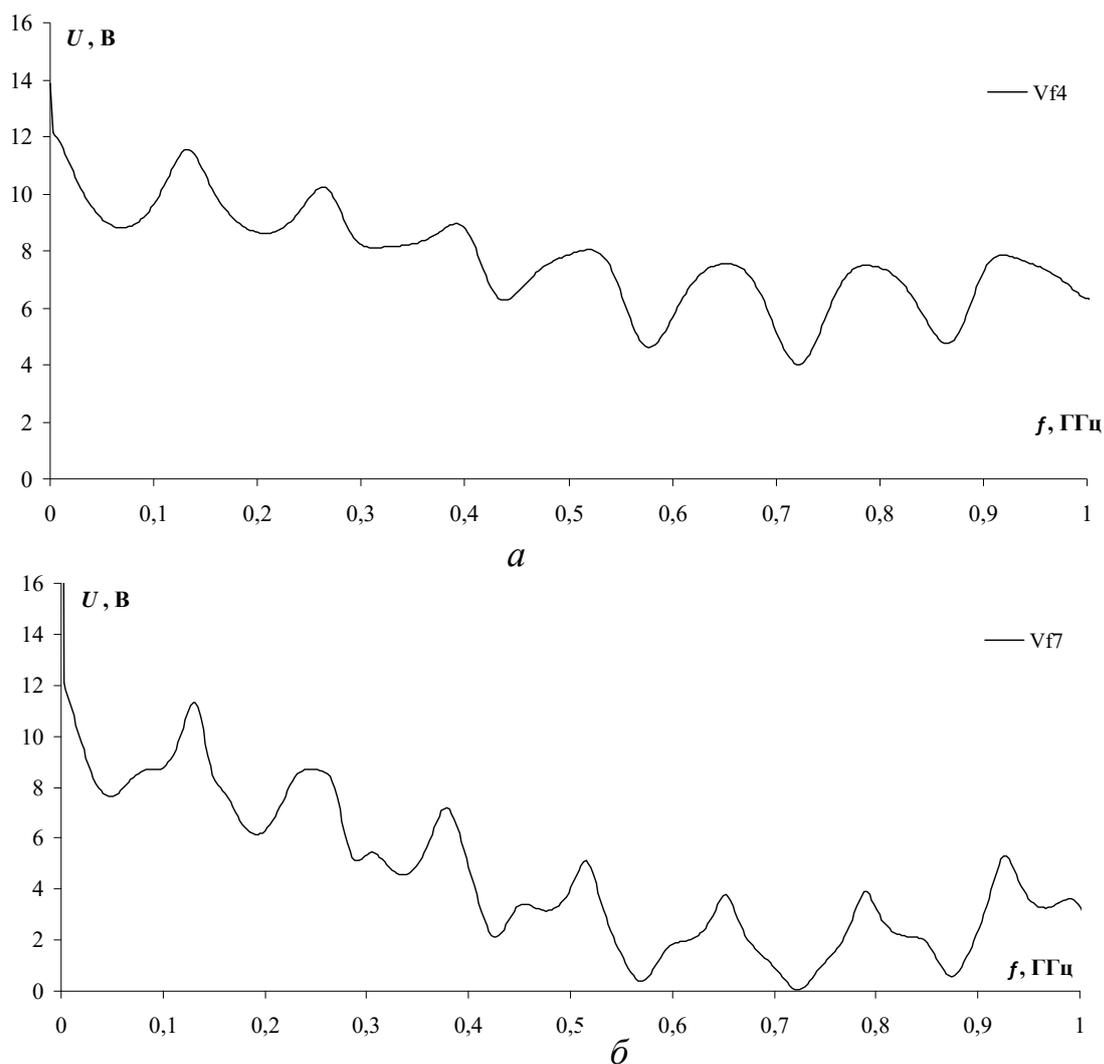


Рис. 2.29. Формы откликов в частотной области до 1 ГГц двухпроводной структуры длиной 0,5 м (а) и 0,5+0,5 м (б)

Таблица 2.6

Значения частот резонансов двухпроводной структуры, ГГц

Номер резонанса	Длина структуры, м			
	0,5	1	0,5+0,5	0,1+0,9
1	0,71	0,36	0,71	0,4
2	2,15	1,08	2,15	1,2
3	3,6	1,8	3,6	1,92
4	5,03	2,45	5	2,8
5	6,4	3,17	6,39	3,58
6	7,45	3,82	7,63	4,24
7	—	4,54	—	5,06
8	—	5,25	—	5,78
9	—	5,97	—	6,68
10	—	6,69	—	7,41

Для трехпроводной конфигурации погонные задержки мод равны 7,75; 7,61 и 6,22 нс/м, а максимальная разность — 1,53 нс/м. Следовательно, для  $l = 0,5$  м и 1 м по формуле (2.3) получим  $f_0 = 0,65$  ГГц и 0,33 ГГц.

Частотные отклики на дальнем конце зондирующего проводника трехпроводной структуры представлены на рис. 2.30. Как и для двухпроводной структуры, увеличение длины  $l$  трехпроводной приводит к уменьшению частоты  $f_0$ . Значения частот резонансов для структур с  $l = 0,5$  м и 1 м (рис. 2.30,а,б) совпадают с полученными по формуле (2.3). Амплитуды огибающей частотного отклика для рассматриваемых структур равны, различия наблюдаются в частоте заполнения.

Отличия откликов в частотной области на дальнем конце активной линии при разрыве зондируемого проводника на расстоянии 0,5 м и 0,1 м в структуре длиной 1 м (рис. 2.30,в,г и 2.31) от откликов для структуры без разрыва аналогичны рассмотренным двухпроводным структурам. Частоты резонансов для трехпроводной структуры сведены в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Значения частот резонансов трехпроводной структуры, ГГц

Номер резонанса	Длина структуры, м			
	0,5	1	0,5+0,5	0,1+0,9
1	0,71	0,28	0,65	0,4
2	2,14	1	2,01	1,12
3	3,63	1,75	3,22	1,83
4	4,91	2,46	3,96	2,52
5	6,16	3,04	5,27	—
6	—	4,11	6,4	—
7	—	4,76	7,51	—
8	—	5,42	—	—
9	—	6,16	—	—
10	—	6,79	—	—

Преобразовав выражение (2.3), можно вычислить расстояние до разрыва проводника

$$l \approx \frac{1}{2f_0 (\max(\tau_i) - \min(\tau_i))}, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2.6)$$

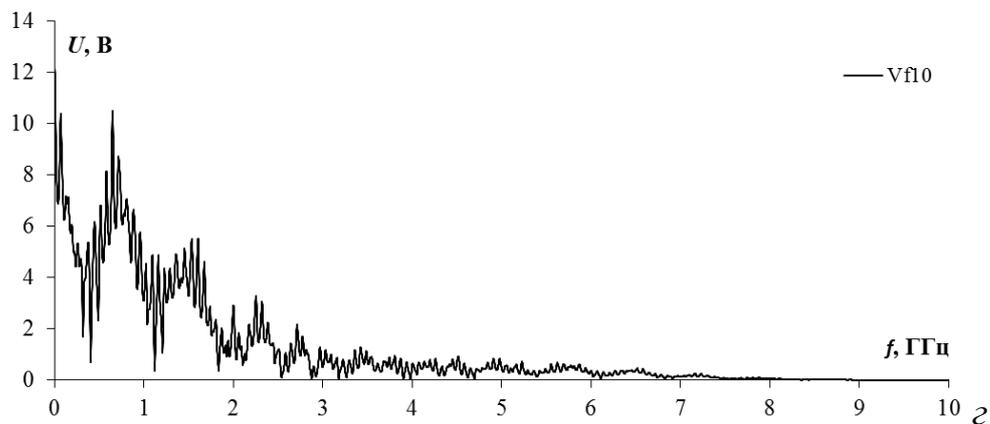
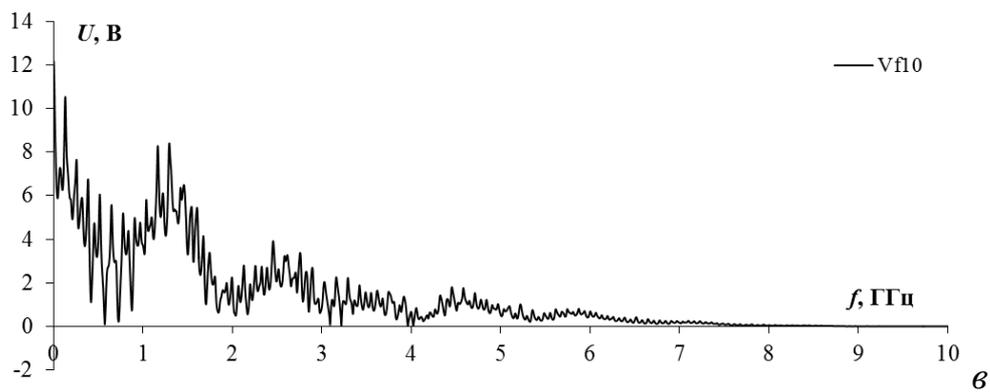
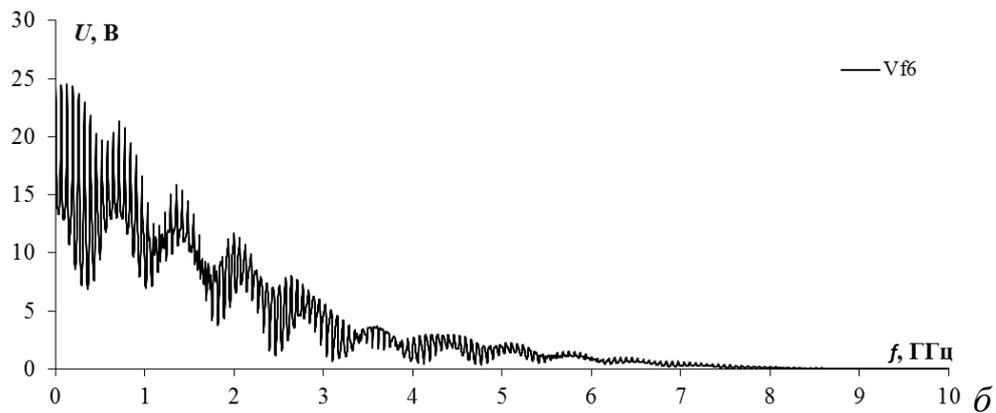
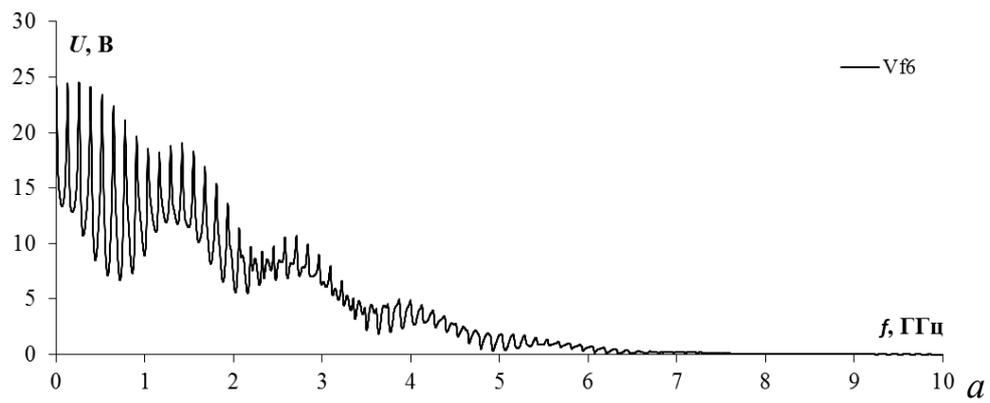


Рис. 2.30. Частотные отклики на дальнем конце зондирующего проводника трехпроводной структуры при длине, м:  
 0,5 (а); 1 (б); 0,5+0,5 (в); 0,1+0,9 (г)

Частота резонанса  $f_0$  согласно графику на рис. 2.30,в равна 0,65 ГГц. Подставляя  $f_0 = 0,65$  ГГц в формулу (2.6), получим  $l = 0,5$  м. Этот результат совпадает с заданным расстоянием разрыва в моделировании. Резонансная частота из графика отклика в частотной области (см. рис. 2.30,з)  $f_0 = 0,4$  ГГц. Подставив ее в формулу (2.6), получим  $l = 0,81$  м. Погрешность по сравнению с заданным расстоянием до разрыва ( $l = 0,9$  м) равна 10 %.

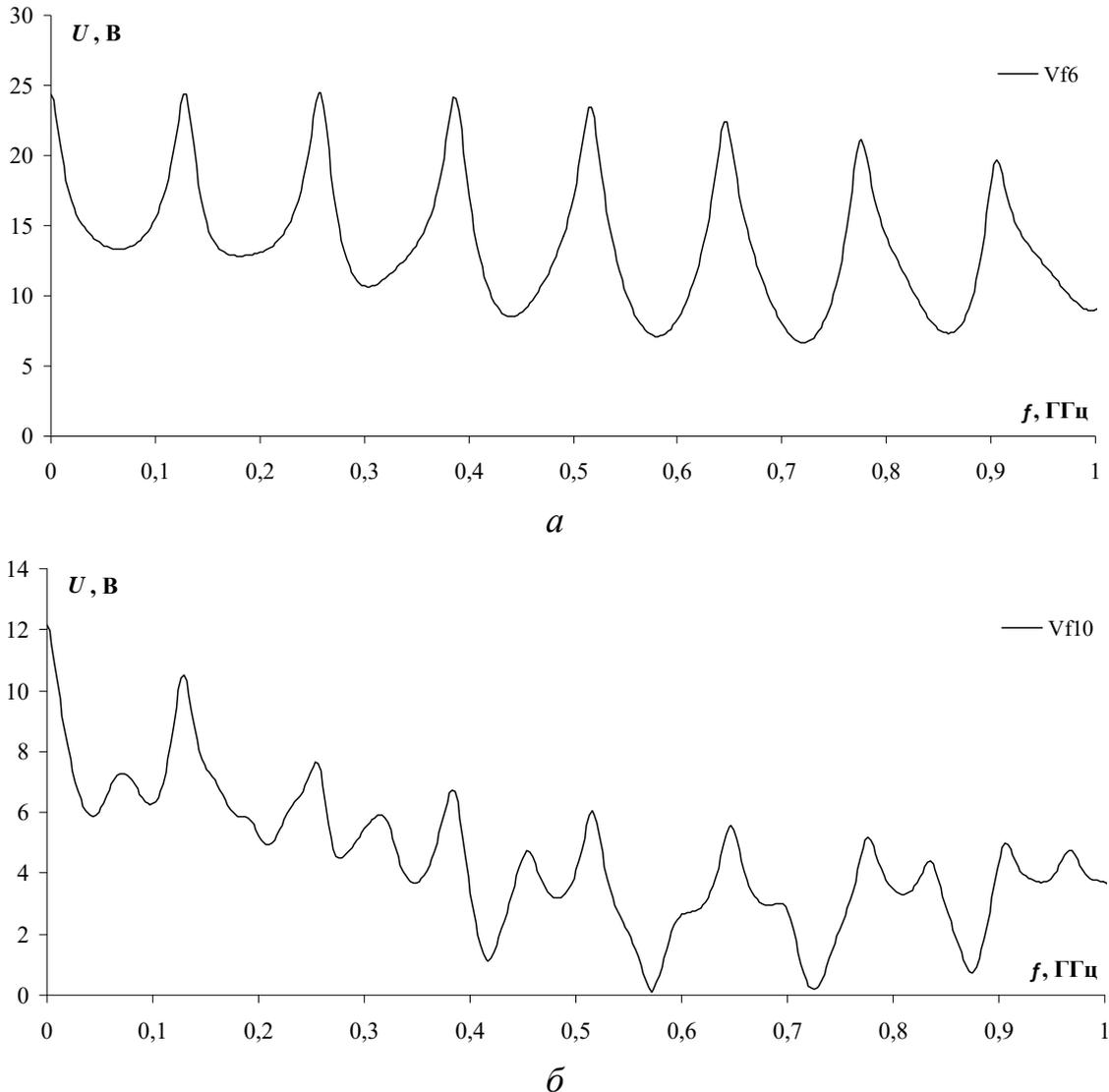


Рис. 2.31. Формы откликов в частотной области до 1 ГГц трехпроводной структуры длиной 0,5 м (а) и 0,5+0,5 м (б)

Приведенные результаты показывают, что частотные отклики двух- и трехпроводной структур длиной 0,5 м и 1 м (см. рис. 2.28,а,б и рис. 2.30,а,б) различны по амплитудам огибающих (12 В для двухпроводной структуры против 25 В для трехпроводной) и заполняющих колебаний. Резонансные частоты совпадают.

Для структур с разрывом (см. рис. 2.28,в,г и рис. 2.30,в,г) отличий в амплитудах огибающей частотного отклика не наблюдается.

Результаты моделирования показывают применимость анализа спектра импульсного сигнала, подвергнутого модальному искажению, для повышения возможностей модального зондирования (обнаружение, диагностика).

## 2.6. Экспериментальное подтверждение модального зондирования

### 2.6.1. Натурный эксперимент

Представим результаты натурального эксперимента по подтверждению технологии модального зондирования, выполненного с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11 [93]. Осциллограммы и результаты измерения параметров импульсных сигналов получены в начале и конце зондирующей пары проводников плоского трехпроводного кабеля.

Таким образом, на примере кабеля исследовалась возможность зондирования пассивного проводника (без контакта с ним) по сигналу между активным и опорным проводниками.

**Постановка эксперимента.** При измерениях использовался кабель марки ПУГНП  $3 \times 1,5$  (рис. 2.32,а). Рассматривались различные граничные условия на концах зондируемого проводника: холостой ход (ХХ), короткое замыкание (КЗ), резистор 100 Ом между пассивным и опорным проводниками, а также структура без разрыва (рис. 2.32,б) и с разрывом (рис. 2.32,в) зондируемого проводника. Воздействие подавалось между опорным и активным проводниками через формирователь импульса П-2.084.080 (внутреннее сопротивление  $R1 = 50$  Ом и максимальная амплитуда сигнала 10 В). Входное сопротивление преобразователя ПС-18  $R3 = 50$  Ом, а  $R2$  и  $R4$  изменялись: ХХ, КЗ, 100 Ом. Параметры сигнала, измеренные на выходе формирователя импульса на нагрузке 50 Ом, приведены в табл. 2.8. Измерения исходного импульса производились с использованием аттенюатора 20 дБ, а остальные — без аттенюатора. Фотографии формы и спектра сигнала на выходе формирователя импульса П приведены на рис. 2.33. Измеренное время задержки самой быстрой моды (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5 % для осциллографа С9-11) составляет  $(72 \pm 5,4)$  нс

(рис. 2.34), что соответствует погонной задержке  $\tau_1$  (табл. 2.9), умноженной на длину структуры ( $4,68 \text{ нс/м} \times 15 \text{ м} = 70,2 \text{ нс}$ ).

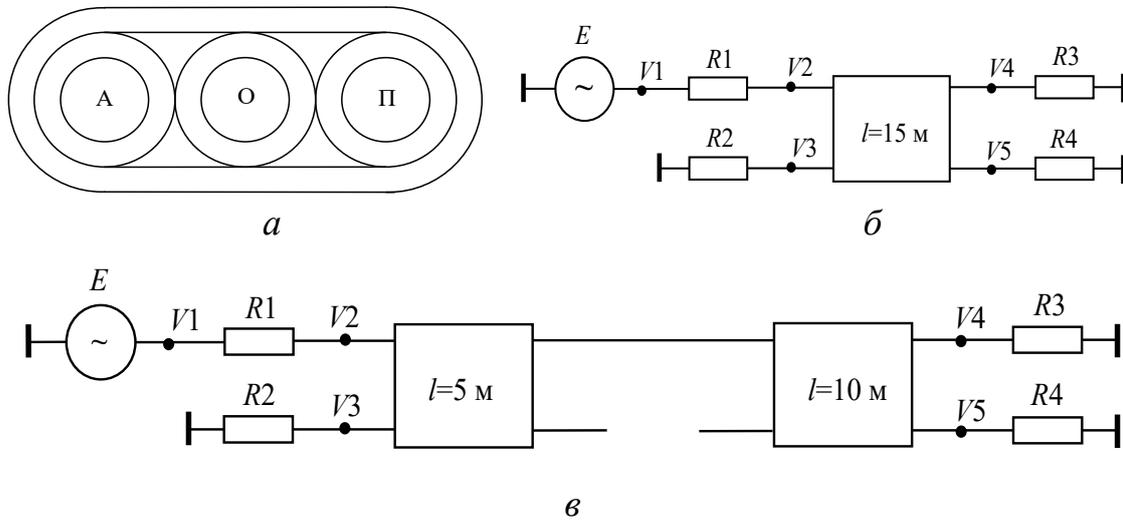


Рис. 2.32. Поперечное сечение кабеля ПУГНП 3 × 1,5:  
*a* – А – активный; О – опорный; П – пассивный проводник;  
*б* – принципиальная схема структуры без разрыва пассивного (зондируемого) проводника; *в* – то же с разрывом

Таблица 2.8

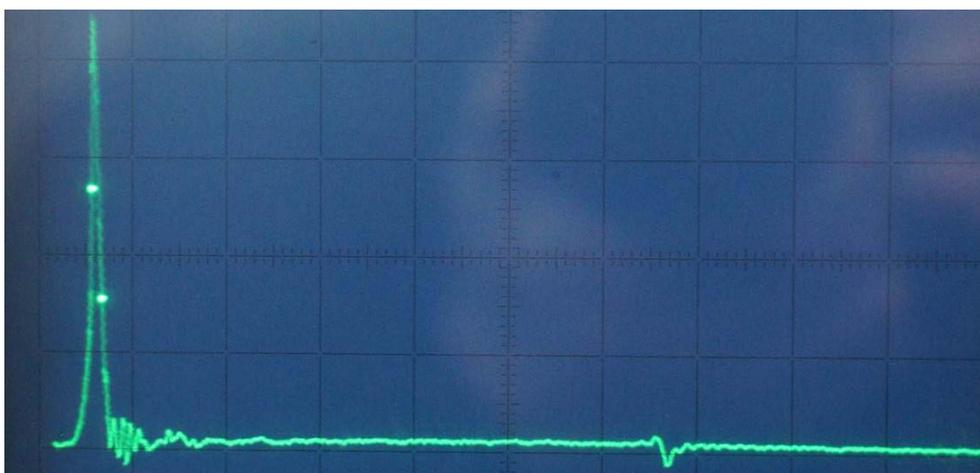
Параметры сигнала на выходе формирователя импульса П

Тип сигнала	Треугольный импульс
Амплитуда	225 мВ
Фронт (0,1–0,9)	280 пс
Спад (0,1–0,9)	280 пс
Длительность (0,5)	200 пс
Горизонтальная развертка	2 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.

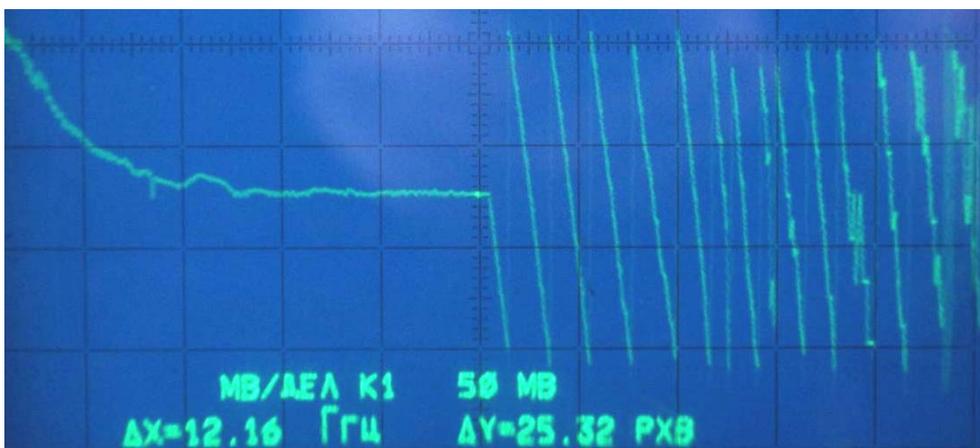
Таблица 2.9

Значения матриц **L**, **C**, **Z**, погонные задержки мод и их разность для кабеля ПУГНП 3 × 1,5

Матрицы			Погонные задержки и их разность		
<b>L</b> , нГн/м	<b>C</b> , пФ/м	<b>Z</b> , Ом	$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
447,3 106,57	55 -9,4	93,4 58,6	4,68	5,02	0,34
106,57 447,3	-9,4 55	58,6 93,4			



*a*



*б*

Рис. 2.33. Форма (а) и спектр (б) сигнала на выходе формирователя импульса II

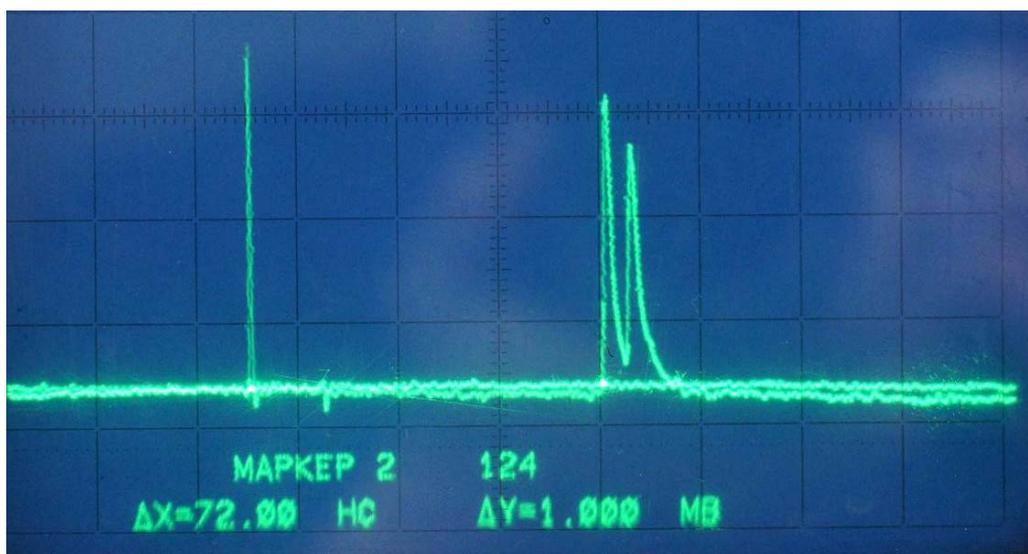


Рис. 2.34. Форма исходного (аттенюатор 20 дБ с пренебрежимо малой задержкой) сигнала и сигнала без аттенюатора на выходе структуры по рис. 2.32 при резисторах 100 Ом на обоих концах

**Холостой ход на обоих концах зондируемого проводника.** Измеренные параметры сигнала в конце зондирующего проводника сведены в табл. 2.10. Фотографии форм и спектров сигнала в конце зондирующего проводника ( $V_4$ ) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.35, а для структуры с разрывом — на рис. 2.36.

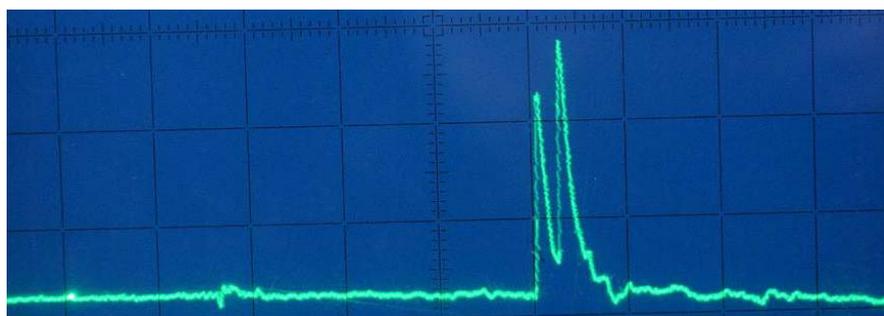
Из полученных результатов видно, что исходный сигнал при распространении в структуре без разрыва раскладывается на два импульса. Это связано с тем, что в структуре возбуждаются синфазная и дифференциальная моды, а разность их задержек больше, чем длительность импульса. По существу, появление второго импульса на дальнем конце зондирующей линии обусловлено присутствием пассивного зондируемого проводника.

Данные результаты подтверждают возможность обнаружения пассивного проводника. При этом для варианта, когда на обоих концах зондируемого проводника ХХ, амплитуда второго импульса больше, чем амплитуда первого, в 1,2 раза. При разрыве в зондируемом проводнике количество импульсов увеличивается до 4, но из-за влияния потерь и дисперсии они сливаются и максимальная амплитуда равна 120 мВ. Это подтверждает возможность диагностики пассивного проводника без контакта с ним.

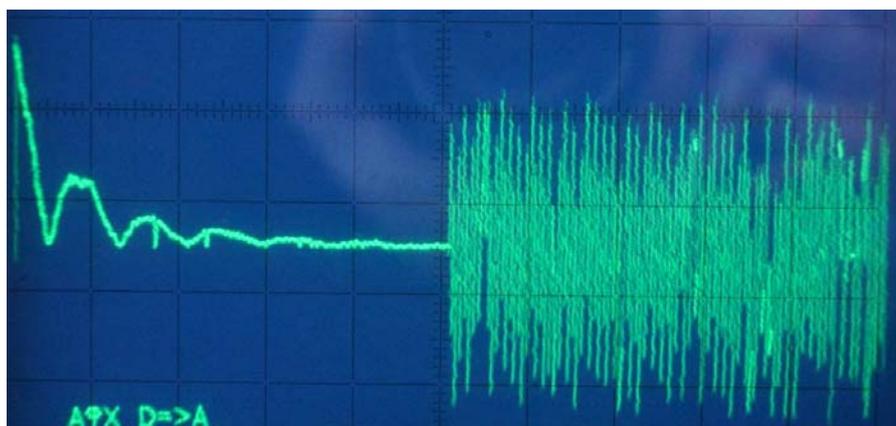
Таблица 2.10

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника (ХХ–ХХ)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	112 мВ	45,5 мВ
Амплитуда 2	133 мВ	75,5 мВ
Амплитуда 3	–	75 мВ
Амплитуда 4	–	120 мВ
Задержка	72 нс	72 нс
Максимальная разница между вершинами импульсов выходного сигнала	4,8 нс	5,2 нс
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.

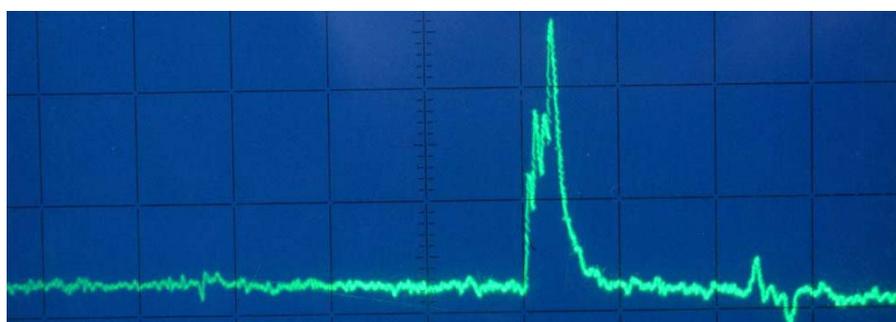


*a*

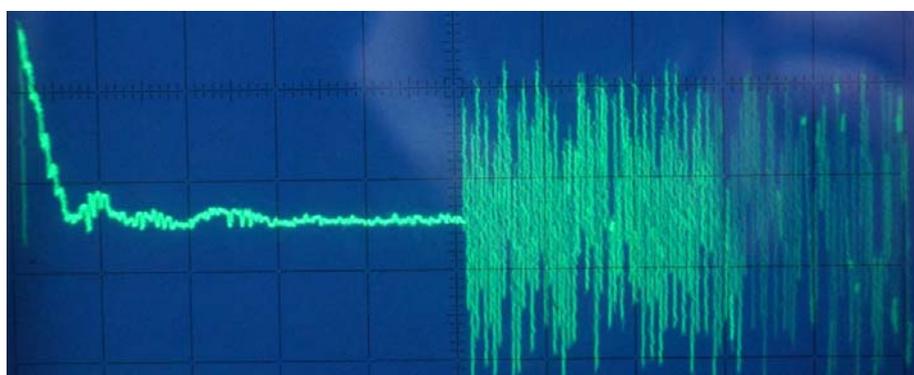


*б*

Рис. 2.35. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (XX–XX)



*a*



*б*

Рис. 2.36. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры с разрывом (XX–XX)

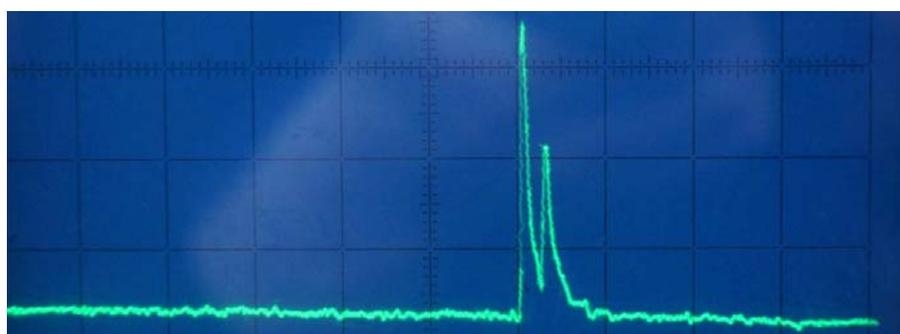
**Короткое замыкание на опорный проводник в обоих концах зондируемого проводника.** Измеренные параметры сигнала в конце зондирующего проводника сведены в табл. 2.11.

Таблица 2.11

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника (КЗ–КЗ)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	160 мВ	69 мВ
Амплитуда 2	93 мВ	79,5 мВ
Амплитуда 3	–	80 мВ
Амплитуда 4	–	93 мВ
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.

Фотографии форм сигнала в конце зондирующего проводника (V4) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.37, а для структуры с разрывом — на рис. 2.38.



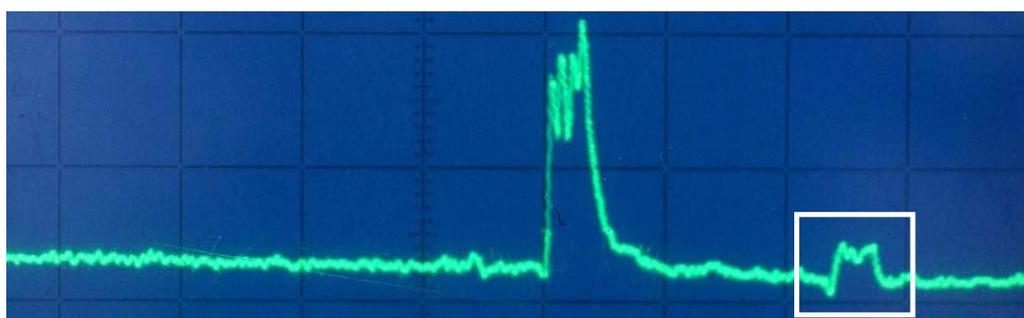
*a*



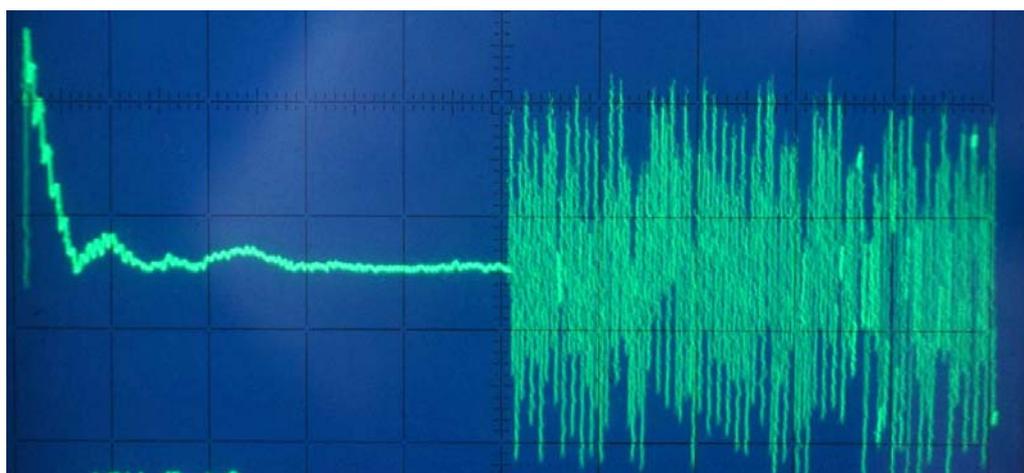
*б*

Рис. 2.37. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (КЗ–КЗ)

Видно, что, по сравнению со случаем ХХ, для структуры без разрыва амплитуда первого импульса (160 мВ) стала больше второго (93 мВ). Для структуры с разрывом максимальная амплитуда уменьшилась до 93 мВ и наблюдается выравнивание амплитуд импульсов. Следует обратить внимание на наличие и форму последующих составляющих отклика, испытавших два отражения (обведены белой рамкой на рис. 2.38,а). Разность задержек прямого и отраженного сигналов, равная порядка 48 нс, соответствует погонной задержке  $\tau_1$  (см. табл. 2.9), умноженной на двойную длину первого отрезка ( $4,68 \times 2 \times 5 = 46,8$  нс). Эти составляющие на дальнем конце зондирующего проводника обусловлены разрывом зондируемого проводника на расстоянии 5 м. Их форма меняется в зависимости от граничных условий на концах зондируемого проводника, что увеличивает информативность и возможности определения граничных условий сигнала на дальнем конце активного провода.



