

Министерство образования и науки Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов

**Модальные фильтры
для защиты бортовой
радиоэлектронной аппаратуры
космического аппарата**

Томск
Издательство ТУСУРа
2013

УДК 629.78.05:621.372.54
ББК 39.62
3-125

Рецензент

**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**

Заболоцкий, Александр Михайлович

3-125 Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата : моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.

ISBN 978-5-86889-647-7

Впервые систематизированы теоретические основы модальной фильтрации – использования модальных искажений для защиты аппаратуры от электрических сигналов опасного уровня. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований по модальной фильтрации. Представлены новые структуры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: модальный фильтр с лицевой связью; модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля. 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 629.78.05:621.372.54
ББК 39.62

ISBN 978-5-86889-647-7

© Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., 2013

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

Список сокращений

БА	бортовая аппаратура
БКС	бортовая кабельная сеть
БКУ	бортовой комплекс управления
ГПК	гибкий печатный кабель
КА	космический аппарат
МПЛП	многопроводная линия передачи
МПП	многослойная печатная плата
МФ	модальный фильтр
СБ	солнечная батарея
СКИ	сверхкороткий импульс
РЭА	радиоэлектронная аппаратура
УЭМ	унифицированный электронный модуль
ЭДС	электродвижущая сила
ЭРИ	электрорадиоизделие
ЭСР	электростатический разряд
ЭМС	электромагнитная совместимость

Введение

Современные тенденции в проектировании космических аппаратов (КА) — повышение срока активного существования до 15 лет, негерметичное исполнение, унифицированные электронные модули на основе технологии «система-на-кристалле», обостряют проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) бортовой аппаратуры (БА), в частности ее защиты от влияний электростатического разряда (ЭСР). В недавно вышедшей обстоятельной монографии [1] представлен свежий срез многочисленных отечественных исследований по ЭСР на КА:

- приведено много данных об отказах из-за ЭСР на зарубежных КА, вплоть до их полной потери;
- сделан основной акцент на испытаниях, но отмечено, что их технические возможности, как правило, не позволяют создавать условия, адекватные натурным;
- описаны методы защиты КА от ЭСР и указано на неприменимость активной защиты для малых КА и, как следствие, актуальность пассивной;
- заострено внимание на том, что, несмотря на достаточно хорошо отработанную пассивную защиту от ЭСР, он остается опасным, особенно для новых аппаратов, оснащенных современной, но чувствительной к излучаемым и кондуктивным помехам электроникой;
- утверждается, что по мере внедрения на отечественных КА экономичной аппаратуры на электронных компонентах нового поколения (взамен сильноточной БА, малочувствительной к электромагнитным помехам) ее чувствительность, а значит, и подверженность негативному воздействию ЭСР будут неизбежно возрастать;
- подчеркнуто, что защита на основе металлизации всей конструкции КА, исключаяющей его дифференциальную зарядку, исчерпала практически все резервы дальнейшего совершенствования;
- отмечена особая актуальность создания новых, более совершенных пассивных методов защиты путем улучшения их технологии и использования новых концептуальных принципов.

Важно, что пассивные методы применимы для защиты не только от влияний ЭСР, но и от других угроз, например электромагнитного терроризма. Исследования по этой тематике, впервые обобщенные в коллективной монографии [2], интенсивно развива-

ются и представлены, например, в части защиты в монографиях [3, 4]. Отметим, что первичные источники различных опасных воздействий, как, впрочем, и вторичные их эффекты, часто характеризуются понятием «сверхкороткий импульс» (СКИ), так что преимущественно рассматривается защита именно от него.

Авторы данной монографии около десяти лет исследуют разложение СКИ в отрезках связанных линий, плоских кабелях и различных структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением. Результатом проведенных исследований стало создание модальных фильтров (МФ), способных защищать различные электронные приборы от СКИ путем его разложения на импульсы меньшей амплитуды за счет разной скорости распространения мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением. Существенным достоинством таких устройств защиты является небольшая масса, высокая надежность, радиационная стойкость, что делает перспективным их применение в БА КА. Для изготовления фильтра можно использовать фольгированный стеклотекстолит или полиимид, широко применяемые в БА КА. В ряде случаев для изготовления МФ даже не требуется наличия радиокомпонентов.

Самые первые результаты исследований МФ очень кратко представлены в учебном пособии [5], а более полному их изложению посвящена отдельная глава монографии [6]. Аналогичные результаты более точно отражены в монографиях [7, 8], детально представлены в монографии [9]. Между тем в ходе выполнения ТУСУРом двух проектов для ОАО «ИСС» по постановлению Правительства РФ № 218 получен ряд новых результатов по возможностям применения МФ в БА перспективных КА. Их уточнение, обобщение, систематизация и публикация в единой работе представляются важными для более широкого использования специалистами космической отрасли. Авторы постарались сделать это в данной монографии, построенной следующим образом.

В разделе 1 показана актуальность использования модальной фильтрации в БА КА и впервые систематизированы её теоретические основы, которые сведены к нескольким простым расчетным формулам.

Раздел 2 дополняет новыми результатами ряд предыдущих исследований семикаскадного МФ с торцевой связью на стеклотекстолите, широко используемом в печатных платах БА КА. Так, выявлены максимумы в зависимостях характеристик его базовой

структуры, позволяющие выбрать оптимальные параметры. Представлены результаты моделирования семикаскадного МФ совместно с традиционной защитой, показывающие на примере TVS-сборки их перспективное дополнение друг друга. Наконец, приведены результаты натурального эксперимента на различных макетах МФ, подтверждающие эффективное разложение СКИ.

Раздел 3 особенно интересен тем, что в нем исследуются связанные линии реальных печатных плат, используемых в БА КА. Результаты, приведенные для широкого диапазона различных параметров, выявляют новые закономерности поведения характеристик линий, которые можно использовать для обеспечения ЭМС БА КА.

В разделе 4 представлены новые результаты для МФ с лицевой связью: для известной симметричной структуры, а также новой и более практичной асимметричной структуры. Натурный эксперимент подтвердил результаты моделирования.

Раздел 5 содержит новые результаты по модальной фильтрации в гибком печатном кабеле (ГПК), часто применяемом в БА КА. Представлены совпадающие данные квазистатического и электродинамического моделирования. Большой интерес представляют результаты вычисления отклика МФ из ГПК на стандартные воздействия ЭСР и затухающей синусоиды. Приведены данные натурального эксперимента для СКИ.

Авторы благодарны проректору по научной работе ТУСУРа проф. А.А. Шелупанову за поддержку исследований и издания книги. Ряд представленных в монографии результатов изложен в публикациях, соавторами которых являются сотрудники научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». За эту помощь выражаем признательность всем своим коллегам, но особо хотели бы отметить большой вклад И.Е. Самотина, на основе предыдущих исследований которого получены многие новые результаты, представленные в этой монографии. Авторы весьма благодарны Е.С. Долганову за уникальную помощь в понимании специфики БА КА и возможностей использования в ней МФ. Авторы благодарны также И.Г. Бевзенко за помощь в работе. Наконец, неоценима помощь коллектива программистов под руководством А.О. Мелкозерова, создавших основной инструмент, с помощью которого проведены практически все исследования по модальной фильтрации: систему компьютерного моделирования электромагнитной совместимости TALGAT.

1. Модальная фильтрация

1.1. Актуальность

На современном этапе развития спутниковых систем возникла необходимость в разработке космических аппаратов нового поколения в негерметичном исполнении, срок активного существования (САС) которых должен составлять не менее 15 лет. Одним из требований к таким КА является обеспечение высокой надежности функционирования в течение всего САС. Следовательно, возрастают и требования к качеству бортовой аппаратуры, как полезной нагрузки, так и служебных систем, которые разрабатываются по магистрально-модульному принципу с учетом последних достижений в области миниатюризации и унификации [10].

При решении задач проектирования все более острой становится проблема обеспечения электромагнитной совместимости интерфейсных электронных узлов БА. Особое внимание в решении этой проблемы уделяется излучаемым эмиссиям, растущим вследствие постоянного расширения диапазона рабочих частот, что в свою очередь приводит к возрастанию требований к наземным испытаниям. В соответствии с такими стандартами в области ЭМС, как MIL-STD-461F [11], AEROSPACE № TOR-2005(8583)-1 [12], МЭК 61000-2-13 [13], AIAA S-121-2009 [14], испытания БА рекомендуется проводить в диапазонах частот до 1, 18, 40 и даже 100 ГГц. Многие изменения в MIL-STD-461 касаются требований к испытаниям на кондуктивные эмиссии, которые появляются в результате выбросов по цепям питания и других переходных процессов. Не отстает от них и рост требований на пределы восприимчивости к излучениям. Сравнение требований к излучению в MIL-STD-461 и требований к системам из MIL-STD-1541B показано на рис. 1.1 [15].

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 радиочастотной обстановки.

Отдельное внимание следует уделить мощным преднамеренным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную радиоэлектронную аппаратуру (РЭА) [16].

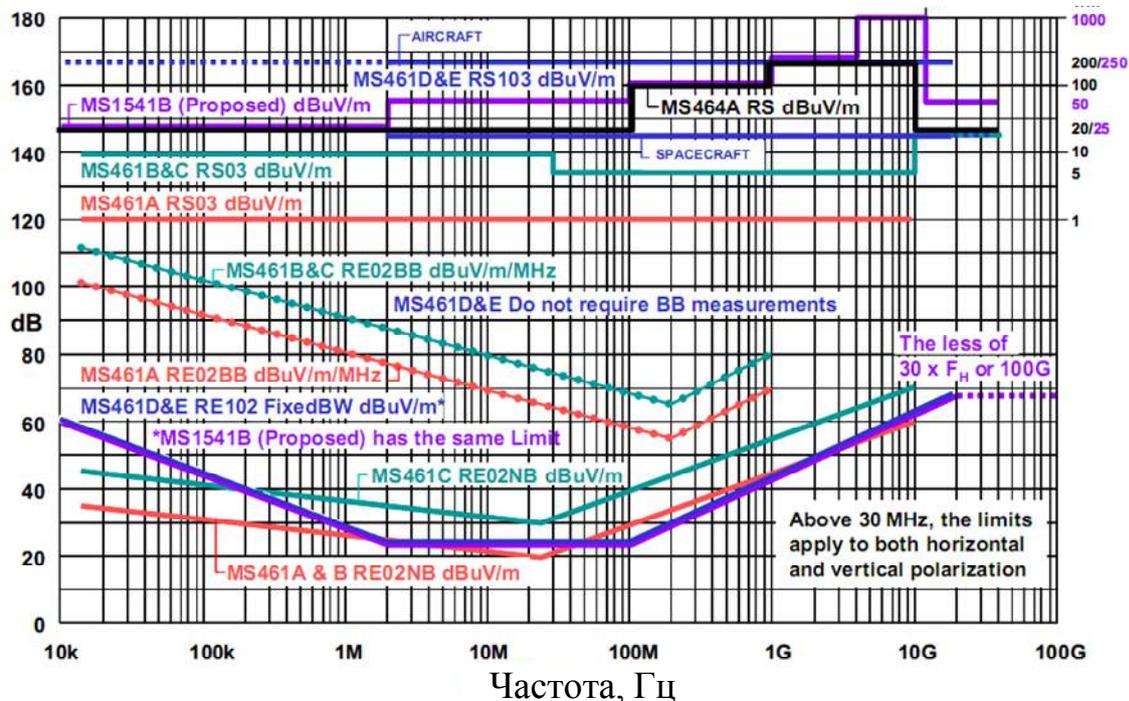


Рис.1.1. Сравнение пределов излучения MIL-STD-461A, B, C, D, E; 464A; 1541B (предлагаемый), излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым эмиссиям

Типовыми формами, которыми часто моделируют такие СКИ, являются затухающая синусоида и гауссов импульс. Известно, что развитие технологий генерации СКИ ведется по трем основным направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов, создание твердотельных и газоразрядных сверхширокополосных сверхкороткоимпульсных генераторов, разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов [17]. Результатом развития этих технологий являются электромагнитные системы высокой мощности (high-power electromagnetic systems — HPEMS), способные посылать на объект направленные импульсы, что может вывести из строя РЭА, контролирующую его работу. Такие системы могут быть установлены на различную наземную технику, морские суда или летательные аппараты. При этом мощность СКИ на расстоянии от ис-

точника до объекта зависит от технологии изготовления НРЕМС и конструкции излучателя [3]. В качестве объекта может быть и БА КА на этапе предстартовой подготовки на космодроме или прохождения участка выведения.

В этой связи актуальным для любой развитой страны является противодействие возможной угрозе преднамеренного электромагнитного воздействия. Поэтому на международном и федеральном уровнях идет разработка стандартов, определяющих типовые формы и уровни излученных и кондуктивных помех высокой мощности, на которые необходимо испытывать разрабатываемые приборы с целью определения методов и способов защиты [18–20].

Известна обстоятельная работа по защите БА КА от влияния ЭСР [1]. При эксплуатации на орбитах, проходящих через пространственные участки магнитосферы Земли с высоким коэффициентом заряженных частиц, обладающих широким энергетическим спектром, основным источником СКИ являются электростатические разряды, возникающие в результате радиационной электризации диэлектрических материалов и покрытий КА [21]. Увеличение локальной напряженности электростатического поля зарядов на поверхности и в объеме диэлектриков при воздействии на них потоков электронов и протонов космической плазмы приводит к возникновению поверхностных и объемных ЭСР [22].

Наиболее подходящими схемотехническими средствами защиты от таких воздействий являются фильтры, устройства развязки, ограничители помех, разрядные устройства, а конструктивными — экранирование и методы повышения однородности экранов, заземление и методы уменьшения импедансов цепей питания и заземления. Совокупное использование части таких средств и методов защиты стало традиционным для космической отрасли. Оно привело к тому, что корпуса приборов БА КА, соединяющую их бортовую кабельную сеть (БКС) и кабели измерительных датчиков изготавливают в виде «клетки Фарадея», являющейся барьером для внешних и внутренних излучаемых помех на системном и межприборном уровнях, а использование помехоподавляющих фильтров является барьером для кондуктивных помех. В этой системе дифференциальная зарядка КА минимизируется путем распределения накопленного электростатического потенциала по всей конструкции изделия за счет сплошной металлизации его внешней поверхности, надлежащей архитектуры заземления приборных блоков

и электронных схем, сплошного экранирования приборных блоков и БКС.

Негативное влияние разрядов в меньшей степени сказывается на БА, расположенной внутри экранированных корпусов, и в большей — на приборах, расположенных из-за специфики их целевого назначения на поверхности КА, поскольку их экранирование возможно лишь частично или вовсе невозможно. К таким приборам относятся антенны, солнечные батареи (СБ), двигатели, приборы ориентации на Землю и на Солнце. Разряды на защитных стеклах фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) СБ снижают эффективность работы ФЭП и в целом способствуют деградации характеристик СБ [23, 24]. Важной особенностью, вытекающей из пространственного расположения этих приборов, является наличие соединительных кабелей, проходящих непосредственно внутрь БА. Именно кабели служат одним из наиболее простых путей для проникновения внутрь БА кондуктивных импульсных помех, похожих по форме на СКИ. Эти помехи наводятся через экранированные оплетки кабелей импульсным электромагнитным полем, возникающим в результате ЭСР. Наряду с такими кабелями электрообогреватели некоторых приборов, расположенных на поверхности КА и не имеющих экранированной оплетки, могут подвергаться не только косвенному влиянию ЭСР, но и прямому. Проникнув внутрь БА, помехи могут распространяться кондуктивно — через проводники, паразитные емкости элементов помехоподавляющих фильтров, а также посредством излучения импульсных электромагнитных полей, которые в свою очередь наводят импульсные помехи на соседних проводниках, что может привести к постепенной деградации характеристик электрорадиоизделий (ЭРИ) и выходу их из строя. Кроме того, такие помехи могут проникать внутрь приборов через различные неоднородности экранов — узкие щели, небольшие разрывы в оплетке кабелей и т.д., наличия которых вполне достаточно для ЭСР широкого спектра частот [25–28].

Кроме традиционных пассивных методов защиты от факторов электризации, существуют и активные методы, например плазменные или элегазовые нейтрализаторы, требующие намного меньших затрат по массе. Однако эти методы предназначены для сравнительно больших КА (более 1 000 кг), когда затраты по массе в 5–10 кг не столь критичны, в отличие от малогабаритных КА (менее 100 кг).

Таким образом, каждый из рассмотренных методов имеет недостатки, поэтому поиск новых перспективных, как пассивных, так и активных, методов защиты от деструктивного воздействия ЭСР, а следовательно, и СКИ на БА КА остается по-прежнему актуальным.

1.2. Теоретические основы

Основная идея *модальной фильтрации* заключается в использовании *модальных искажений* (изменения сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи) для защиты [29–38]. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, состоящей из N проводников (не считая опорного), он может подвергаться модальным искажениям вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии. Для полного разложения импульса необходимо, чтобы его общая длительность t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. выполнялось условие

$$t_{\Sigma} < l \min |\tau_{i+1} - \tau_i|, \quad i = 1, \dots, N - 1, \quad (1.1)$$

где l — длина отрезка; τ_i — погонная задержка i -й моды отрезка.

В частном случае при $N = 2$ (1.1) сводится к условию

$$t_{\Sigma} < l |\tau_e - \tau_o|, \quad (1.2)$$

где τ_e и τ_o — погонные задержки четной и нечетной мод соответственно.

Таким образом, если в начало отрезка линии со слабой связью между каким-либо одним и общим проводником подается импульс длительностью, меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем с амплитудой, в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка (рис. 1.2).

Режим холостого хода (ХХ) на концах пассивного проводника (когда к концам пассивного проводника подключались резисторы с сопротивлением 10 кОм, а на активных проводниках оставались

выбранными из условия псевдосогласования диагональные значения матрицы Z [39]) не влияет на форму импульсов разложения, а только незначительно изменяет их амплитуду (рис. 1.3).

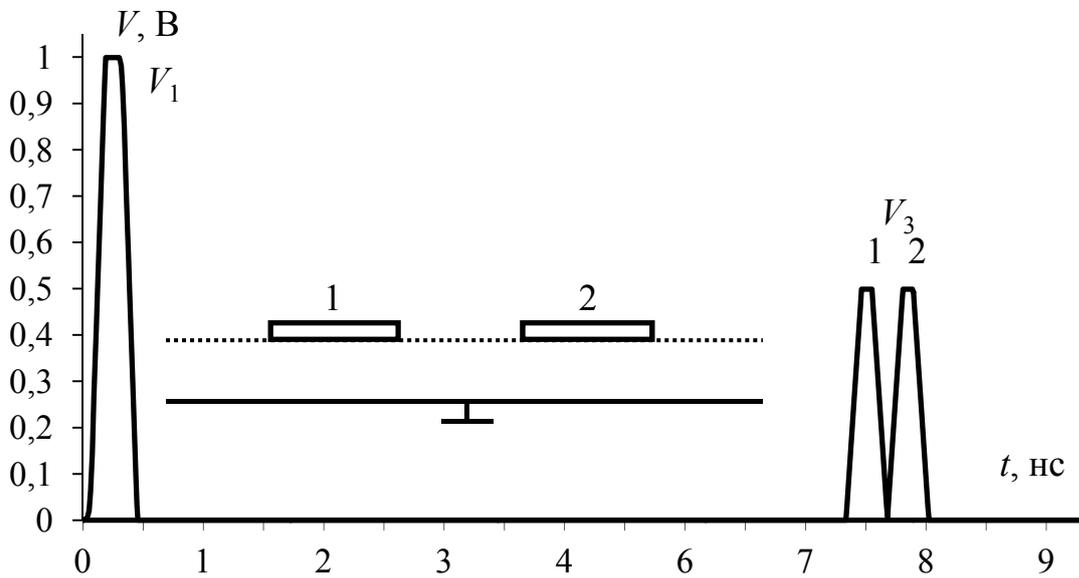


Рис.1.2. Форма напряжения в активном проводнике при условии псевдосогласования на концах проводников

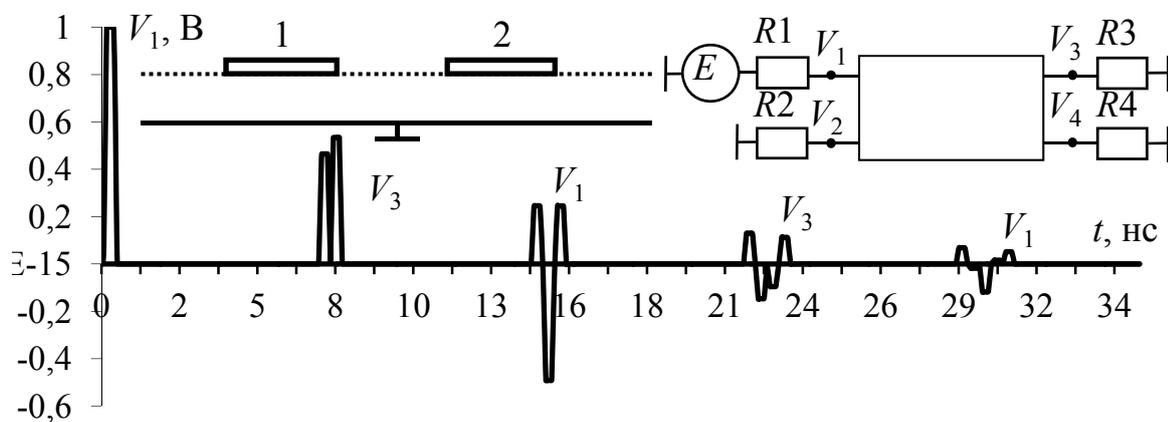


Рис.1.3. Формы напряжения в активном проводнике для режима холостого хода на концах пассивного проводника

Получено аналитическое выражение для значения сопротивления R , обеспечивающего (при $R=R_1=R_2=R_3=R_4$) равенство амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника [40]. Оно совпадает с известным условием согласования связанных линий [41], которое определяется как среднегеометрическое значение импедансов четной и нечетной мод:

$$R = (Z_e Z_o)^{1/2}. \quad (1.3)$$

Увеличение электромагнитной связи между проводниками связанной линии приводит к уменьшению амплитуд импульсов разложения (рис. 1.4).

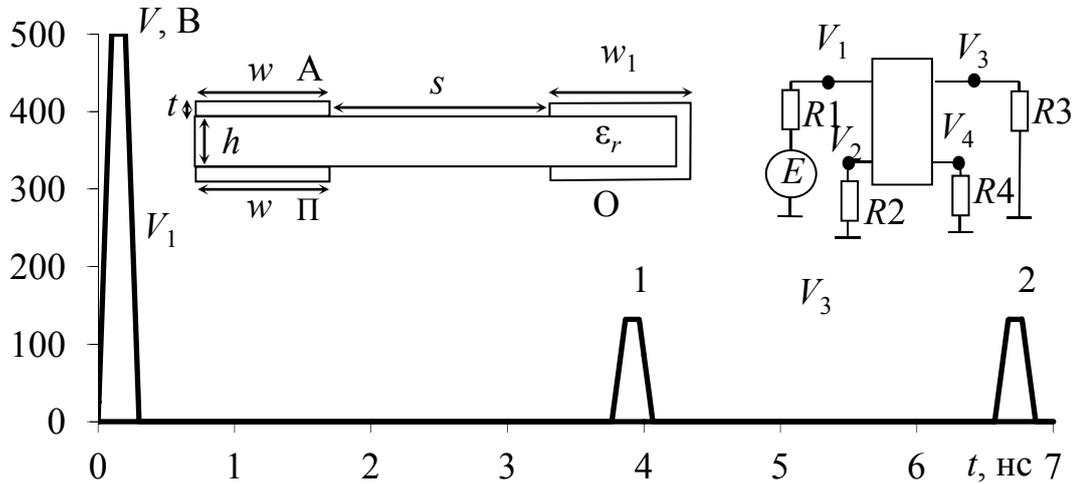


Рис. 1.4. Формы напряжения в активном проводнике связанной линии с сильной связью

Амплитуды напряжения импульсов при $R = (Z_e Z_o)^{1/2}$ получены аналитически и точно определяют ослабление опасного импульса без учета потерь. Аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов четной и нечетной мод (они равны друг другу), записанное через их волновые сопротивления ($Z_e > Z_o$), имеет вид

$$V/E = (Z_e/Z_o)^{1/2} / \left((Z_e/Z_o)^{1/2} + 1 \right)^2. \quad (1.4)$$

По выражению (1.4), зная значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод структуры, можно быстро и точно определить ослабление опасного импульса в данной связанной линии, не вычисляя временной отклик.

При выполнении условия (1.3) напряжение на входе отрезка $V_0 = E/2$. Тогда, обозначив напряжение на выходе отрезка как V_1 , получим коэффициент ослабления в одном отрезке:

$$V_1/V_0 = 2(Z_e/Z_o)^{1/2} / \left((Z_e/Z_o)^{1/2} + 1 \right)^2, \quad (1.5)$$

а используя обозначение $k = (Z_e/Z_o)^{1/2}$ [42], получим

$$V_1/V_0 = 2k/(k+1)^2. \quad (1.6)$$

Для выражений (1.5), (1.6) построенные зависимости приведены на рис. 1.5, 1.6.

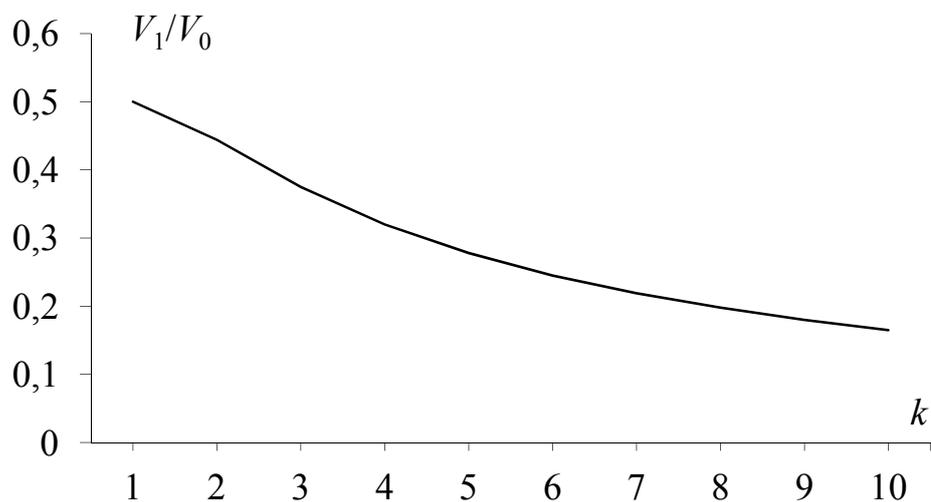


Рис. 1.5. Зависимость коэффициента ослабления от параметра k

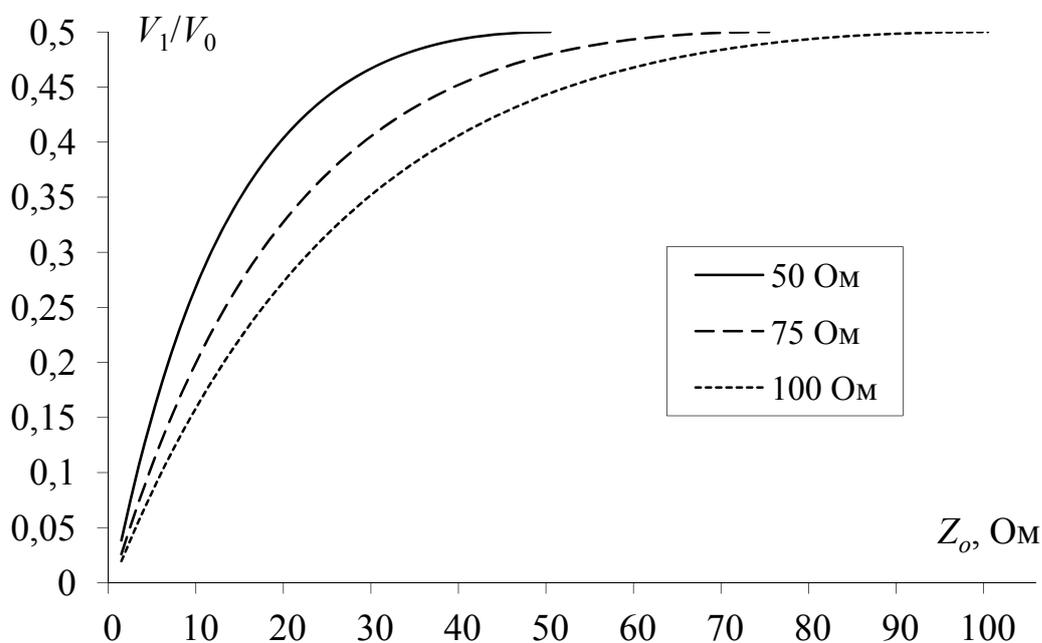


Рис. 1.6. Зависимость ослабления от импеданса нечетной моды для разных значений $R = (Z_e Z_o)^{1/2}$

На рис. 1.6 видно гораздо большее ослабление, причем рост параметра R позволяет еще больше увеличивать его. Однако для этого необходима реализация структур с сильной связью.

Из рис. 1.5 видно, что при увеличении параметра k коэффициент ослабления уменьшается. Поэтому актуально увеличение k .

Факт уменьшения амплитуды импульса может использоваться для защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи [29], причем каскадное соединение отрезков приводит к последовательному делению каждого импульса на два импульса меньшей амплитуды, так что последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов (рис. 1.7).