а



б

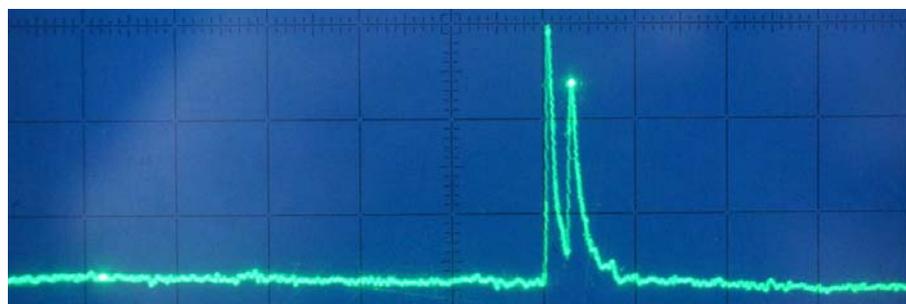
Рис. 2.38. Форма (а) и спектр (б) сигнала в конце зондирующего проводника структуры с разрывом (КЗ–КЗ)

**Короткое замыкание на ближнем конце и холостой ход на дальнем конце зондируемого проводника.** Измеренные параметры сигнала в конце зондирующего проводника сведены в табл. 2.12. Фотографии формы и спектра сигнала в конце зондирующего проводника (*V4*) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.39. Видно, что, как и в случае ХХ–ХХ, амплитуда первого импульса больше, чем второго, однако значения различны для рассмотренных граничных условий.

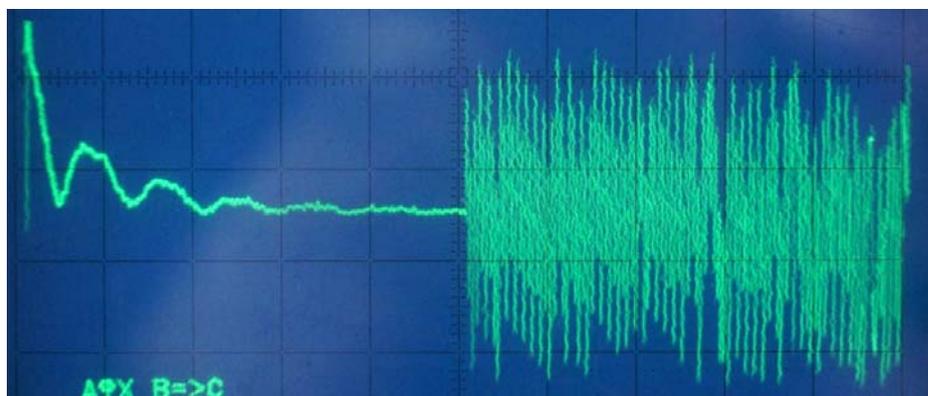
Таблица 2.12

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника (КЗ–ХХ)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	138 мВ	57 мВ
Амплитуда 2	107 мВ	65,5 мВ
Амплитуда 3	–	84 мВ
Амплитуда 4	–	101 мВ
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.



*a*



*б*

Рис. 2.39. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (КЗ–ХХ)

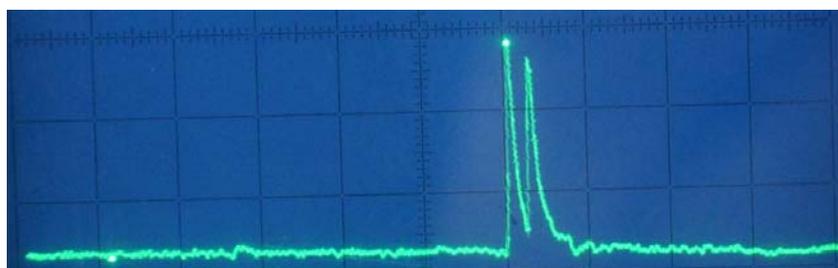
Фотография для структуры с разрывом не приведена, но снятые с нее результаты измерений, позволяющие сравнение с результатами без разрыва, представлены в табл. 2.12.

**Холостой ход на ближнем конце и короткое замыкание на дальнем конце зондируемого проводника.** Измеренные параметры сигнала в конце зондирующего проводника сведены в табл. 2.13. Фотографии формы и спектра сигнала в конце зондирующего проводника ( $V_4$ ) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.40, а для структуры с разрывом — на рис. 2.41.

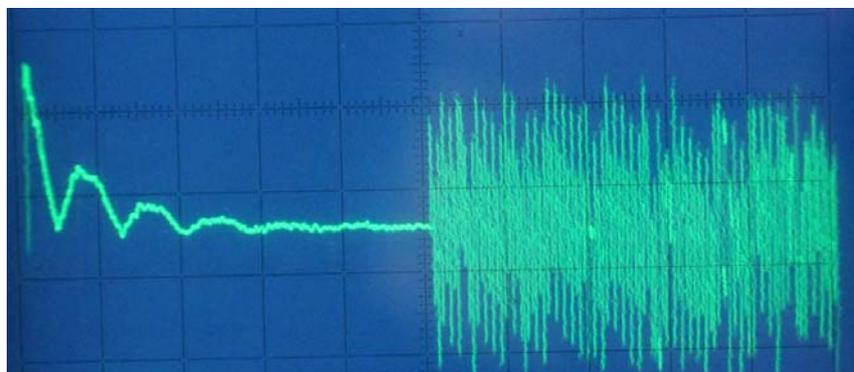
Таблица 2.13

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника (ХХ–КЗ)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	134 мВ	57 мВ
Амплитуда 2	120 мВ	93,5 мВ
Амплитуда 3	–	75 мВ
Амплитуда 4	–	108 мВ
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.



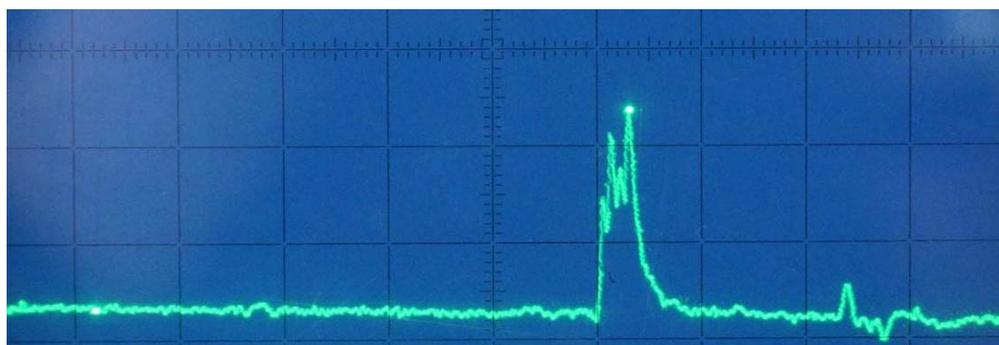
*a*



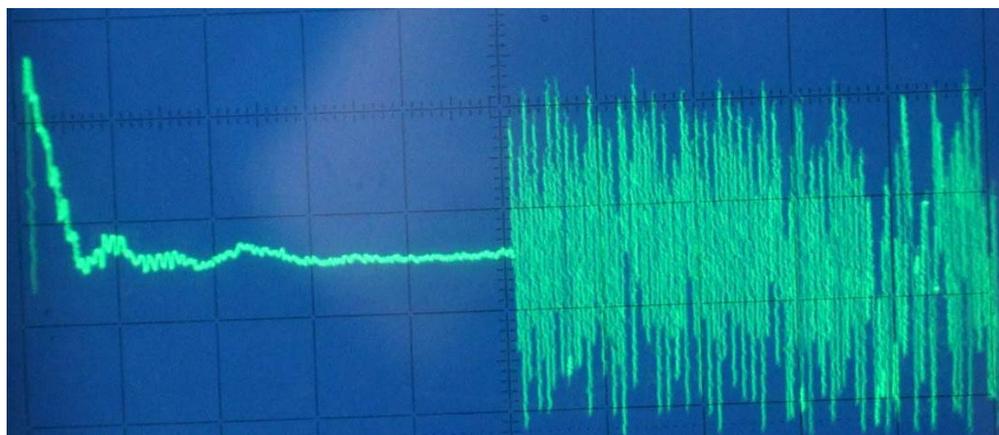
*б*

Рис. 2.40. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (ХХ–КЗ)

Видно, что, по сравнению со случаями, рассмотренными выше, происходит выравнивание амплитуд импульсов (см. рис. 2.40,*a*, 2.41,*a* табл. 2.12, 2.13) для структуры без разрыва, но первый импульс остается больше по амплитуде. Для структуры с разрывом наблюдается изменение амплитуд сигнала (см. табл. 2.12, 2.13). Таким образом, полученные осциллограммы отличаются от аналогичных для случаев ХХ–ХХ, КЗ–КЗ и КЗ–ХХ, что подтверждает возможность применения модального зондирования для определения граничных условий зондируемой линии.



*a*



*б*

Рис. 2.41. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры с разрывом (ХХ–КЗ)

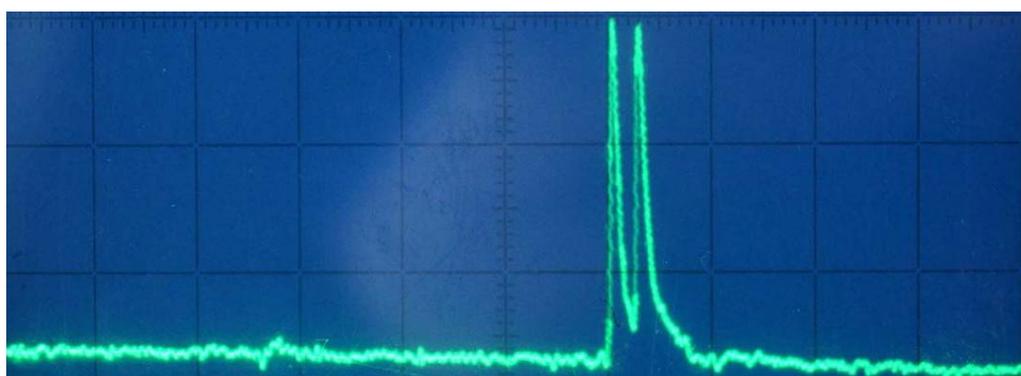
**Холостой ход на ближнем конце и сопротивление 100 Ом на дальнем конце.** Измеренные параметры сигнала в конце зондирующего проводника сведены в табл. 2.14. Фотографии формы и спектра сигнала в конце зондирующего проводника (*V4*) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.42, а для структуры с разрывом — на рис. 2.43. Видно, что для структуры без разрыва амплитуды импульсов почти одинаковы, а для структуры

с разрывом замена КЗ на 100 Ом в конце структуры несколько изменила амплитуды сигналов, но эти изменения незначительны.

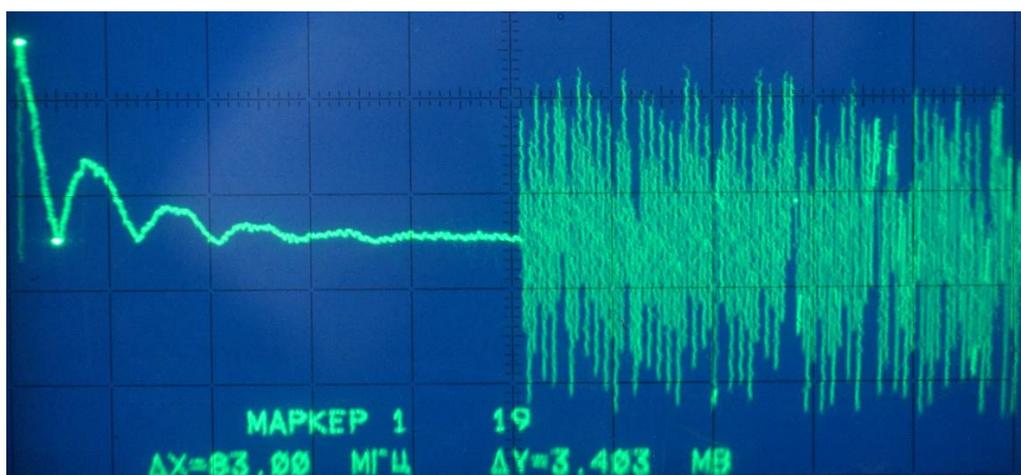
Таблица 2.14

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника  
(XX – 100 Ом)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	101,2 мВ	54,5 мВ
Амплитуда 2	101,2 мВ	87 мВ
Амплитуда 3	–	76,5 мВ
Амплитуда 4	–	116 мВ
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.

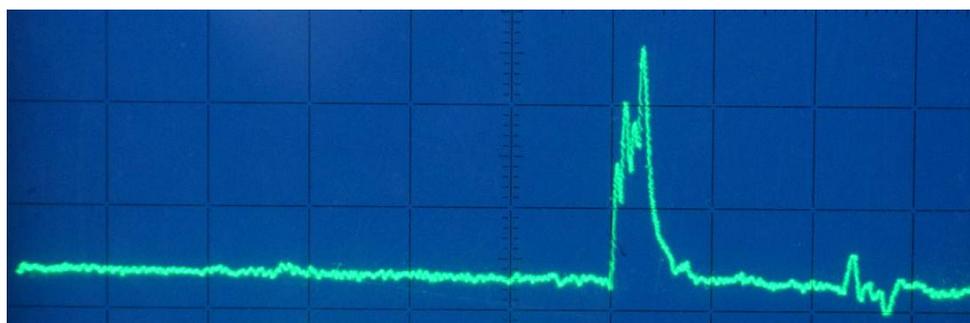


*a*

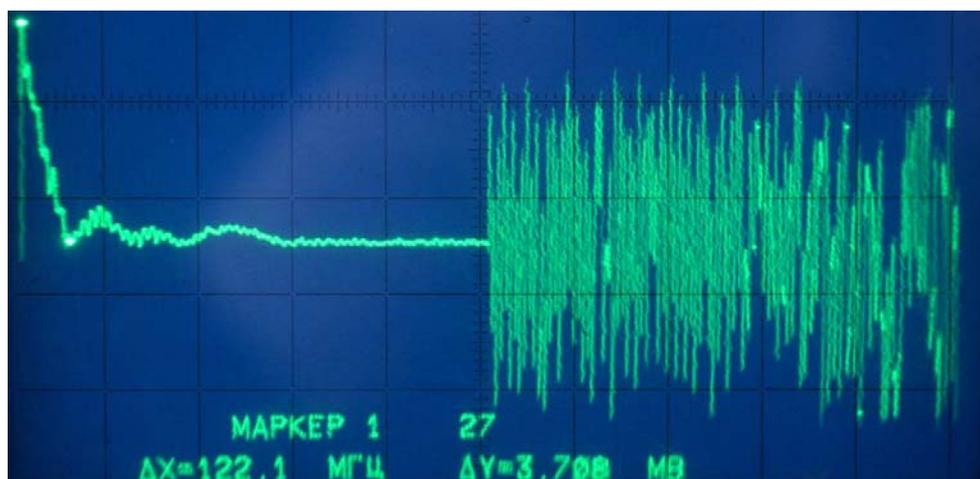


*б*

Рис. 2.42. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (XX–100 Ом)



*a*



*б*

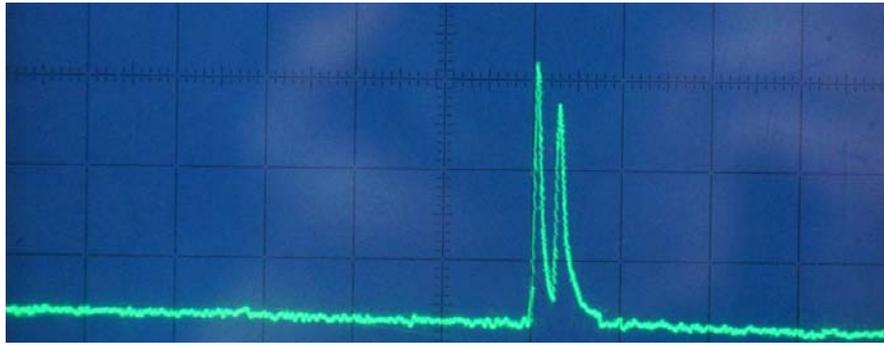
Рис. 2.43. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры с разрывом (XX–100 Ом)

**Сопротивления 100 Ом на обоих концах.** Параметры сигнала, измеренные в конце зондирующего проводника, сведены в табл. 2.15. Фотографии формы и спектра сигнала в конце зондирующего проводника (*V4*) для структуры без разрыва приведены на рис. 2.44, а для структуры с разрывом — на рис. 2.45.

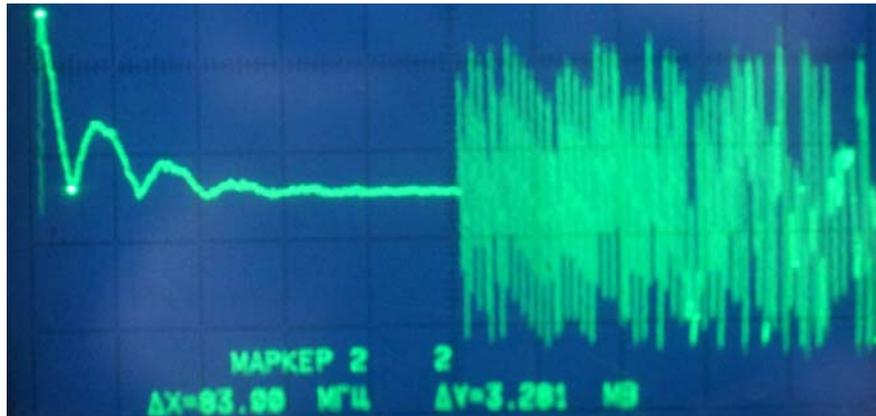
Таблица 2.15

Параметры сигналов в конце зондирующего проводника (100 Ом – 100 Ом)

Тип структуры	Без разрыва	С разрывом
Амплитуда 1	148 мВ	60,5 мВ
Амплитуда 2	124 мВ	77,5 мВ
Амплитуда 3	–	81 мВ
Амплитуда 4	–	105 мВ
Горизонтальная развертка	20 нс/дел.	20 нс/дел.
Вертикальная развертка	50 мВ/дел.	50 мВ/дел.

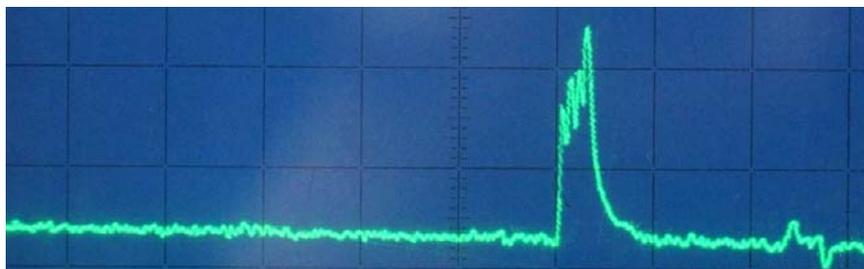


*a*

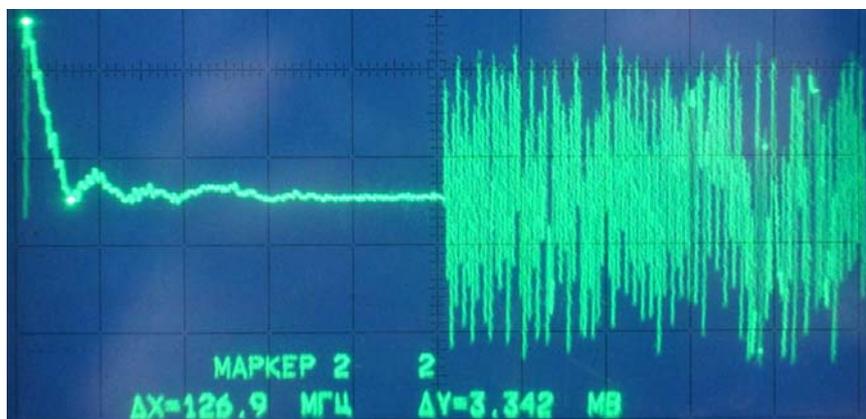


*б*

Рис. 2.44. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры без разрыва (100 Ом–100 Ом)



*a*



*б*

Рис. 2.45. Форма (*a*) и спектр (*б*) сигнала в конце зондирующего проводника структуры с разрывом (100 Ом–100 Ом)

Видно, что для структуры без разрыва первый импульс больше по амплитуде, чем второй. Однако форма отраженного сигнала на конце зондирующего проводника для структуры с разрывом (рис. 2.45,*a*) аналогична форме для случая ХХ на обоих концах (см. рис. 2.36,*a*), форма прямого сигнала аналогична форме для случая КЗ (см. рис. 2.38,*a*).

### 2.6.2. Вычислительный эксперимент

Результаты моделирования эксперимента для кабеля марки ПУГНП 3×1,5 получены в системе TALGAT. Вычисления проводились с учетом потерь в проводниках и диэлектриках. Моделировались структуры из одного и двух отрезков. Поперечное сечение и принципиальная схема структуры из одного отрезка представлены на рис. 2.46. Принципиальная схема структуры из двух отрезков, имитирующей разрыв пассивного проводника, показана на рис. 2.47.

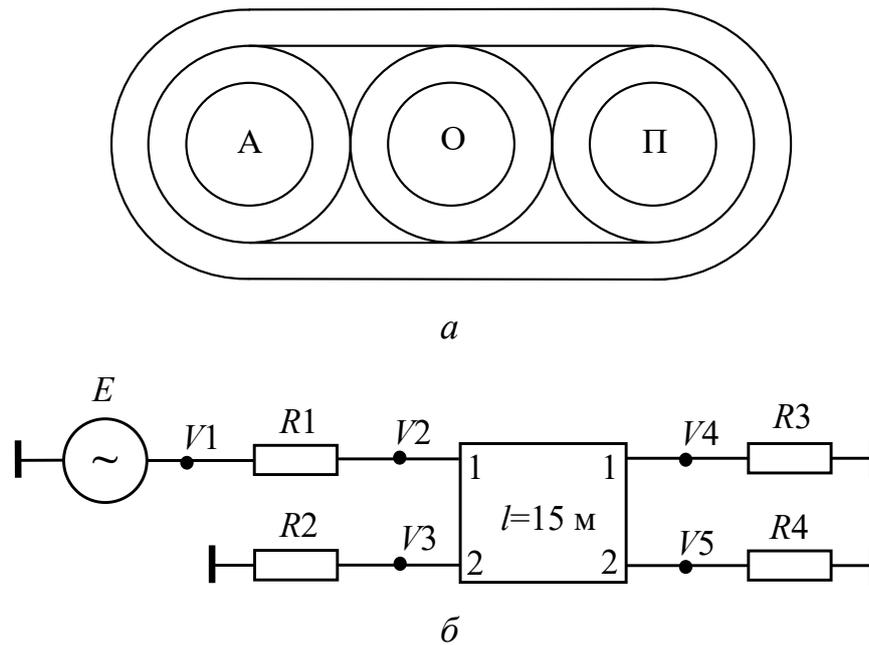


Рис. 2.46. Поперечное сечение кабеля ПУГНП 3×1,5:  
А – активный; О – опорный; П – пассивный проводники (*a*);  
принципиальная схема структуры (*б*)

Форма воздействующего импульсного сигнала представлена на рис. 2.48, а его параметры (выбранные в соответствии с натурным экспериментом, см. табл. 2.8) — в табл. 2.16.

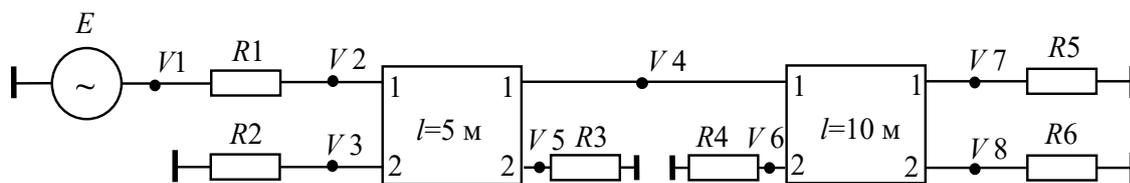


Рис. 2.47. Принципиальная схема структуры с разрывом пассивного проводника

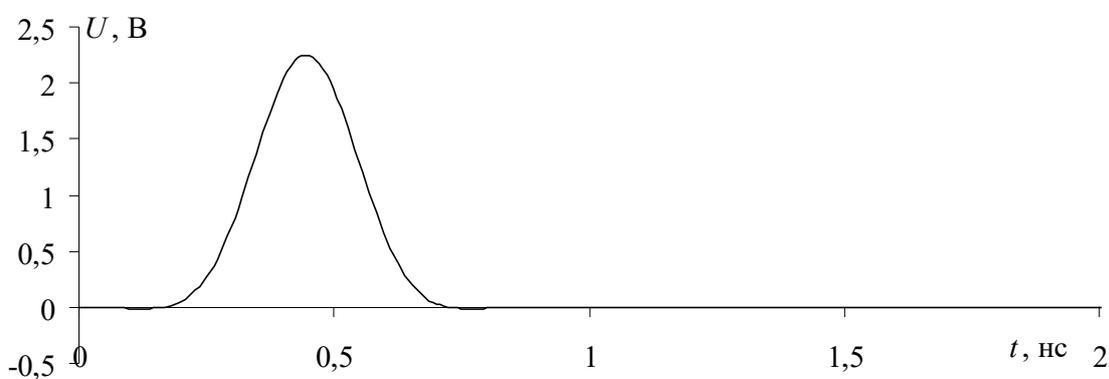


Рис. 2.48. Форма воздействующего импульса в системе TALGAT

Таблица 2.16  
 Параметры моделирования входного воздействия в системе TALGAT

Тип сигнала	Гауссов
Амплитуда	2,25 В
Фронт (0,1–0,9)	200 пс
Спад (0,1–0,9)	200 пс
Длительность (0,5)	225 пс
Горизонтальная развертка	0,5 нс/дел.
Вертикальная развертка	0,5 В/дел.

Моделирование выполнено при  $R1=R3=50$  Ом для 6 вариантов структуры без разрыва пассивного проводника и 6 вариантов структуры с разрывом при  $R1=R5=50$  Ом,  $R3=R4 - XX$ .

Для структуры без разрыва:

$R2=R4$  — холостой ход (XX);

$R2=R4$  — короткое замыкание (КЗ);

$R2 - КЗ, R4 - XX$ ;

$R2 - XX, R4 - КЗ$ ;

$R2 - XX, R4=100$  Ом;

$R2=100$  Ом,  $R4=100$  Ом.

Для структуры с разрывом:

$R2=R6$  — холостой ход (XX);

$R2=R6$  — короткое замыкание (КЗ);

$R2 - КЗ, R6 - XX$ ;

$R2 - XX, R6 - КЗ$ ;

$R2 - XX, R6=100$  Ом;

$R2=100$  Ом,  $R6=100$  Ом.

При моделировании номинал резистора для случая КЗ выбран равным 1 мкОм, для XX — 1 МОм. Моделирование вычислительного эксперимента проводилось для структуры длиной 15 м и структуры из двух отрезков длиной 5 и 10 м. Для диэлектриков полагалось, что  $\epsilon_r = 2,8$  и  $\text{tg} \delta = 1 \cdot 10^{-2}$ .

Вычисленные матрицы  $L$ ,  $C$ ,  $Z$ , погонные задержки мод и их разность для кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$  приведены в табл. 2.17.

Таблица 2.17

Вычисленные значения коэффициентов матриц  $L$ ,  $C$ ,  $Z$ ,  
погонные задержки мод и их разность  
для кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$

Матрицы			Погонные задержки и их разность		
$L$ , нГн/м	$C$ , пФ/м	$Z$ , Ом	$\tau_1$ , нс/м	$\tau_2$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
447,3 106,57 106,57 447,3	55 -9,4 -9,4 55	93,4 58,6 58,6 93,4	4,68	5,02	0,34

Диагональные значения матриц погонных параметров равны между собой в силу симметрии структуры относительно опорного проводника. Внедиагональные элементы также равны между

собой. Это говорит о корректности проведения вычислительного эксперимента.

Результаты моделирования отклика для структуры длиной 15 м без разрыва представлены в табл. 2.18, а с разрывом — в табл. 2.19.

Таблица 2.18

Форма сигнала в конце активного проводника ( $V_4$ )  
для структуры одиночного отрезка длиной 15 м  
кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$

Граничные условия	Форма сигналов
1. XX-XX	
2. КЗ-КЗ	
3. КЗ-XX	
4. XX-КЗ	

Граничные условия	Форма сигналов
5. XX-100 Ом	
6. 100 Ом – 100 Ом	

Таблица 2.19

Форма сигнала в конце активного проводника ( $V7$ )  
 для структуры из двух отрезков длиной 5 и 10 м  
 кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$

Граничные условия	Форма сигналов
1. XX-XX	

Граничные условия	Форма сигналов
2. КЗ-КЗ	
3. КЗ-ХХ	
4. ХХ-КЗ	
5. ХХ-100 Ом	

Граничные условия	Форма сигналов
б. 100 Ом – 100 Ом	

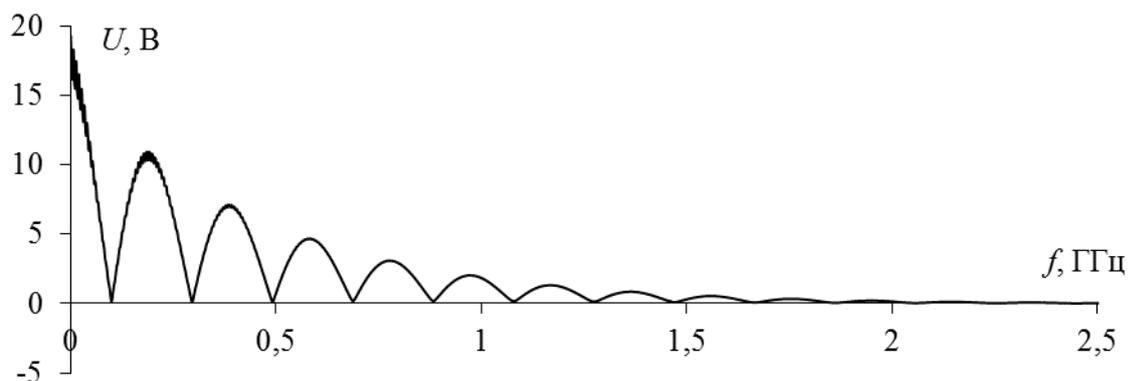
### 2.6.3. Сравнение результатов натурального и вычислительного экспериментов

Результаты вычислительного эксперимента (см. табл. 2.18, 2.19; рис. 2.49, 2.50) согласуются с результатами натурального. Рассмотрим их подробнее.

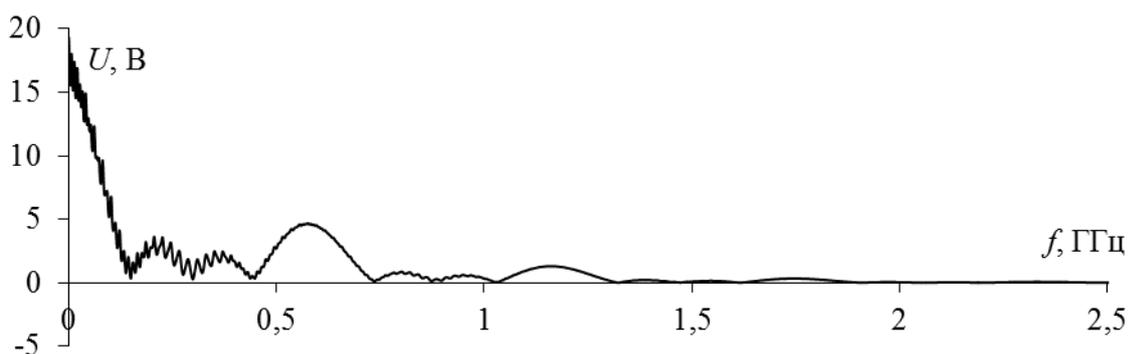
В структуре без разрыва проводника соотношения амплитуд (какая из них больше) сигналов совпадает для всех случаев натурального и вычислительного экспериментов, кроме случая ХХ–100 Ом. Данное различие может быть обусловлено: отсутствием учета частотной зависимости  $\epsilon_r$  и  $\text{tg } \delta$ , неоднородностей на стыках структуры в вычислительном эксперименте; отличием реального и моделируемого входных воздействий; приближенностью численных методов; разбросом геометрических и электрофизических параметров реальной структуры.

В конфигурации с разрывом исследуемой структуры, помимо основных импульсов, следует обратить внимание на форму и полярность последующих составляющих отклика, испытавших два отражения, так как по ним можно судить о граничных условиях на концах зондируемой линии. Также следует учесть эффект наложения сигналов и дисперсию в зондируемой линии, в результате которых моделируемые сигналы отличаются от значений натурального эксперимента.

Соответствие результатов натурального и вычислительного экспериментов наблюдается не только во временной, но и в частотной области. Поскольку граничные условия на концах пассивного проводника не влияют на значения частот резонансов, то приведены графики частотной характеристики вычислительного эксперимента, выполненного в системе TALGAT, только для случая 100 Ом на обоих концах структур без разрыва и с разрывом (см. рис. 2.49). Наблюдается незначительное отличие частот первого резонанса по сравнению с натурным экспериментом (см. рис. 2.44, 2.45). Это объясняется различием исходных спектров сигналов, используемых при моделировании и эксперименте. Значения данных частот вычислительного и натурального экспериментов и их различия в процентном соотношении сведены в табл. 2.20.



*a*



*б*

Рис. 2.49. Вычисленный спектр (модуль) сигнала на конце активного проводника структуры без разрыва (*a*) и с разрывом (*б*) для случая 100 Ом – 100 Ом

Подставив вычисленное в системе TALGAT значение  $\Delta\tau = 0,34$  нс/м и измеренное значение первой резонансной частоты спектра сигнала на конце активного проводника структуры с раз-

рывом  $f_0 = 127$  МГц в формулу (2.5), получим расстояние до разрыва

$$l = \frac{1}{2 \cdot 127 \cdot 10^6 \cdot 0,34 \cdot 10^{-9}} = \frac{1000}{86,36} = 11,5 \text{ м.}$$

Различие между вычисленным  $l$  и реальным  $l_{\text{экс}}$  значениями до разрыва незначительно:

$$\Delta l = \frac{|l_{\text{экс}} - l|}{l_{\text{экс}} + l} \cdot 100 \% = \frac{1,5}{21,5} \cdot 100 \% = \pm 7 \%.$$

Это может объясняться отличием исходных спектров сигналов, используемых при моделировании и эксперименте, отличием реальных значений  $\epsilon_r$  и  $\text{tg } \delta$  от используемых при моделировании, погрешностью осциллографа.

Таким образом, выражение (2.5) применимо для определения расстояния до разрыва в пассивном проводнике реальных структур.

Таблица 2.20

Вычисленные и измеренные значения первой резонансной частоты спектра сигнала на конце активного проводника структур без разрыва и с разрывом

Структура	Значение первой резонансной частоты, МГц		$\frac{f_{\text{В}} - f_{\text{И}}}{f_{\text{В}} + f_{\text{И}}} \cdot 100 \%$
	Вычисления	Измерения	
Без разрыва	96,7	83	$\pm 7,6 \%$
С разрывом	135	127	$\pm 3,05 \%$

Рассмотрим формы сигналов на конце активного проводника для случая XX на обоих концах одиночного отрезка длиной 15 м, полученные в системе TALGAT и в натурном эксперименте (рис. 2.50). Из графиков видно хорошее соответствие значений и соотношения амплитуд сигналов. Различия форм сигналов на конце активной линии вызваны различием форм воздействующих импульсов, используемых в системе TALGAT и в натурном эксперименте (в системе TALGAT воздействующий импульс был приближенным). Так, задний фронт сигнала в натурном эксперименте имеет более пологую форму, что обусловлено влиянием дисперсии

реальных структур. В различие значений задержки мод в натурном и вычислительном экспериментах вносит существенный вклад погрешность осциллографа С9-11 (допускаемая погрешность равна 7,5 %). С учетом этого время задержки в натурном эксперименте составляет  $(72,0 \pm 5,4)$  нс, а в вычислительном — 70,2 нс. Таким образом, результаты вычислений находятся в границах измерений, а приведенные значения свидетельствуют о хорошем совпадении результатов вычислительного и натурального экспериментов.