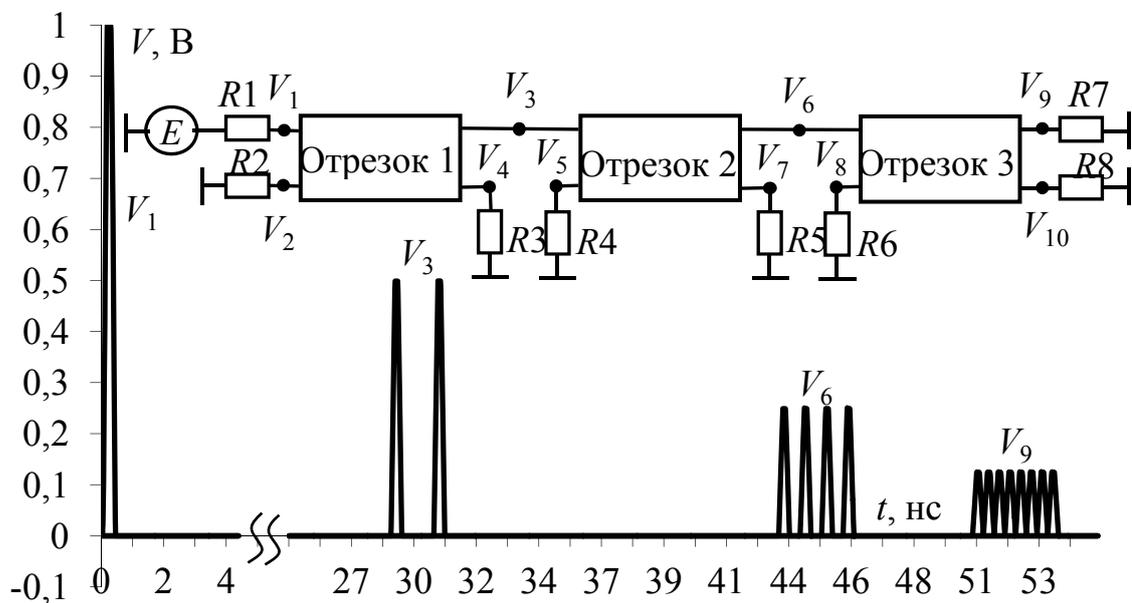


Рис.1.7. Формы напряжения в активном проводнике трех отрезков связанных линий

Для структуры из n отрезков длина k -го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}), \quad k = 1, \dots, n, \quad (1.7)$$

общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1), \quad (1.8)$$

а коэффициент ослабления при всех сопротивлениях $R = (Z_e Z_o)^{1/2}$

$$V_n/V_0 = \left[2k/(k+1)^2 \right]^n, \quad (1.9)$$

где $k = (Z_e/Z_o)^{1/2}$.

Простые формулы (1.7)–(1.9) связывают число и параметры отрезков с длительностью разлагаемого импульса, позволяя выполнить расчет защиты.

1.3. Общие подходы к использованию

Рассмотрим общие подходы к проектированию печатного модального фильтра для защиты интерфейсного оборудования сети 100 Мбит/с Ethernet [43]. Упрощенная (для случая отрезка без потерь и дисперсии) оценка разности задержек мод МФ сводится к следующему. Амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохода по фильтру не должна быть ниже заданного уровня, например 0,707 (ниже на 3 дБ) относительно уровня на входе фильтра. Поскольку сигнал в МФ разлагается на 2 сигнала (четной и нечетной мод) за счет их сдвига во времени, то сумма двух синусоид, сдвинутых на половину периода, приведет к полному исчезновению сигнала, а на четверть — к уменьшению до уровня 0,707. Таким образом, для МФ с заданной верхней частотой полезного сигнала критичны длительности половины и четверти периода.

Оценка максимальной разности задержек мод в линии МФ без учета потерь и дисперсии для 100 Мбит/с Ethernet составляет 2,5 нс. При этом амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохождения по МФ не будет меньше на 3 дБ относительно уровня на входе МФ.

Последующее проектирование основано на использовании рассмотренных аналитических выражений и квазистатического анализа численными методами.

Для этого в системе TALGAT разработаны программы сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах. Они позволяют:

- задавать произвольные параметры поперечных сечений для 4-полосковых структур (с расположением одинаковых проводников с одной и с двух сторон диэлектрической подложки; с сильной связью; связанных микрополосковых линий);

- вычислять матрицы L , C , R , G погонных параметров и задержки мод связанных линий;
- производить параметрическую оптимизацию поперечного сечения линии генетическими алгоритмами;
- вычислять временной отклик многокаскадных фильтров на периодические воздействия различной формы (импульс в форме трапеции, гауссов импульс, затухающая синусоида, воздействие произвольной формы) с учетом потерь и без;
- вычислять частотный отклик многокаскадных фильтров с учетом потерь и без;
- проводить анализ выделения мощности входного воздействия на резисторах пассивного проводника и в нагрузке фильтра с учетом потерь и без;
- вести моделирование эксперимента.

В последующих разделах детально освещено проектирование МФ.

2. Семикаскадный модальный фильтр с торцевой связью на подложке из стеклотекстолита

2.1. Моделирование характеристик

2.1.1. Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения

В качестве основного компонента модального фильтра выбрана структура из печатных проводников, расположенных с двух сторон подложки из широко применяемого стеклотекстолита (рис. 2.1) [40].

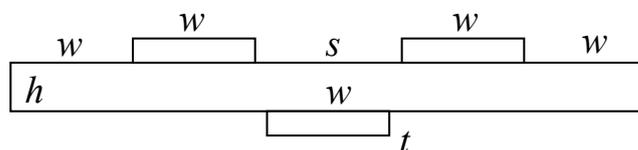


Рис. 2.1. Поперечное сечение исследуемой структуры

Данная структура исследована для стандартных толщин материала марки СТФ $H = 0,25; 0,5; 1; 1,5; 2$ мм (где $H = h + 2t$) и его проводников $t = 35; 50; 70; 105$ мкм при расстоянии между верхними проводниками $s = 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$ мм. Ширина проводников w менялась в диапазоне от 0,2 до 2,5 мм. В системе TALGAT построено поперечное сечение структуры, получены ее матрицы \mathbf{L} , \mathbf{C} , \mathbf{Z} , а из них — зависимости волнового сопротивления $Z = (Z_e Z_o)^{1/2}$ и амплитуд импульсов разложения, а также абсолютной и относительной разностей погонных задержек мод от ширины проводников w . Построено 64 графика (по 16 для каждой характеристики), каждый из которых содержит 5 кривых. В качестве примера на рис. 2.2, 2.3 приведены графики зависимостей для значений $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм, обеспечивающих наилучшие параметры. Анализ всех графиков позволил сделать следующие выводы.

С увеличением ширины проводников структуры уменьшается ее волновое сопротивление. Наиболее резкий спад наблюдается при ширине проводников от 0,2 до 1,2 мм (рис. 2.3,а). При этом с увеличением толщины диэлектрической подложки, как и расстояния между верхними проводниками, наблюдается возрастание волново-

го сопротивления. Уменьшение толщины проводников ведет к снижению волнового сопротивления структуры. Волновое сопротивление имеет довольно широкий диапазон значений, что делает данную структуру применимой для защиты многих видов РЭА.

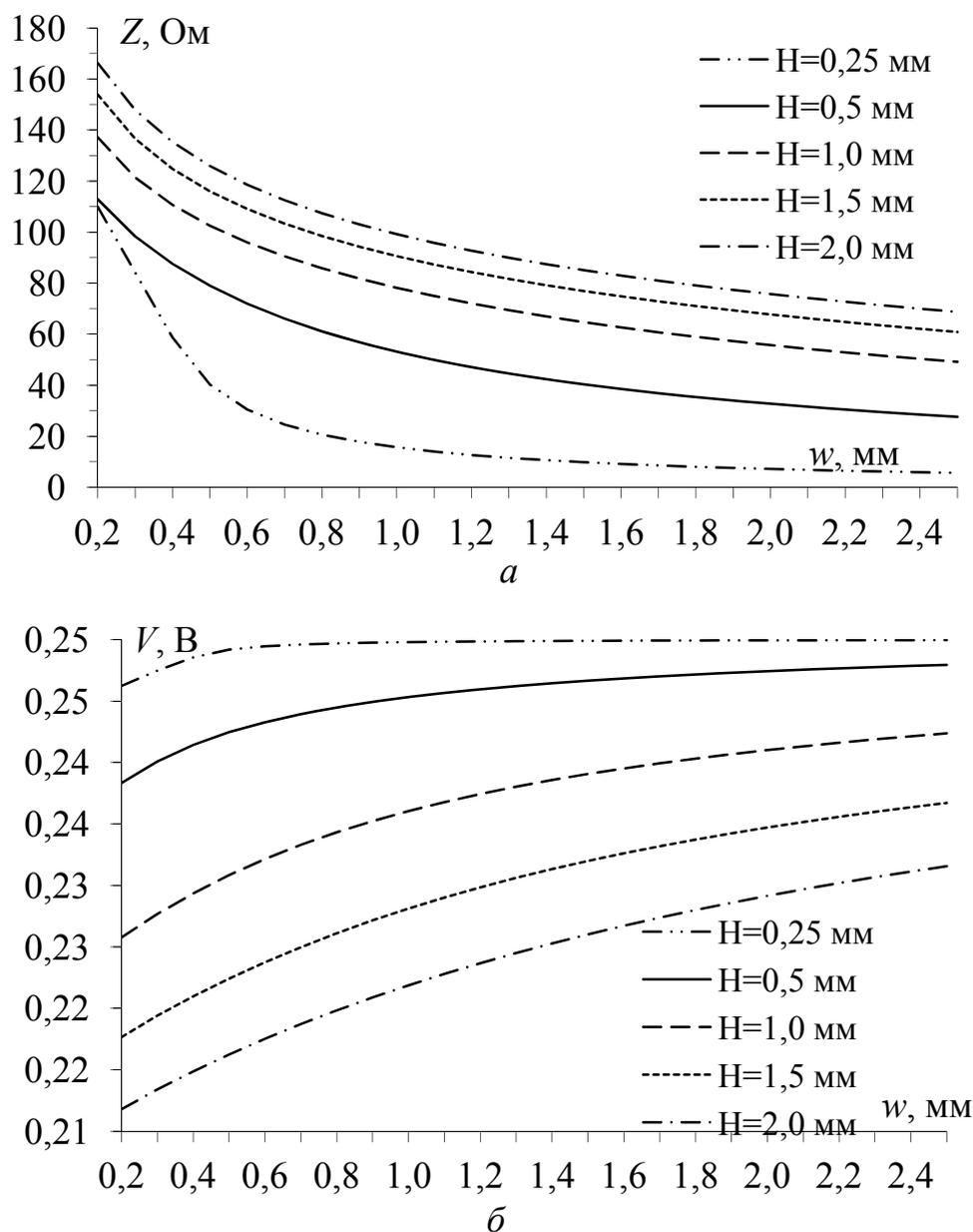


Рис. 2.2. Графики зависимостей от ширины проводников для $s=0,4$ мм, $t = 105$ мкм: а – волнового сопротивления структуры; б – амплитуд импульсов разложения

Полученные значения амплитуд импульсов разложения при ЭДС исходного импульса 1 В для всех исследуемых структур близки и составляют примерно 0,21–0,26 В (рис. 2.3,б). С увеличением ширины проводников наблюдается незначительный рост

амплитуды импульсов, т.е. амплитуда импульсов разложения слабо зависит от параметров структуры, что положительно сказывается при подборе волнового сопротивления МФ.

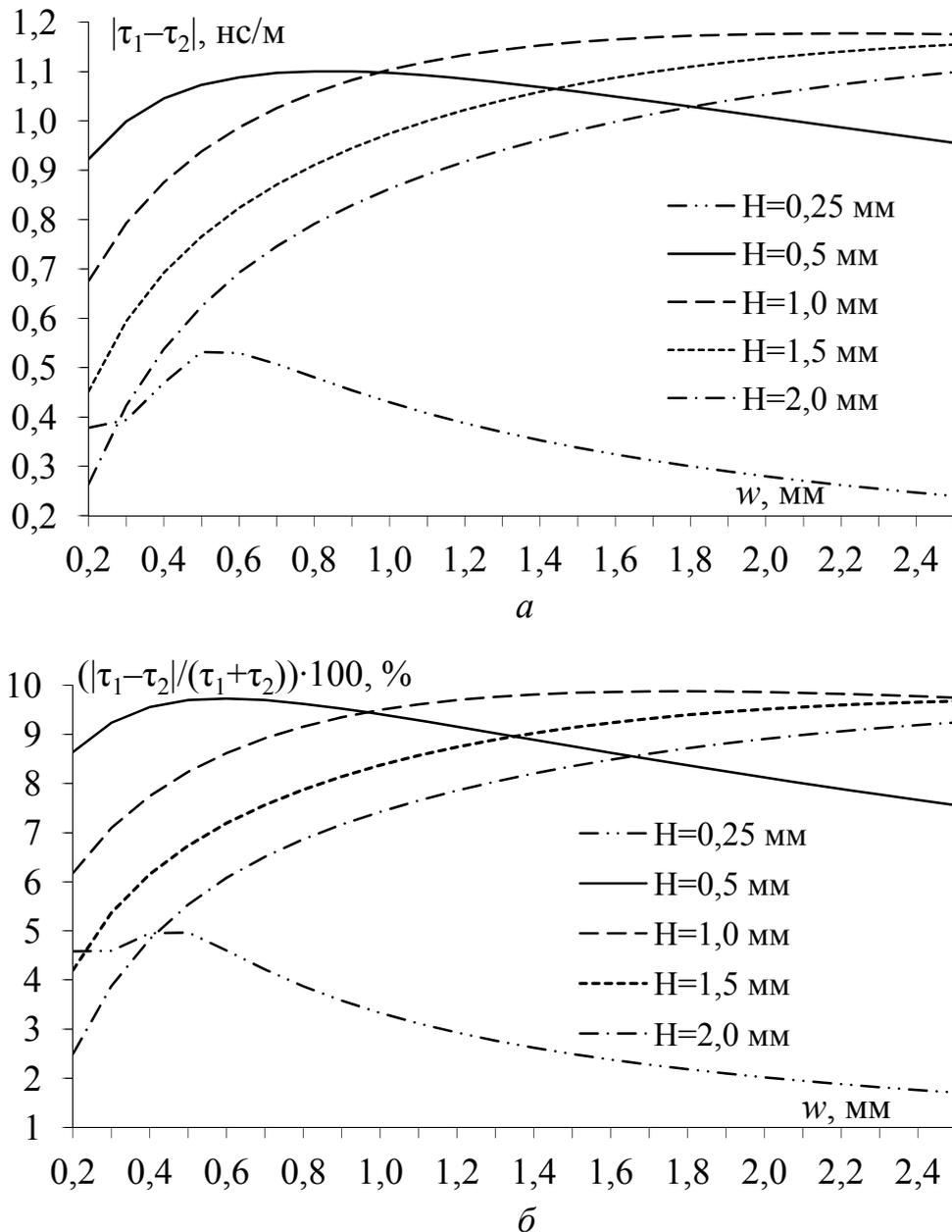


Рис. 2.3. Графики зависимостей от ширины проводников для $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм: a – модуля разности погонных задержек мод; b – относительной разности погонных задержек мод

Значение модуля разности погонных задержек мод структуры слабо зависит от расстояния между проводниками. С увеличением толщины подложки кривая становится более полой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает максимума в области

большой ширины проводников ($w = 2,0-2,4$ мм). При минимальной толщине подложки кривая имеет максимум в области $0,4-0,8$ мм в зависимости от толщины проводников (см. рис. 2.3,*а*). Этот максимум, а также резкое изменение поведения характеристики при уменьшении толщины диэлектрика (от 1 до $0,5$ и $0,25$ мм) весьма интересны для более детального исследования. Поэтому проведено исследование параметров печатного МФ в диапазоне толщин диэлектрического слоя от $0,25$ до 1 мм. В качестве примера на рис. 2.4,*а* приведен график зависимости модуля разности погонных задержек мод структуры от толщины диэлектрического слоя для значений $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм, обеспечивающих наилучшие параметры.