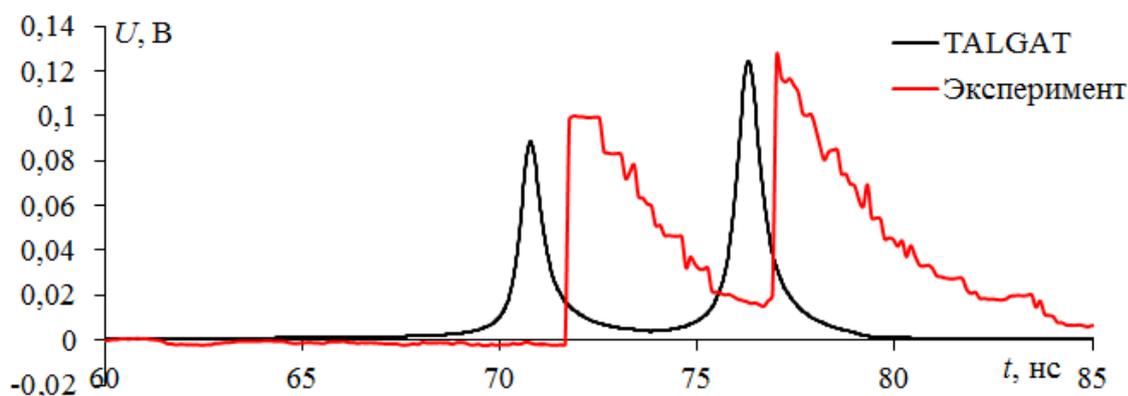


Рис. 2.50. Вычисленные и измеренные формы сигналов в конце активного проводника ( $V_4$ ) при XX–XX для структуры без разрыва

Сравним формы сигналов в конце активного проводника для случая XX на обоих концах структуры из двух отрезков длиной 5 и 10 м (с разрывом), полученные в системе TALGAT и в натурном эксперименте (рис. 2.51).

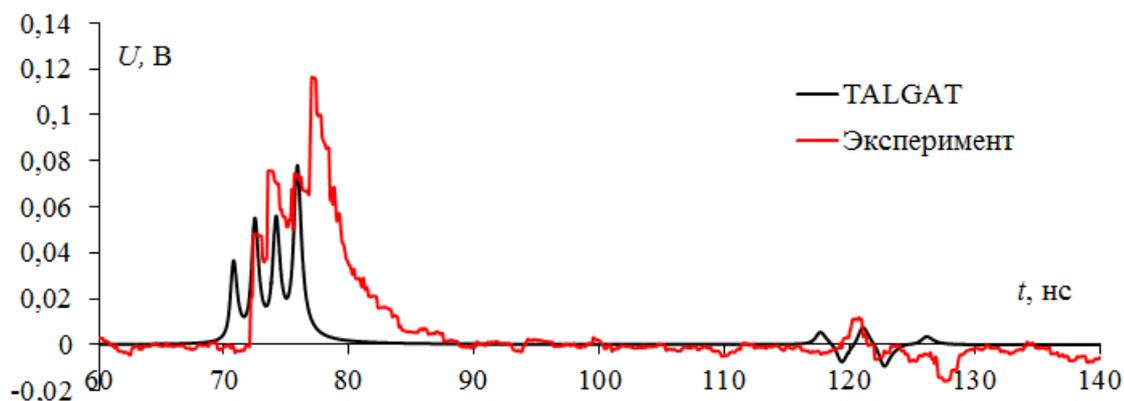


Рис. 2.51. Вычисленные и измеренные формы сигналов в конце активного проводника ( $V_4$ ) при XX–XX для структуры с разрывом

В амплитудах сигналов наблюдаются различия, однако соотношения амплитуд сигнала натурального и вычислительного экспериментов близки. Как и в случае структуры без разрыва, задний фронт субимпульсов в натурном эксперименте более пологий, чем в вычислительном. Имеется незначительное различие значений задержки мод натурального и вычислительного экспериментов. Формы сигналов и время прихода отраженных импульсов в натурном эксперименте соответствуют таковым в вычислительном эксперименте. Небольшие различия форм отраженных сигналов вызваны частичным наложением импульсов.

Представим оценку различия сравниваемых результатов натурального и вычислительного экспериментов (табл. 2.21 и 2.22). Максимальное различие не превышает  $\pm 16,1\%$  по амплитуде и  $\pm 1,0\%$  по времени для структуры без разрыва и  $\pm 26,3\%$  по амплитуде и  $\pm 1,4\%$  по времени для структуры с разрывом. Как видно, результаты вычислительного и натурального экспериментов показывают удовлетворительное совпадение.

Таким образом, натуральный и вычислительный эксперименты на плоском кабеле ПУГНП  $3 \times 1,5$  подтвердили возможность реализации модального зондирования (обнаружение, идентификация, диагностика) многопроводных структур. Изменение граничных условий вдоль (разрыв провода) и на концах зондируемого проводника приводит к изменению количества и амплитуд импульсов. Полученные результаты показали также информативность полярности отраженных импульсов, которая изменяется в зависимости от граничных условий на концах зондируемой линии.

В заключение исследования возможности применения модальных явлений для обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений перечислим полученные результаты.

1. Разработана и обоснована методика модального зондирования для бесконтактного обнаружения, идентификации и диагностики электрических соединений.

2. Выведена аналитическая формула, определяющая связь между частотой первого резонанса и разностью погонных задержек мод, позволяющая рассчитать расстояние до неоднородности в зондируемой линии. Апробация формулы проведена на результатах моделирования.

Таблица 2.21

Сравнение результатов вычислительного и натурального экспериментов для структур без разрыва

Номер импульса	Вычисления		Измерения		$\frac{U_B - U_{И}}{U_B + U_{И}}, \%$	$\frac{t_B - t_{И}}{t_B + t_{И}}, \%$
	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс		
XX-XX						
1	88	70,2	99,6	71,65	±6,2	±1,0
2	124	75,5	126	76,9	±0,8	±0,9
КЗ-КЗ						
1	135	70,2	160	71,65	±8,5	±1,0
2	83,6	75,5	93	76,9	±5,3	±0,9
XX-КЗ						
1	107	70,2	138	71,65	±12,7	±1,0
2	101	75,5	107	76,9	±2,9	±0,9
КЗ-XX						
1	107	70,2	134	71,65	±11,2	±1,0
2	101	75,5	120	76,9	±8,6	±0,9
XX-100 Ом						
1	98	70,2	101,2	71,65	±1,6	±1,0
2	112	75,5	101,2	76,9	±5,1	±0,9
100 Ом-100 Ом						
1	107	70,2	148	71,65	<b>±16,1</b>	<b>±1,0</b>
2	102	75,5	124	76,9	±9,7	±0,9
Среднее значение					±6,5	±0,95

Таблица 2.22

Сравнение результатов вычислительного и натурального экспериментов для структур с разрывом

Номер импульса	Вычисления		Измерения		$\frac{U_B - U_{И}}{U_B + U_{И}}, \%$	$\frac{t_B - t_{И}}{t_B + t_{И}}, \%$
	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс		
XX-XX						
1	34,1	70,2	48	71,6	±16,9	±1,0
2	53,4	71,2	75,6	73,1	±17,2	±1,3
3	59	73	74,2	75	±11,4	<b>±1,4</b>
4	75,2	74,6	116	76	±21,3	±0,9
КЗ-КЗ						
1	53,6	70,2	69	71,6	±12,6	±1,0
2	55,5	71,2	79,5	73,1	±17,8	±1,3
3	55	73	80	75	±18,5	±1,4
4	53,4	74,6	93	76	±27,0	±0,9
КЗ-XX						
1	42	70,2	57	71,6	±15,2	±1,0
2	45	71,2	65,5	73,1	±18,6	±1,3
3	64,6	73	84	75	±13,1	±1,4
4	63	74,6	101	76	±23,2	±0,9

Окончание табл. 2.22

Номер импульса	Вычисления		Измерения		$\frac{U_B - U_{И}}{U_B + U_{И}}, \%$	$\frac{t_B - t_{И}}{t_B + t_{И}}, \%$
	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс	Амплитуда, мВ	Время задержки, нс		
XX-КЗ						
1	43	70,2	57	71,6	±14,0	±1,0
2	66	71,2	93,5	73,1	±17,2	±1,3
3	44,6	73	75	75	±25,4	±1,4
4	63	74,6	108	76	<b>±26,3</b>	±0,9
XX-100 Ом						
1	37,7	70,2	54,5	71,6	±18,2	±1,0
2	58	71,2	87	73,1	±20,0	±1,3
3	48	73	76,5	75	±22,9	±1,4
4	72	74,6	116	76	±23,4	±0,9
100 Ом-100 Ом						
1	44	70,2	60,5	71,6	±15,8	±1,0
2	54	71,2	77,5	73,1	±17,9	±1,3
3	55	73	81	75	±19,1	±1,4
4	64,5	74,6	105	76	±23,9	±0,9
Среднее значение					±19	±1,1

3. Вычислительный и натурный эксперименты по распространению импульсного сигнала в кабеле марки ПУГНП  $3 \times 1,5$  подтвердили возможность практической реализации метода модального зондирования.

4. Получены формулы для определения числа субимпульсов при неполном разложении импульсного сигнала, подвергшегося модальным искажениям. Они расширяют возможности модального зондирования, поскольку позволяют использовать явление неполного разложения зондирующего сигнала в структурах, где из-за различных ограничений (длина структуры, значения разностей задержек мод и т.д.) нельзя получить полное разложение. Апробация формул проведена на оцифрованной осциллограмме импульсного сигнала, подвергшегося неполному модальному искажению.

5. Анализ частотного отклика для двух- и трехпроводных структур печатной платы БА КА, состоящих из одного и двух отрезков, показал изменения в частотном отклике при разрыве одного из пассивных проводников. Выявлено, что наличие разрыва изменяет значение частоты первого резонанса.

6. На основании результатов натурального и вычислительного экспериментов доказана возможность определения граничных условий на концах зондируемых проводников.

### **3. Разработка методов обеспечения электромагнитной совместимости элементов бортовой аппаратуры космических аппаратов**

#### **3.1. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов**

Предлагается новая концепция создания интегрированных датчиков на основе трасс в слоях печатных плат унифицированного электронного модуля с металлическим основанием, применяемых в БА КА [94]. Концепция основана на следующем положении. Если контролируемый (активный) проводник имеет достаточно сильные электрические и магнитные связи с пассивными проводниками, выполняющими функцию датчика, то информацию о сигналах в активном проводнике можно получать по форме перекрестных помех (наводок) на ближнем и дальнем концах пассивных проводников.

Качественный анализ показал возможность создания датчика для любой трассы печатной платы с учетом места расположения трассы и окружающих ее трасс, что обеспечивает контроль, по существу, любой точки печатной платы. Характеристики каждого датчика могут быть улучшены за счет оптимизации параметров трасс и измеряемых сигналов. Благодаря очень малой массе датчика (практически равной массе полоски фольги толщиной 35 мкм шириной 1–5 мм длиной 1–10 см) их количество может не иметь ограничений по массе. Повышенная радиационная стойкость датчика обеспечивается отсутствием в нем полупроводниковых компонентов. Высокая надежность датчика получается за счет его интеграции в слои печатной платы. Реализация датчиков по существующей технологии печатных плат не потребует создания новых технологий и дополнительного времени на их изготовление. Установка таких датчиков на уже спроектированную печатную плату вызовет только изменение ее трассировки, но не компоновки.

Пробное моделирование датчика в печатной плате в частотной и временной областях выполнялось в системе TALGAT. Принципиальная схема моделируемой структуры (отрезок многопровод-

ной линии передачи длиной 1 см с резисторами на концах проводников) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы приведены на рис. 3.1. Рассмотрим воздействие между трассой среднего слоя и металлическим основанием, поскольку именно так распространяется волна тока или напряжения в трассе питания, схемной земли, а также любой сигнальной трассе. В качестве датчиков будем использовать пассивные проводники в местах сильной связи: над и под активным проводником.

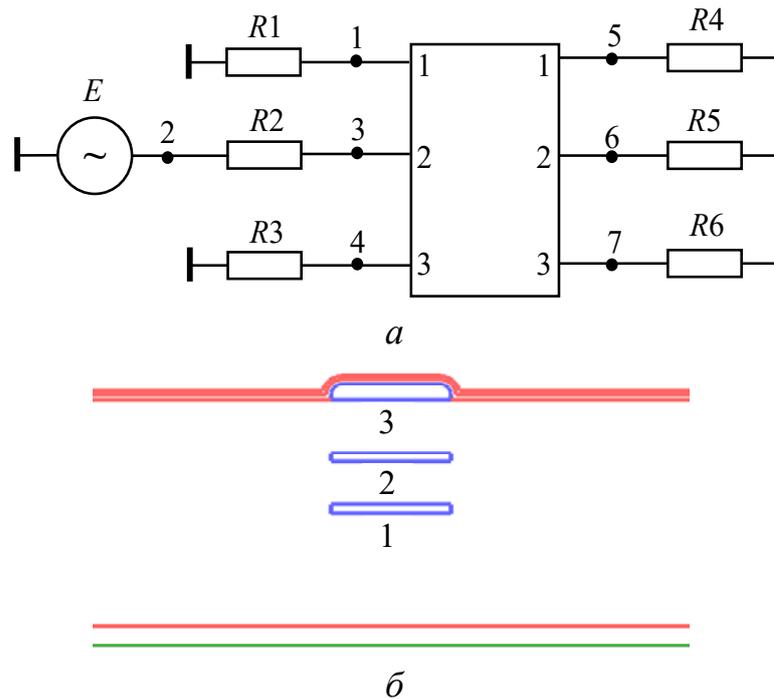


Рис. 3.1. Принципиальная схема трехпроводной структуры (а) и геометрическая модель поперечного сечения печатной платы (б)

Сопротивления всех резисторов сначала принимались равными 60 Ом (по значению диагонального элемента матрицы импедансов, соответствующего проводнику 2), амплитуда ЭДС генератора — 1 В, что дает амплитуду напряжения  $V_3$  около 0,5 В. (Здесь и далее на графиках запись типа  $V_1$ – $V_7$  обозначает напряжение в узлах 1–7 соответственно на схеме рис. 3.1.) Результаты моделирования перекрестных помех (во временной области) для трех значений общей длительности трапециевидного сигнала 0,3; 3; 30 нс (длительности фронтов и плоской вершины равны) приведены на рис. 3.2. Видно, что при увеличении длительности импульса происходит уменьшение уровня перекрестных помех от 0,17 В (34 % от уровня сигнала в начале активного проводника) до 0,003 В

(0,6 %). Между тем высокий уровень перекрестной помехи для импульса длительностью 0,3 нс позволяет использовать пассивные проводники в качестве датчиков распространения в активной линии импульсов с меньшей длительностью. В последующем можно оптимизировать структуры по критерию увеличения/уменьшения пороговой длительности детектируемых импульсов.

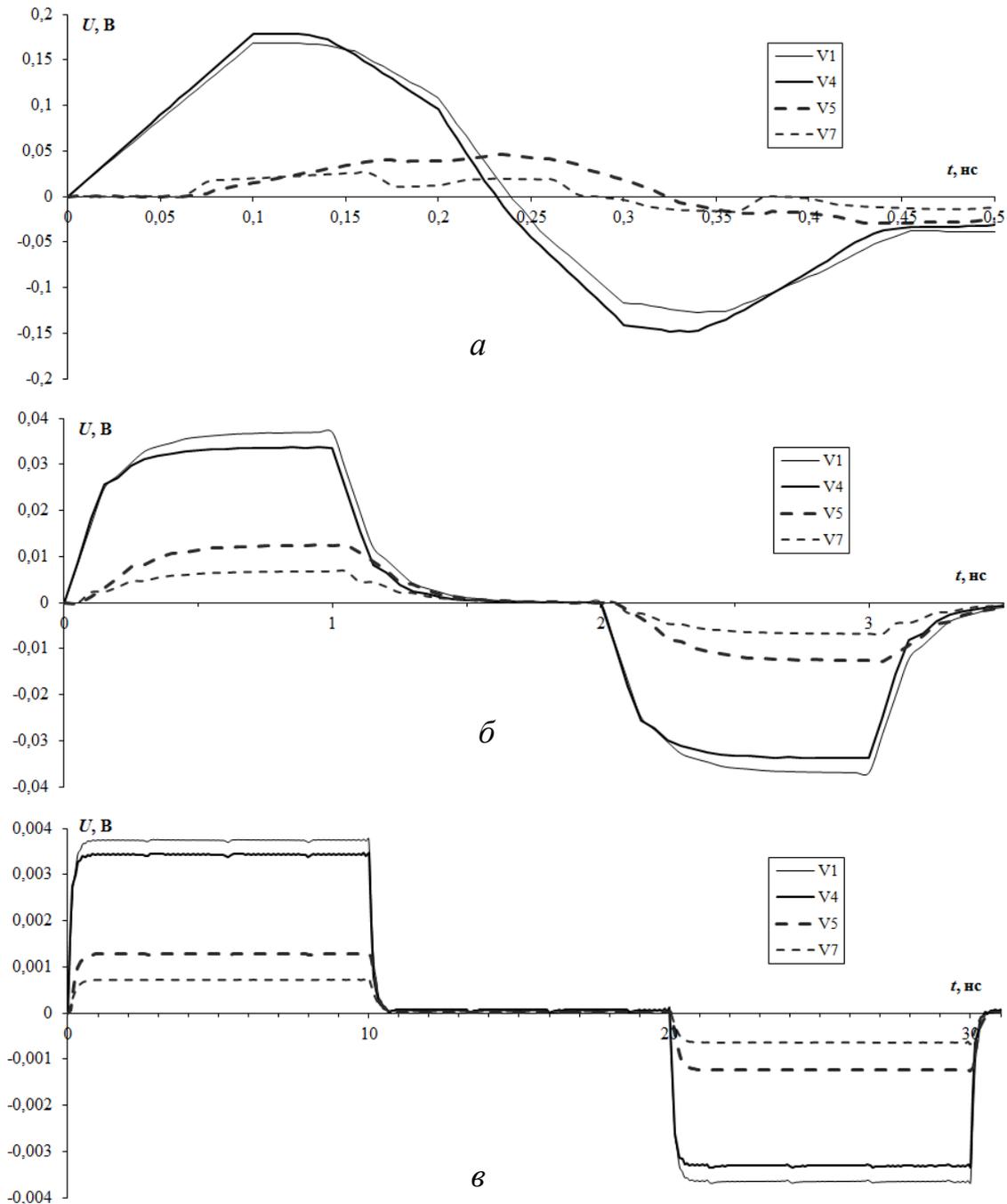


Рис. 3.2. Временные отклики на ближнем и дальнем концах пассивных проводников при длительности трапецевидного сигнала, нс: *a* – 0,3; *б* – 3; *в* – 30

Частотные отклики в диапазоне от 1 МГц до 10 ГГц при сопротивлениях резисторов на пассивных линиях 60, 600, 6000 Ом приведены на рис. 3.3.

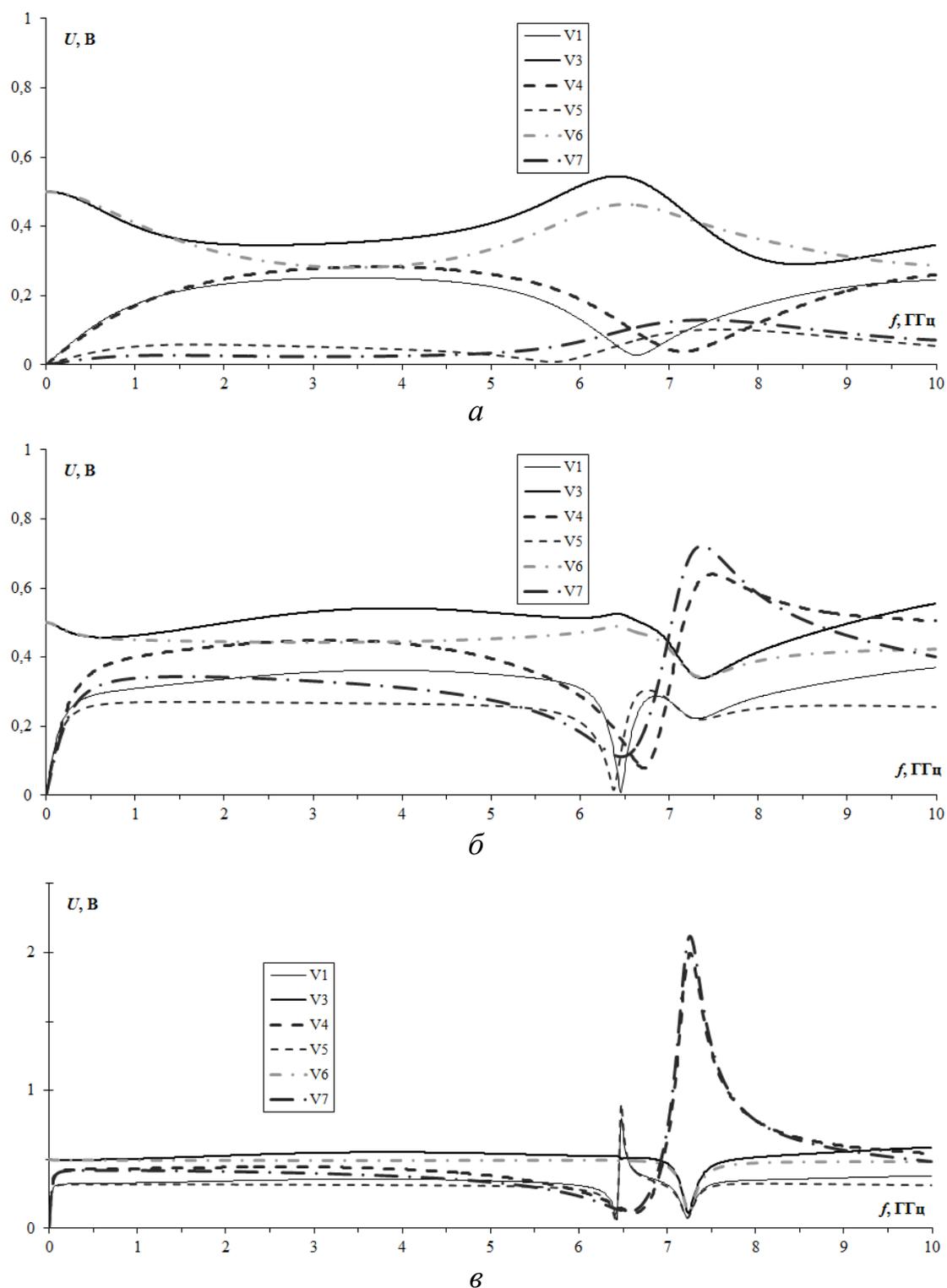


Рис. 3.3. Частотные отклики при сопротивлении резисторов на пассивных линиях, Ом: *a* – 60; *б* – 600; *в* – 6000

Результаты показывают, что увеличение сопротивлений согласующих резисторов пассивных линий приводит к росту уровня перекрестных помех во всем рассматриваемом частотном спектре. Примечательно, что их уровень может быть почти таким же, как уровень сигнала в активной линии, причем в широком диапазоне частот. Возможно также использование ярко выраженных резонансных явлений.

Таким образом, результаты моделирования показывают возможность создания интегрированных датчиков на основе трасс, расположенных в слоях печатных плат. При задании требований по полосе частот, чувствительности и другим параметрам возможно создание конструкций интегрированных датчиков, удовлетворяющих этим требованиям.

### **3.2. Уменьшение электромагнитного поля цепей с резервированием трасс**

Рассмотрим для определенности резервирование трассы прямого тока (анализ резервирования трассы обратного тока может быть аналогичным) [95]. Пусть трасса прямого тока и трасса обратного тока уже проведены. Тогда проведение резервной трассы прямого тока может иметь 3 варианта: плохой — большая площадь контура, образованного трассой обратного тока и резервной трассой прямого тока (рис. 3.4,*а*); лучший — уменьшенная площадь контура, образованного трассой обратного тока и резервной трассой прямого тока (рис. 3.4,*б*); наилучший — трассы прямого тока проходят симметрично и по разные стороны относительно трассы обратного тока, поле контура трасс прямого тока и обратного тока компенсируется полем контура, образованного резервной трассой прямого тока и трассой обратного тока (рис. 3.4,*в*). Выбор места, где проводить резервную трассу, зависит от расположения трассы, по которой протекает обратный ток, однако наиболее предпочтительно проведение трасс, создающее противоположные направления токов в контурах (см. рис. 3.4,*в*).

Детальное исследование довольно обширное, поскольку требуется анализ ряда структур в большом диапазоне различных параметров. Поэтому для исследования выбраны 2 наглядные структуры, геометрические модели которых (асимметричная и симметричная) показаны на рис. 3.5.

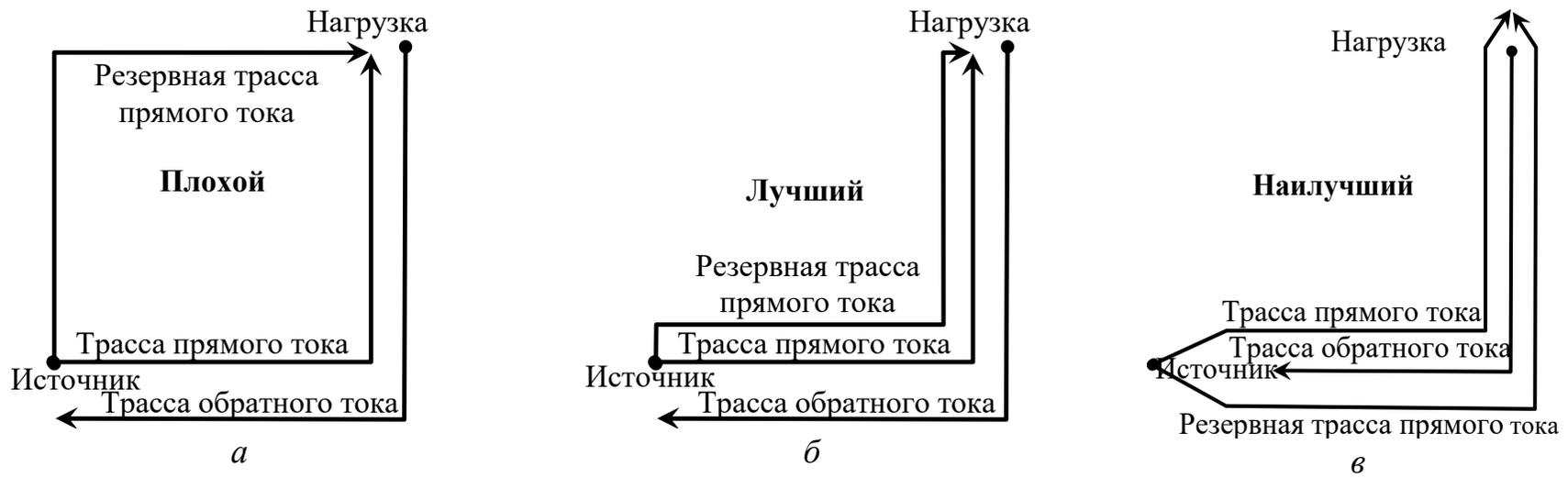


Рис. 3.4. Варианты резервирования трасс прямого тока:  
*a* – плохой; *б* – лучший; *в* – наилучший

В асимметричной модели (рис. 3.5,*а*) меняется расстояние  $S$  между контуром протекания прямого тока и трассой протекания обратного, тогда как расстояние между трассами протекания прямых токов всегда равно 1,5 мм. В случае симметричной модели (рис. 3.5,*б*) меняется расстояние  $S$  между трассами прямого тока и неподвижной трассой обратного тока. Параметры трасс: длина 204 мм; ширина 0,5 мм; толщина 0,035 мм;  $S = 0,5; 5; 50$  мм. Кроме структур в вакууме (рис. 3.6,*а*), произведен их анализ над проводящей пластиной (рис. 3.6,*б*) и в экранирующем корпусе (рис. 3.6,*в*). Пластина и корпус моделировались с помощью идеально проводящих пластин толщиной 0,035 мм, а их габариты выбраны в соответствии с размерами наибольшего контура. Пластина и основание корпуса расположены на 1 мм ниже контура. Габариты пластины: 200 ( $y$ ) $\times$ 204 ( $x$ ) мм. Габариты корпуса: 200 ( $y$ ) $\times$ 206 ( $x$ ) $\times$ 21 ( $z$ ) мм.

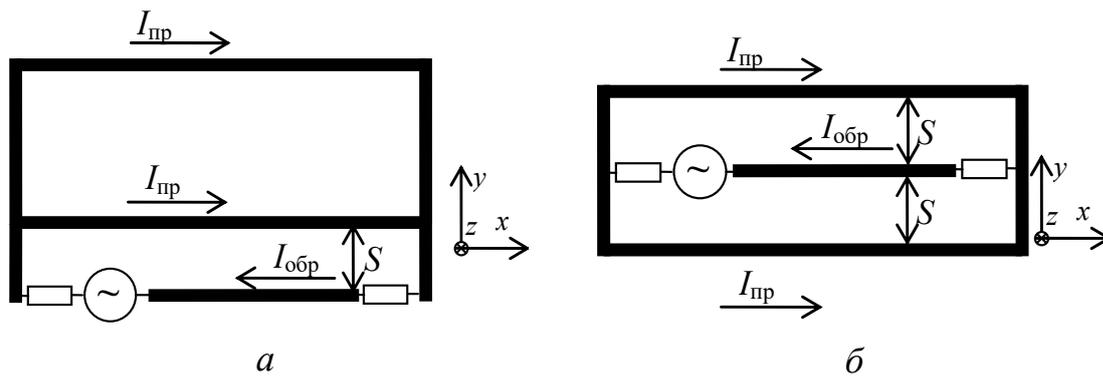


Рис. 3.5. Асимметричная (*а*) и симметричная (*б*) модели

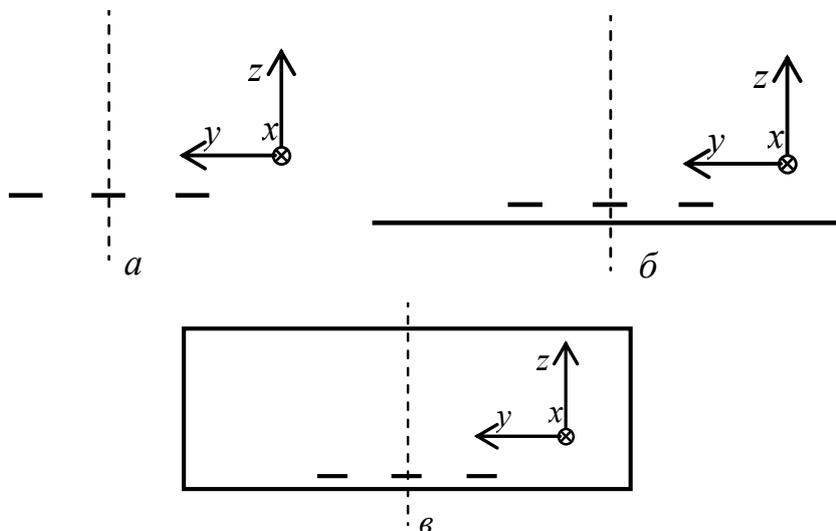


Рис. 3.6. Поперечное сечение структур: *а* – исходной; *б* – над пластиной; *в* – в экранирующем корпусе

Для определения уровней поля размещен 21 монитор (датчик уровня напряженности составляющих  $(x; y; z)$  электрического и магнитного полей). Мониторы расставлены в плоскости  $ZY$  при  $x = 102$  мм с шагом 20 мм относительно центра симметричной структуры на высоте 0,3 и 20,3 мм относительно нижней границы трасс (рис. 3.7).

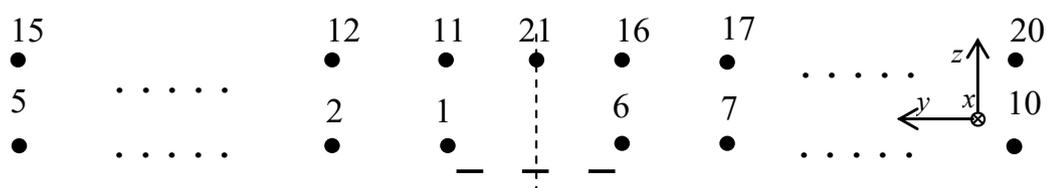


Рис. 3.7. Расположение мониторов поля относительно центра симметричной структуры

Моделирование проводилось в системе CST MWS без учета потерь. Подключение источника возбуждения и последовательного сопротивления (50 Ом) показано на рис. 3.8. Сигналом возбуждения выбран гауссов импульс с шириной спектра 0–1 ГГц, ЭДС 1 В. В результате моделирования получилось 2268 графиков формы импульса (2 модели  $\times$  3 расстояния  $\times$  3 структуры  $\times$  21 монитор  $\times$  2 поля  $\times$  3 составляющих).

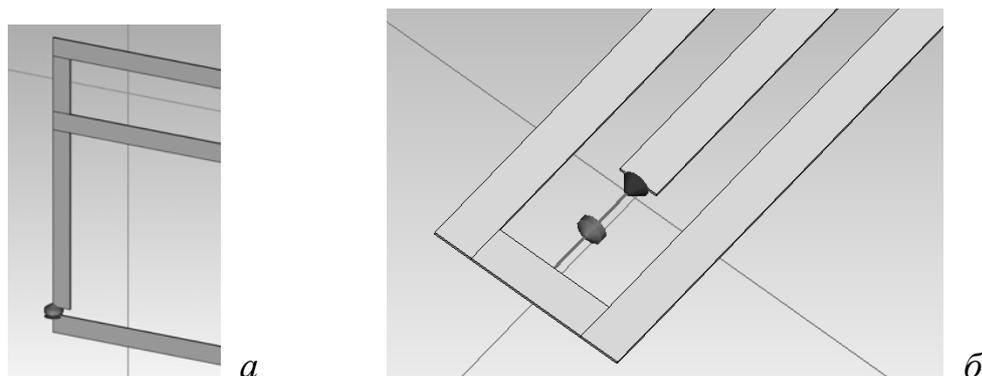


Рис. 3.8. Схема подключения источника возбуждения и последовательного резистора для асимметричной (а) и симметричной (б) структур

Выполнен детальный и весьма обширный анализ результатов моделирования. Выбраны точки (мониторы) с максимальными значениями поля. Формы составляющих полей  $E$  и  $H$  для сим-

метричной и асимметричной структур в вакууме приведены на рис. 3.9–3.20, для структур над пластиной — на рис. 3.21–3.32, для структур в корпусе — на рис. 3.33–3.44. Максимальные значения огибающих полей сведены в табл. 3.1.