На основе графических данных, представленных на рис. 2.4,*а*, можно сделать следующие выводы. При увеличении толщины подложки кривая модуля разности погонных задержек мод структуры становится более пологой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает своего максимума в области больших значений ширины проводников ($w = 2,0-2,4$ мм). При уменьшении толщины подложки кривая имеет все более ярко выраженный максимум. Но его значение снижается в 2 раза. С увеличением ширины проводников максимальное значение модуля разности погонных задержек мод увеличивается, кривая не изменяет свой характер, а максимум приходится на область $h = 0,55-0,60$ мм (рис. 2.4,*б*). При увеличении расстояния между верхними проводниками кривая становится более пологой, а максимум сдвигается в сторону больших значений толщины подложки и его значение уменьшается (рис. 2.4,*в*).

Характер поведения относительного модуля разности задержек мод схож с поведением модуля разности задержек мод (см. рис. 2.3,*б*). Увеличение именно относительного, а не только абсолютного значения может быть важным для контроля задержки, вносимой МФ.

Графические данные, полученные в ходе описанного выше исследования, могут стать основой для разработки методики расчета МФ на стеклотекстолите. Например, из рис. 2.3,*а* следует, что на стеклотекстолите с $H = 0,5$ мм волновое сопротивление 100 Ом будет обеспечено шириной проводника $w = 0,3$ мм. Тогда из рис. 2.3,*б* следует, что для этих параметров амплитуды импульсов разложения будут равны $0,24$ В (при амплитуде импульса на входе $0,5$ В).

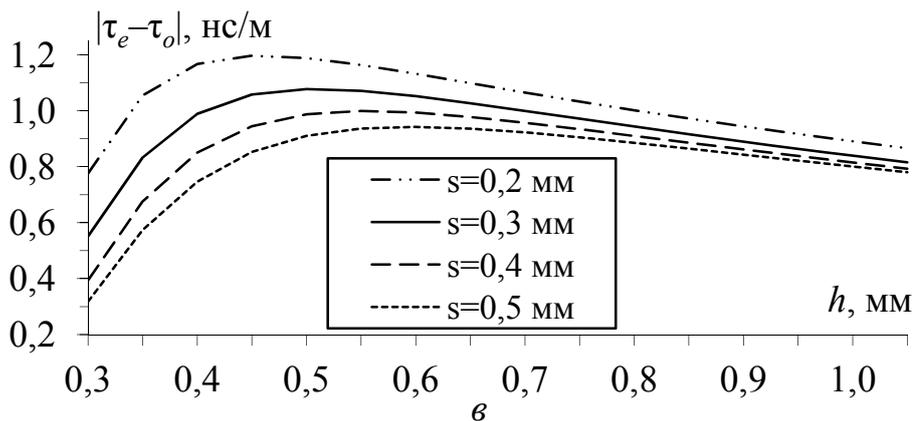
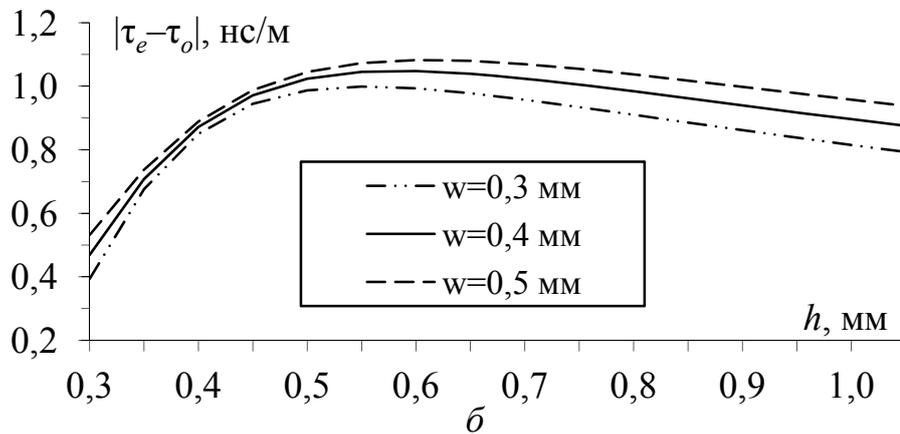
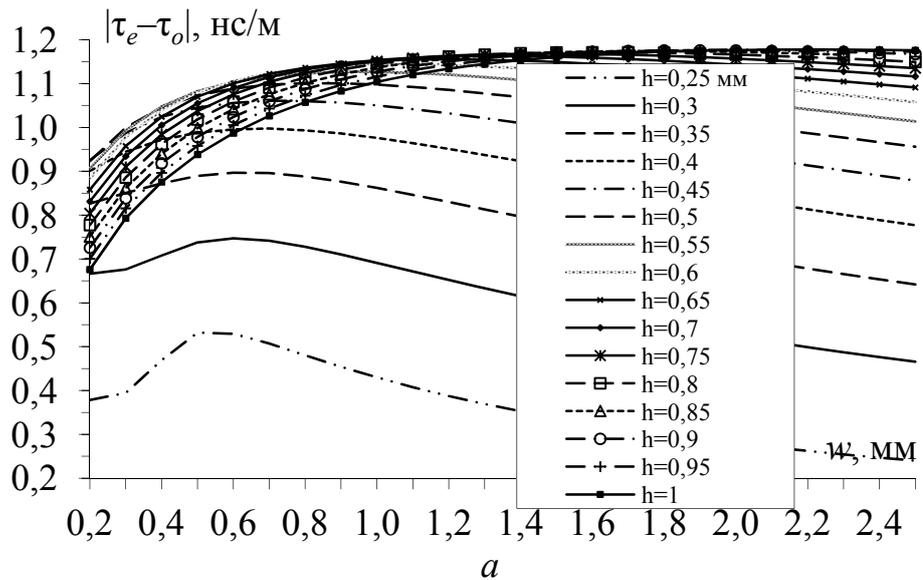


Рис. 2.4. Зависимости модуля разности задержек мод структуры (при $t=105$ мкм): a – от ширины проводников; b – толщины диэлектрического слоя для трех значений ширины проводников при $s=0,4$ мм; c – толщины диэлектрического слоя для четырех значений расстояния между проводниками при $w=0,3$ мм

Наконец, из рис. 2.3,а следует, что для этих параметров разность погонных задержек равна 1 нс/м. Это значит, что, например, на длине линии 1 м будет разлагаться импульс короче 1 нс (рис. 2.3,б полезен, если важно минимизировать вносимую задержку). Использование этой методики позволит разработчику без собственных вычислений выполнить оценку параметров МФ при заданных ограничениях. Это значительно упростит процесс расчета и сократит временные затраты на проектирование.

2.1.2. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой

Spice-анализ схем с модальным фильтром выполнялся в системе компьютерного моделирования DesignLab, которая позволяет приближенно (без точного учета потерь и дисперсии) моделировать непосредственно МФ и довольно точно (если есть точные Spice-модели) моделировать схемы с полупроводниковыми приборами защиты, а также выполнять их совместное моделирование. Рассматриваемые схемы, созданные в DesignLab, представлены на рис. 2.5–2.8.