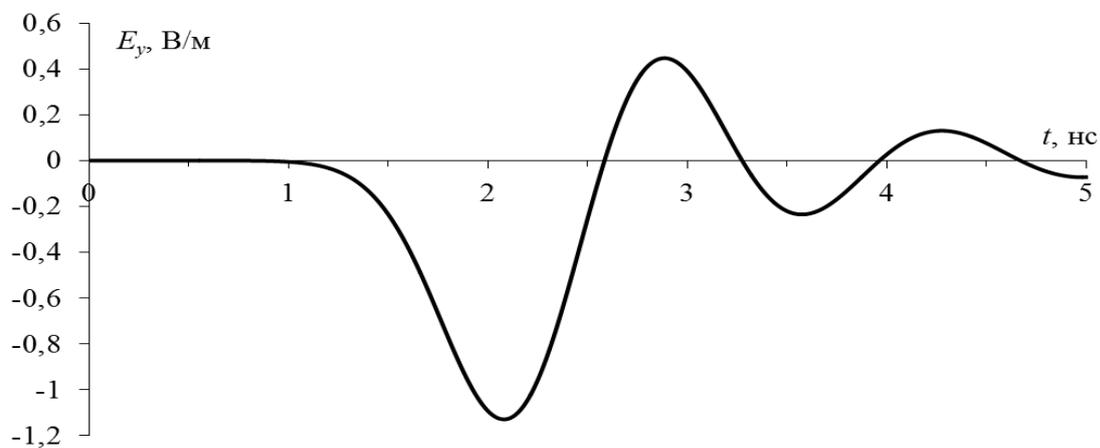


Рис. 3.9. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры в точке б при  $S=0,5$  мм

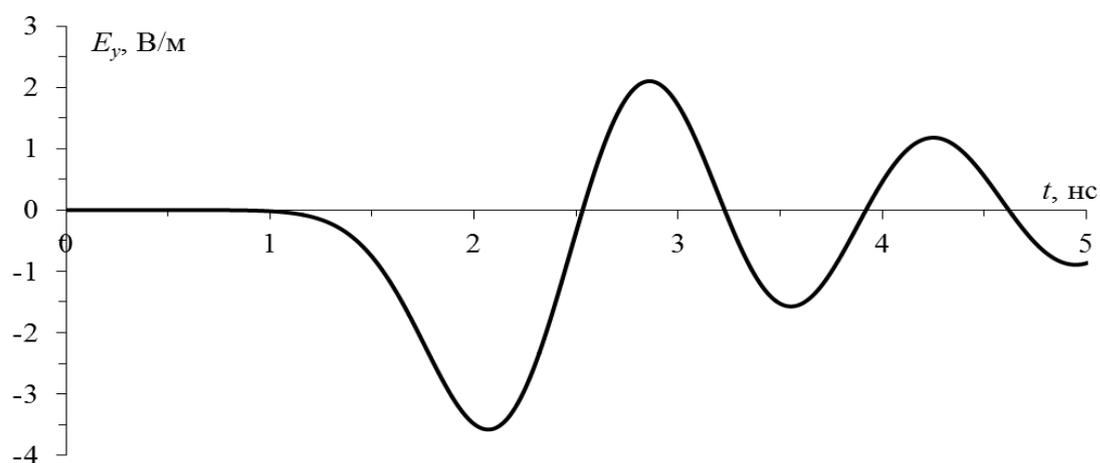


Рис. 3.10. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры в точке б при  $S=5$  мм

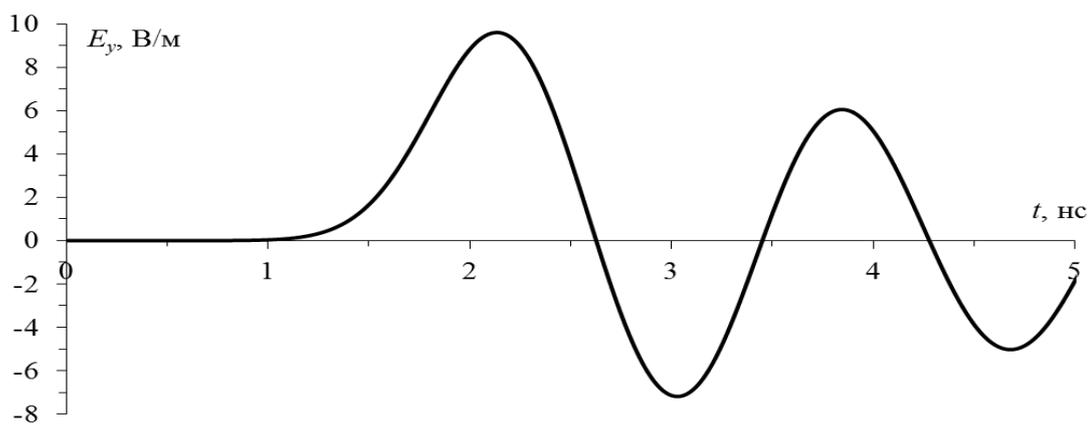


Рис. 3.11. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры в точке 7 при  $S=50$  мм

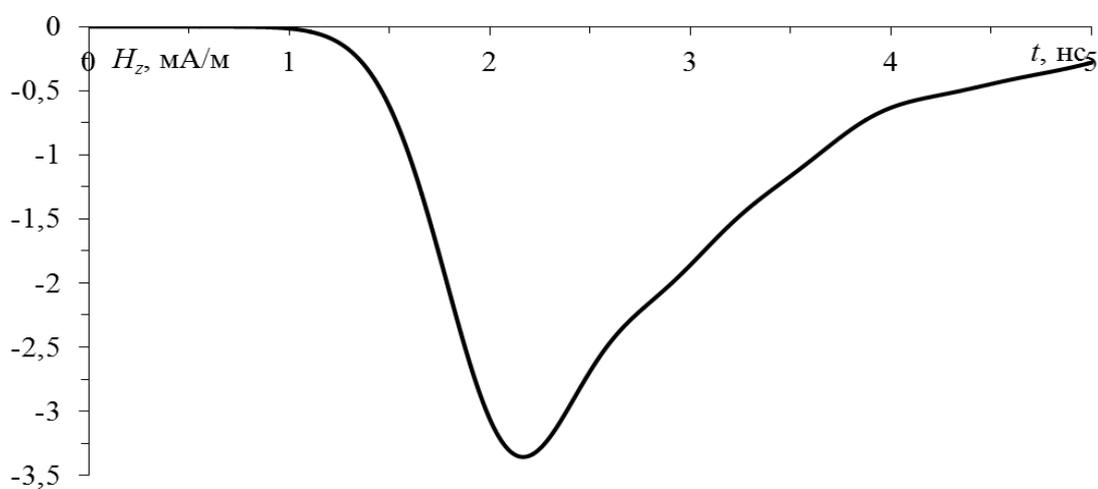


Рис. 3.12. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в точке 6 при  $S=0,5$  мм

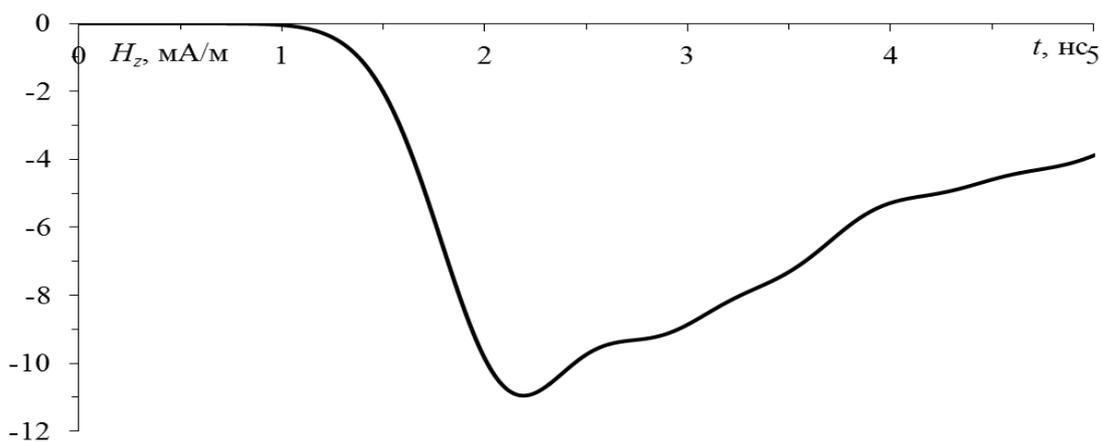


Рис. 3.13. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в точке 6 при  $S=5$  мм

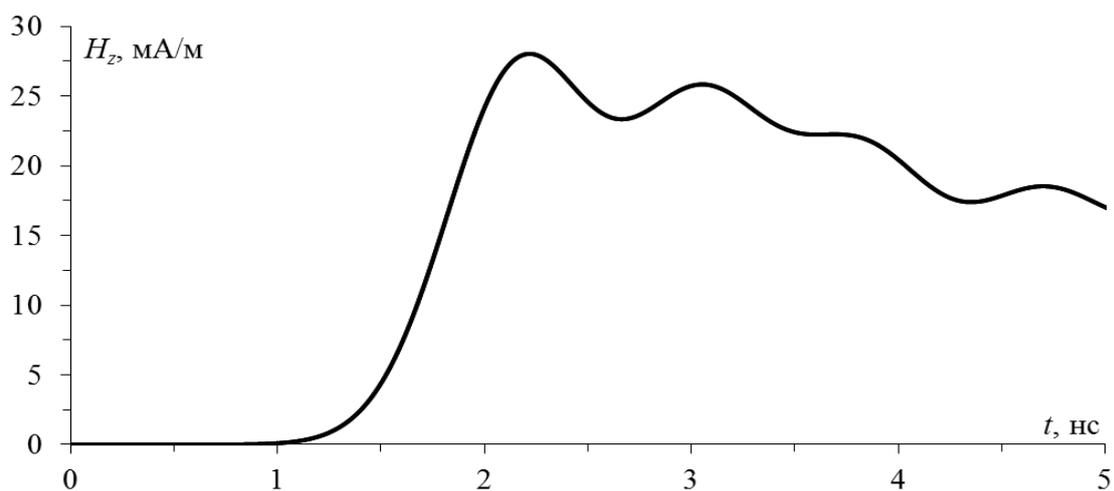


Рис. 3.14. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в точке 7 при  $S=50$  мм

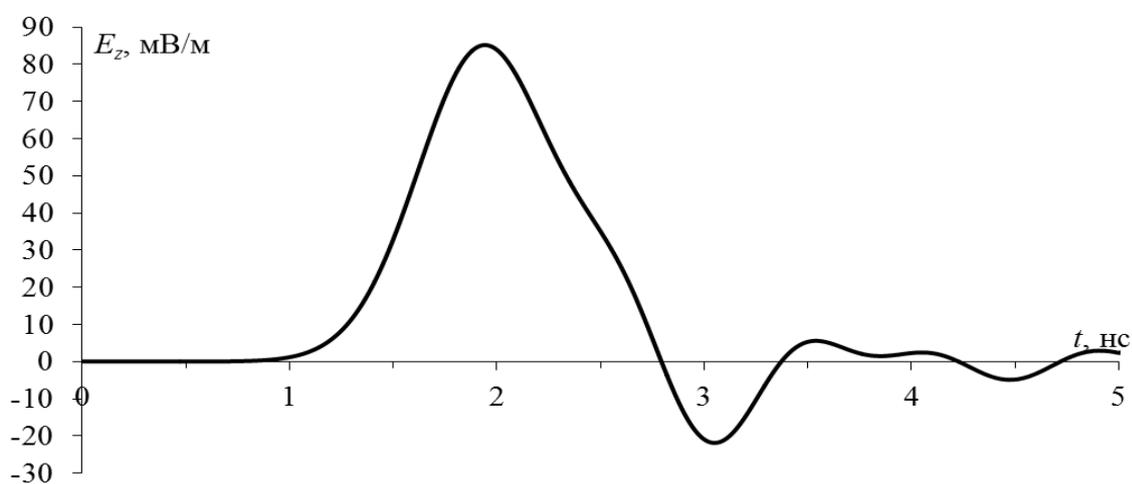


Рис. 3.15. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в точке 21 при  $S=0,5$  мм

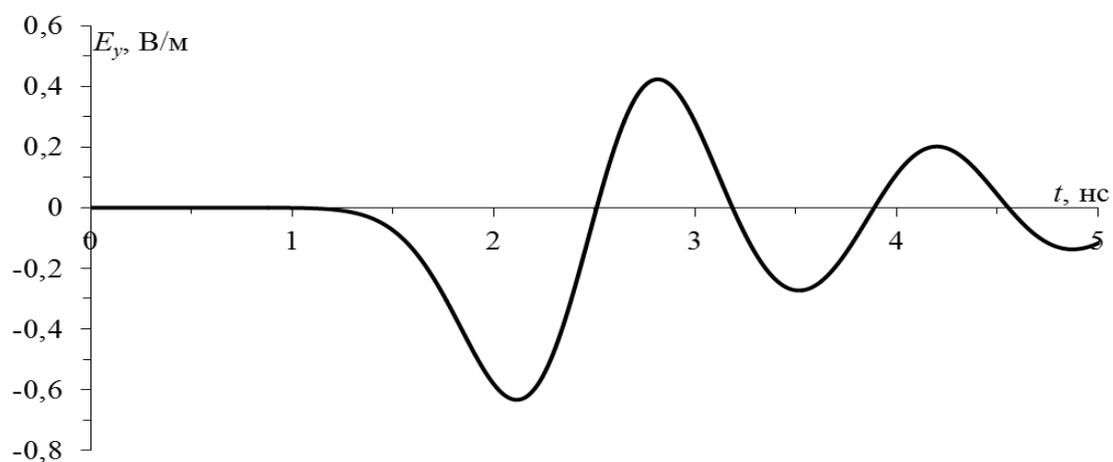


Рис. 3.16. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в точке 21 при  $S=5$  мм

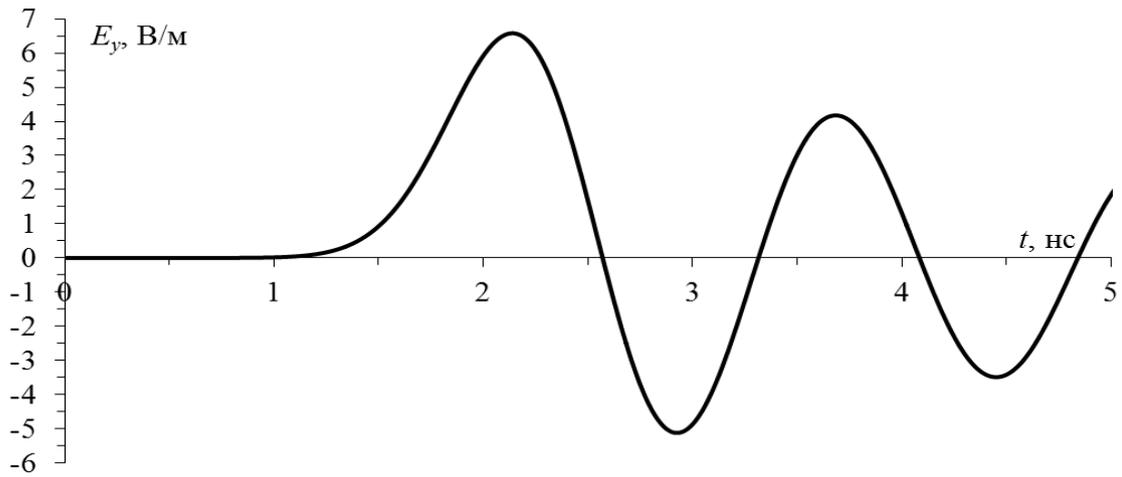


Рис. 3.17. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в точке 7 при  $S=50$  мм

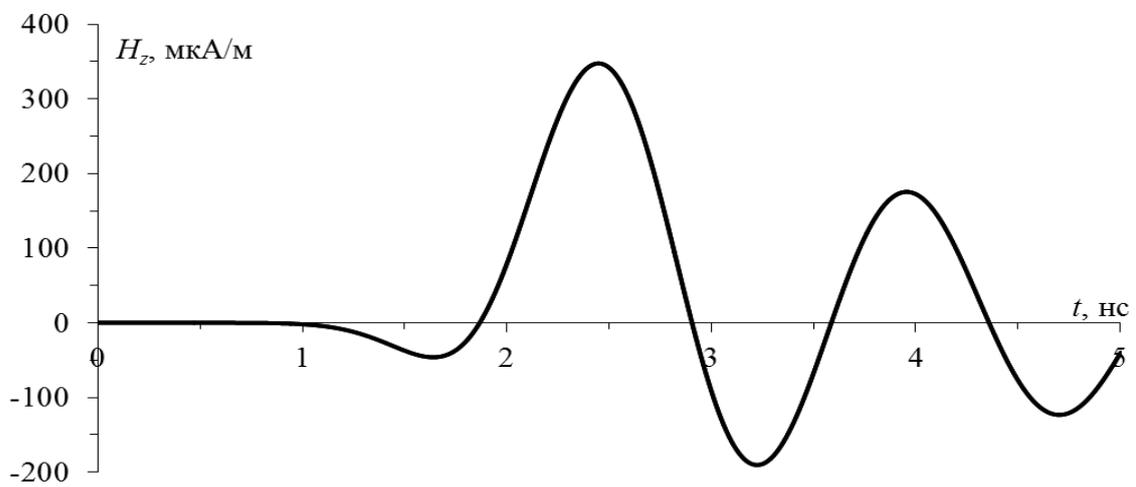


Рис. 3.18. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в точке 6 при  $S=0,5$  мм

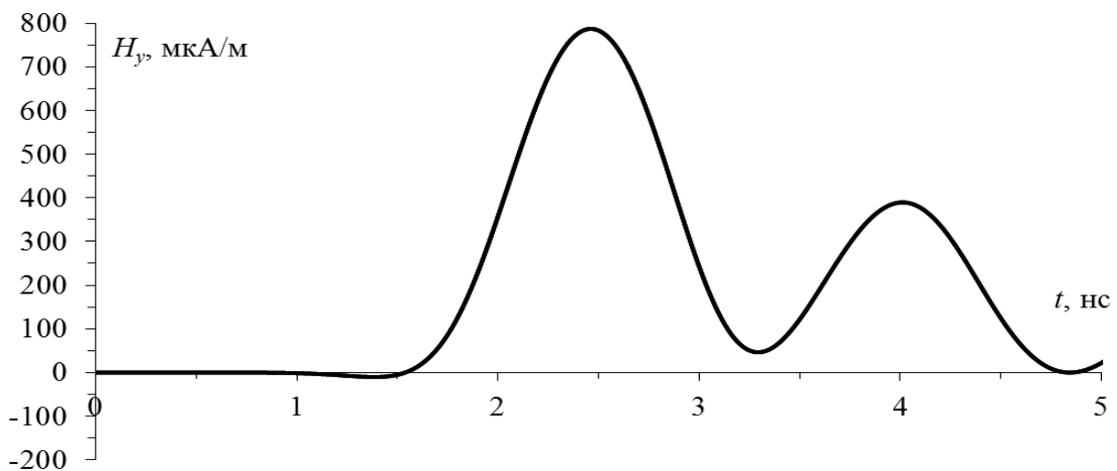


Рис. 3.19. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в точке 6 при  $S=5$  мм

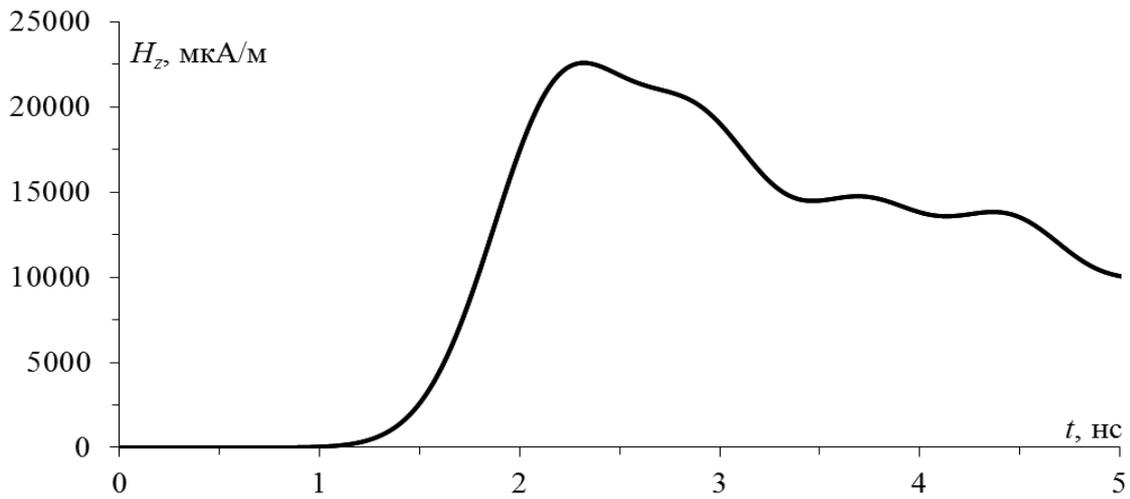


Рис. 3.20. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в точке 7 при  $S=50$  мм

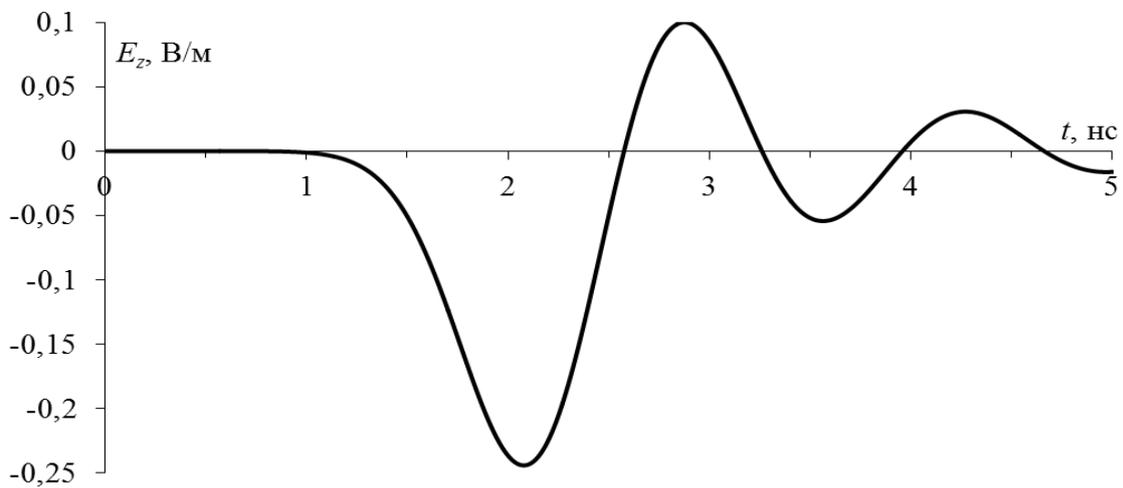


Рис. 3.21. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=0,5$  мм

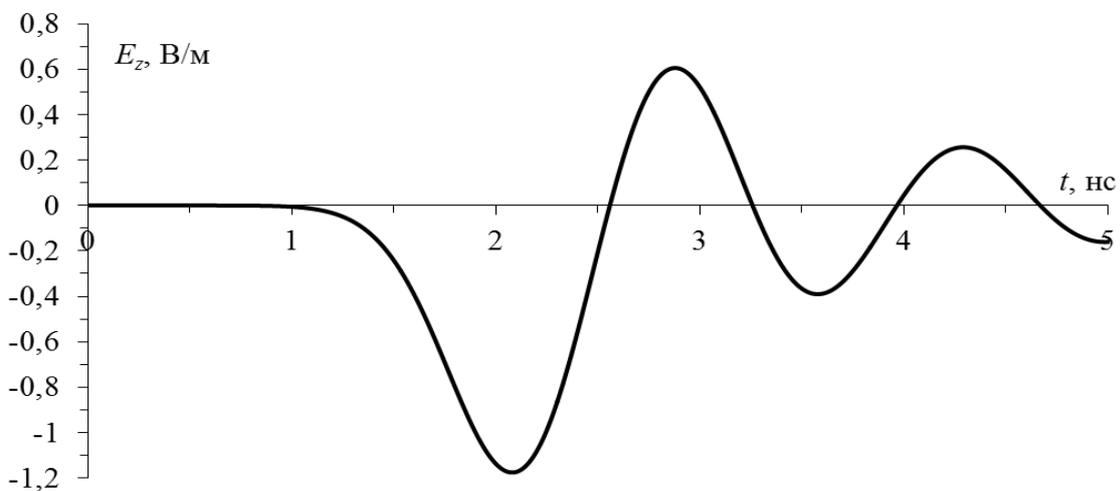


Рис. 3.22. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=5$  мм

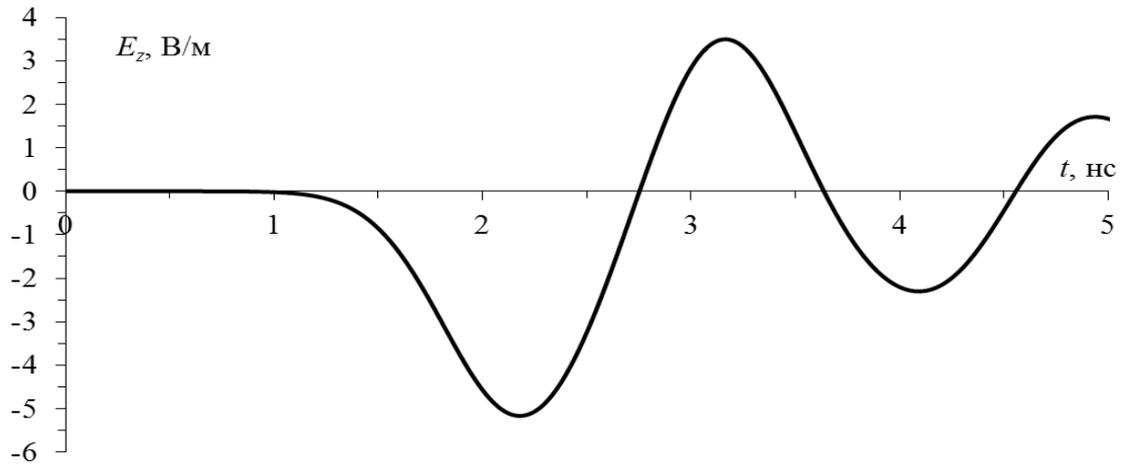


Рис. 3.23. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры над пластиной в точке б при  $S=50$  мм

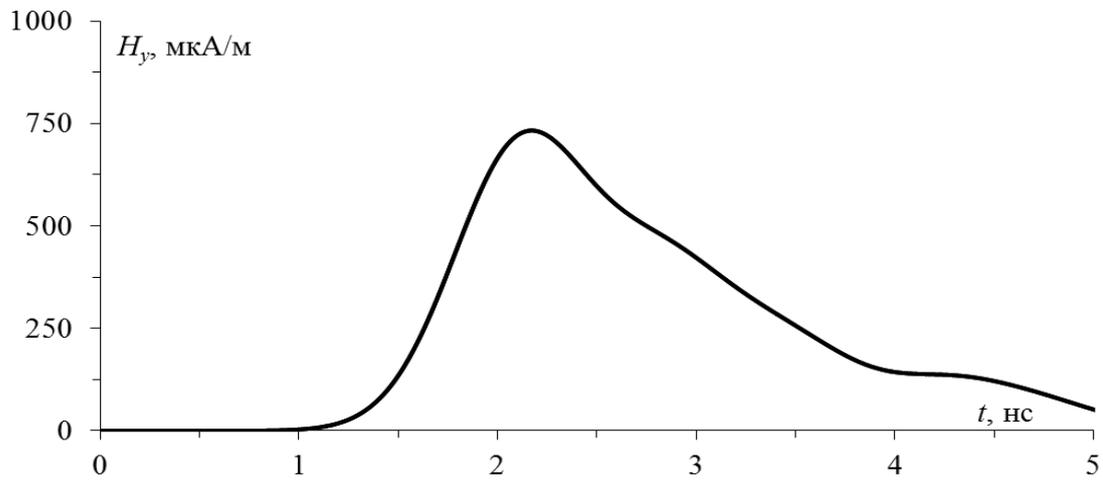


Рис. 3.24. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры над пластиной в точке б при  $S=0,5$  мм

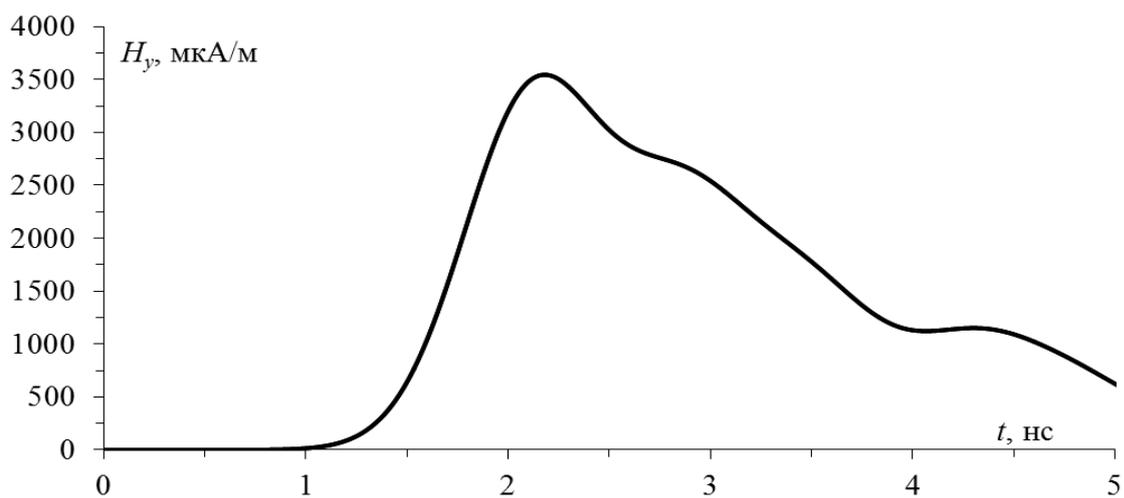


Рис. 3.25. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=5$  мм

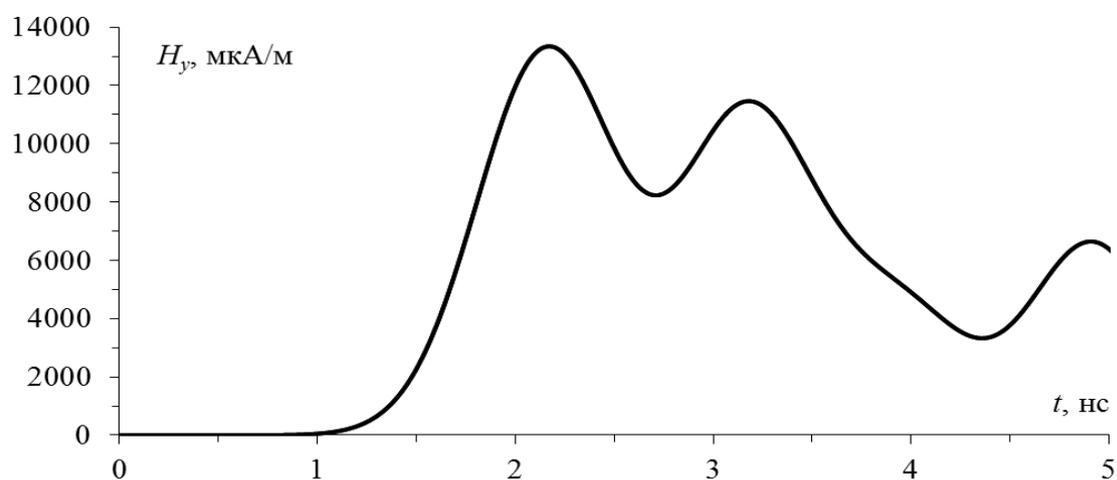


Рис. 3.26. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=50$  мм

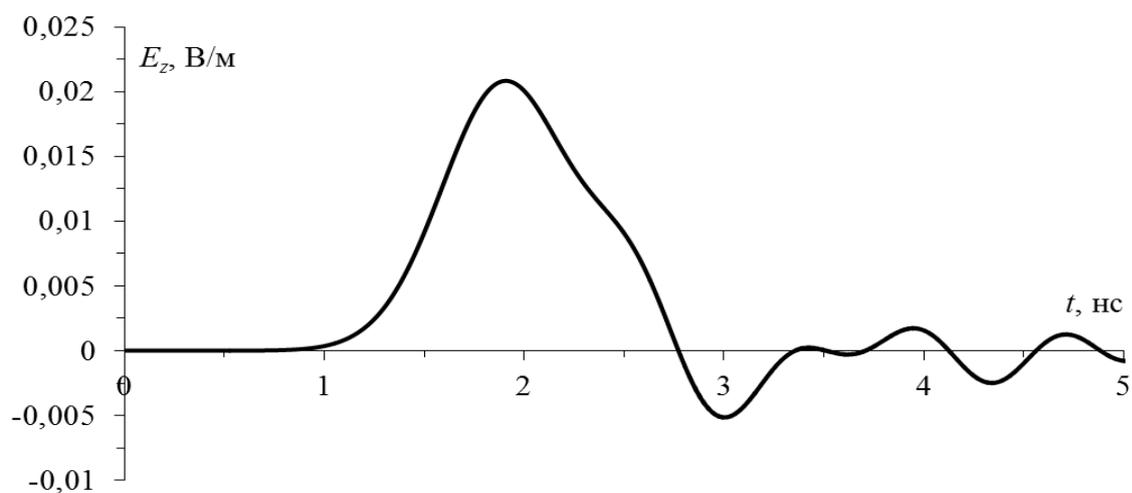


Рис. 3.27. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры над пластиной в точке 21 при  $S=0,5$  мм

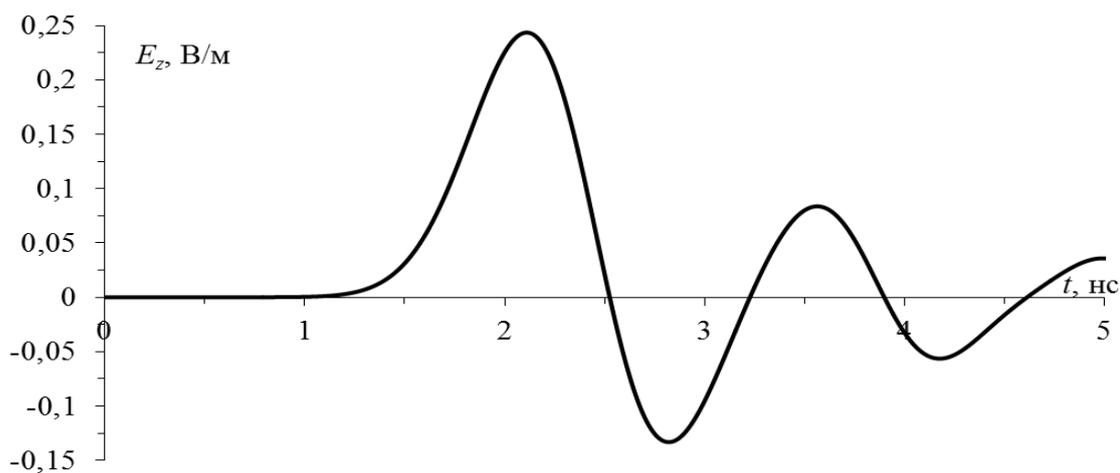


Рис. 3.28. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=5$  мм

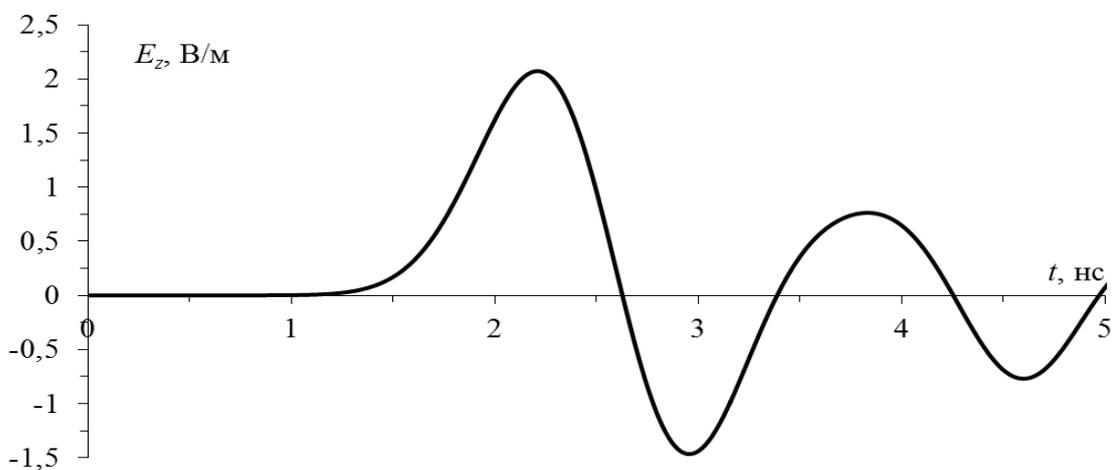


Рис. 3.29. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры над пластиной в точке 8 при  $S=50$  мм