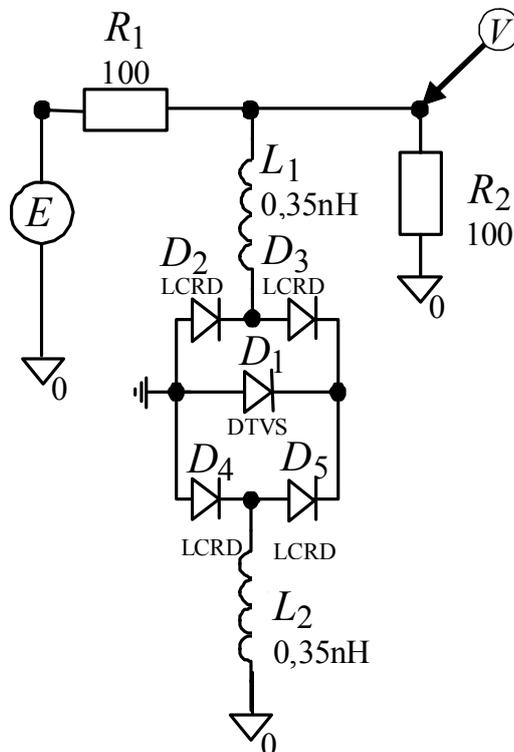


Рис. 2.5. Схема с TVS-сборкой LC03-3.3

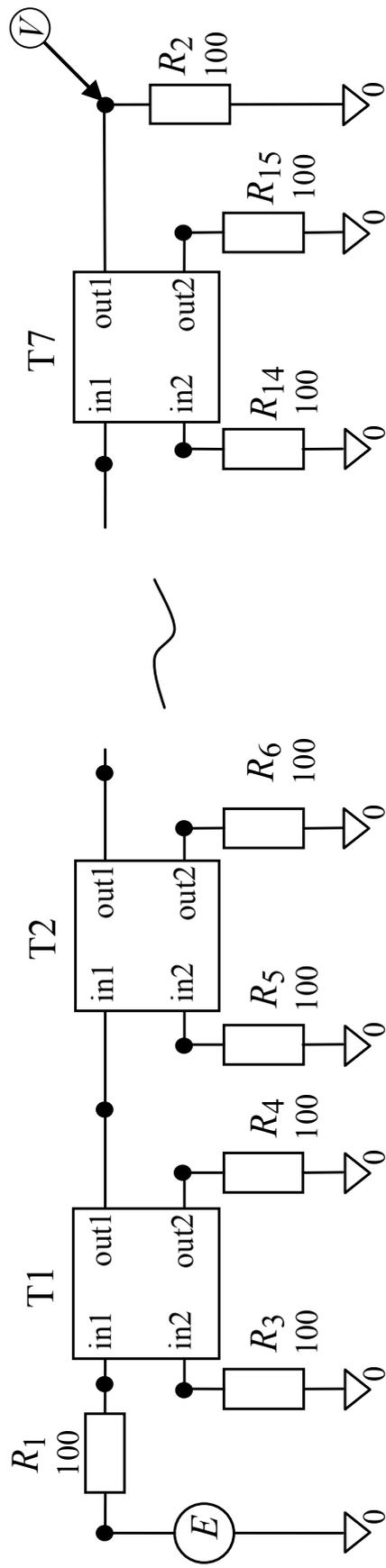


Рис. 2.6. Схема с модальным фильтром

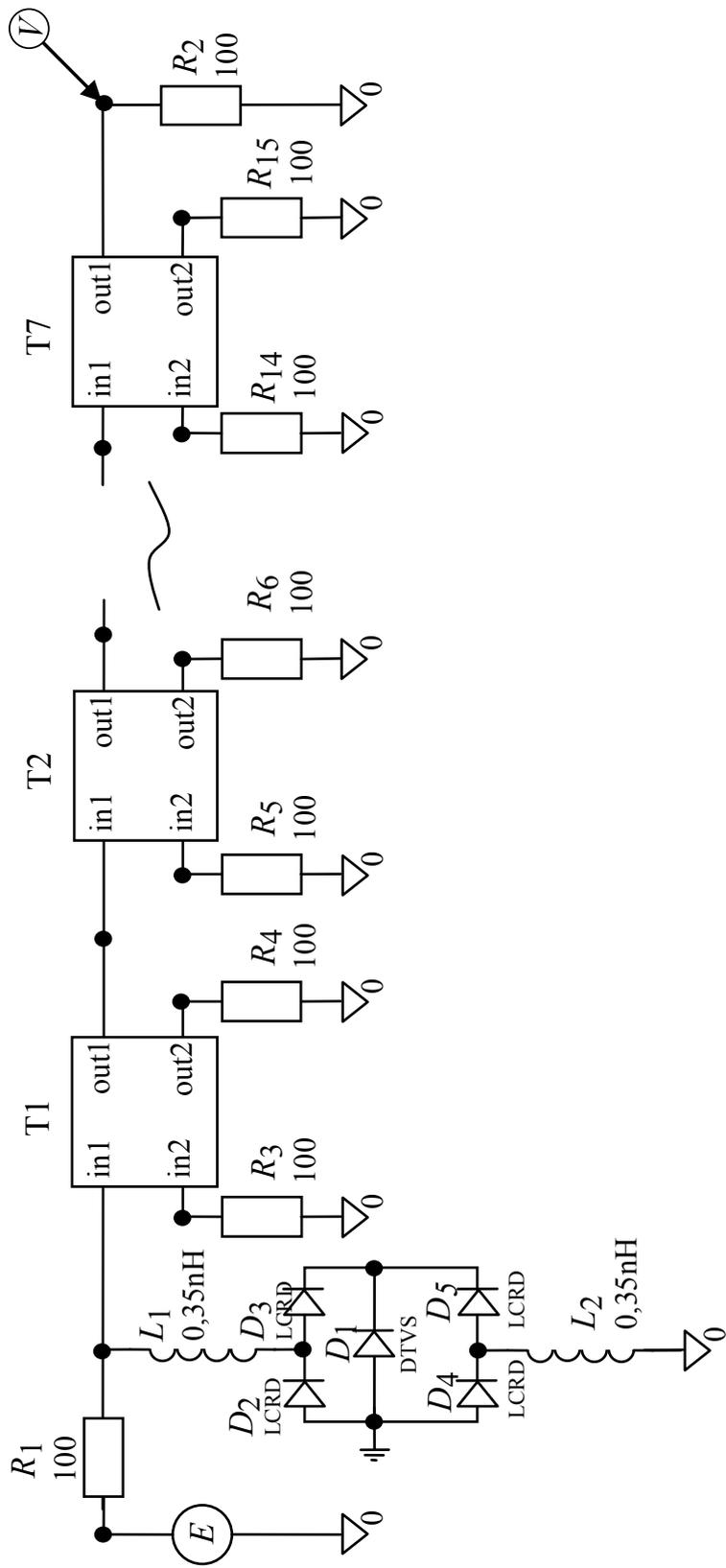


Рис. 2.7. Схема с TVS-сборкой и модальным фильмом

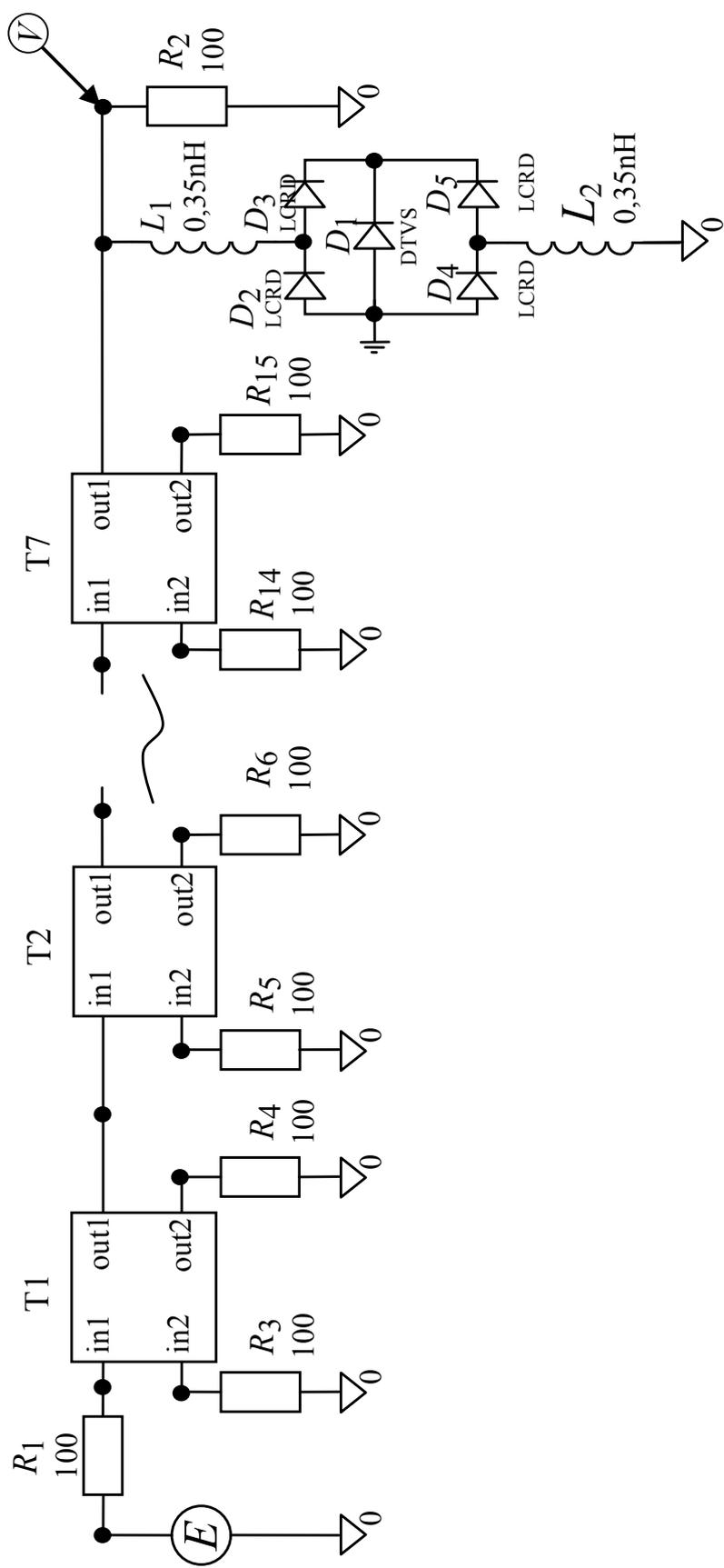


Рис. 2.8. Схема с модальным фильтром и TVS-сборкой

В качестве источника воздействия использовался генератор импульса в форме трапеции (с равными временами фронта, плоской вершины и спада) с амплитудой ЭДС 1000 В. Длительность импульса по уровню 0,5 изменялась и составляла 30, 150, 350 пс. Сопротивления резисторов на схеме равны 100 Ом. Паразитная индуктивность выводов TVS сборки LC03-3.3 — 0,35 нГн. Параметры модального фильтра приведены в [44]. Результаты моделирования для узла, обозначенного маркером , представлены на рис. 2.9–2.12.

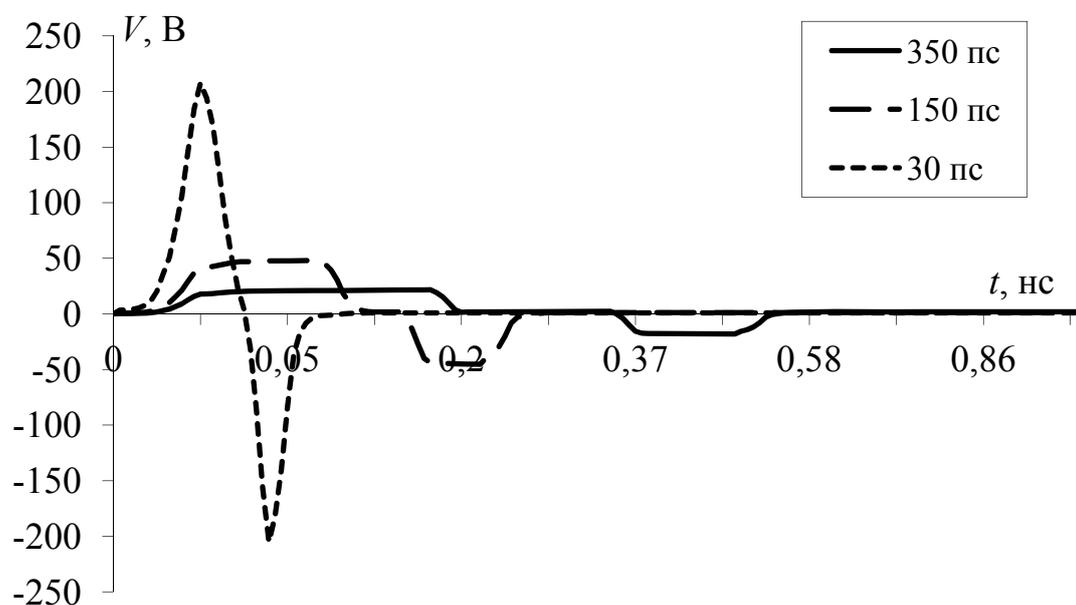


Рис. 2.9. Формы напряжения для схемы на рис. 2.5 (TVS-сборка)

Из рис. 2.9 видно, что после TVS-сборки при длительности импульса 30 пс появляется вторичная двухполярная помеха (из-за падения напряжения на паразитной индуктивности TVS-сборки) амплитудой 210 В, а при 350 пс — 21 В. Для ее уменьшения необходимо уменьшать индуктивность, что сделать не всегда возможно. Использование только модального фильтра для подавления импульса длительностью 30 пс приводит к уменьшению импульса в 100 раз, но при увеличении длительности импульса амплитуда увеличивается (см. рис. 2.10). Совместное использование TVS-сборки и модального фильтра (см. рис. 2.11, 2.12) приводит к амплитуде импульса 1–2 В. Для рис. 2.11, чем короче импульс, тем больше амплитуда вторичной помехи после TVS-сборки, но тем сильнее МФ подавляет ее. Для рис. 2.12, чем короче импульс, тем

меньше его амплитуда после модального фильтра, что благоприятно влияет на амплитуду помехи из-за паразитной индуктивности после TVS-сборки. Полученные данные приведены в табл. 2.1.

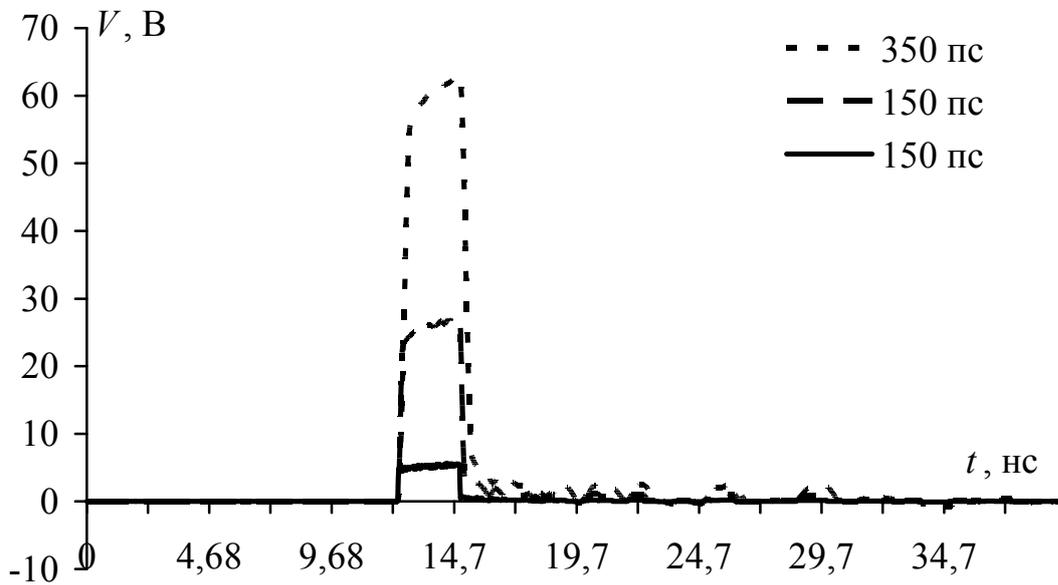


Рис. 2.10. Формы напряжения для схемы на рис. 2.6 (модальный фильтр)

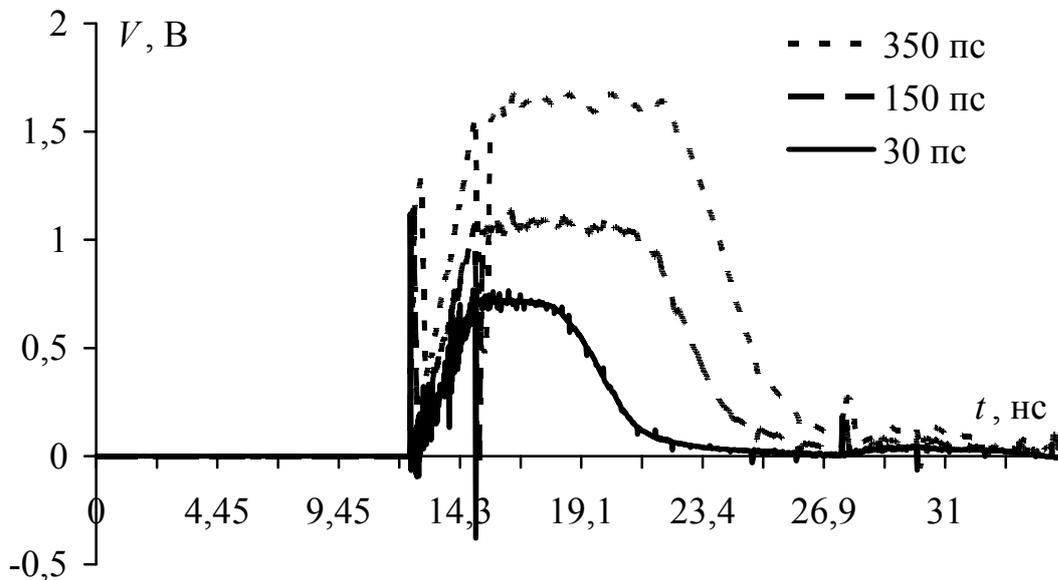


Рис. 2.11. Формы напряжения для схемы на рис. 2.7 (TVS-сборка+модальный фильтр)

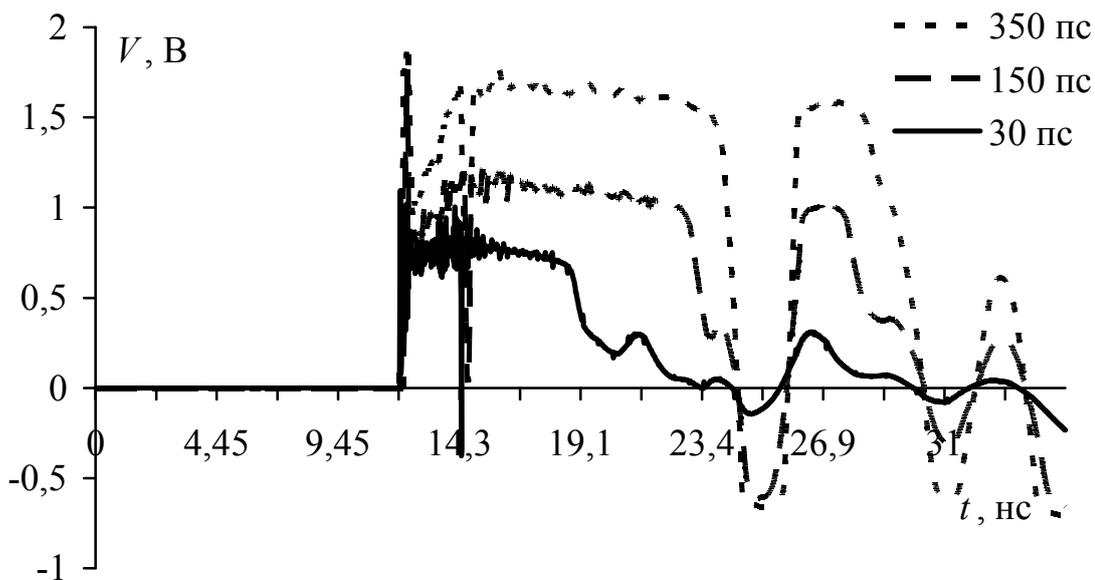


Рис. 2.12. Формы напряжения для схемы на рис. 2.8 (модальный фильтр+TVS-сборка)

Таблица 2.1

Значения напряжения в конце активного проводника и коэффициента ослабления при изменении длительности импульса с ЭДС 1000 В

Тип схемы	$t_{0,5}$, пс	$U_{\text{вых}}$, В	$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$
Рис. 2.5 (TVS-сборка)	30	210	0,42
	150	30	0,06
	350	21	0,042
Рис. 2.6 (модальный фильтр)	30	5	0,01
	150	27	0,054
	350	63	0,126
Рис. 2.7 (TVS-сборка+модальный фильтр)	30	1,1	0,0022
	150	1,2	0,0024
	350	1,7	0,0034
Рис. 2.8 (модальный фильтр+TVS-сборка)	30	1,09	0,0021
	150	1,76	0,0035
	350	1,9	0,0038

2.2. Конструкция макетов

Вид печатной платы, содержащей шаблоны семикаскадных модальных фильтров МФ 1–МФ 4 и тестовых схем ТС 1, ТС 2, представлен на рис. 2.13. В МФ 1, МФ 2 с резисторами на концах пассивного проводника длины полувитков определены длиной самого короткого каскада, длины полувитков в начале фильтра определены рациональной компоновкой. Соответствующие каскады МФ 1 и МФ 2 имеют одинаковые длины, но отличаются расположением витков — расстояние между полувитками выбрано для сравнения характеристик фильтров равным 1,5 мм и 0,4 мм.

Резисторы расположены на контактных площадках у торцов витков. МФ 3, МФ 4, в отличие от МФ 2, безрезистивные. Но при такой же, как у МФ 2, длине они имели бы меньшую полосу пропускания полезного сигнала. Поэтому для сохранения полосы пропускания полезного сигнала 100 МГц их каскады укорочены. Безрезистивный МФ 3 (холостой ход в началах и в концах пассивных проводников) отличается от МФ 2 укороченной длиной первого каскада, она составляет 0,35 от длины первого каскада МФ 2. В безрезистивном МФ 4 (холостой ход в началах и короткое замыкание с опорным проводником в концах пассивных проводников) длина первого каскада составляет 0,7, а второго — 0,35 от длин соответствующих каскадов резистивных фильтров. Плотность витков МФ 2–МФ 4 одинакова. Длины некоторых полувитков МФ 2 – МФ 4 изменены для получения необходимой длины определенных каскадов.

ТС 1 и ТС 2 не являются МФ и спроектированы для сравнения прошедшего по ним входного сигнала с выходными сигналами фильтров. Схема ТС 1 является такой же, что и МФ 4, но без пассивного проводника для учета затухания сигнала. Схема ТС 2 спроектирована минимальной длиной, без каскадов МФ для учета влияния на входной сигнал соединителей RJ-45 и TVS-сборки. На рис. 2.14 представлена фотография макетов МФ и ТС.

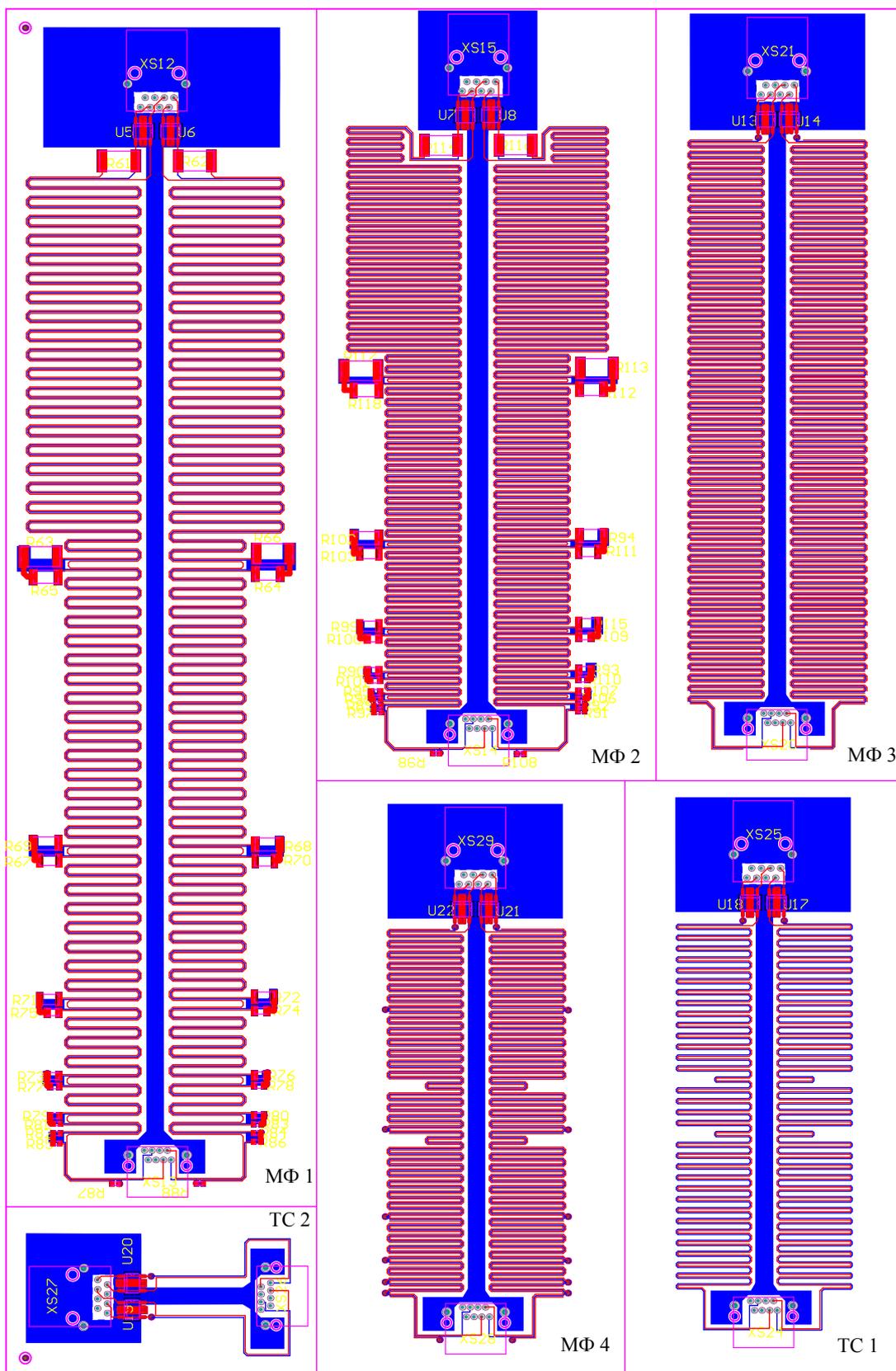


Рис. 2.13. Общая плата семикаскадных модальных фильтров с площадками под TVS- сборки и соединители RJ-45 и тестовые схемы

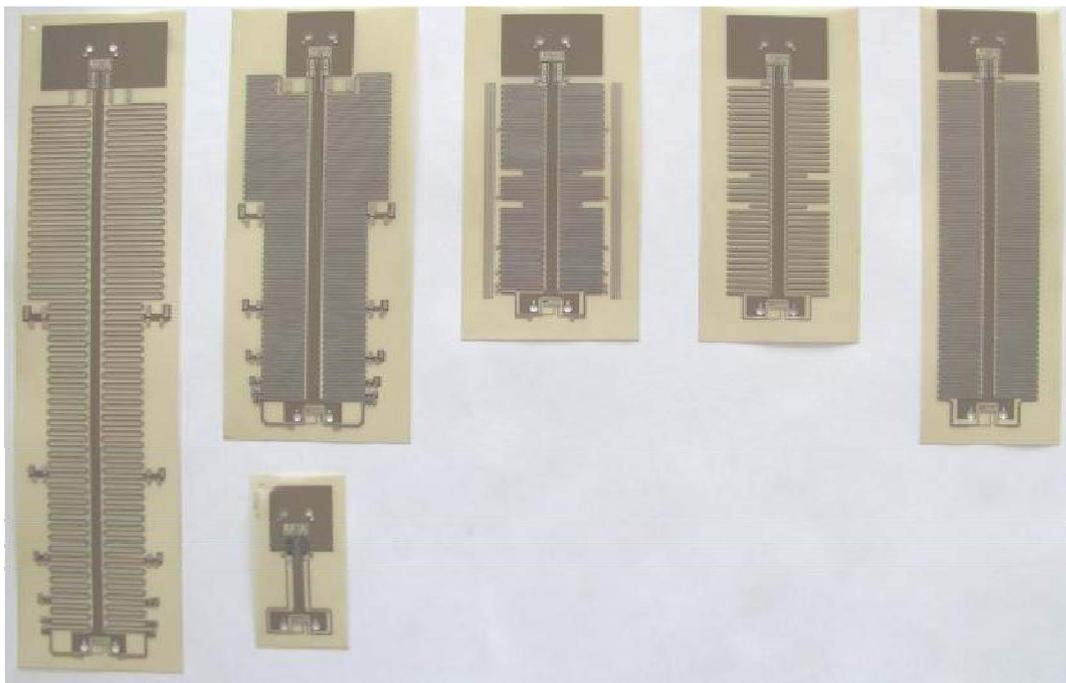


Рис. 2.14. Фотография макетов модальных фильтров и тестовых схем

2.3. Натурный эксперимент

Входное воздействие представляет собой импульс треугольной формы (рис. 2.15): амплитуда на нагрузке 50 Ом равна 2220 мВ, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) – 360 и 280 пс соответственно.

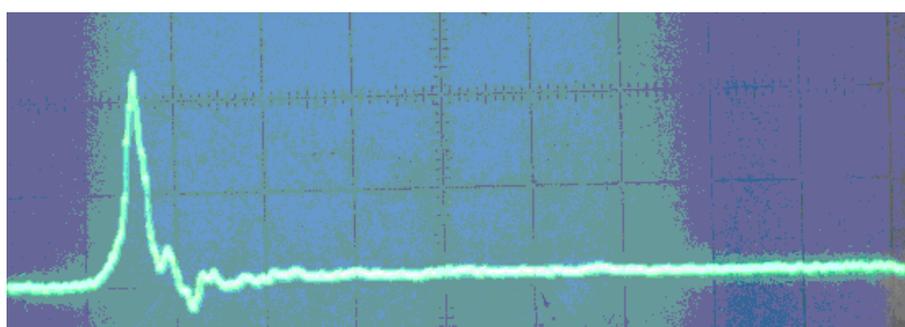


Рис. 2.15. Входной импульс

Для последующего учета влияния соединителей RJ-45, TVS-сборок и резисторов (для резистивных МФ) перечисленные элементы в изготовленные макеты не устанавливались, т.е. натурный эксперимент выполнялся на печатных платах фильтров без компонентов. Входной сигнал (см. рис. 2.15) подавался поочередно как на

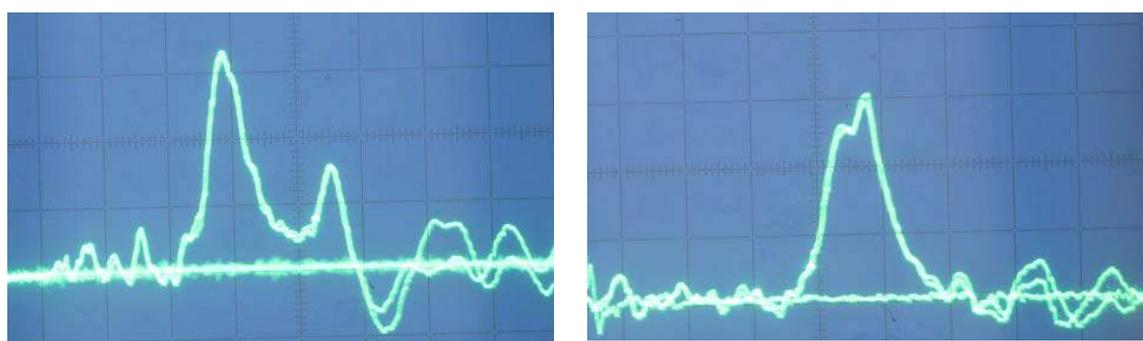
входы, так и на выходы изготовленных МФ (для подтверждения взаимности МФ, несмотря на его асимметрию относительно входа/выхода). Полученные в ходе эксперимента сигналы представлены на рис. 2.16–2.18, а их параметры сведены в табл. 2.2–2.3.



а

б

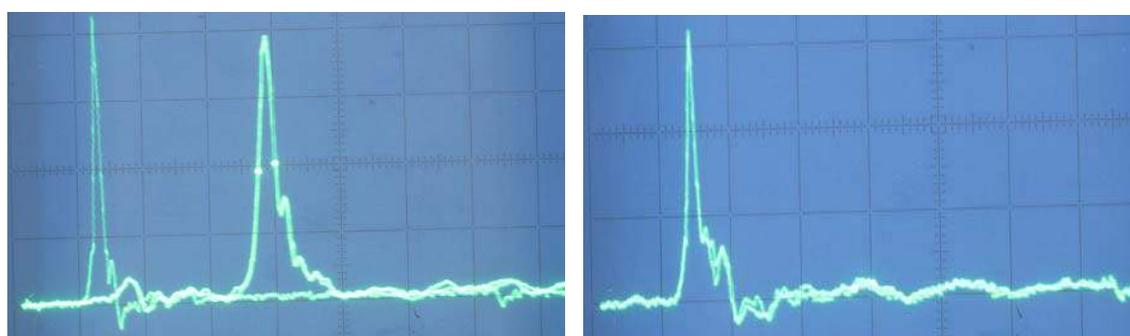
Рис. 2.16. Выходные сигналы МФ 1 (*а*), МФ 2 (*б*) при включении в прямом и обратном направлении без аттенюатора



а

б

Рис. 2.17. Выходные сигналы МФ 3 (*а*), МФ 4 (*б*) при включении в прямом и обратном направлении без аттенюатора



а

б

Рис. 2.18. Входной с аттенюатором и выходной сигнал ТС 1 без аттенюатора (*а*), ТС 2 с аттенюатором (*б*)

Таблица 2.2

Параметры входного и выходного сигнала модальных фильтров

Параметры сигнала	Входной сигнал (с аттенюатором 20 дБ)	Выходной сигнал (без аттенюатора)			
		МФ 1	МФ 2	МФ 3	МФ 4
Амплитуда, мВ	222	288	245	332	317
Фронт (0,1–0,9), нс	0,36	2,2	3	1,16	2
Спад (0,1–0,9), нс	0,28	2	1,7	1,72	1,5
Длительность (0,5), нс/дел.	0,24	2,24	2,5	1,5	2
Задержка, нс	–	10	11,16	5,2	7,8
Развертка гориз., нс/дел.	2	2	2	2	2
Развертка верт., мВ/дел.	50	50	50	100	100

Таблица 2.3

Параметры входного и выходного сигнала тестовых схем

Параметры сигнала	Входной сигнал (с аттенюатором 20 дБ)	Выходной сигнал	
		ТС 1 (без аттенюатора)	ТС 2 (с аттенюатором 20 дБ)
Амплитуда, мВ	222	816	220
Фронт (0,1–0,9), нс	0,36	0,52	0,36
Спад (0,1–0,9), нс	0,28	0,80	0,28
Длительность (0,5), нс/дел.	0,24	0,52	0,24
Задержка, нс	–	5,4	0
Развертка гориз., нс/дел.	2	2	2
Развертка верт., мВ/дел.	50	200	50

По результатам натурального эксперимента для семикаскадных модальных фильтров сделаны следующие основные выводы.

1. Изготовленные МФ могут работать при отсутствии компонентов (TVS-диодов и даже резисторов), что подтверждает возможность создания бескомпонентных фильтров. Уменьшение амплиту-

ды входного сигнала на выходе МФ (см. табл. 2.2) составило: в 7,7 раза — МФ 1; 9 раз — МФ 2; 6,7 раза — МФ 3; 7 раз — МФ 4.

2. Сравнение результатов для МФ 1 и МФ 2 подтверждает предположение, что увеличение плотности витков позволяет не только уменьшить общую площадь МФ, но и увеличить ослабление.

3. Сравнение результатов для МФ 4 и ТС 1 (точно такая же структура, только без пассивного проводника) доказывает, что ослабление происходит как за счет потерь в проводниках и диэлектриках ТС 1 (в 2,7 раза, см. табл. 2.3), так и за счет эффекта модальной фильтрации (в 7 раз, см. табл. 2.2).

4. Результаты для МФ 3 (холостой ход в началах и концах пассивных проводников отрезков) подтверждают возможность создания МФ без сквозных металлизированных отверстий. Это позволяет повысить надежность и одновременно снизить стоимость МФ за счет исключения технологических процессов сверления и металлизации из цикла производства печатной платы фильтра.

5. Практически все МФ очень близки к взаимным устройствам, так как различие сигналов при прохождении в противоположных направлениях незначительно. Это позволяет использовать их в двунаправленных устройствах, в том числе для ослабления помех в обоих направлениях.