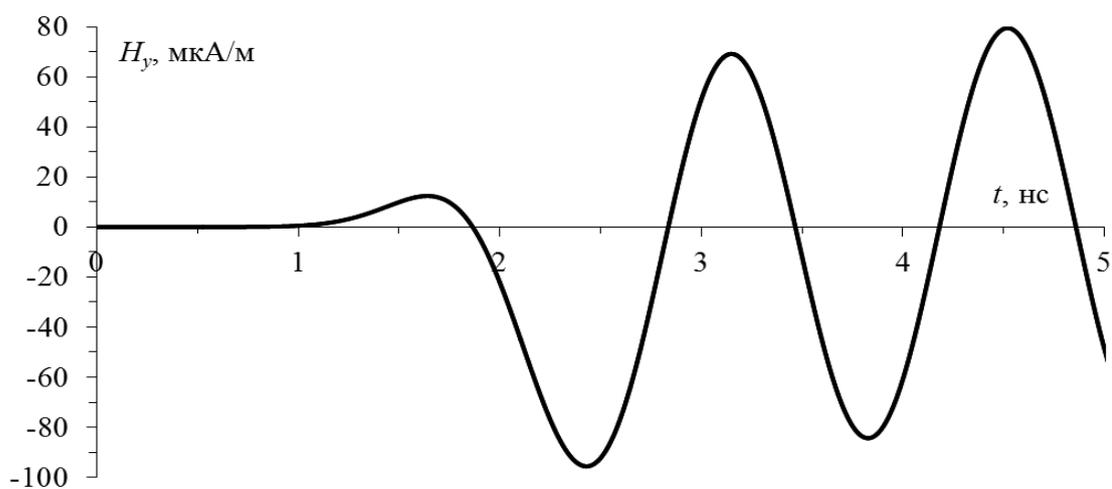


Рис. 3.30. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=0,5$  мм

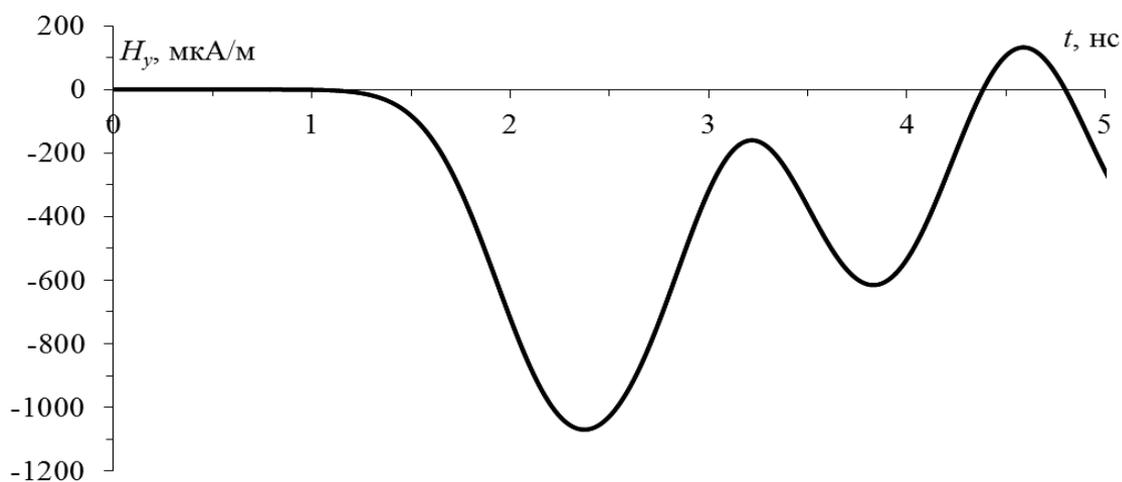


Рис. 3.31. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры над пластиной в точке 6 при  $S=5$  мм

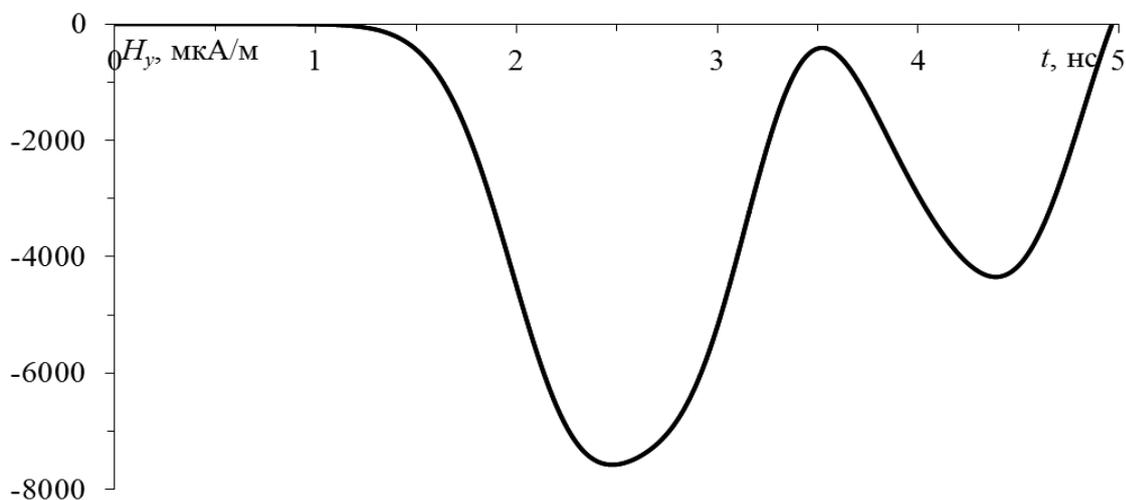


Рис. 3.32. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры над пластиной в точке 8 при  $S=50$  мм

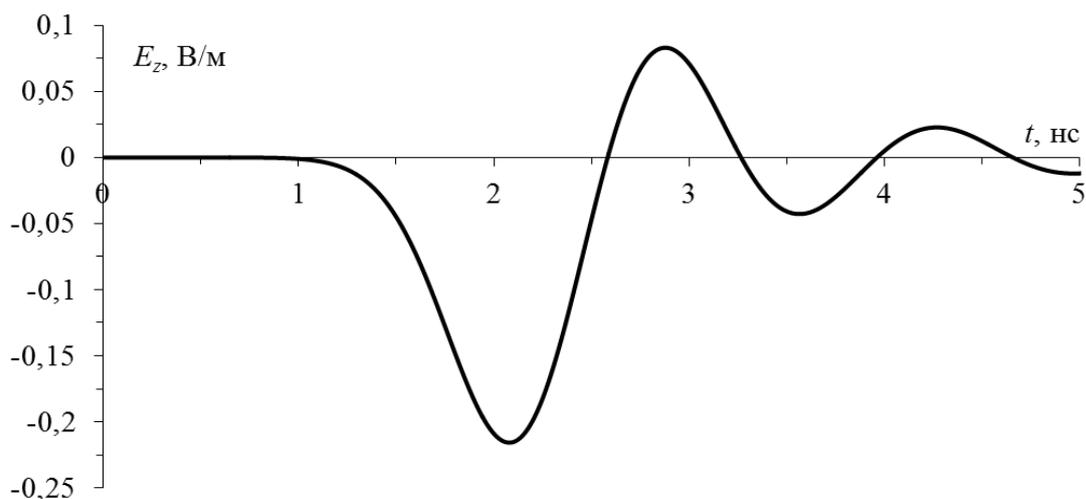


Рис. 3.33. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 6 при  $S=0,5$  мм

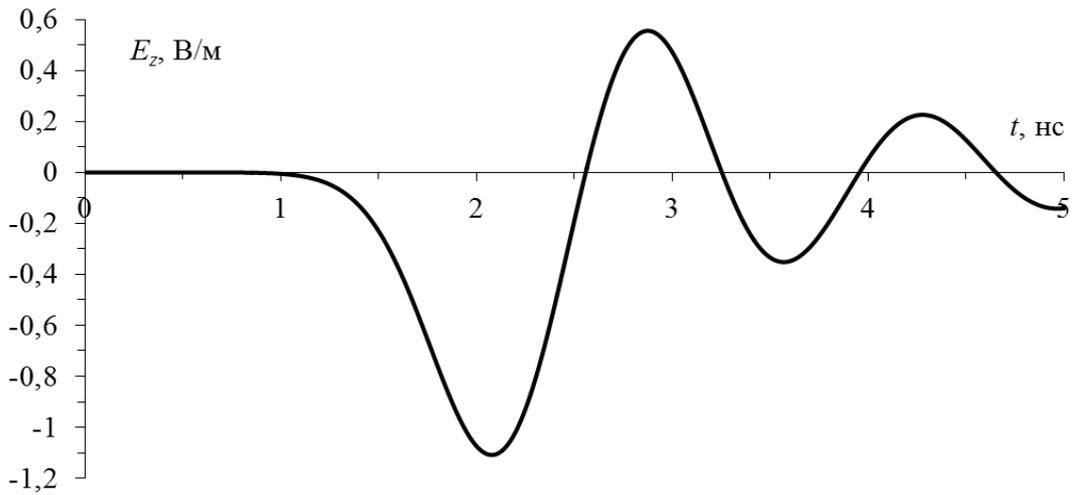


Рис. 3.34. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 6 при  $S=5$  мм

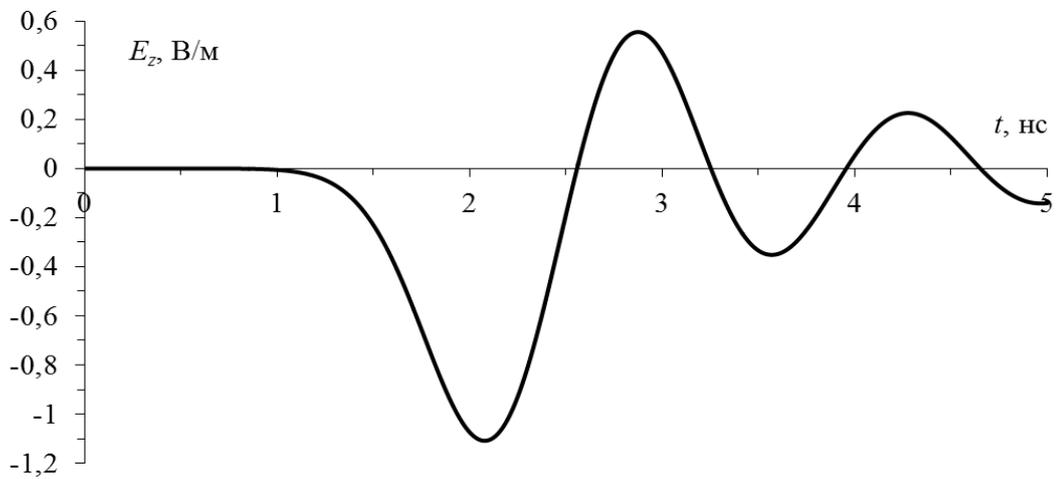


Рис. 3.35. Составляющая напряженности электрического поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 8 при  $S=50$  мм

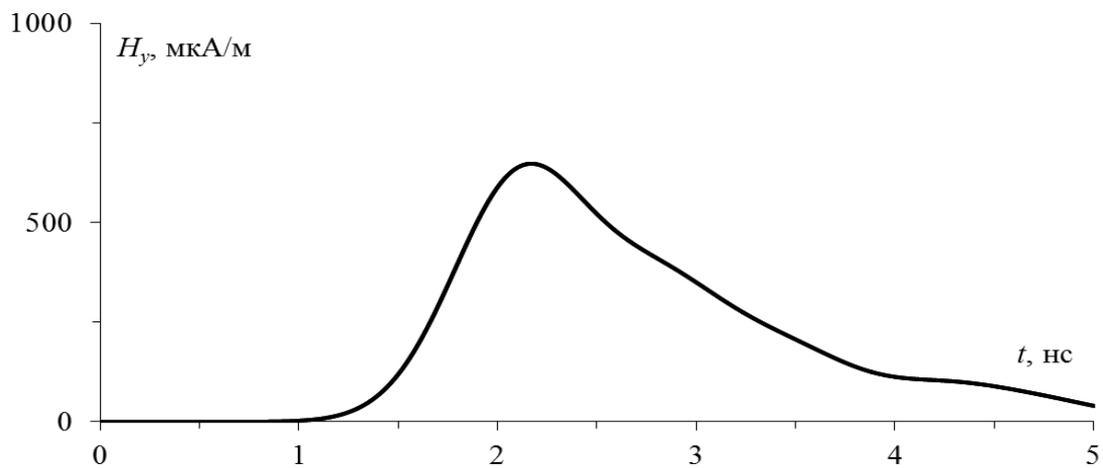


Рис. 3.36. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 6 при  $S=0,5$  мм

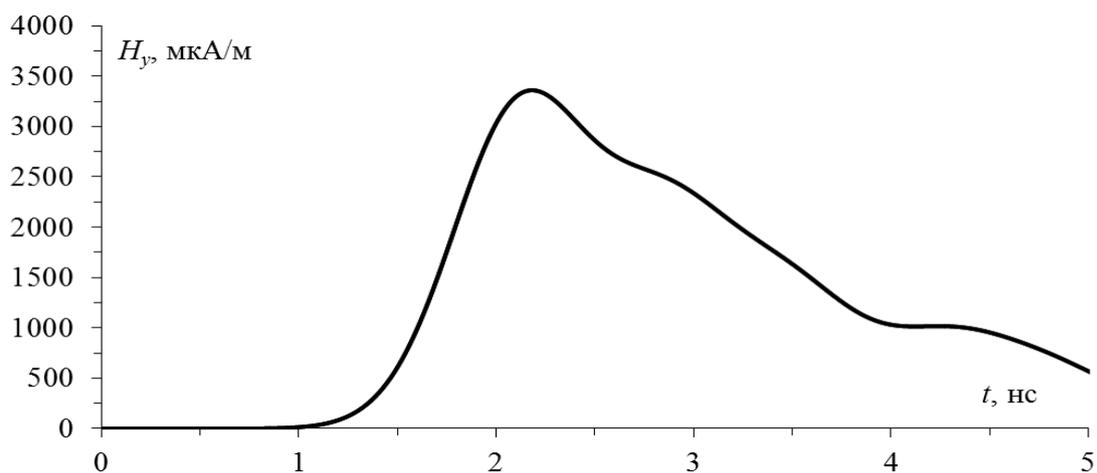


Рис. 3.37. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 6 при  $S=5$  мм

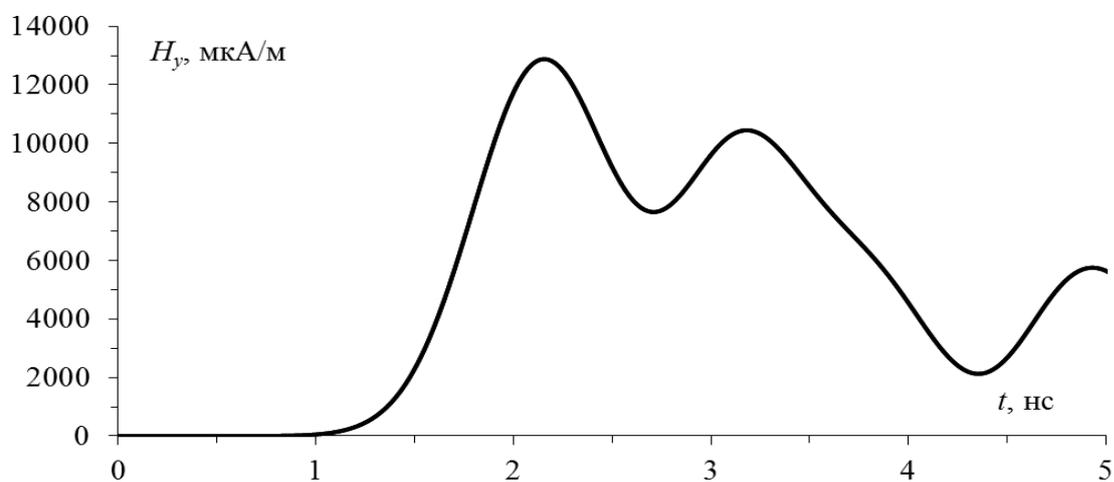


Рис. 3.38. Составляющая напряженности магнитного поля для асимметричной структуры в корпусе для точки 8 при  $S=50$  мм

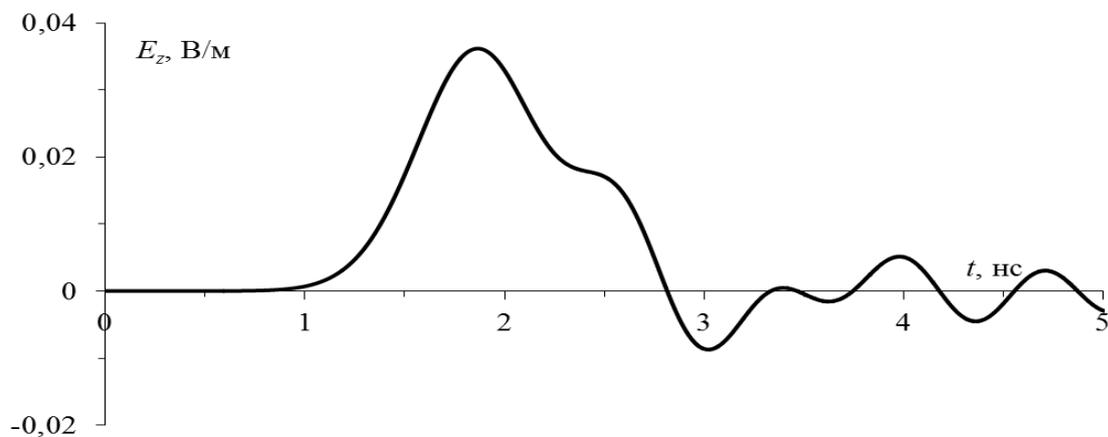


Рис. 3.39. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в корпусе для точки 21 при  $S=0,5$  мм

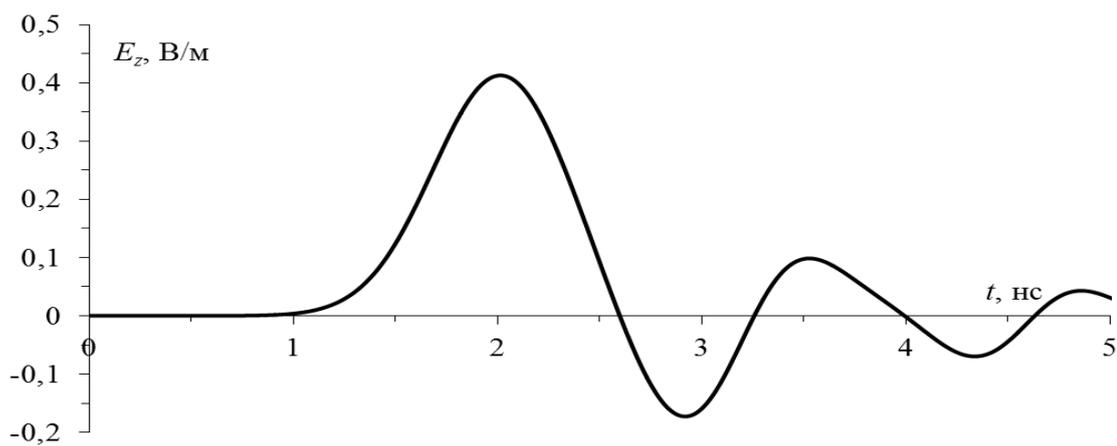


Рис. 3.40. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в корпусе для точки 21 при  $S=5$  мм

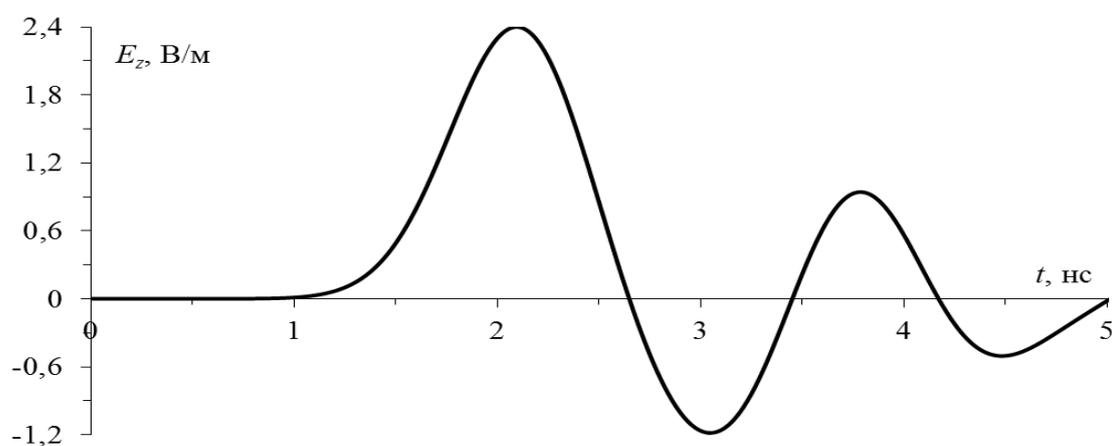


Рис. 3.41. Составляющая напряженности электрического поля для симметричной структуры в корпусе для точки 21 при  $S=50$  мм

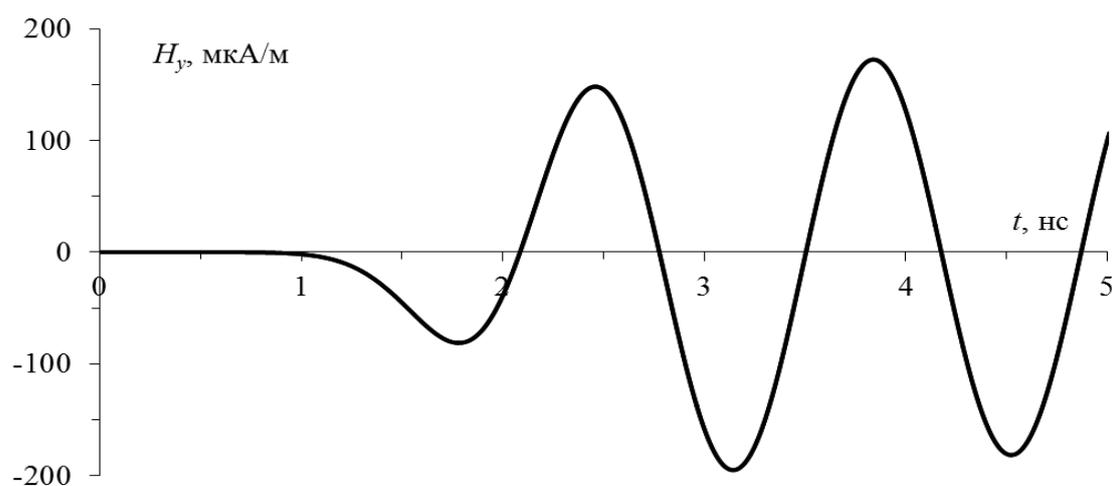


Рис. 3.42. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в корпусе для точки 21 при  $S=0,5$  мм

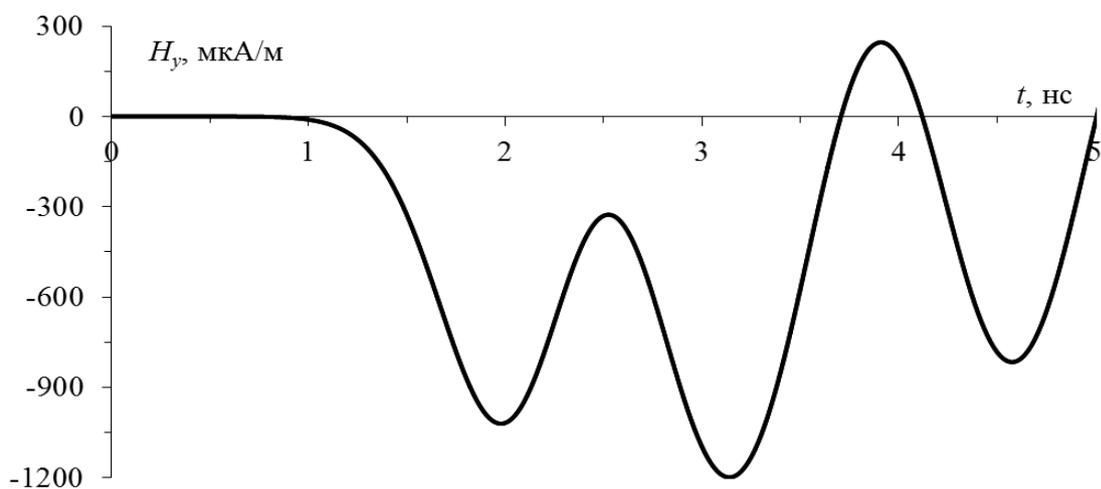


Рис. 3.43. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в корпусе для точки 21 при  $S=5$  мм

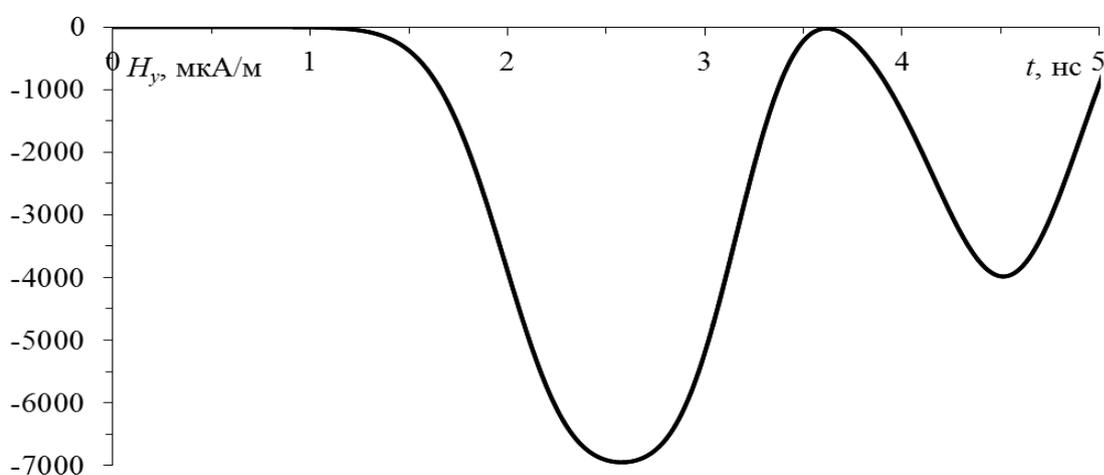


Рис. 3.44. Составляющая напряженности магнитного поля для симметричной структуры в корпусе для точки 8 при  $S=50$  мм

Таблица 3.1

Максимальные значения модуля напряженности составляющих полей  $E$  и  $H$ , их направления и номера мониторов для исследуемых структур

$S$ , мм	Max $ E $ , В/м	Max $ H $ , А/м	Составляющая поля (для $E$ ; $H$ )	Номера мониторов (для $E$ ; $H$ )
Асимметричная структура				
0,5	1,12	$335 \cdot 10^{-5}$	Y; Z	6; 6
5	3,58	$1095 \cdot 10^{-5}$	Y; Z	6; 6
50	9,6	$2803 \cdot 10^{-5}$	Y; Z	7; 7
Симметричная структура				
0,5	0,085	$35 \cdot 10^{-5}$	Z; Z	21; 6
5	0,63	$78 \cdot 10^{-5}$	Y; Y	6; 16
50	6,57	$2258 \cdot 10^{-5}$	Y; Z	7; 7
Асимметричная структура над пластиной				
0,5	0,25	$73 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	6; 6
5	1,17	$354 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	6; 6
50	5,2	$1335 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	8; 8
Симметричная структура над пластиной				
0,5	0,02	$9,56 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	21; 6
5	0,22	$107 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	6; 6
50	2,07	$757 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	8; 8
Асимметричная структура в корпусе				
0,5	0,22	$64 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	6; 6
5	1,1	$336 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	6; 6
50	4,85	$1288 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	8; 8
Симметричная структура в корпусе				
0,5	0,036	$19 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	21; 21
5	0,41	$119 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	21; 21
50	2,4	$695 \cdot 10^{-5}$	Z; Y	21; 8

Значение модуля напряженности полей асимметричной структуры во всех рассматриваемых случаях (в вакууме, с пластиной, в корпусе) всегда больше, чем симметричной. Для структур при  $S = 0,5$  мм такое поведение полей объясняется большей площадью контуров асимметричной структуры, менее выраженной компенсацией полей прямых и обратного токов. Особенностью структур при  $S = 5$  мм и  $S = 50$  мм является то, что площадь контуров симметричной структуры приблизительно в 2 раза больше, чем асимметричной (см. рис. 3.5), у последней же расстояние между трассами прямого тока в сравнении с расстоянием  $S$  относительно мало и, по сути, образуется только один контур вместо двух. Однако для данных значений расстояния  $S$  напряженность полей асимметричной

структуры все равно больше, чем симметричной. Это позволяет утверждать, что при резервировании линию обратного тока лучше симметрично располагать между линиями протекания прямого тока. Примечательно, что симметрия оказывает большее влияние на поля, чем площадь контуров. Добавление проводящих структур (см. рис. 3.6) в модели снижает уровни напряженности полей в несколько раз.

## **4. Разработка и апробация комплекса программ для квазистатического моделирования модальных явлений**

### **4.1. Разработка комплекса программ для квазистатического моделирования модальных явлений**

Комплекс программ состоит из файлов скриптов в системе TALGAT [83], основанной на методе моментов. Он позволяет проводить квазистатический анализ двумерных структур во временной и частотной областях (модуль MOM2D) и содержит компоненты: ввода; дискретизации; отображения; вычисления матриц погонных параметров ( $C$ ,  $C0$ ,  $L$ ,  $L0$ ); вычисления отклика. Модуль квазистатического анализа двумерных структур предназначен для ввода параметров исходной структуры, ручной и автоматической дискретизации ее границ, двумерного отображения исходной структуры и ее дискретизации, вычисления матриц и отклика, текстового и графического отображения результатов вычисления. Число проводников и диэлектриков определяется объемом доступной памяти, а любая граница (проводник – диэлектрик и диэлектрик – диэлектрик) представляется кусочно-линейной, произвольной ориентации. Комплекс позволяет получать временные и частотные характеристики, проводить учет различных граничных условий на концах проводников для анализа конфигураций, состоящих из множества отрезков произвольной длины. Структурная схема моделирования приведена на рис. 4.1.

Задачи, решаемые с использованием комплекса:

- 1) вычисление матриц погонных параметров:
  - кабельной трехпроводной структуры в однородной диэлектрической среде;
  - кабельной трехпроводной структуры с одной диэлектрической границей;
  - кабельной трехпроводной структуры в однородной диэлектрической среде с дополнительной изоляцией вокруг проводников;
  - кабельной трехпроводной структуры с одной диэлектрической границей и дополнительной изоляцией вокруг проводников;
  - кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$ ;

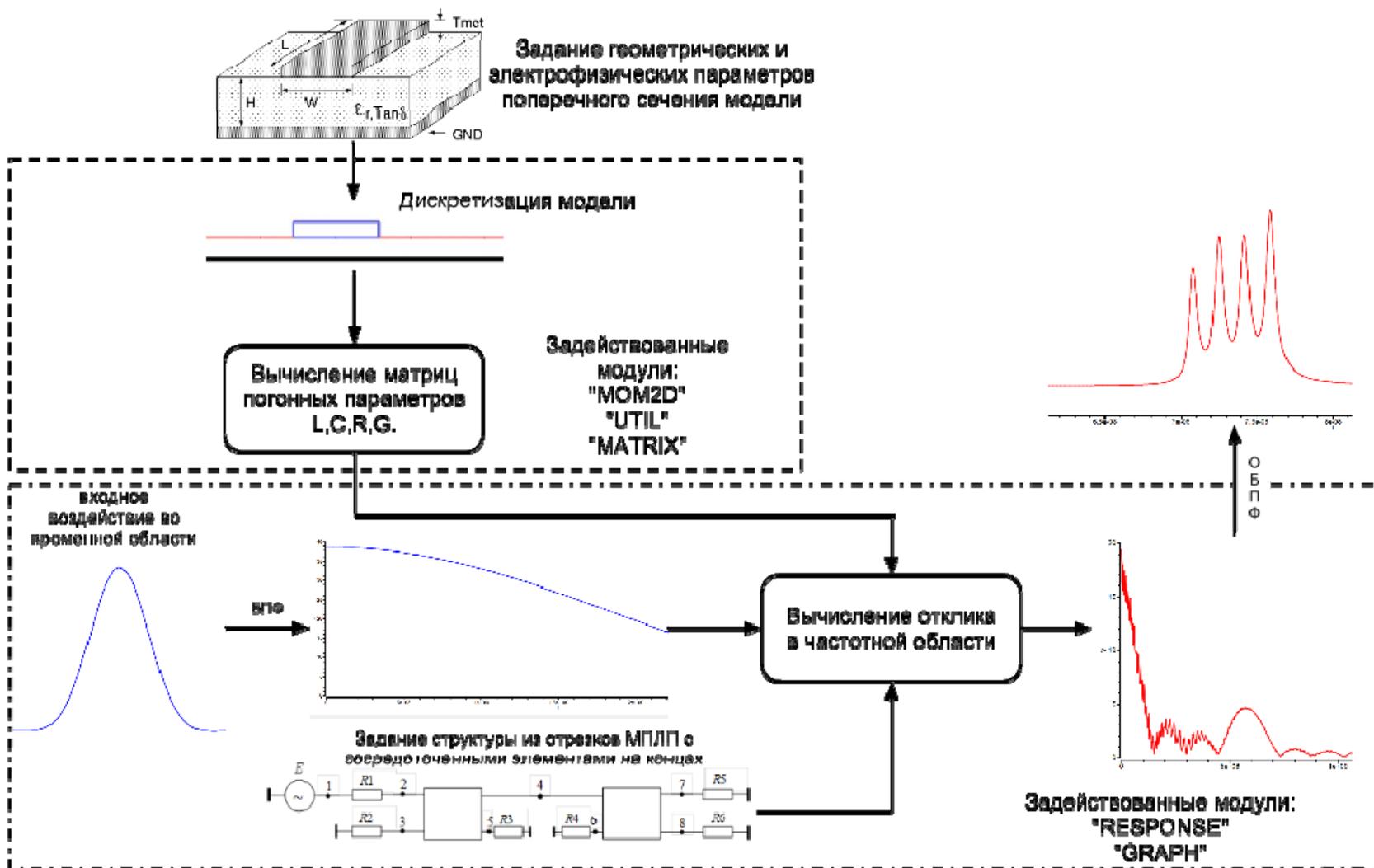


Рис. 4.1. Структурная схема квазистатического моделирования модальных явлений

- кабеля ВВГ 3×1,5;
  - кабеля ВВГ 3×2,5;
  - кабеля ВВГ 3×4;
  - структуры из двух печатных проводников на одной стороне диэлектрической подложки;
  - структуры связанной линии из двух проводников на одной стороне диэлектрической подложки и опорного проводника на другой;
  - структуры из шести печатных проводников на разных сторонах диэлектрической подложки;
  - структуры трехслойной печатной платы с числом трасс от 1 до 9;
- 2) вычисление частотного и временного откликов для структур из одного и двух отрезков с резисторами на концах отрезков;
- 3) многовариантный анализ в диапазоне изменения геометрических (длина, толщина, расстояния между проводниками и границами, наличие/отсутствие некоторых элементов структуры и т.д.) и физических (относительная диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь, проводимость) параметров моделируемых структур.

## **4.2. Квазистатическое моделирование электрофизических параметров и электродинамическое моделирование распространения импульсного сигнала во фрагменте печатной платы**

Моделировалось распространение трапециевидного сигнала (длительность фронтов 100 пс; длительность плоской вершины импульса 300 пс) в структуре из шести полосок на подложке (длина структуры 1,25 м; толщина подложки 0,29 мм; высота дорожек 0,105 мм; ширина дорожек 0,3 мм; расстояние между дорожками 0,4 мм; расстояние между повторяющейся группой проводников 1,5 мм;  $\epsilon_r$  подложки 5). Вычисления проводились без учета потерь. Сопротивление резисторов 100 Ом. Схема структуры приведена на рис. 4.2, а результаты моделирования в CST MWS — на рис. 4.3 [96, 97]. По теории линий передачи в такой структуре должно быть

пять мод, но в конце активной линии наблюдаются только три импульса. Прояснить ситуацию поможет квазистатический анализ.

В системе TALGAT вычислены погонные и полные задержки мод для данной структуры (табл. 4.1). Видно, что некоторые из полных задержек имеют близкие значения, а разница между ними гораздо ниже длительности импульса и поэтому происходит наложение. По результатам CST MWS к концу активной линии приходят три импульса со временем появления 5; 6,4; 7,6 нс. Разность во времени появления импульсов в конце активной линии между системами TALGAT и CST MWS незначительна: для моды 1 около 1,3 %, а для остальных около нуля. Время вычисления параметров в системе TALGAT составляет менее 1 мин, а форм сигналов в системе CST MWS — 2 ч 23 мин.

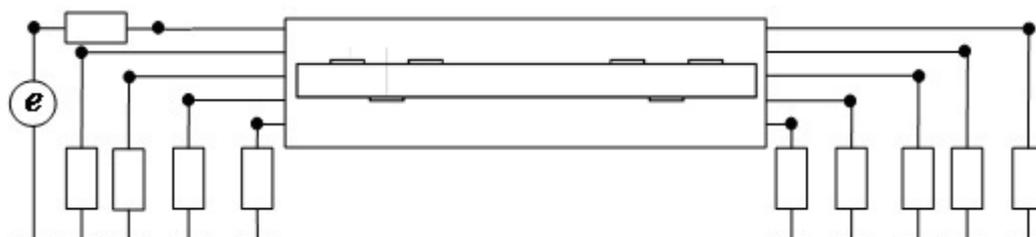


Рис. 4.2. Структурная схема исследуемой модели

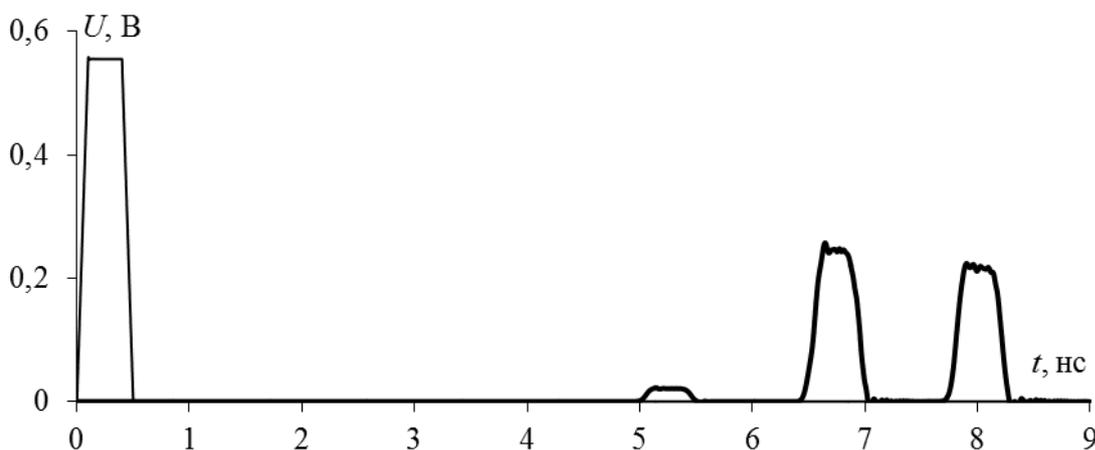


Рис. 4.3. Сигналы в начале (первый импульс) и конце (три импульса) активной линии

Таким образом, вычисление задержек мод протяженных печатных структур может быть достаточно точным, давать более явное понимание волновых процессов, кроме того, оно на два порядка быстрее, чем электродинамический анализ временного отклика.