6. Используемый в эксперименте импульс не полностью разлагался в отрезках МФ. Поэтому актуально исследование распространения более коротких импульсов.

3. Печатные платы бортовой аппаратуры космического аппарата: моделирование погонных задержек мод связанных линий

3.1. Типовая печатная плата

3.1.1. Параметры исследуемой печатной платы

Выполним предварительный анализ многослойной печатной платы (МПП) БА КА в диапазонах различных параметров для оценки возможности реализации модальной фильтрации. Для этого вычисляются задержки мод: τ_e — погонная задержка четной (синфазной) моды; τ_o — погонная задержка нечетной (дифференциальной) моды; $\Delta\tau = \tau_e - \tau_o$ — разность погонных задержек мод τ_e и τ_o .

Фрагмент поперечного сечения МПП БА КА показан на рис. 3.1, где основные параметры ее конструкции соответствуют ГОСТ 23751-86 [45].

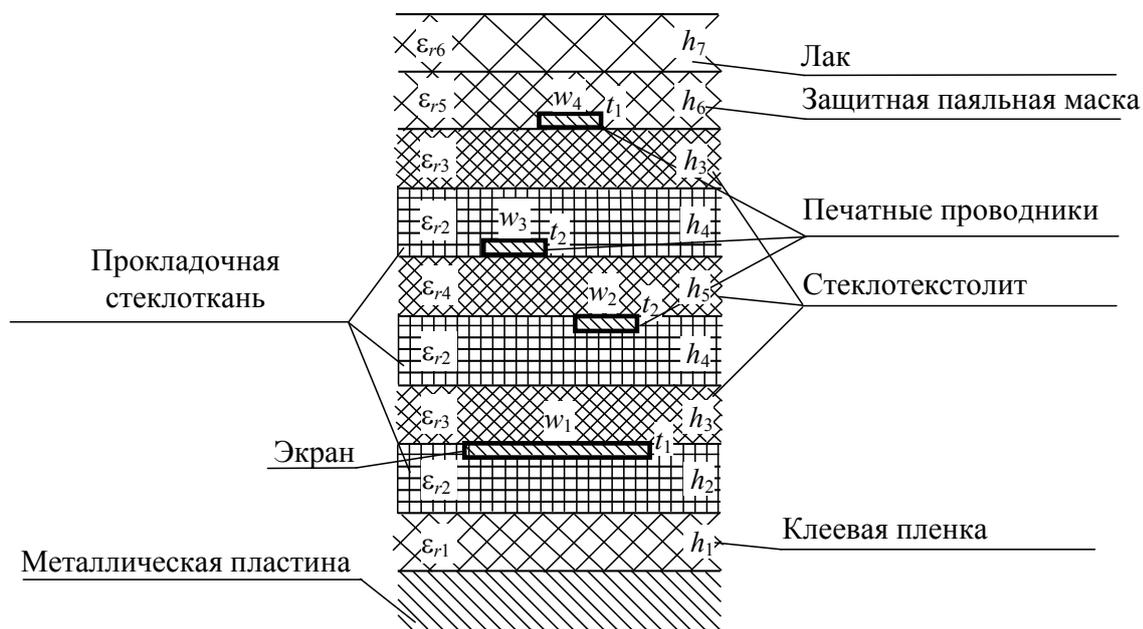


Рис. 3.1. Фрагмент поперечного сечения многослойной печатной платы

Параметры МПП представлены ниже.

1. Стеклотекстолит марки СТФ 2-35-0,25 мм (ТУ 2296-003-11430290-02):

толщина материала $h_5 = (0,18 \pm 0,04)$ мм (I класс);
толщина фольги $t_2 = 35$ мкм;
тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_4 = 0,025$;
диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\epsilon_{r4} = 5,4$.

2. Стеклотекстолит марки СТФ 1-18-0,15 мм (ТУ 2296-003-11430290-02):

толщина материала $h_3 = (0,132 \pm 0,04)$ мм (I класс);
толщина фольги $t_1 = 18$ мкм;
тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_3 = 0,025$;
диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\epsilon_{r3} = 5,4$.

3. Изолирующий слой h_2 представляет собой 4 слоя прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290):

толщина изолирующего слоя $h_2 = 4 \cdot 0,062 = 0,248$ мм;
тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_2 = 0,025$ (ТУ16-503.215-81);
диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\epsilon_{r2} = 5,4$ (ТУ16-503.215-81).

4. Изолирующий слой h_4 представляет собой 2 слоя прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290):

толщина изолирующего слоя $h_4 = 2 \cdot 0,062 = 0,124$ мм;
тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_2 = 0,025$ (ТУ16-503.215-81);
диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\epsilon_{r2} = 5,4$ (ТУ16-503.215-81).

5. Защитная паяльная маска CERAPACE EMP110 (<http://www.ostec-materials.ru/equipment/prod/20.html>):

толщина изолирующего слоя $h_6 = 30$ мкм;
тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_5 = 0,03$;
диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\epsilon_{r5} = 4$.

6. Лак ЭП-730 (ГОСТ 20824-81) наносится на плату в 3 слоя и представляет раствор эпоксидной смолы в смеси органических растворителей с добавлением отвердителя. В соответствии с

ГОСТ 20824-81 толщина высушенной однослойной пленки должна быть 18–22 мкм. Параметры:

толщина лака $h_7 \approx 3 \cdot 20$ мкм;

тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_6 = 0,01–0,03$;

диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\varepsilon_{r6} = 3,5–5$.

7. Для сцепления изолирующего слоя с металлической пластиной используется клеевая пленка марки ПКС-171 (ТУ-06-20-88) с параметрами:

толщина $h_1 = 80$ мкм;

тангенс угла диэлектрических потерь, измеренный на частоте 10^6 Гц, $\tan \delta_1 = 0,046$;

диэлектрическая проницаемость, измеренная на частоте 10^6 Гц, $\varepsilon_{r1} = 5$.

Для предварительной оценки размера сегментации границ при моделировании на рис. 3.2 представлены зависимости задержек мод τ_e и τ_o от параметра s с шагом 0,1 мм при $w_1=w_2=0,5$ мм и разной автосегментации: $1,1 \cdot 10^{-4}$; $0,1 \cdot 10^{-4}$; $0,05 \cdot 10^{-4}$; $0,025 \cdot 10^{-4}$ м (для проводников на среднем слое).

Из графиков видна грубость первого значения, приемлемость второго и избыточность остальных, поскольку они почти не дают отличия. Поэтому для последующих вычислений выбрана автосегментация (длина сегмента) $0,1 \cdot 10^{-4}$ м.

3.1.2. Верхний слой

Поперечное сечение исследуемой структуры при $s = 0,5$ мм $w_1=w_2=0,5$ мм представлено на рис. 3.3, где s — расстояние между проводниками, w_1 и w_2 — ширина проводников 1 и 2. Расстояние от края структуры до проводника $d=2w_1$. Значение автосегментации $0,1 \cdot 10^{-4}$ м.

Вычисленные зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau$ от расстояния s с шагом 0,1 мм при $w_1=w_2=0,5–2$ мм представлены на рис. 3.4, 3.5. Видно, что с увеличением параметра s уменьшается задержка τ_e , а τ_o увеличивается (кроме малых s) и $\Delta\tau$ сначала увеличивается, потом уменьшается, т.е. существует наличие максимума. С увеличением w увеличиваются τ_e , τ_o и $\Delta\tau$.

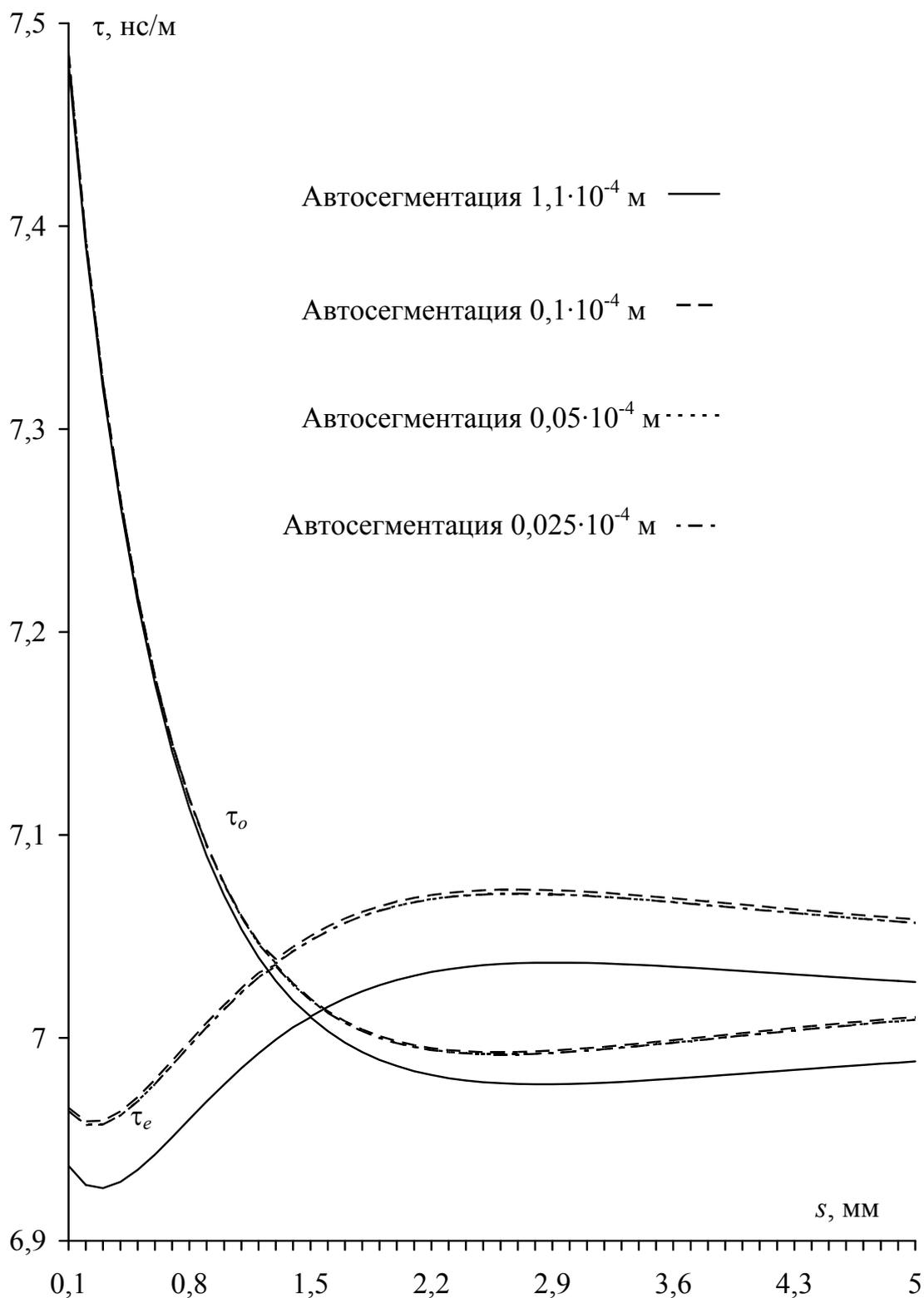


Рис. 3.2. Зависимости погонных задержек мод при разной автосегментации

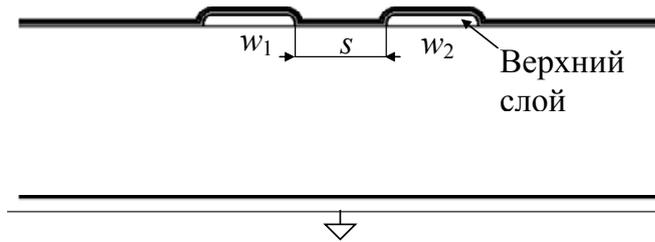


Рис. 3.3. Поперечное сечение исследуемой структуры при $s=0,5$ мм, $w_1=w_2=0,5$ мм

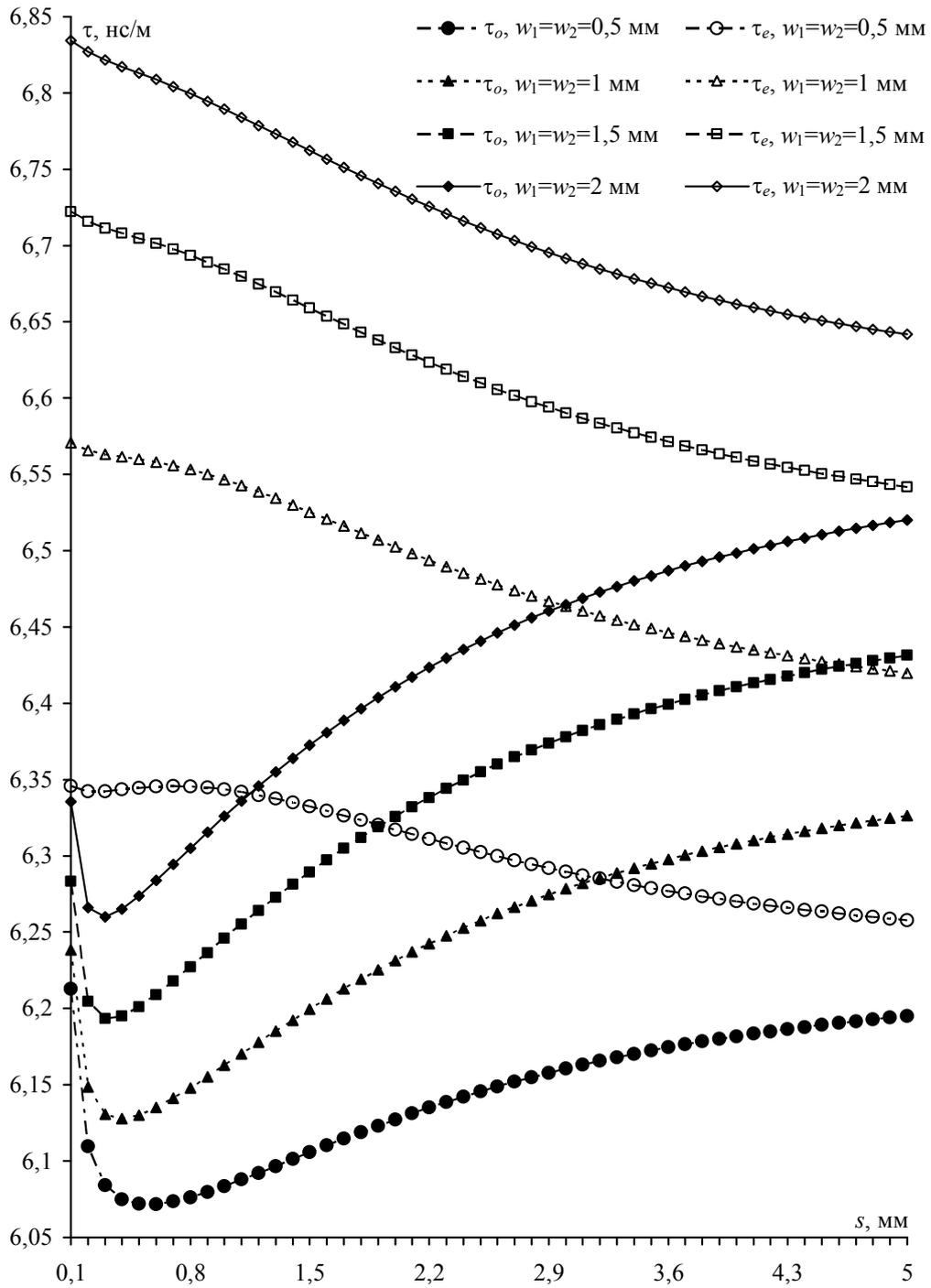


Рис. 3.4. Зависимости задержек мод τ_e и τ_o от расстояния s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