Таблица 4.1

Значения задержек мод в системе TALGAT и времени появления импульсов в системе CST MWS

Номер моды $i$	$\tau_i$ , нс/м	$\tau_i \times 1,25$ м, нс	Время появления импульсов в CST MWS $t_{CST}$ , нс $((t_{CST} - t_{TALGAT})/t_{TALGAT}, \%)$
1	4,06	5,07	5 (1,3)
2	5,1	6,38	6,4 ( $\approx 0$ )
3	5,2	6,5	
4	6,05	7,56	7,6 ( $\approx 0$ )
5	6,1	7,6	

### 4.3. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах

Рассмотрим результаты квазистатического и электродинамического моделирования распространения импульсного сигнала в тестовых структурах, а также во фрагменте печатной платы БА КА [98]. Покажем, что квазистатический анализ может давать точные результаты, экономя при этом вычислительные ресурсы.

Моделирование проводилось в системах TALGAT (квазистатический анализ) и CST MWS (электродинамический анализ). Исследовалось распространение трапецевидного сигнала с длительностью фронтов 100 пс, плоской вершины импульса 300 пс. Параметры линии (рис. 4.4): длина 1,25 м;  $h = 0,29$  мм;  $t = 0,105$  мм;  $w = 0,3$  мм;  $s = 0,4$  мм;  $\epsilon_r$  подложки равна 5.

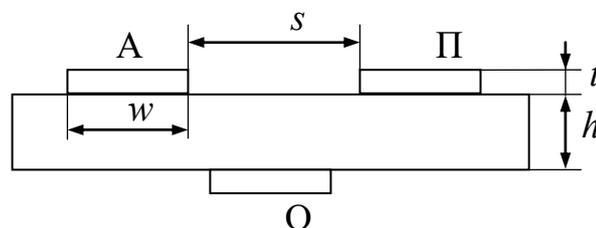


Рис. 4.4. Поперечное сечение исследуемой структуры: А – активный, О – опорный, П – пассивный проводники

Вычисления проводились без учета потерь. Сигнал амплитудой 1 В подавался между опорным и активным проводниками. Со-

противления между опорным и активным, опорным и пассивным проводниками на обоих концах равны 100 Ом. Графические результаты моделирования приведены на рис. 4.5, а численные — в табл. 4.2. Время вычисления в системе TALGAT составило 11 с, в системе CST MWS — 2 ч 7 мин при редкой сегментации, 6 ч 33 мин при частой. Примечательно, что с увеличением сегментации результаты CST MWS сходятся к результатам TALGAT (см. табл. 4.2, рис. 4.5). Действительно, максимальная разность задержек импульсов для редкой сегментации составляет 12,3 %, для частой — 3,8 %. Таким образом, для данной структуры результаты TALGAT являются «эталонными» и корректными.

Таблица 4.2

Значения погонных и полных задержек мод  
в системе TALGAT и времени появления импульсов  
в системе CST MWS

Номер моды $i$	$\tau_i$ , нс/м	$\tau_i \times 1,25$ м, нс	Время появления импульсов в CST MWS $t_{CST}$ , нс $((t_{CST} - t_{TALGAT})/t_{TALGAT}, \%)$	
			Редкая сегментация CST MWS	Частая сегментация CST MWS
			1	4,91
2	5,92	7,40	8,10 (9,4)	7,68 (3,8)

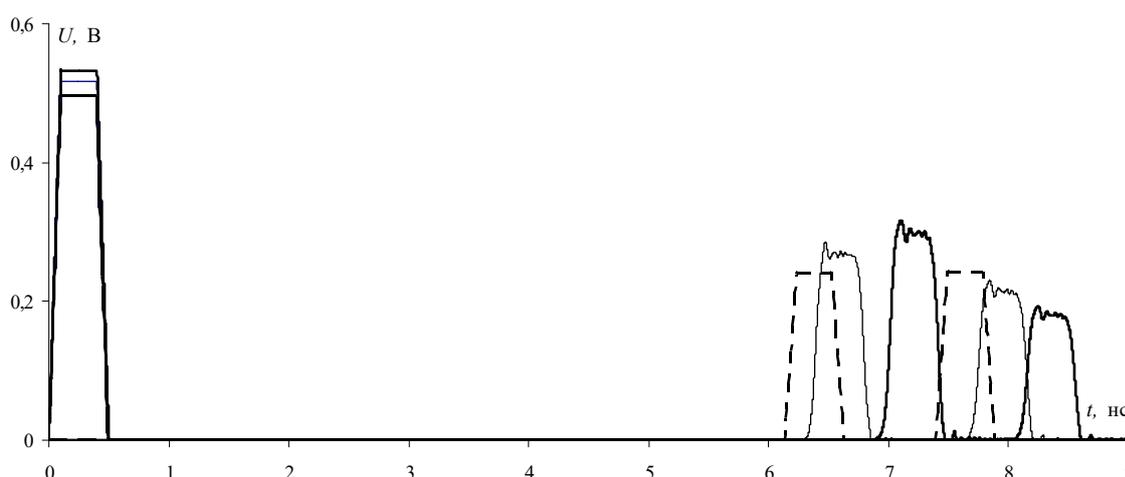


Рис. 4.5. Форма сигналов в начале и конце активной линии  
при редкой (—) и частой (—) сегментации  
в CST MWS и TALGAT (- - -)

Результаты моделирования (см. рис. 4.5) показывают, что в начале активной линии имеется один импульс, а к ее концу приходят два импульса. Появление еще одного импульса объясняется модальным разложением по теории многопроводных линий передачи. Подобного рода явление может наблюдаться только в том случае, когда разность задержек мод структуры больше длительности импульса (из табл. 4.2 следует, что  $\Delta\tau = 1,25$  нс).

Приведенная структура является связанной линией, и в ней распространяются синфазная и дифференциальная моды. Однако практический интерес представляет изучение мультимодовых структур (где возможно существование более двух мод). Примеры моделирования подобных структур приведены ниже.

Поперечное сечение мультимодовой структуры и схема подключения элементов, полученные в системе TALGAT, представлены на рис. 4.6.

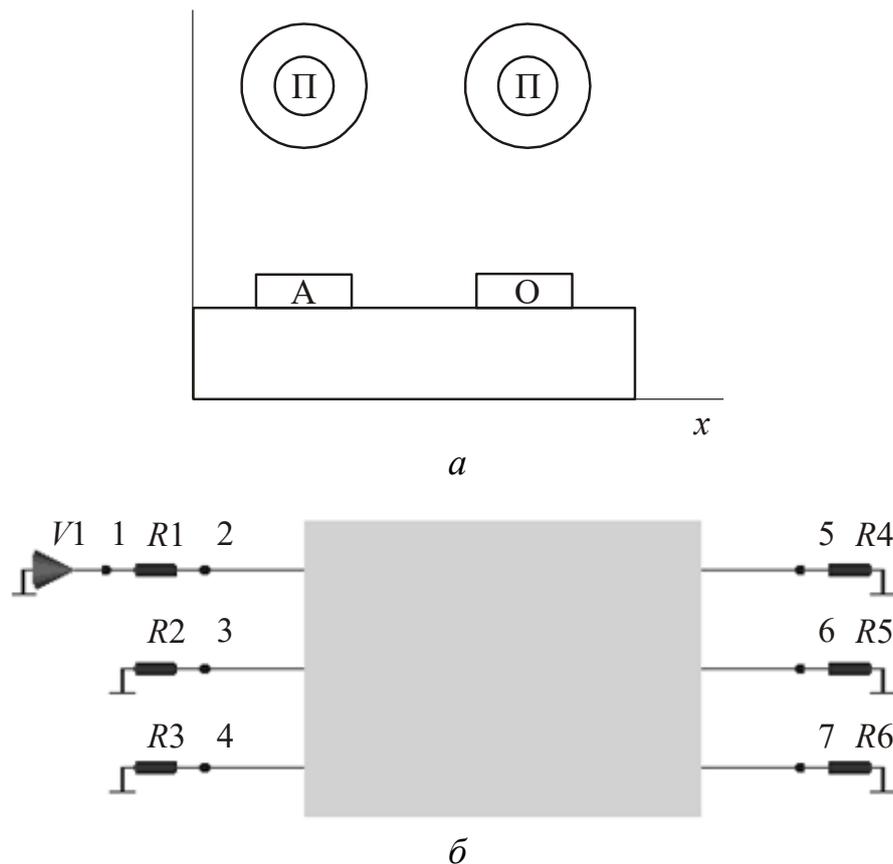


Рис. 4.6. Поперечное сечение мультимодовой структуры (а) и схема подключения элементов (б)

Параметры печатной платы: толщина диэлектрика 0,29 мм; толщина проводников 0,105 мм; ширина проводников 0,3 мм; рас-

стояние между краями проводников 0,4 мм; расстояние между краями проводника и диэлектрика 0,2 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложки равна 5. Параметры проводов: радиус жилы 0,1 мм, толщина обмотки диэлектрика 0,1 мм; высота центров относительно проводников платы 0,6 мм; относительная диэлектрическая проницаемость изоляции равна 3. Результаты моделирования распространения импульсного сигнала (ЭДС 1 В, длительность фронтов и плоской вершины 100 пс), подаваемого между активным А и опорным О проводниками, показаны на рис. 4.7.

Сравнение результатов квазистатического и электродинамического анализа показывает их хорошее совпадение. Как и в предыдущем примере, при увеличении сегментации результаты системы CST MWS сходятся к результатам системы TALGAT. Время вычисления в TALGAT составляет менее минуты, в CST MWS — 6 ч 48 мин при редкой сегментации, 11 ч 45 мин при частой.

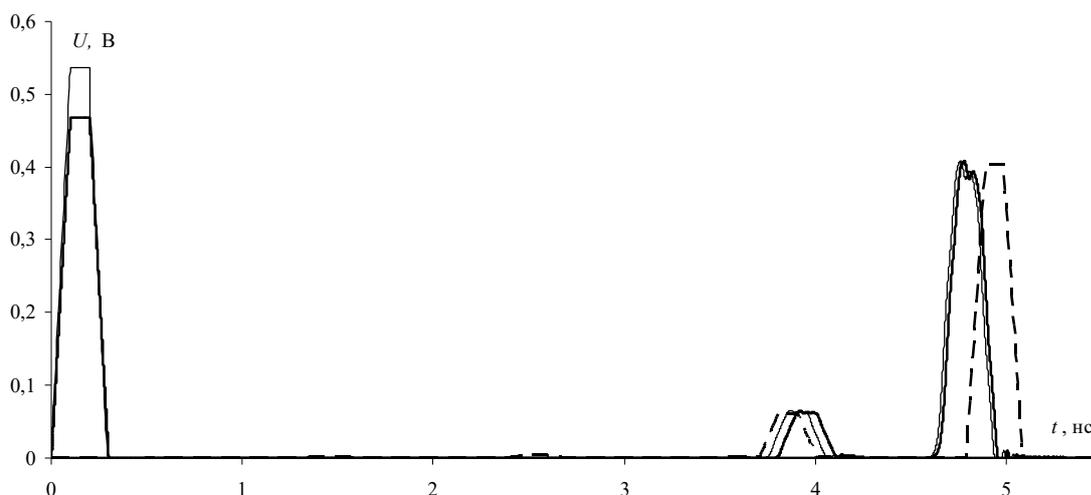


Рис. 4.7. Форма сигналов в начале и конце активной линии при редкой (—) и частой (---) сегментации в CST MWS и TALGAT (- - -)

Возможность учета потерь только в диэлектриках представляет определенный научный интерес, поскольку провести подобный натурный эксперимент не представляется возможным. Однако результаты такого моделирования имеют и практический интерес: они позволяют оценить, как влияет на форму сигнала учет потерь только в диэлектриках.

Подавался трапецевидный сигнал (фронты 100 пс, плоская вершина 300 пс, ЭДС 1 В) между опорным и активным (0–1) проводниками линии (рис. 4.8) длиной 1,25 м с параметрами:  $h = 0,29$  мм;  $h_1 = 0,035$  мм;  $w = 0,3$  мм;  $s = 0,4$  мм;  $s_1 = 1,5$  мм; материал подложки — FR-4 [99, 100]. Потери в проводниках не учитывались. Все сопротивления равны 100 Ом. Результаты моделирования приведены на рис. 4.9.

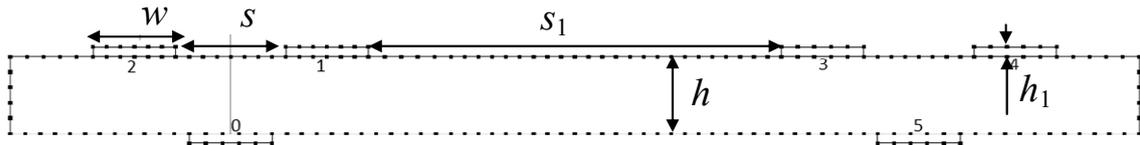


Рис. 4.8. Сегментированное поперечное сечение исследуемой структуры при длине сегмента 50 мкм

Видно, что в начале активной линии присутствует один импульс, а к концу приходят три импульса. Появление еще двух импульсов объясняется модальным разложением по теории многопроводных линий передачи.

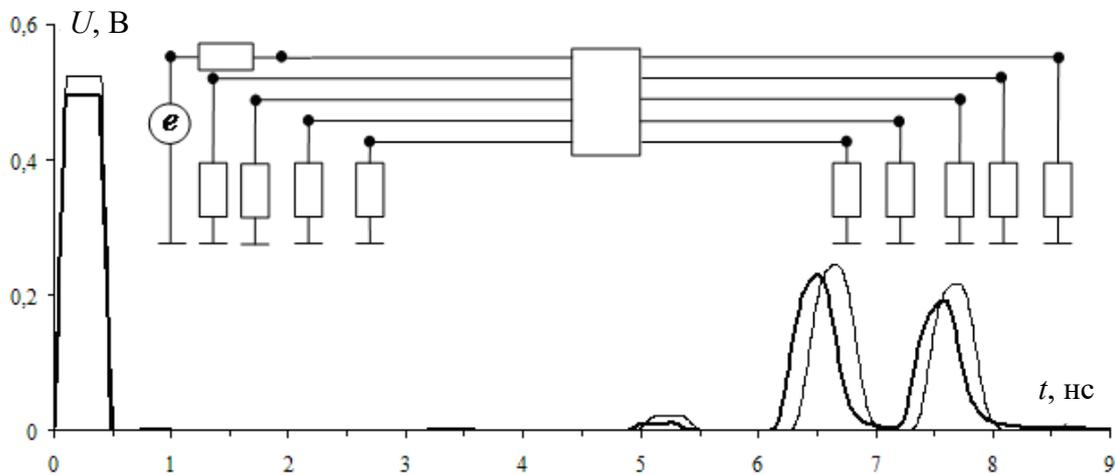


Рис. 4.9. Форма сигналов в начале и конце линии в системах CST MWS (—) и TALGAT (---); принципиальная схема исследуемой структуры

Время вычисления в системе TALGAT составляет 33 мин, в системе CST MWS — 8 ч 1 мин. Небольшое различие результатов (см. рис. 4.9) объясняется разными методами, на которых основаны системы (МоМ и FIT), различным представлением в системах материала FR-4 и частотной зависимости его параметров. Различие

амплитуд входного сигнала вызвано разными значениями коэффициента отражения в начале активного проводника. Следует также отметить, что результаты, полученные в системе CST MWS, не проверены на «сходимость» (подразумевается такое значение ячейки сетки, когда ее уменьшение уже не влияет на результаты).

Рассмотренные структуры имеют большое отношение длины (1–1,25 м) к ширине ( $\approx 4$  мм). Поэтому волновые процессы в них можно моделировать на основе теории линий передачи. Проведенные исследования показывают хорошую согласованность квазистатического и электродинамического подходов для данных структур. Затраты времени на вычисление отличаются в 14,5 раза (для случая минимального преимущества квазистатического подхода над электродинамическим).

#### **4.4. Использование промежуточных результатов для проверки корректности работы системы квазистатического моделирования**

Для проверки корректности работы системы квазистатического моделирования использовались погонные параметры МПЛП при различной сегментации [101, 102].

Вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической индукции, импедансов и значения погонных задержек мод для структуры, показанной на рис. 4.10. Моделирование проводилось в системе квазистатического и электродинамического моделирования TALGAT. Геометрические параметры структуры: толщина диэлектрического слоя 0,29 мм; толщина дорожек 35 мкм; расстояние от края структуры до крайнего верхнего проводника 0,3 мм; ширина проводников 0,3 мм; расстояние между проводниками 0,4 мм; расстояние между группами проводников 1,5 мм, нижние проводники находятся посередине между верхними. Относительная диэлектрическая проницаемость среды равна 5, сопротивление резисторов — 100 Ом.



Рис. 4.10. Сегментированное (при  $l=50$  мкм) поперечное сечение исследуемой структуры

Параметры линии при различной длине сегмента  $l$  приведены в табл. 4.3 (где  $N$  — число сегментов на торце проводника) и на рис. 4.11. Из них видно, что при уменьшении длины сегмента наблюдается плавная сходимость результатов.

Таблица 4.3

Значения погонных задержек мод (нс/м)  
для разных длин сегментов (мкм)

l	N	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$	$\tau_4$	$\tau_5$
50	1	3,92	4,98	5,05	5,91	5,89
40	1	3,94	5,02	5,1	5,94	5,97
35	1	3,96	5,04	5,12	5,97	5,99
30	1	4,07	5,06	5,14	6,02	5,98
20	1	3,99	5,12	5,19	6,06	6,08
15	2	<b>4,20</b>	5,08	5,18	6,05	5,97
12	2	4,01	5,12	5,2	6,06	6,09
10	3	<b>3,45</b>	5,16	5,18	6,05	<b>6,35</b>
8	4	4,02	5,10	5,19	6,04	6,04
6	5	3,97	5,13	5,20	6,05	6,12
4	8	4,10	5,10	5,20	6,05	6,02
2	17	4,04	5,12	5,20	6,07	6,05

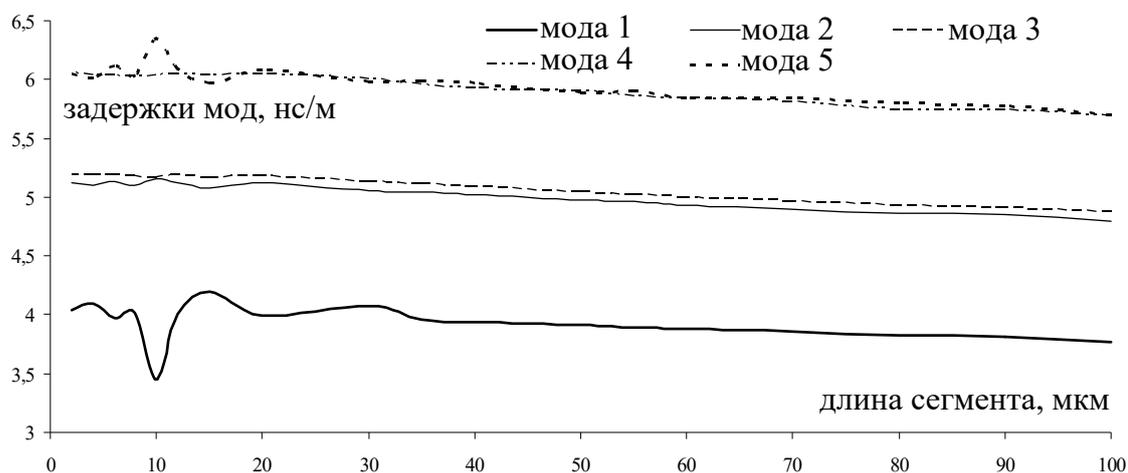


Рис. 4.11. Зависимости значений погонных задержек мод от длины сегмента

Однако при определенных длинах сегмента, когда увеличивается количество сегментов на торцах проводников, может происходить резкое изменение параметров линии, а при длине сегмента 10 мкм отмечается некорректность матрицы  $C$  (присутствуют по-

ложительные внедиагональные элементы), что в свою очередь говорит о некорректности вычислений (табл. 4.4).

Необходимо отметить, что результаты исследований позволили выявить некорректную работу при вычислении собственных значений математической библиотекой Eigen [103], использованной в системе TALGAT. Впоследствии разработчикам Eigen был отправлен отчет об ошибке и ее исправили [104].

Таблица 4.4

Матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{Z}$  при  $l = 15$  мкм и 10 мкм

$l$ , мкм	$N$	$\mathbf{C}$ , пФ/м					$\mathbf{Z}$ , Ом				
15	2	60,1	-2,1	-7	-11	-2,1	<b>112</b>	60	61	39	60
		-2	55,1	-11,4	-1,7	-38,7	62	<b>295</b>	201	54	230
		-6,4	-10,4	60,8	-0,97	-37,1	64	206	<b>262</b>	52	216
		-12	-2,8	-2,6	54	-1,5	38	46	44	<b>115</b>	46
		-2,2	-38,8	-37,6	-1,3	80,4	63	231	213	53	<b>280</b>
10	3	60,3	-2,1	-7,1	-11,7	-2,2	<b>114</b>	72	83	27	77
		-0,92	57,1	-10,4	-0,002	-38,1	66	<b>332</b>	271	16	283
		-0,9	-15,6	57,9	-6	-40	68	239	<b>325</b>	18	263
		-8,2	<b>3,7</b>	<b>1,3</b>	60,7	<b>1,3</b>	39	58	66	<b>102</b>	62
		-2,6	-39,7	-38,2	-1,9	80,4	67	67	279	17	<b>329</b>

#### 4.5. Сравнение коэффициентов ослабления пяти- и семикаскадного модальных фильтров равной длины

Выполнено моделирование распространения гауссова импульса (с учетом потерь) в модальном фильтре, реализованном в виде семи- и пятиотрезочной меандровых линий [105]. На местах обрыва пассивной линии устанавливались резисторы 100 Ом между пассивным и опорным проводниками.

Общие параметры структур: длина 2500 мм; толщина подложки 0,29 мм; высота проводников 0,105 мм; ширина проводников 0,3 мм; расстояние между проводниками 0,4 мм. Пятикаскадный меандровый модальный фильтр состоял из 32 полувитков длиной по 78,125 мм, семикаскадный — из 127 полувитков длиной по 20 мм (рис. 4.12). В качестве воздействий использовались два

гауссова импульса амплитудой ЭДС 1 В со спектрами 0–20 ГГц и 0–27 ГГц, что соответствует длительности импульса в начале фильтра 40 и 30 пс по уровню 0,5. Вычисления проводились с учетом потерь в системе CST MWS.

Минимальный коэффициент ослабления для пятикаскадного фильтра равен  $2^5$  (для импульса длительностью меньше, чем  $\Delta\tau \times l_{\text{ПВ}} = 1 \text{ нс/м} \times 78,1 \times 10^{-3} \text{ м} = 78 \text{ пс}$ ), а для семикаскадного —  $2^7$  (для импульса длительностью меньше, чем 20 пс). В реальных структурах коэффициент ослабления больше, поскольку приведенные вычисления не учитывают влияние потерь.

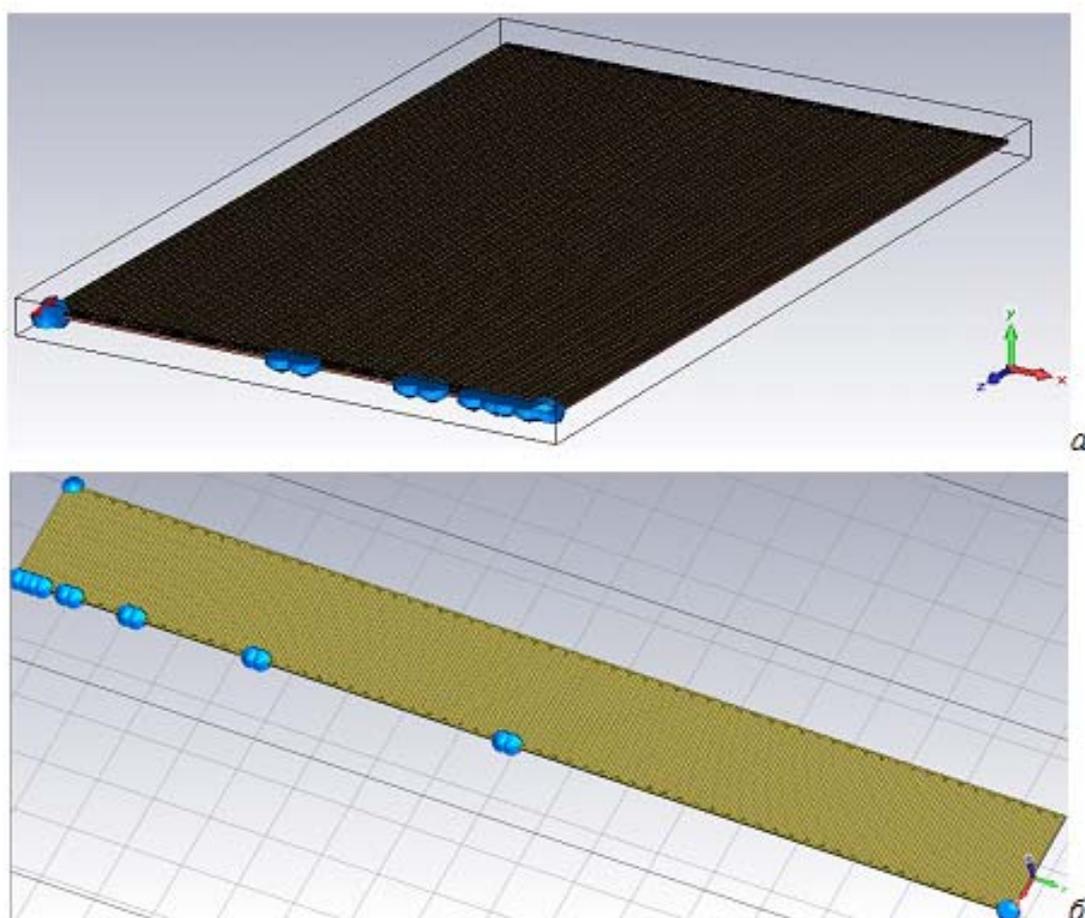


Рис. 4.12. Общий вид пятикаскадного (а) и семикаскадного (б) меандровых модальных фильтров

Формы сигналов в конце активной линии при заданном воздействии представлены на рис. 4.13, 4.14. Коэффициенты ослабления сведены в табл. 4.5.

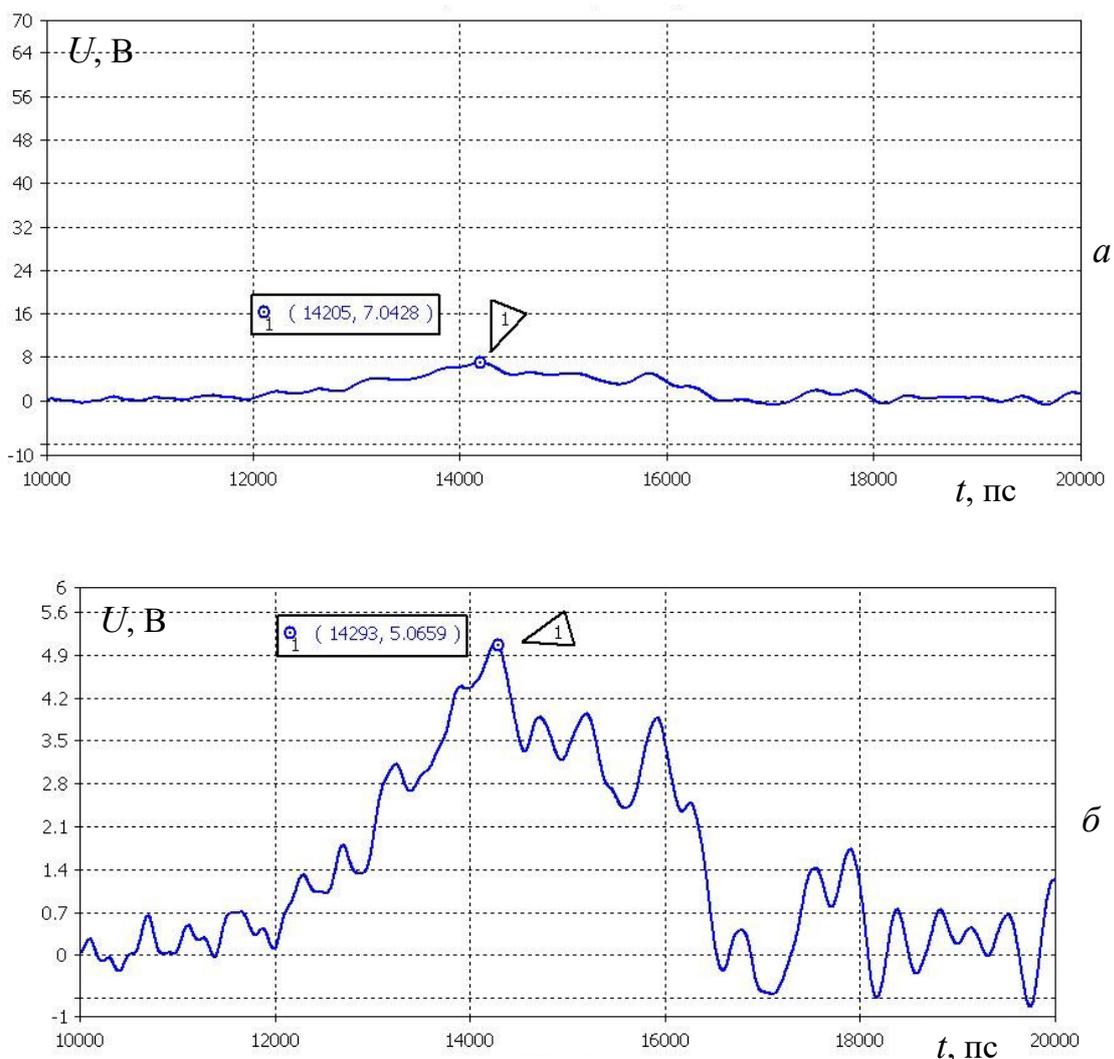


Рис. 4.13. Сигналы в конце активной линии пятикаскадного меандрового фильтра при воздействии гауссова импульса со спектром 0–20 ГГц (а); 0–27 ГГц (б)

Пятикаскадный фильтр обеспечивает коэффициент ослабления больший минимального, потому что длительность обоих импульсов меньше 78 пс, тогда как значение длительности сигнала более 20 пс не позволяет семикаскадному фильтру обеспечить минимальный коэффициент.

При уменьшении длительности импульса коэффициент ослабления семикаскадного фильтра возрастает больше, чем у пятикаскадного (см. табл. 4.5).

Увеличение числа каскадов может приводить к увеличению коэффициента ослабления (см. табл. 4.5). При заданной общей длине структуры заявленный коэффициент ослабления возможен для импульсов, длительность которых меньше разности задержек мод самого короткого отрезка. Чем больше длительность импульса

не удовлетворяет этому требованию, тем меньше рост коэффициента ослабления при увеличении числа каскадов.

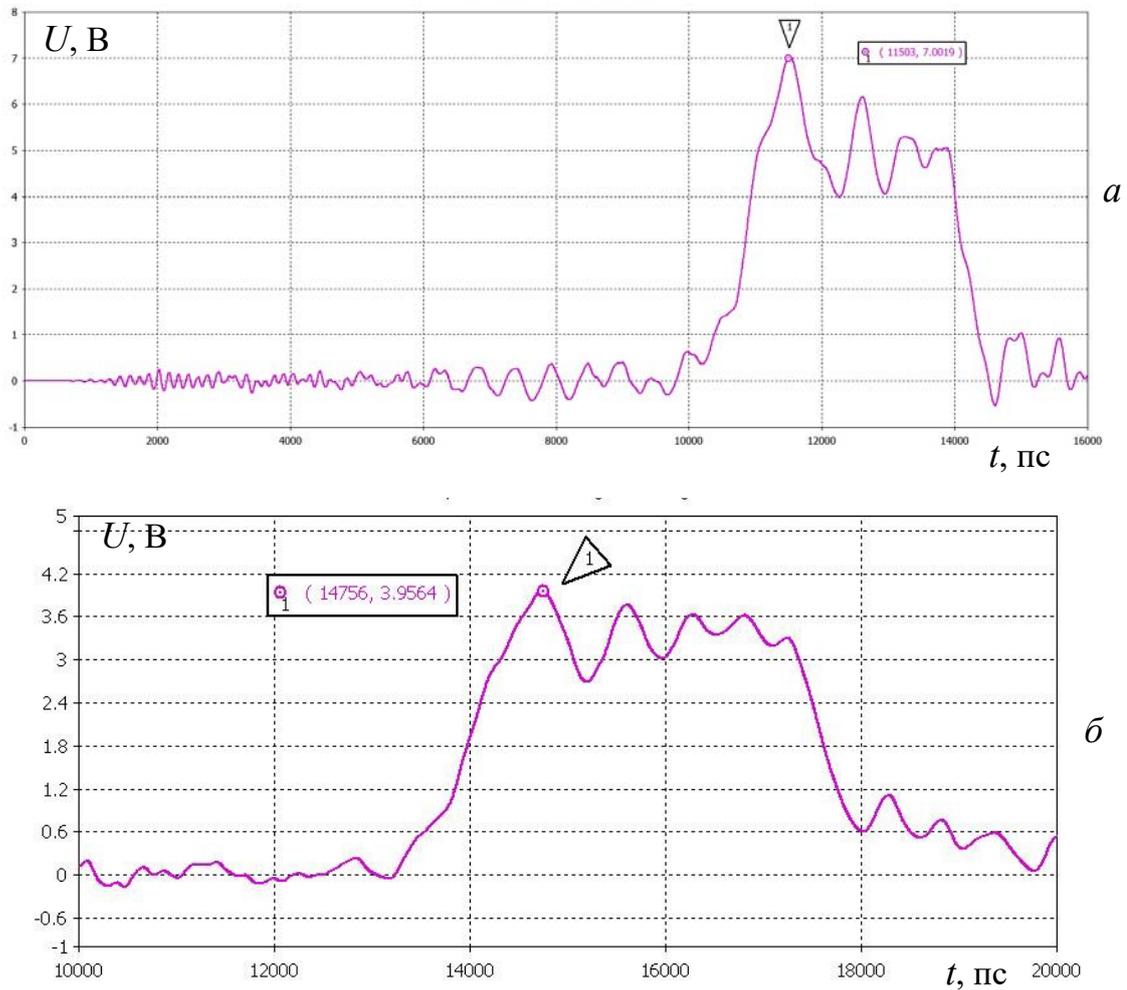


Рис. 4.14. Сигналы в конце активной линии семикаскадного меандрового фильтра при воздействии гауссова импульса со спектром 0–20 ГГц (а); 0–27 ГГц (б)

Таблица 4.5

Коэффициенты ослабления для исследуемых вариантов фильтра при изменении спектра воздействующего сигнала

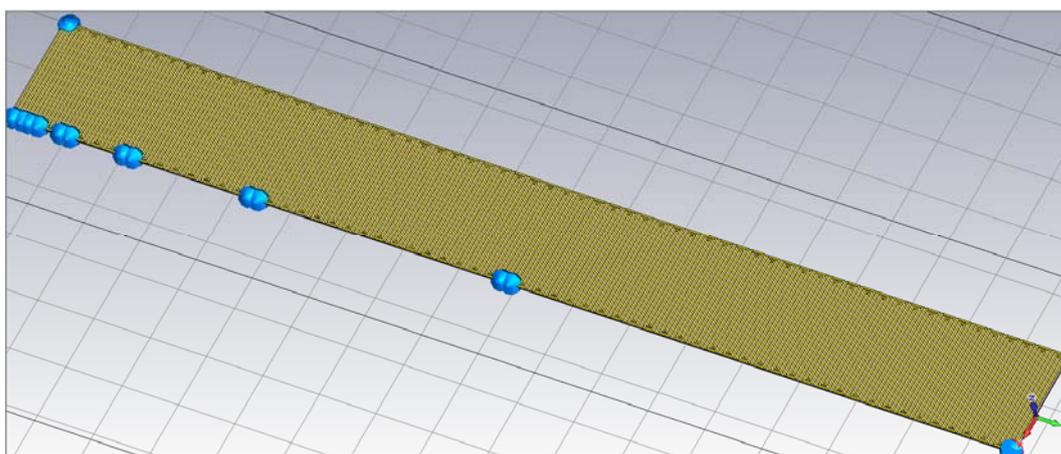
Вариант фильтра	Коэффициент ослабления ( $U_{вх}/U_{вых}$ ) при заданной ширине спектра воздействующего сигнала	
	0–20 ГГц	0–27 ГГц
Пятикаскадный	71,02 (500/7,04)	98,8 (500/5,06)
Семикаскадный	71,4 (500/7)	126,3 (500/3,96)

Одинаковая общая длина фильтра и соответственно одинаковые потери в проводниках позволяют сделать вывод, что различие коэффициентов ослабления исследуемых конфигураций объясняется разным количеством отрезков в фильтре.

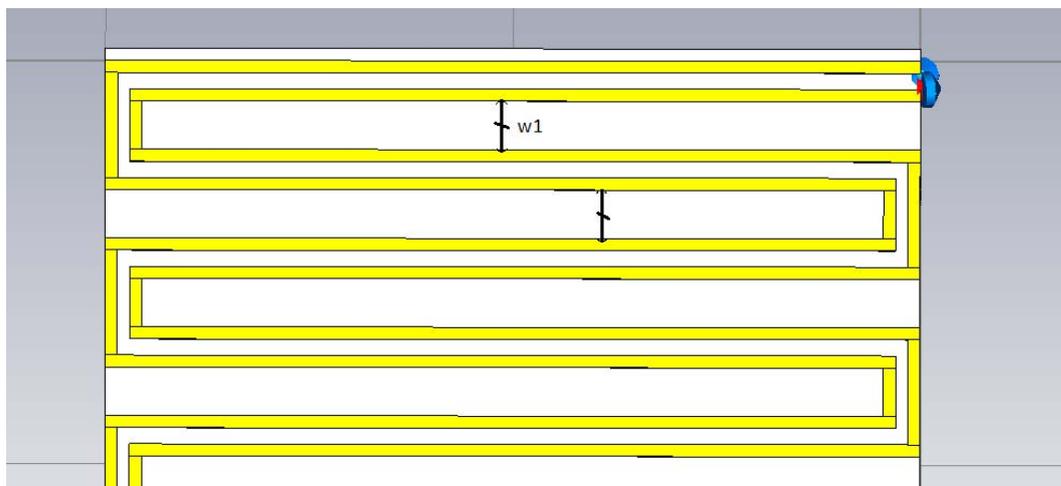
Полученные результаты свидетельствуют, что при заданной общей длине предпочтительно увеличивать количество отрезков в модальном фильтре.

#### 4.6. Анализ временных и частотных характеристик семикаскадного модального фильтра

Рассмотрим результаты моделирования распространения гауссова импульса в семикаскадном модальном фильтре, свернутом в меандр (рис. 4.15).



*a*



*б*

Рис. 4.15. Общий вид (*a*) и увеличенный фрагмент структуры (*б*) семикаскадного модального фильтра

В качестве воздействий использовались три импульса амплитудой ЭДС 1 кВ со спектрами: 0–2,3; 0–5,4; 0–20 ГГц, что соответствует длительности импульса в начале фильтра 350; 150; 40 пс по уровню 0,5. Вычисления проводились с учетом потерь в системе CST MWS.

Общая разность задержек мод равна 2,5 нс, а длина структуры — 2,5 м (127 полувитков). Геометрические параметры линии: длина полувитков 20 мм; толщина проводников 0,105 мм; ширина проводников 0,3 мм; расстояние между проводниками 0,4 мм; толщина подложки 0,29 мм.

Семь каскадов позволяют получить коэффициент ослабления 128 (без учета потерь) для длительности импульса меньше определенной условием полного разложения (важный критерий для модальной фильтрации).

Исследовалось влияние различных вариантов реализации каскадов.

Каскады выполнены в трех вариантах:

- 1) резисторный — на концах каскада установлены резисторы, соединяющие пассивный и опорный проводники, со значением сопротивлений, равным волновому сопротивлению линии (100 Ом);
- 2) ХХ–ХХ — на концах каждого каскада разрывы;
- 3) ХХ–КЗ — на ближнем конце каждого каскада разрыв, на дальнем — короткое замыкание.

Формы сигналов на ближнем (полужирная линия) и дальнем (тонкая линия) концах семикаскадного модального фильтра приведены на рис. 4.16–4.18, а  $S$ -параметры (дБ) — на рис. 4.19. Моделирование производилось с учетом потерь. Частотные зависимости  $|S_{21}|$  (дБ) для этих вариантов представлены на рис. 4.20 и в табл. 4.6. Коэффициенты ослабления при изменении спектра воздействующего сигнала приведены в табл. 4.7.

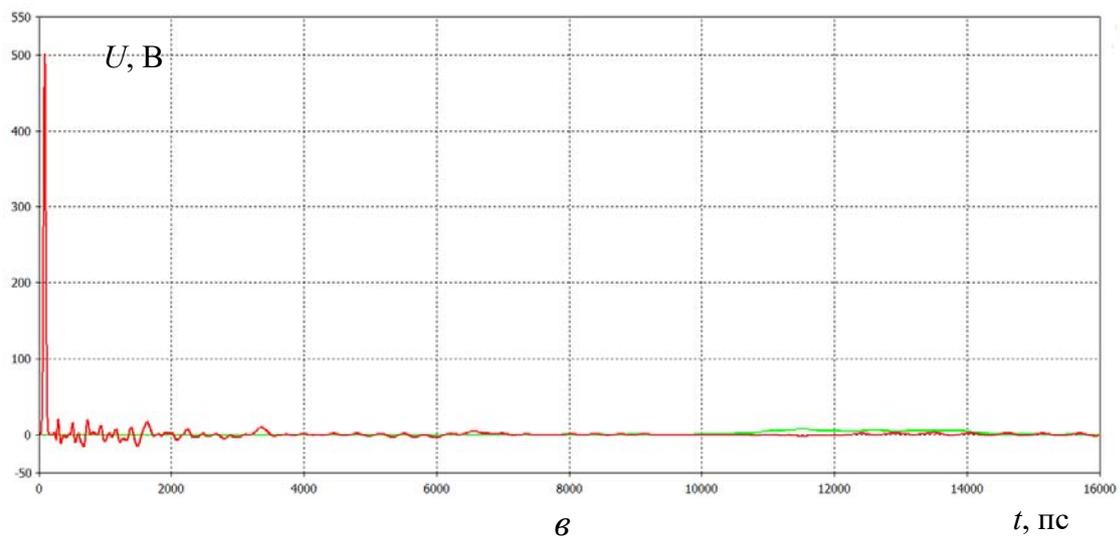
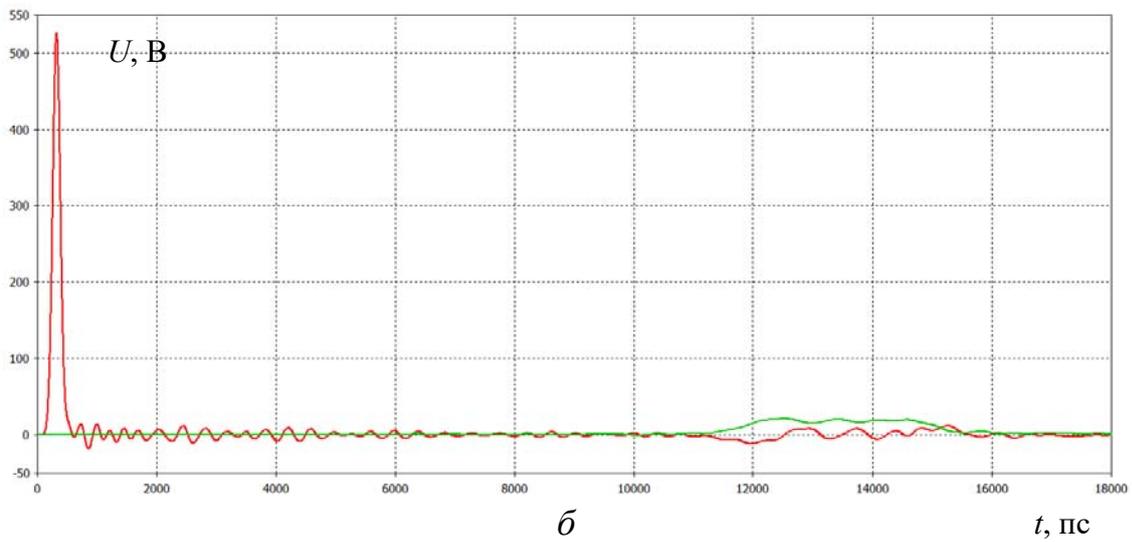
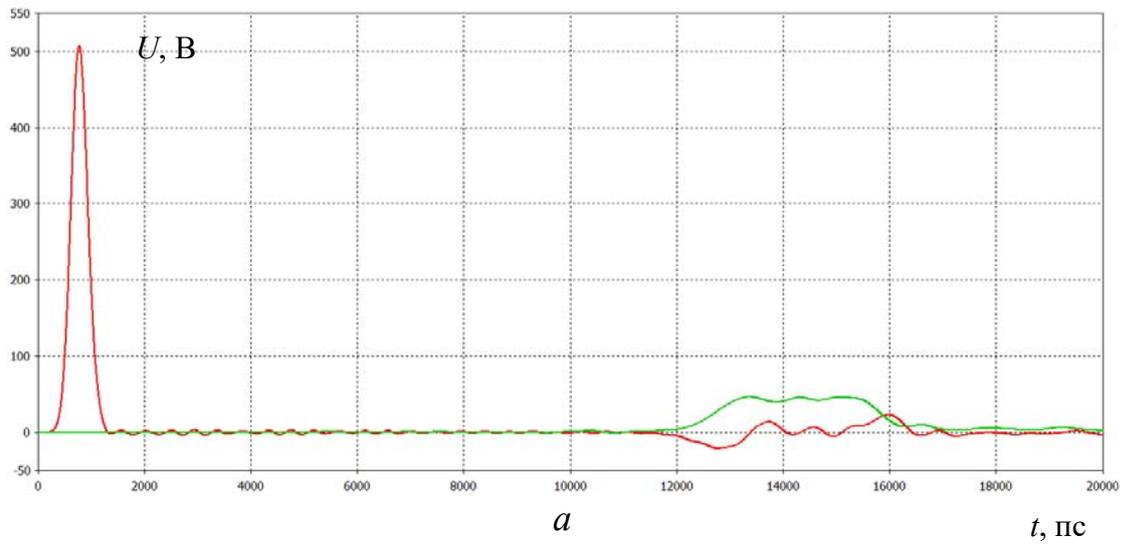


Рис. 4.16. Сигналы в активной и пассивной линиях исследуемой резистивной структуры при воздействии гауссова импульса со спектром 0–2,3 ГГц (а), 0–5,4 ГГц (б), 0–20 ГГц (в)

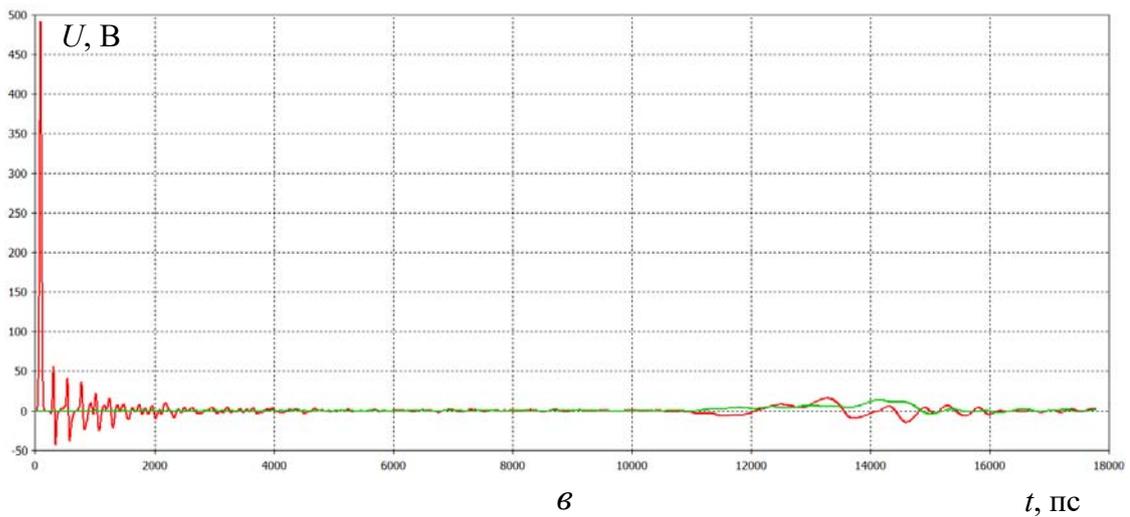
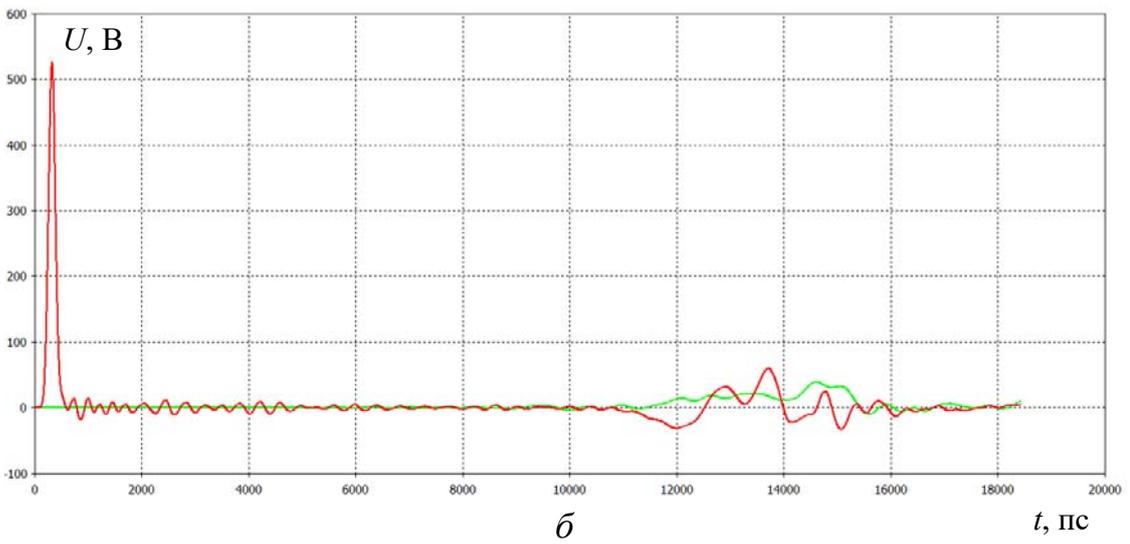
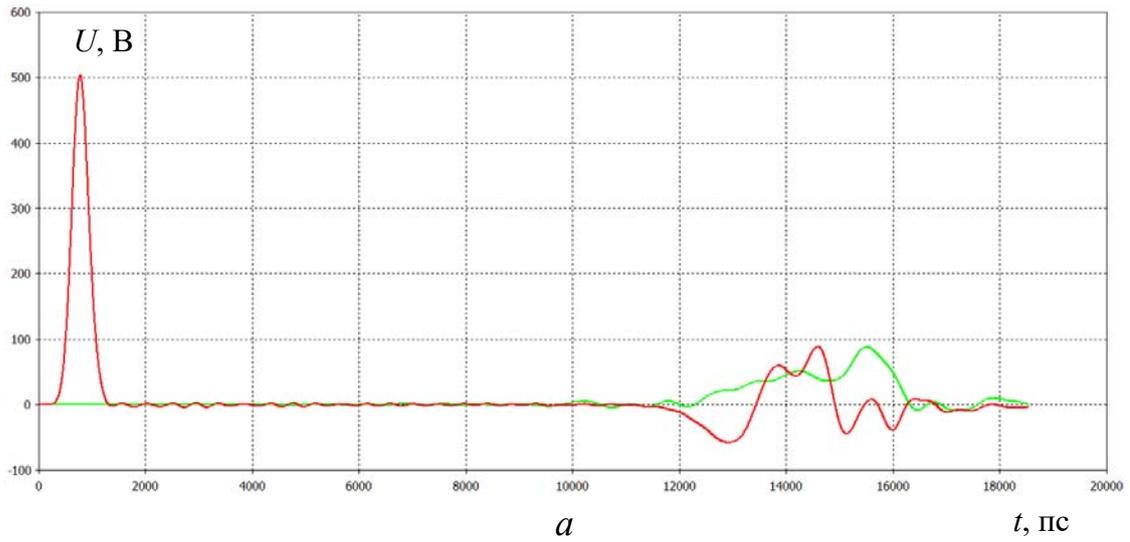


Рис. 4.17. Сигналы в активной и пассивной линиях исследуемой структуры для варианта XX–XX при воздействии гауссова импульса со спектром 0–2,3 ГГц (а), 0–5,4 ГГц (б), 0–20 ГГц (в)

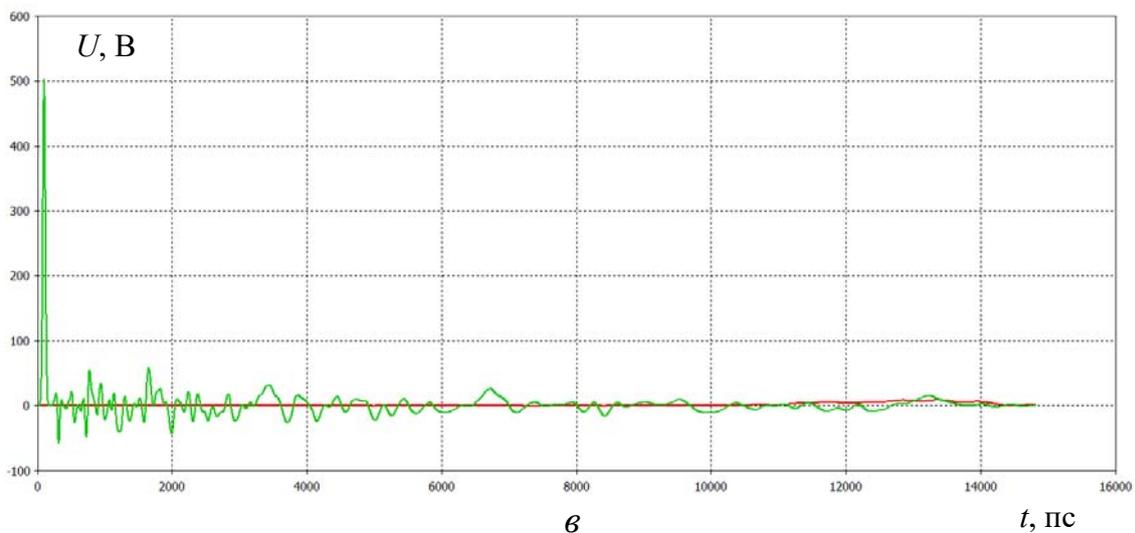
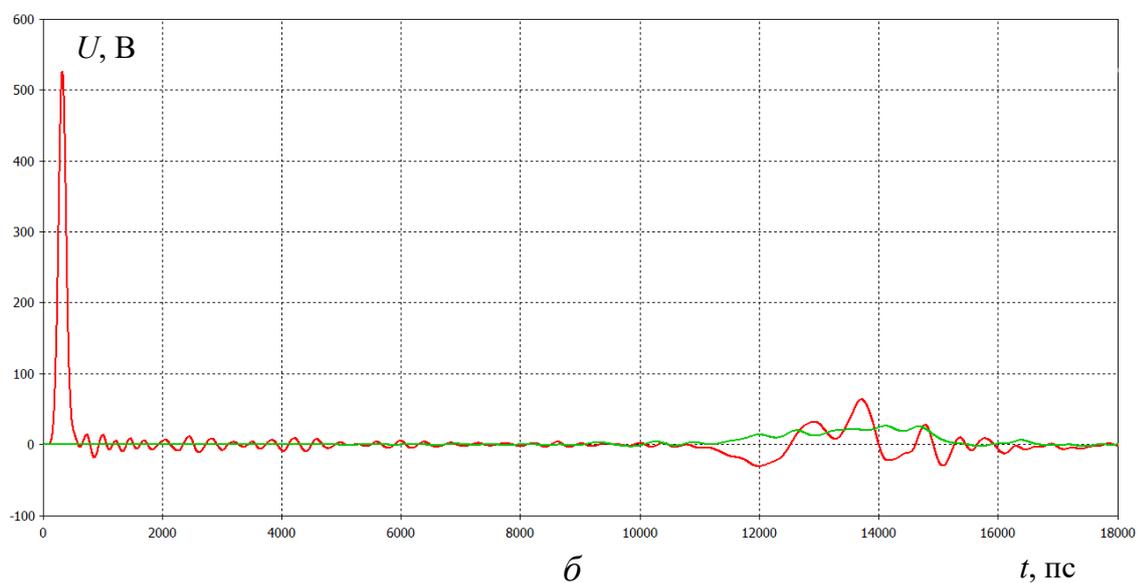
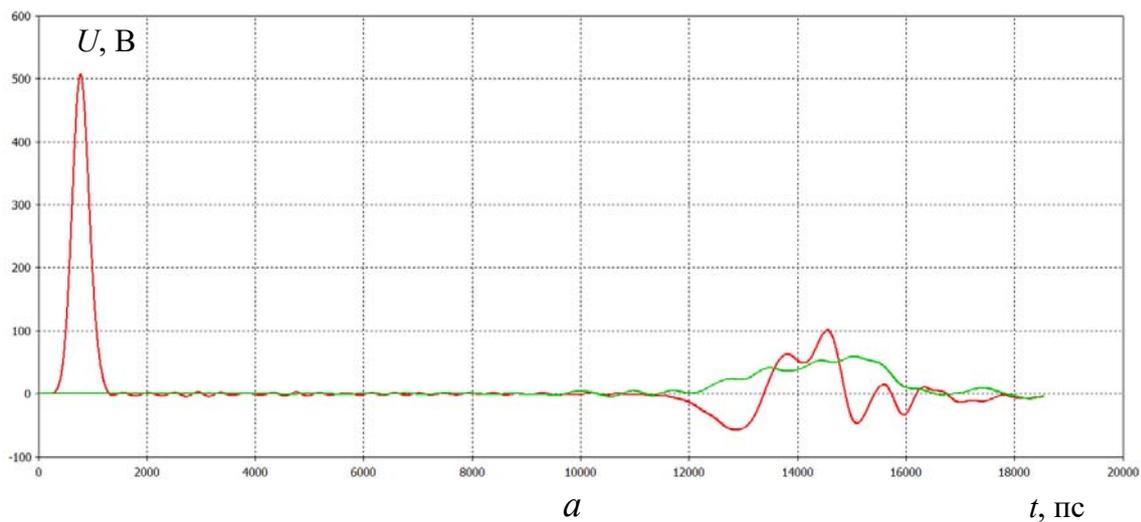


Рис. 4.18. Сигналы в активной и пассивной линиях исследуемой структуры для варианта ХХ–КЗ при воздействии гауссова импульса со спектром 0–2,3 ГГц (а), 0–5,4 ГГц (б), 0–20 ГГц (в)

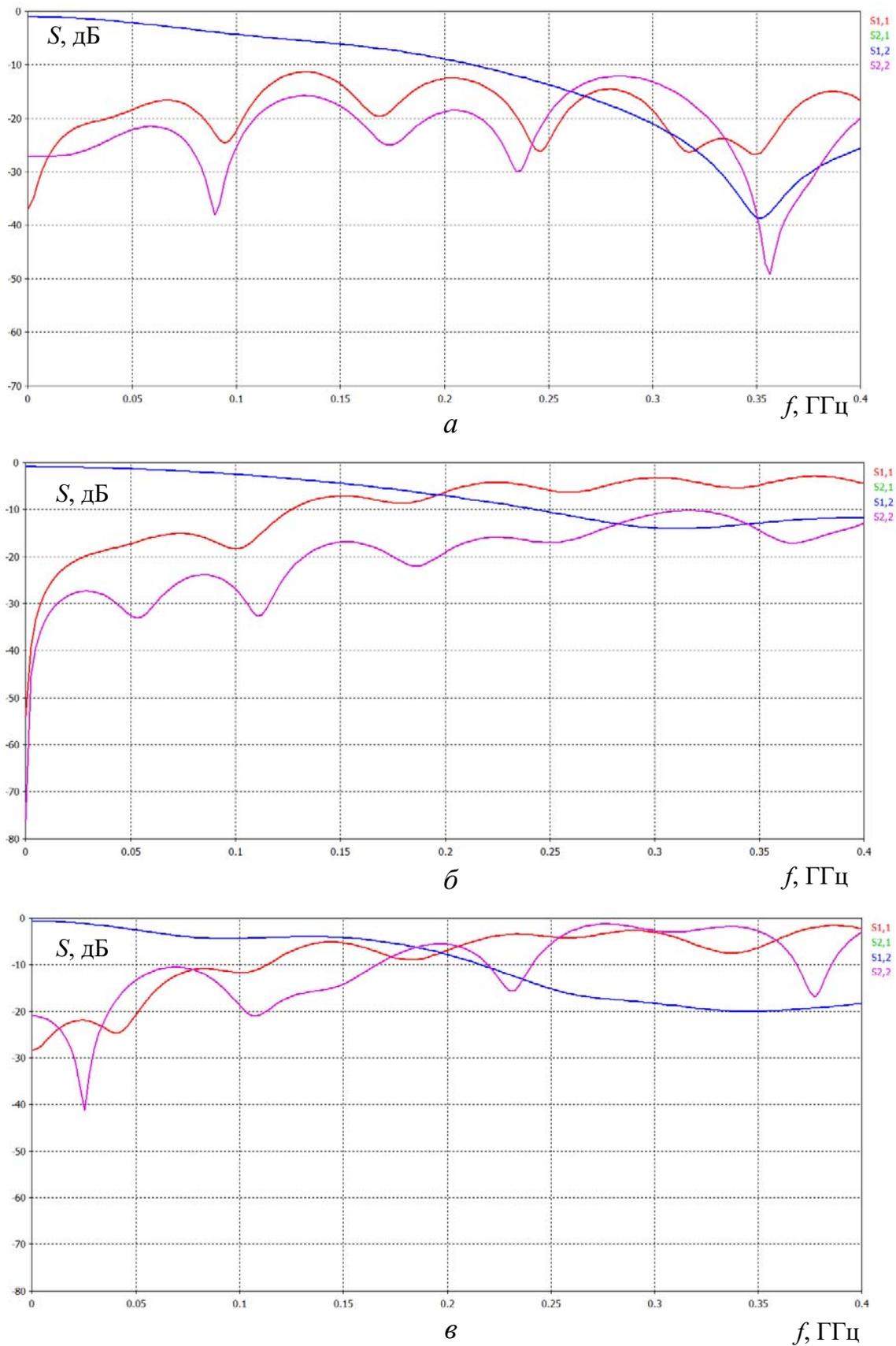


Рис. 4.19. Модуль  $S$ -параметров в диапазоне частот от 0 до 400 МГц для вариантов структуры:  $a$  – резистивного;  $б$  – XX–XX;  $в$  – XX–КЗ

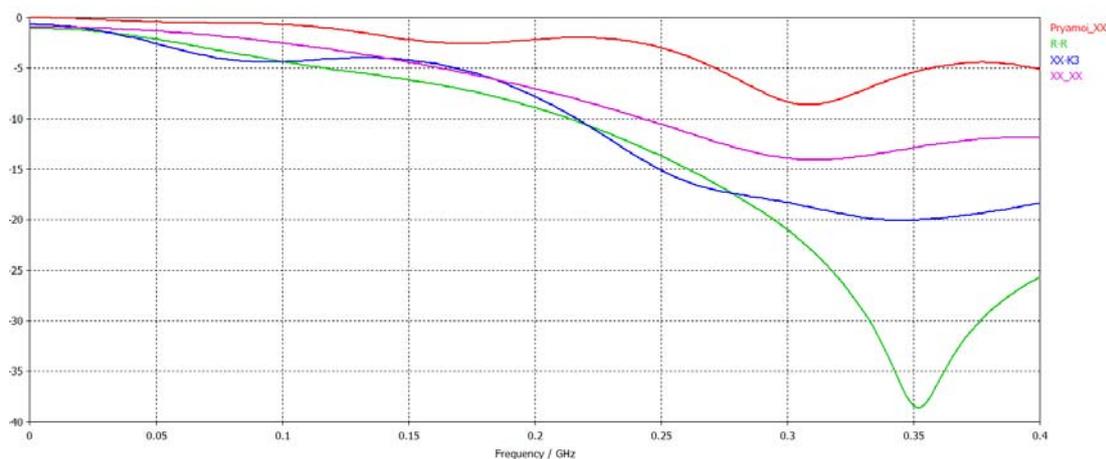


Рис. 4.20. Зависимость  $|S_{21}|$  исследуемых структур в диапазоне частот от 0 до 400 МГц

Таблица 4.6

Изменение  $|S_{21}|$  в диапазоне от 0 до 100 МГц исследуемой структуры

Вариант реализации	Начальный уровень, дБ	Уровень на частоте 100 МГц, дБ	$\Delta$ , дБ
Резисторный	-1,1	-4,35	3,25
XX-XX	-0,9	-2,5	1,6
Прямой XX-XX	-0,1	-0,7	0,6
XX-КЗ	-0,7	-4,4	3,7

Таблица 4.7

Коэффициенты ослабления для трех вариантов исследуемой структуры при изменении спектра воздействующего сигнала

Вариант реализации	Коэффициент ослабления ( $U_{вх}/U_{вых}$ ) при заданной ширине спектра воздействующего сигнала		
	0–2,3 ГГц	0–5,4 ГГц	0–20 ГГц
Резисторный	11 (507,3/46,3)	25,3 (526/20,8)	71,7 (502/7)
XX-XX	5,7 (503,7/88,2)	13,2 (526/40)	37,7 (502/13,3)
XX-КЗ	8,5 (503,7/59,3)	20,1 (526/26,2)	59 (502/8,5)

Наибольшим коэффициентом ослабления обладает резисторный вариант меандровой линии (см. табл. 4.7). Уменьшение  $|S_{21}|$  в диапазоне от 0 до 100 МГц составляет 3,25 дБ (см. табл. 4.6).

Вариант меандровой линии XX-XX имеет самый малый коэффициент ослабления (см. табл. 4.7). Уменьшение  $|S_{21}|$  в диапазоне от 0 до 100 МГц не превышает 3 дБ (см. табл. 4.6). Для

наглядности в табл. 4.6 приведены результаты прямолинейной структуры варианта ХХ–ХХ, имеющей аналогичные геометрические параметры и длину 2,5 м.

Сравнение амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) прямолинейного и меандрового вариантов ХХ–ХХ (см. табл. 4.6) показывает, что при изменении структуры с прямолинейной на меандровую происходит уменьшение  $|S_{21}|$  и увеличение коэффициента ослабления. Это связано с появлением электрических и магнитных связей между соседними витками, отсутствующих в прямолинейном варианте.

Структура вида ХХ–КЗ имеет близкий к резистивному коэффициент ослабления (см. табл. 4.7). Однако уменьшение  $|S_{21}|$  в диапазоне от 0 до 100 МГц больше, чем в резистивном варианте (см. табл. 4.6).

Для оценки влияния расстояния между витками выполнялось моделирование резисторного варианта исследуемой структуры, геометрические параметры которой соответствуют описанным выше. Структура имела суммарную длину 2,5 м. Ее фрагмент показан на рис. 4.21.

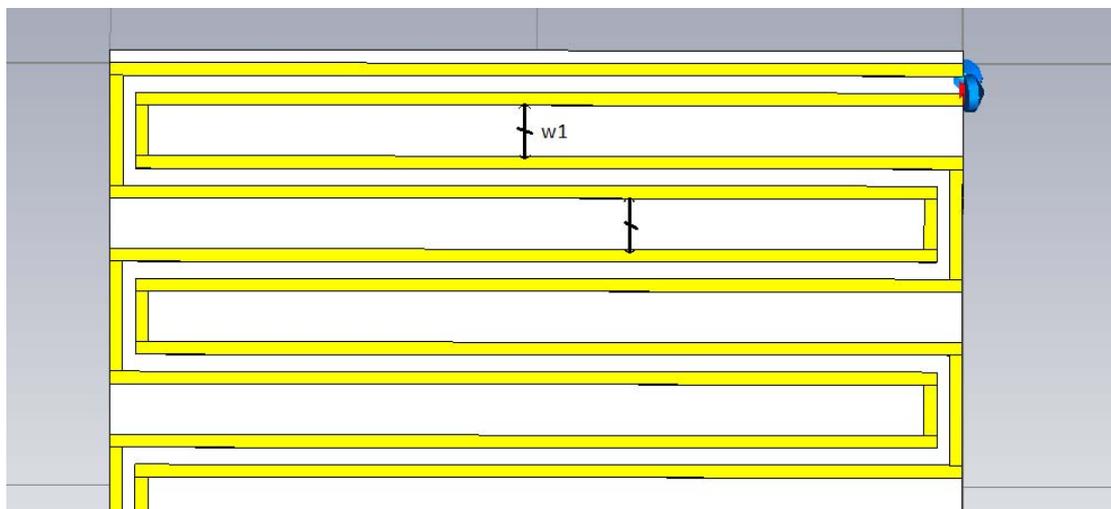


Рис. 4.21. Фрагмент исследуемой структуры

Сигналы в линии при различном расстоянии между витками  $w_1$  приведены на рис. 4.22–4.24. Частотные зависимости напряжения (дБВ) на выходе структуры для исследованных случаев представлены на рис. 4.25. Значения коэффициента ослабления приведены в табл. 4.8, а уменьшение частотных зависимостей апряжения в диапазоне от 0 до 100 МГц — в табл. 4.9.

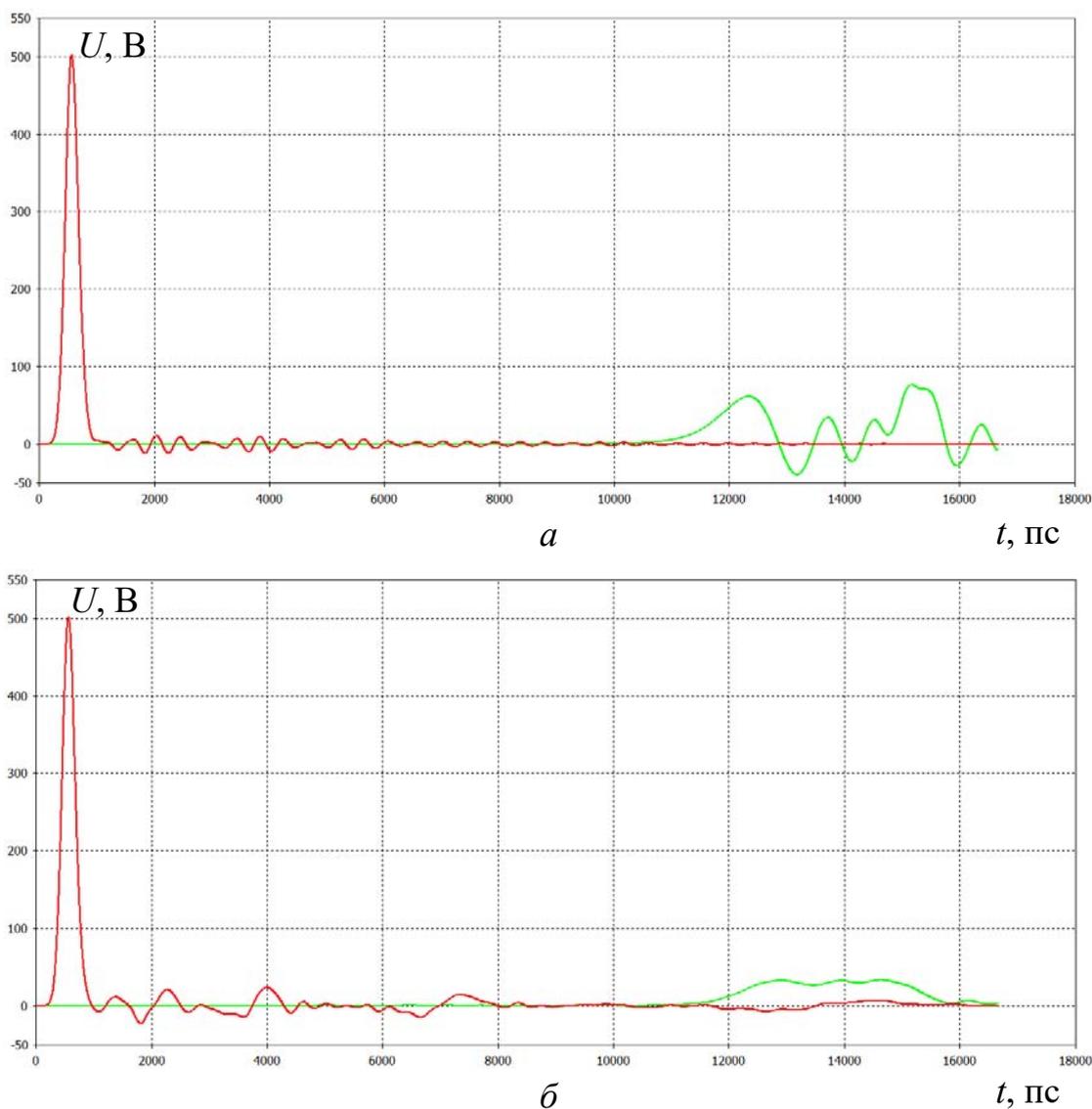


Рис. 4.22. Сигналы в активной и пассивной линиях исследуемой структуры без разрывов (*a*) и семикаскадной (*б*) при воздействии гауссова импульса со спектром 0–3,2 ГГц при  $w_1=0,3$  мм

При одинаковой суммарной длине 2,5 м однокаскадная структура имеет меньшее ослабление и больший завал АЧХ по сравнению с семикаскадной (см. табл. 4.8 и 4.9).

Увеличение расстояния между витками приводит к уменьшению коэффициента ослабления и выравниванию АЧХ (см. табл. 4.8 и 4.9). Это объясняется уменьшением электрических и магнитных связей между соседними витками. Из-за уменьшения этих связей модель приближается к прямолинейной.

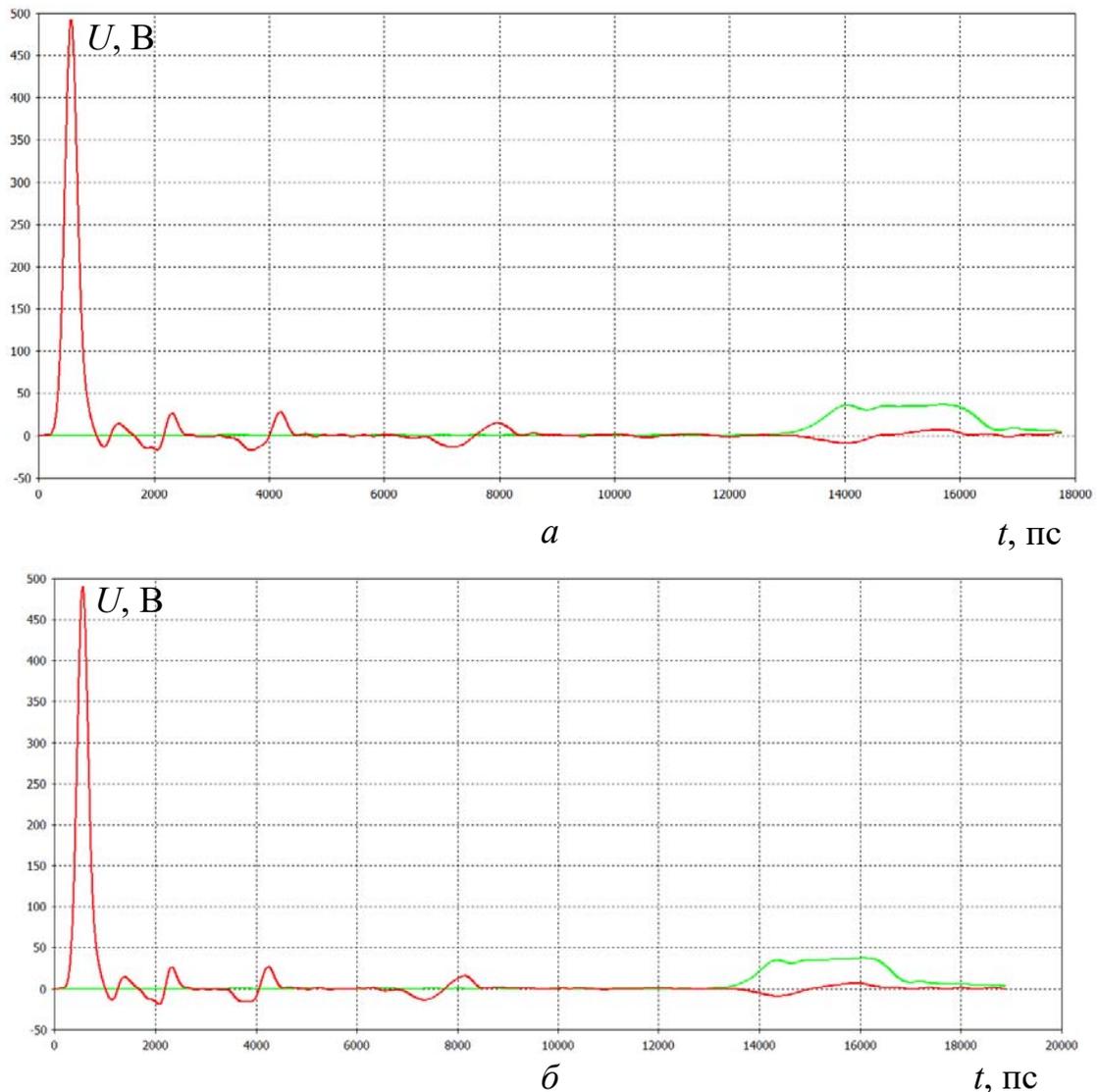


Рис. 4.23. Сигналы в активной и пассивной линиях резисторного варианта исследуемой структуры при воздействии гауссова импульса со спектром 0–3,2 ГГц и  $w_1=0,9$  мм (а),  $w_1=1,2$  мм (б)

На основании результатов электродинамического анализа структур модальных фильтров можно сформулировать следующие выводы.

Для резисторного варианта увеличение числа каскадов приводит к выравниванию АЧХ (см. табл. 4.9) и увеличению коэффициента ослабления. Последнее при заданной общей длине структуры возможно для импульсов, длительность которых меньше разности задержек мод самого короткого каскада. Чем больше длительность импульса не удовлетворяет этому требованию, тем меньше увеличение коэффициента ослабления при росте числа каскадов (см. табл. 4.8).

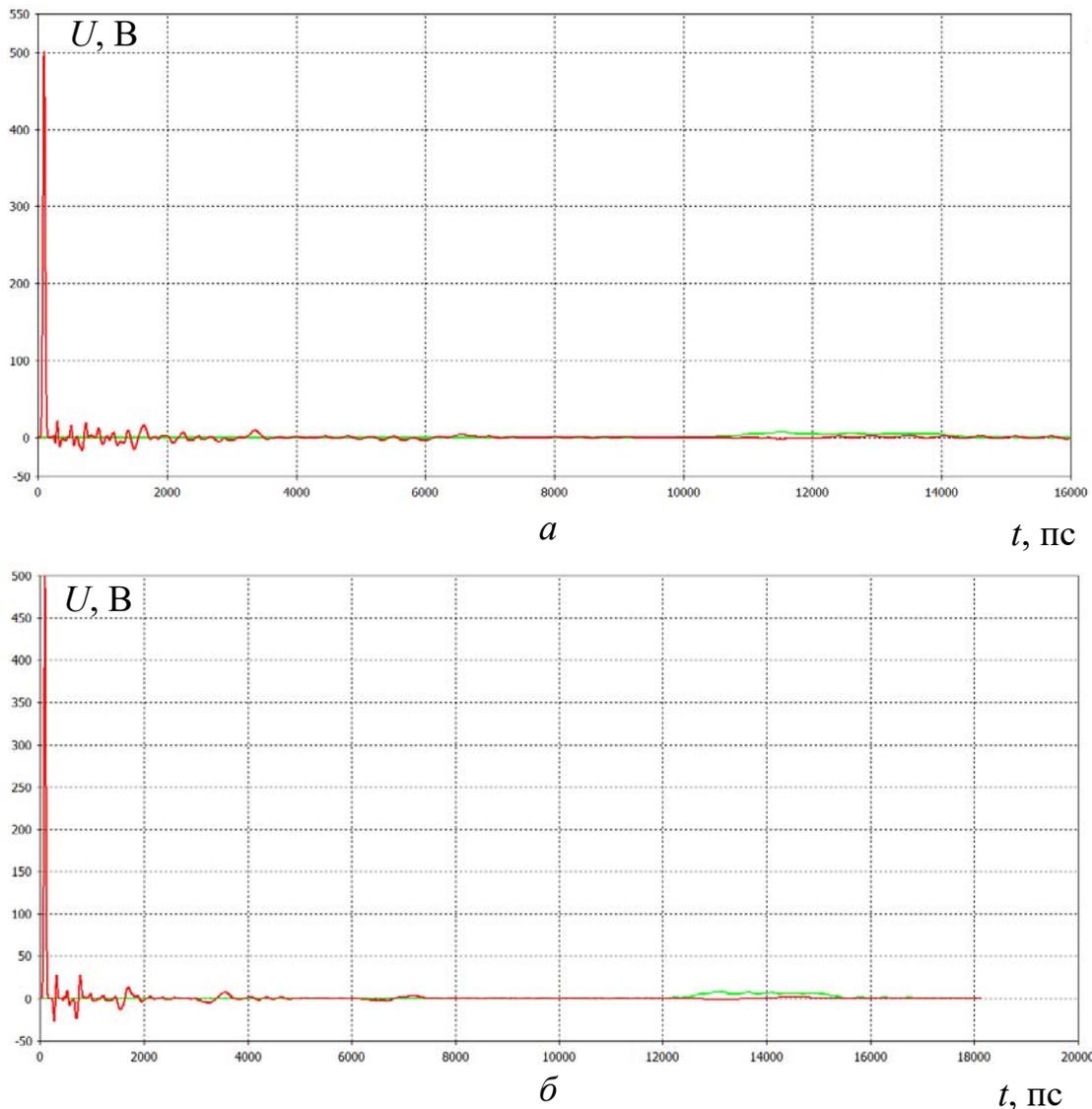


Рис. 4.24. Сигналы в активной и пассивной линиях резисторного варианта исследуемой структуры при воздействии гауссова импульса со спектром 0–20 ГГц и  $w_1=0,9$  мм (а),  $w_1=1,2$  мм (б)

Частотные зависимости коэффициентов передачи  $|S_{21}|$  и  $|S_{12}|$  (см. рис. 4.19) совпадают, что позволяет, например, использовать активную линию для передачи сигналов в обоих направлениях.

Примечательно небольшое различие коэффициентов отражения от конца и начала модального фильтра, приводящее к незначительной разнице отражений полезного сигнала каналов передачи и приема.

Подытоживая проведенные исследования, следует отметить, что результаты моделирования, основанные на разных методах, показывают незначительные отклонения между собой. Квзистатистический подход может давать результаты, сопоставимые по точности с электродинамическим, экономя при этом вычислительные

ресурсы. Для рассмотренных примеров уменьшение затраченного времени составляет от 14,5 до 143 раз.

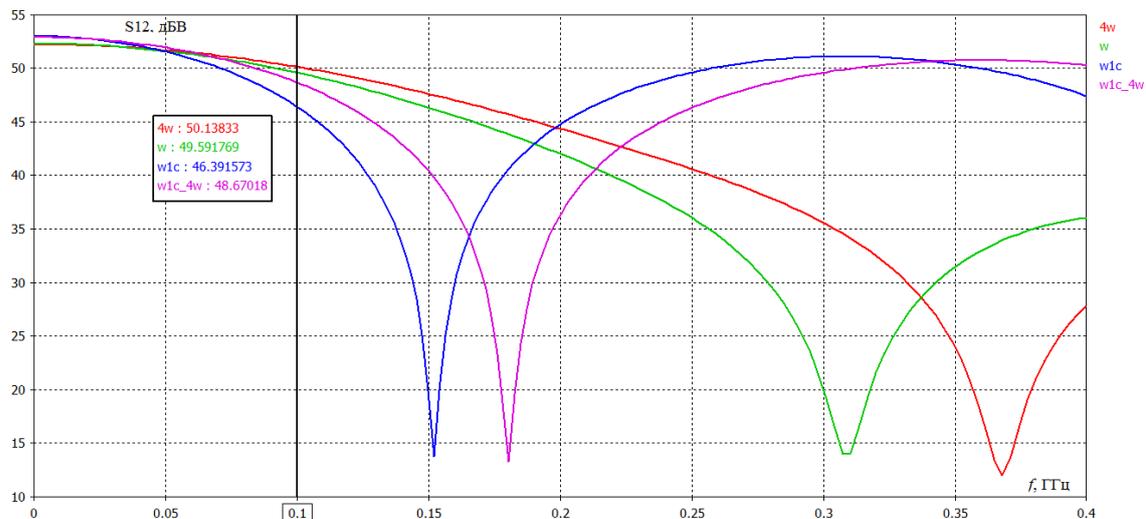


Рис. 4.25. Модуль коэффициента передачи  $S_{12}$  (или  $S_{11}$ ) однокаскадной и семикаскадной структур

Таблица 4.8

Значения коэффициентов ослабления

Исследуемая структура	Коэффициент ослабления ( $U_{вх}/U_{вых}$ ) при заданной ширине спектра воздействующего сигнала	
	0–3,2 ГГц	0–20 ГГц
1 каскад ( $w_1=0,3$ мм)	6,56 (502,4/76,5)	–
7 каскадов ( $w_1=0,3$ мм)	15,3 (501,7/32,7)	71,7 (502,1/7)
7 каскадов ( $w_1=0,9$ мм)	13,8 (490,5/37,2)	–
7 каскадов ( $w_1=1,2$ мм)	13,2 (493,5/35,8)	63,6 (499,3/7,8)

Таблица 4.9

Уменьшение  $|S_{12}|$  в диапазоне от 0 до 100 МГц для одно- и семикаскадного фильтров

Исследуемая структура	Начальный уровень, дБ	Уровень на частоте 100 МГц, дБ	$\Delta$ , дБ
1 каскад ( $w_1=0,3$ мм)	53	46,4	6,6
1 каскад ( $w_1=1,2$ мм)	52,9	48,8	4,1
7 каскадов ( $w_1=0,3$ мм)	52,3	49,6	2,7
7 каскадов ( $w_1=1,2$ мм)	52,2	50,1	2,1

Увеличение расстояния между витками меандрового модального фильтра приводит к уменьшению коэффициента ослабления и выравниванию АЧХ.

На основании результатов электродинамического моделирования пяти- и семикаскадного вариантов модального фильтра доказано, что увеличение числа каскадов улучшает его коэффициент ослабления.

## Литература

1. 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.

2. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Материалы 7-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. – Томск, 2005. – С. 61–64.

3. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов [и др.] // Тр. 7-го междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. – СПб., 2007. – С. 266–269.

4. Бевзенко И.Г. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Материалы 4-й междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития», г. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – Томск : В-Спектр, 2007. – С. 258–260.

5. Газизов Т.Р. Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Материалы 6-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 2–4 июня 2004 г. – Томск, 2004. – С. 125–128.

6. 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.

7. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RG-12 для контроля модальных явлений / Т.Р. Газизов [и др.] // Материалы 9-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 12–14 февраля 2007 г. – Томск, 2007. – С. 125–128.

8. Кузнецова-Таджибаева О.М. Искажения импульсных сигналов в одиночных и связанных полосковых линиях помехозащищенных теплопроводных монтажных плат : дис. ... канд. техн. наук / О.М. Кузнецова-Таджибаева. – Томск, 2005.

9. Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC, Munich, Germany, September 24–28, 2007. – P. 273–276.

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. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульса в линиях передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – № 11. – С. 4–7.

12. Самотин И.Е. Защита от короткого импульса в линиях передачи с различными граничными условиями / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий // 16-е Туполевские чтения : междунар. молодежная науч. конф., Казань, 28–29 мая 2008 г. – Казань, 2008. – С. 243–245.

13. Бевзенко И.Г. Вариант антипода для кабеля марки АППВ-3×6 / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», 10–11 апреля 2008 г. – С. 69–71.

14. Газизов Т.Р. О возможности опасного применения модальных искажений импульсного сигнала / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Материалы междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 6–8 октября 2004 г. – Томск : Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – С. 112–115.

15. Dangerous pulse excitation of coupled lines / A.M. Zabolotsky [et al.] // Proc. of the 17-th Int. Zurich Symp. on EMC, Singapore, February 27–March 3, 2006. – 2006. – P. 164–167.

16. Пат. на полезную модель 79213 Российская Федерация. Устройство воздействия на аппаратуру / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. – № 2008127574/22(033831) ; заявл. 07.07.2008 ; опубл. 20.12.2008, Бюл. № 35.

17. Пат. на изобретение 2431897 Российская Федерация. Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения

и восстановления импульсов / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. – № 2010108520/07(012016) ; заявл. 09.03.2010 ; опублик. 20.10.2011, Бюл. № 29.

18. Семенов Э.В. Фазовое звено с характеристиками функционального антипода С-секции / Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 2001. – № 12. – С. 30–32.

19. Бевзенко И.Г. Исследование зависимости модуля разности погонных задержек в трехпроводных силовых кабелях / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2008», 5–8 мая 2008 г. – Томск, 2008. – С. 45–47.

20. Бевзенко И.Г. Модальные антиподы плоских трехпроводных кабелей / И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – № 11. – С. 71–74.

21. Бевзенко И.Г. Выбор параметров модальных антиподов для силовых кабелей / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Междунар. молодежная науч. конф. «XVI Туполевские чтения», г. Казань, 28–29 мая 2008 г. – Казань, 2008. – С. 233–235.

22. Бевзенко И.Г. Влияние параметров дополнительного диэлектрического слоя на погонные задержки кабеля марки АППВ-3×6 / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // XIV междунар. науч.-практ. конф. «СТТ 2008», 24–28 марта 2008 г. – Томск : ТПУ, 2008. – С. 13–14.

23. Бевзенко И.Г. Возможность создания скрытого модального антипода кабеля марки ВВГп-3×1,5 / И.Г. Бевзенко // VI междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 13–16 октября 2010 г. – Томск, 2010. – Т. 2. – С. 27–30.

24. Бевзенко И.Г. Создание антипода за счет изменения геометрической формы отрезка плоского трехпроводного кабеля / И.Г. Бевзенко // VII всерос. конф. творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (посвященная Дню космонавтики), г. Красноярск, 11–15 апреля 2011 г. – Красноярск : Сиб. гос. аэрокосм. ун-т им. М.Ф. Решетнева, 2011. – Т. 1. – С. 175–177.

25. Кокнаев М.В. Создание антипода за счет изменения расположения проводников на примере кабелей марки КГхЛ 1×2,5 и АПВ 4 / М.В. Кокнаев, И.Г. Бевзенко // Международная IEEE-

сибирская конф. по управлению и связи (SIBCON – 2011), г. Красноярск, 15–16 сентября 2011 г. – Красноярск : Сиб. фед. ун-т, 2011. – С. 399–402.

26. Тарасов Н.А. Использование метода импульсной рефлектометрии для определения повреждений кабельных линий [Электронный ресурс] / Н.А. Тарасов. – Режим доступа: <http://www.stell-2.narod.ru/metod.htm> (дата обращения: 20.11.2012).

27. Тарасов Н.А. Отечественные цифровые рефлектометры / Н.А. Тарасов // Вестник связи. – 2001. – № 8.

28. Иванцов И. Локализация дефектов в кабеле посредством рефлектометров / И. Иванцов // Журнал сетевых решений LAN. – 2004. – № 11, 12.

29. Иванцов И. Рефлектометры / И. Иванцов // Журнал сетевых решений LAN. – 2005. – № 9.

30. Метод колебательного разряда // Электромонтажные работы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://malahit-irk.ru/index.php/2011-01-13-09-04-43/206-2011-07-13-08-58-46.html> (дата обращения: 20.11.2012).

31. Методы определения мест повреждения кабеля [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.energoaudit.ru/articles/202.html?print> (дата обращения: 20.11.2012).

32. Акустический метод [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.reis205.narod.ru/acoustic.htm> (дата обращения 20.11.2012).

33. Индукционный метод [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://reis.narod.ru/induct.htm> (дата обращения 20.11.2012).

34. Brewer R. Modern spacecraft – antique specifications / R. Brewer, D. Trout // Proc. of IEEE EMC Symp. – 2006.

35. MIL-STD-826, Military Standard // Electromagnetic Interference Test Requirements and Test Methods; 20 January 1964.

36. MIL-STD-461/A, Military Standard, EMI Characteristics // Requirements for Equipment; 31 July 1967/1 August 1968.

37. MIL-STD-461C, Military Standard, Electromagnetic Emissions and Susceptibility Requirements for the Control of Electromagnetic Interference; 4 August 1986.

38. MIL-STD-461E, DOD Interface Standard, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment; 20 August 1999.

39. MIL-STD-464, DOD Interface Standard, Electromagnetic Environmental Effects, Requirements for Systems; 18 March 1997.
40. MIL-E-6051, Military Specification, Electrical-Electronic System Compatibility and Interference Control Requirements of Aeronautical Weapon Systems, Associated Subsystems and Aircraft; 17 June 1960.
41. MIL-STD-1541/A(USAF), Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Systems; 15 October 1973/30 December 1987.
42. Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Equipment And Systems, Aerospace Report No. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.
43. MHB 5320.3, EMC Principals and Practices, NASA; October 1965.
44. EMC Technology Magazine, Standards & Regulation, MIL-STD-461 Update, Frank E. Rock, October 1986.
45. Kesselman W. The History of Military EMC Specifications / W. Kesselman, H. Mertel [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ieee.org/organizations/pubs/newsletters/emcs/summer00/emc\\_stan.htm](http://www.ieee.org/organizations/pubs/newsletters/emcs/summer00/emc_stan.htm); Summer 2000.
46. Brewer R.W. The Need for a Universal EMC Test Standard. Part I and 2 / R.W. Brewer // Evaluation Engineering. – September 2002.
47. Warboys L.R. Prediction of RF Environments Worldwide for Ground, Airborne, and Space Launch Trajectory Applications via Automated Database / L.R. Warboys, J.A. Lukash // IEEE International Symposium on EMC. – August 1999.
48. ISO 14302, Space Systems Electromagnetic Compatibility Requirements. – December 2002.
49. Горностаев А.И. Контроль параметров помех на шинах питания бортовой аппаратуры / А.И. Горностаев // Известия вузов. Приборостроение. – 2008. – № 8. – С. 28–33.
50. Мараева Е.Ю. Проведение анализа электромагнитной совместимости БА в части кондуктивных помех / Е.Ю. Мараева, Р.А. Помельников // Всерос. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы ракетно-космической техники и ее роль в устойчивом социально-экономическом развитии общества», посвященная 50-летию образования ЦСКБ и 90-летию со дня рождения Д.И. Козлова, Самара, 28 сентября – 3 октября 2009 г. – Самара, 2009.

51. Проблема непрерывного контроля кондуктивных помех на шинах питания бортовой аппаратуры при летной эксплуатации космических аппаратов / А.И. Горностаев [и др.] // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – № 12. – С. 34–38.

52. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий : дис. ... д-ра техн. наук / Т.Р. Газизов. – Томск. 2010.

53. Singer H. The method of moments (MOM) and related codes / H. Singer // Supplement to Proc. of the 13-th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland, February 16–18, 1999. – P. 11–19.

54. Harrington R.F. Origin and Development of the Method of Moments for Field Computation / R.F. Harrington // IEEE Antennas and Propagation Society Magazine. – June 1990. – P. 31–36.

55. Канторович Л.В. Приближенные методы высшего анализа / Л.В. Канторович, В.М. Крылов. – М.-Л. : Физматгиз, 1962.

56. Канторович Л.В. Функциональный анализ в нормированных пространствах / Л.В. Канторович, Г.П. Акилов. – М. : Физматгиз, 1959.

57. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems / R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – 1967. – № 2. – P. 136–149.

58. Harrington R.F. Field Computation by Moment Methods / R.F. Harrington. – New York : The MacMillan Co., 1968. – Reprinted by Krieger Publishing Co., Malabar, Fl., 1982.

59. Djordjevic A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – 1987. – Vol. 75, no.6. – P. 743–764.

60. Ховратович В.С. Параметры многопроводных передающих линий / В.С. Ховратович // Радиотехника и электроника. – 1975. – № 3. – С. 468–473.

61. Шлее В.Р. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии / В.Р. Шлее, К.Я. Аубакиров, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28, № 6. – С. 1058–1063.

62. Paul C.R. Useful matrix chain parameter identities for the analysis of multiconductor transmission lines / C.R. Paul // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. MTT-23. – P. 756–760.

63. Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media / Wei C. [et al.] // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. MTT-32. – P. 439–450.

64. Analysis of Arbitrarily Oriented Microstrip Transmission Lines in Arbitrarily Shaped Dielectric Media over a Finite Ground Plane / J. Venkataraman [et al.] // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. MTT-33. – P. 952–959.

65. Rao S.M. The electrostatic field of conducting bodies in multiple dielectric media / S.M. Rao, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. MTT-32. – P. 1441–1448.

66. Mautz R. The inductance matrix of a multiconductor transmission line in a multiple magnetic media / R. Mautz, R.F. Harrington, C.G. Hsu // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1988. – Vol. MTT-36. – P. 1293–1295.

67. Olyslager F. New fast and accurate line parameter calculation of general multiconductor transmission lines in multilayered media / F. Olyslager, N. Fache, D. De Zutter // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1991. – Vol. MTT-39. – P. 901–909.

68. Quasi-TEM analysis of Multilayered, multiconductor coplanar structures with dielectric and magnetic anisotropy including substrate losses / M. Horno [et al.] // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – Vol. MTT-38. – P. 1059–1068.

69. Djordjevic R. Analysis of finite conductivity cylindrical conductors excited by axially-independent TM electromagnetic field / R. Djordjevic, T.K. Sarkar, S.M. Rao // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. MTT-33. – P. 960–966.

70. On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multidielectric transmission line systems / T.R. Arabi [et al.] // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1991. – Vol. MTT-39. – P. 1090–1097.

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

72. Aguilera J. Quasi-TEM surface impedance approaches for the analysis of MIC and MMIC transmission lines, including both conductor and substrate losses / J. Aguilera, R. Marques, M. Horno // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1995. – Vol. MTT-43, no. 7. – P. 1553–1558.

73. Wu R.B. Boundary integral equation formulation of scattering problems in multiconductor transmission lines / R.B. Wu, J.C. Yang // IEEE Trans. Magn. – 1989. – Vol. MAG-25. – P. 3013–3015.

74. Tsai I. Perturbed-TEM analysis of transmission lines with imperfect conductors / I. Tsai, C.H. Chen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – Vol. MTT-38. – P. 754–759.

75. (Draft) Standard for Validation of Computational Electromagnetic (CEM) Computer Modeling and Simulation, and Recommended Practice // IEEE. – 2008.

76. Орлов П.Е. Алгоритм метода FSV для сравнения результатов электродинамического моделирования / П.Е. Орлов // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2009», г. Томск, 12–15 мая 2009 г. Ч. 1. – Томск, 2009. – С. 116–118.

77. Archambeault B. Proper model validation is important for all EMI/EMC applications / B. Archambeault, S. Connor // EMC 2008. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2008, Aug. – P. 1–8.

78. Miller E.K. A Selective Survey of Computational Electromagnetics / E.K. Miller // IEEE Trans. On Antennas and Propagation. – 1988. – Vol. 36, no. 9. – P. 1281–1305.

79. Modeling experiences with full-wave frequency-domain modeling software / Xinbo He [et al.] // EMC 2008. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2008, Aug. – P. 1–4.

80. Modeling Experiences with Full-Wave Time-Domain Modeling Software / H. Zeng [et. al.] // EMC 2008. IEEE International Symposium. – Detroit, 2008.

81. Газизов Т.Р. Вычисление разности погонных задержек мод в трехпроводной структуре с одной диэлектрической границей для реализации технологии модального зондирования / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Материалы 9-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 15 февраля 2007 г. – Томск, 2007. – С. 30–34.

82. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012610712. TALGAT 2010 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Вершинин Е.А., Салов В.К., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Бевзенко И.Г., Калимулин И.Ф. – Заявка № 2011617178 ; дата поступления 26.09.2011 ; зарег. в Реестре программ для ЭВМ 13.01.2012.

83. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012660373. TALGAT 2011 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ег.В., Салов В.К., Лежнин Ев.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. – Заявка № 2012618426 ; дата поступления 05.10.2012 ; зарег. в Реестре программ для ЭВМ 16.11.2012.

84. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульса в линиях передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – № 11. – С. 4–7.

85. Пат. на полезную модель 800100 Российская Федерация. Устройство модального зондирования / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. – № 2008127580/22(033837); заявл. 07.07.2008 ; опубл. 20.01.2009, Бюл. № 2.

86. Пат. 2386964 Российская Федерация. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Бевзенко И.Г., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. – № 2009108905/28(011919) ; заявл. 10.03.2009 ; опубл. 20.04.2010, Бюл. № 11.

87. Орлов П.Е. Применение модального зондирования для обнаружения распространения сверхкоротких импульсов в межсоединениях бортовой аппаратуры космических аппаратов / П.Е. Орлов // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем : сб. материалов науч.-техн. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС им. акад. М.Ф. Решетнева». – Железногорск, 2011. – С. 138–140.

88. Заявка 2010152388 Российская Федерация. Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. – Приоритет 21.12.2010.

89. Орлов П.Е. Анализ искажений форм импульсного сигнала при модальном зондировании / П.Е. Орлов, А.Е. Горяев // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2012», г. Томск, 16–17 мая 2012 г. – Томск, 2012. – Ч. 1. – С. 85–87.

90. Разработка конструкторской и программно-методической документации. Разработка программных средств : отчет по ОКР

«Разработка комплекса программных и технических средств проектирования, изготовления и испытаний унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов (КА) связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования». Этап 3, п. 7.4.1 (дог. № 2148 от 05.07.2010).

91. Использование плоского силового кабеля как защитного устройства от сверхкоротких импульсов/ Самотин И.Е. [и др.] // Докл. ТУСУРа. – 2010. – № 1(21), ч. 2. – С. 74–79.

92. Заболоцкий А.М. О влиянии диэлектрического заполнения и электрофизических параметров многопроводных линий передачи на предельную скорость передачи сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Сб. докл. науч. конф. «Электрофизика материалов и установок». – Новосибирск : Сибирская энергетическая академия, 2006. – С. 69–75.

93. Орлов П.Е. Экспериментальное подтверждение возможности бесконтактного определения граничных условий многопроводных структур посредством модального зондирования / П.Е. Орлов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 96–100.

94. Орлов П.Е. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – № 5. – С. 20–23.

95. Орлов П.Е. Уменьшение электромагнитного поля цепей с резервированием трасс / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – № 11. – С. 3–6.

96. Орлов П.Е. Опыт электродинамического моделирования корпуса бортовой аппаратуры / П.Е. Орлов // Тез. докл. XVIII науч.-техн. конф. «Электронные и электромеханические системы и устройства», г. Томск, 23 апреля 2010 г. – Томск, 2010. – С. 247–250.

97. Орлов П.Е. Электродинамическое и квазистатическое моделирование корпуса и кабеля бортовой аппаратуры / П.Е. Орлов, Е.С. Долганов, А.С. Дементьев // Сб. науч. тр. «Электронные и электромеханические системы и устройства». – Томск, 2011. – С. 493–500.

98. Орлов П.Е. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, Е.С. Долганов // Инфокоммуникационные технологии. – 2011. – Т. 9, № 4. – С. 96–100.

99. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 43, no. 4. – P. 662–666

100. Салов В.К. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач ЭМС / В.К. Салов, П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 106–109.

101. Самотин И.Е. Влияние сегментации структуры на результаты компьютерного моделирования / И.Е. Самотин // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–7 мая 2010 г. – Томск, 2010. – С. 172–174.

102. Орлов П.Е. Использование погонных параметров для проверки корректности работы системы квазистатического моделирования / П.Е. Орлов // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2011», г. Томск, 4–6 мая 2011 г. – Томск, 2011. – С. 129–132.

103. Официальная страница математической библиотеки Eigen [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://eigen.tuxfamily.org/index.php?title=Main\\_Page](http://eigen.tuxfamily.org/index.php?title=Main_Page) (дата обращения: 04.02.2013).

104. Официальная страница математической библиотеки Eigen [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://eigen.tuxfamily.org/bz/show\\_bug.cgi?id=410](http://eigen.tuxfamily.org/bz/show_bug.cgi?id=410) (дата обращения: 04.02.2013).

105. Орлов П.Е. Сравнение коэффициентов ослабления пяти- и семиотрезочных модальных фильтров равной длины / П.Е. Орлов // Материалы докл. VI междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 13–16 октября 2010 г. – Томск, 2010. – Ч. 1. – С. 11–14.

# Оглавление

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....	3
ВВЕДЕНИЕ .....	4
<b>1. ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ ПО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ НАДЕЖНОСТИ, КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ</b>	
1.1. Модальное разложение и восстановление сигнала в электрических соединениях .....	8
1.1.1. Разложение импульса в отрезках связанных линий .....	8
1.1.2. Разложение в кабельных структурах .....	11
1.1.3. Разложение в печатных платах .....	20
1.1.4. Разложение в специальных полосковых структурах.....	25
1.1.5. Условия разложения и восстановления.....	27
1.1.6. Разложение и восстановление в силовых кабелях.....	29
1.2. Методы обнаружения и диагностики многопроводных структур .....	32
1.2.1. Импульсная рефлектометрия .....	32
1.2.2. Метод колебательного разряда .....	34
1.2.3. Метод петли .....	36
1.2.4. Акустический метод.....	37
1.2.5. Индукционный метод .....	38
1.3. Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов .....	40
1.4. Обзор исследований по моделированию электрических соединений.....	43
1.4.1. Общие подходы к моделированию .....	43
1.4.2. Теория метода моментов .....	45
1.4.3. Вычисление матриц параметров .....	48
1.4.4. Специфика моделирования .....	51
<b>2. ПРИМЕНЕНИЕ МОДАЛЬНЫХ ЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ, ИДЕНТИФИКАЦИИ И ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ</b>	
2.1. Анализ трехпроводной структуры с одной диэлектрической границей .....	57
2.2. Устройство активного модального зондирования .....	64
2.3. Устройство пассивного модального зондирования .....	68

2.4. Анализ искажений формы гауссова импульса при модальном зондировании .....	71
2.4.1. Дифференцирование импульса, состоящего из двух субимпульсов.....	71
2.4.2. Дифференцирование импульса, состоящего из трех субимпульсов .....	78
2.4.3. Дифференцирование реального сигнала, подвергнувшегося модальным искажениям.....	82
2.5. Анализ спектра сигнала на выходе двух- и трехпроводной структур многослойной печатной платы при воздействии гауссова импульса.....	83
2.6. Экспериментальное подтверждение модального зондирования.....	92
2.6.1. Натурный эксперимент .....	92
2.6.2. Вычислительный эксперимент .....	105
2.6.3. Сравнение результатов натурального и вычислительного экспериментов .....	111
<b>3. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ</b>	
3.1. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космических аппаратов .....	120
3.2. Уменьшение электромагнитного поля цепей с резервированием трасс .....	124
<b>4. РАЗРАБОТКА И АПРОБАЦИЯ КОМПЛЕКСА ПРОГРАММ ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МОДАЛЬНЫХ ЯВЛЕНИЙ</b>	
4.1. Разработка комплекса программ для квазистатического моделирования модальных явлений.....	143
4.2. Квазистатическое моделирование электрофизических параметров и электродинамическое моделирование распространения импульсного сигнала во фрагменте печатной платы .....	145
4.3. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах .....	147
4.4. Использование промежуточных результатов для проверки корректности работы системы квазистатического моделирования.....	152

4.5. Сравнение коэффициентов ослабления пяти- и семикаскадного модальных фильтров равной длины .....	154
4.6. Анализ временных и частотных характеристик семикаскадного модального фильтра .....	158
ЛИТЕРАТУРА .....	171

Научное издание

**Орлов** Павел Евгеньевич

**Газизов** Тальгат Рашитович

**НОВЫЕ ПОДХОДЫ К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ  
КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Монография

Корректор Л.И. Кирпиченко

Компьютерная верстка Е.Н. Ворониной

Подписано в печать 27.09.13. Усл.-печ. л. 10,7.

Формат 60x84/16. Тираж 500 экз. Заказ 921.

---

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.