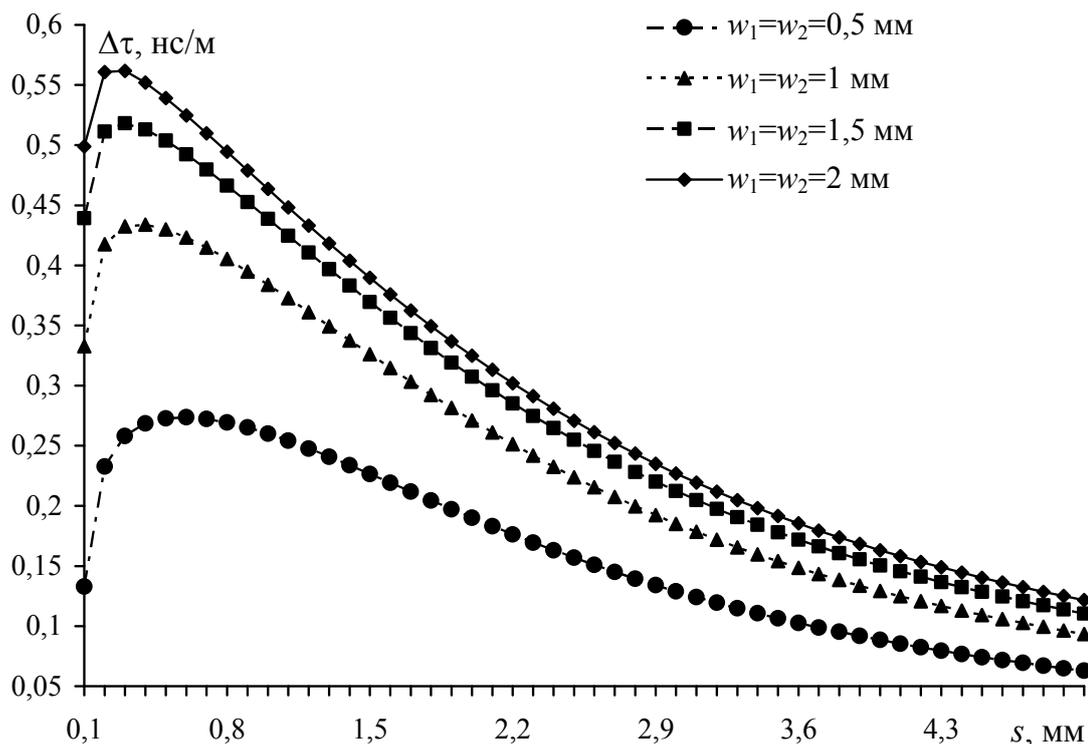


Рис. 3.5. Зависимость разности задержек мод $\Delta\tau$ от расстояния s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

В результате минимальное значение $\Delta\tau_{\min} = 0,06286$ нс/м наблюдается в структуре при $w_1=w_2=0,5$ мм и $s=5$ мм, а максимальное $\Delta\tau_{\max} = 0,56164$ нс/м — при $w_1=w_2=2$ мм и $s=0,3$ мм. Таким образом, в данной структуре $\Delta\tau$ не меняет свой знак при изменении параметров s и w .

3.1.3. Средний слой

Поперечное сечение исследуемой структуры при $s=0,1$ мм $w_1=w_2=0,5$ мм представлено на рис. 3.6. Расстояние от края структуры до проводника $d=2w_1$. Значение автосегментации $0,1 \cdot 10^{-4}$.

Вычисленные зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau$ от s с шагом 0,1 мм при $w_1=w_2=0,5-2$ мм представлены на рис. 3.7, 3.8. Видно, что при изменении параметра s на графиках τ_e , τ_o появляются максимумы и минимумы и есть значение s , при котором $\Delta\tau = 0$. Кроме того, есть области, где $\Delta\tau$ имеет разные знаки, и чем больше значение w , тем меньше значение s , при котором $\Delta\tau = 0$. На рис. 3.9 показана зависимость параметра s , при котором $\Delta\tau = 0$, от значения w . Видно, что, чем больше s , тем меньше w .

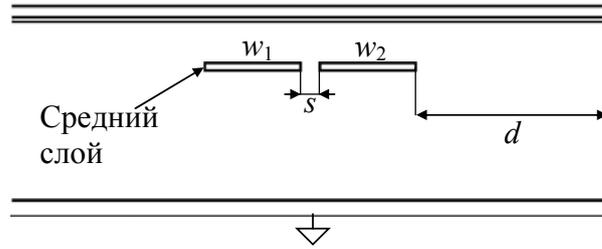


Рис. 3.6. Поперечное сечение исследуемой структуры при $s=0,1$ мм, $w_1=w_2=0,5$ мм

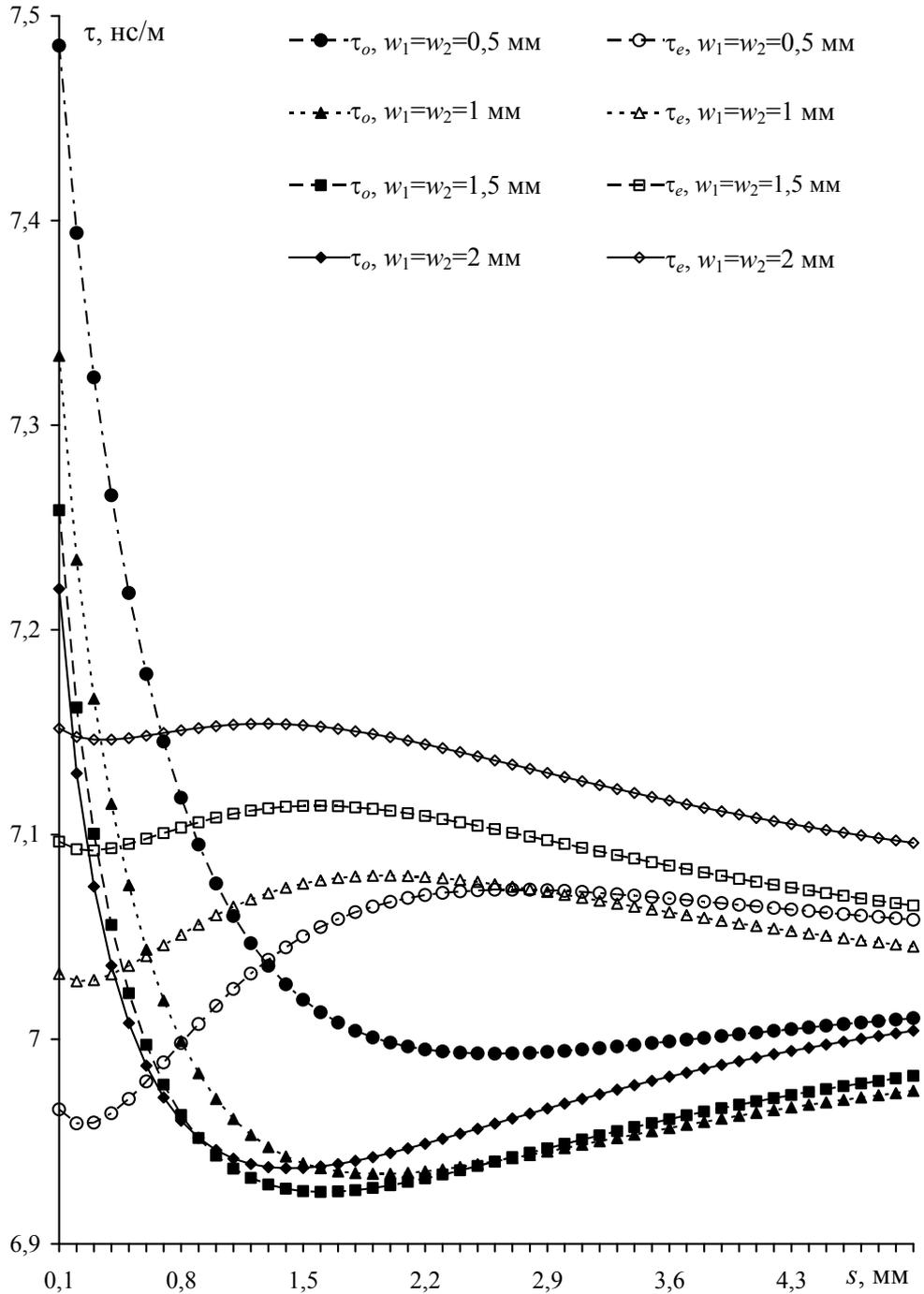


Рис. 3.7. Зависимости задержек мод τ_e и τ_o от параметра s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

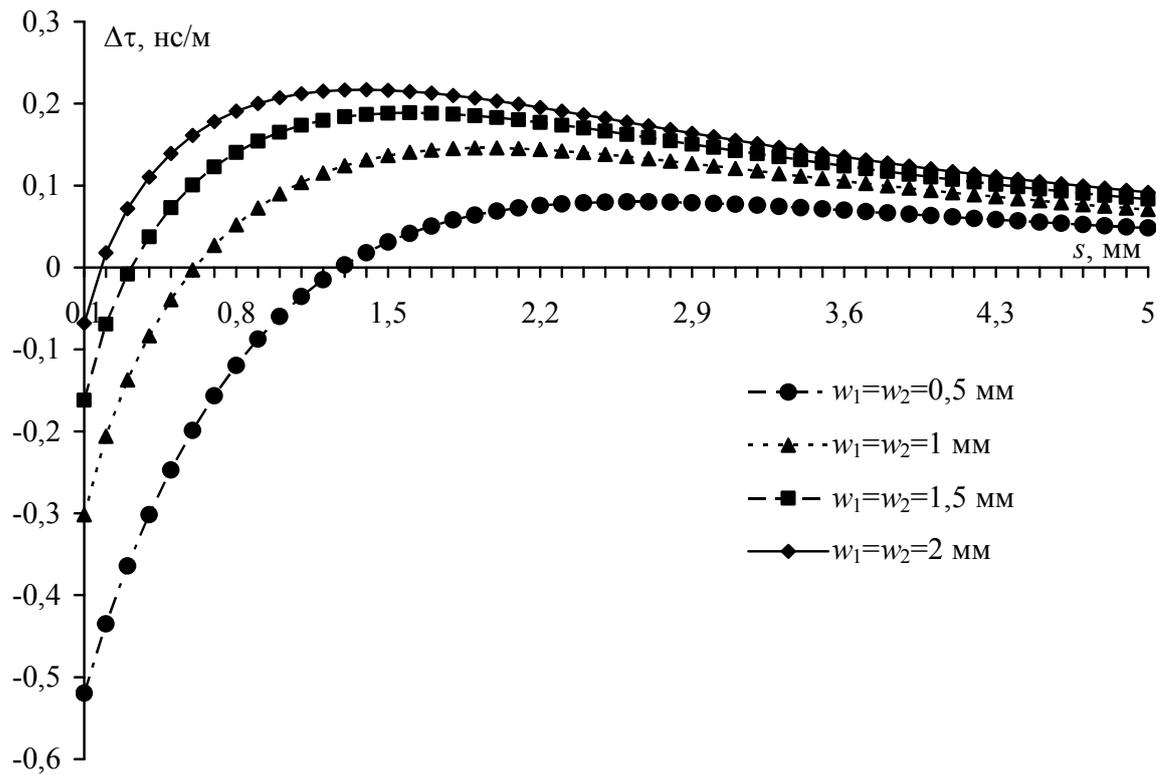


Рис. 3.8. Зависимость разности задержек мод $\Delta\tau$ от параметра s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

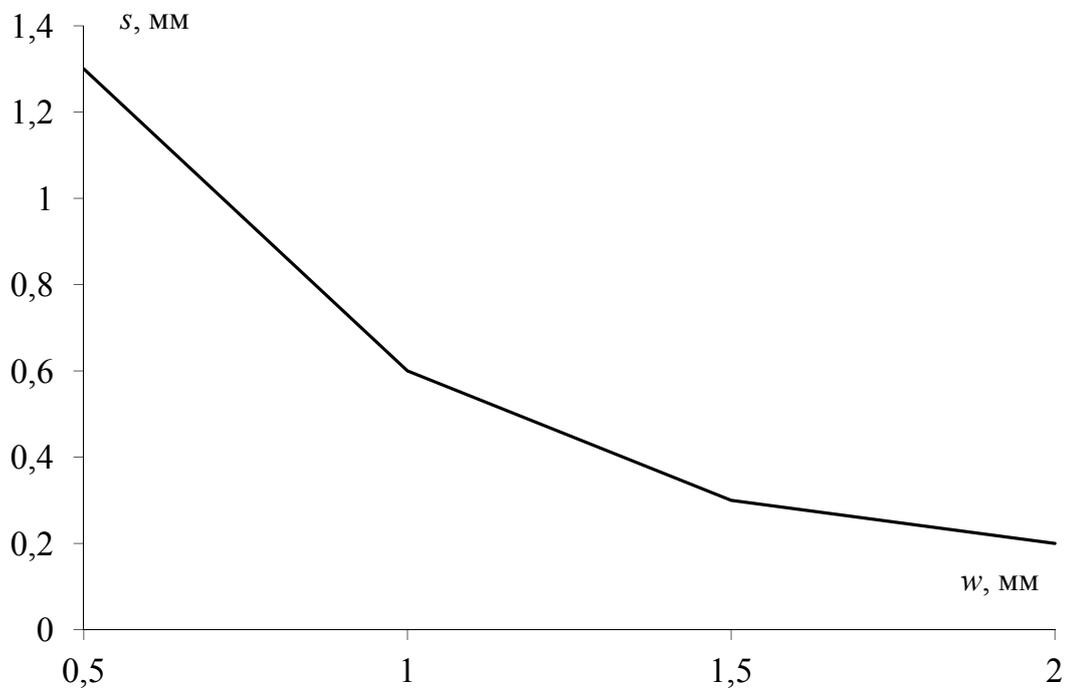


Рис. 3.9. Зависимость расстояния s , при котором $\Delta\tau=0$, от параметра w

В результате минимальное значение $\Delta\tau_{\min} = -0,51976$ нс/м наблюдается в структуре при $w_1=w_2=0,5$ мм и $s=0,1$ мм, а максимальное $\Delta\tau_{\max} = 0,21701$ нс/м — при $w_1=w_2=2$ мм и $s=1,4$ мм.

3.1.4. Нижний слой

Поперечное сечение исследуемой структуры при $s=0,5$ мм, $w_1=w_2=0,5$ мм представлено на рис. 3.10. Расстояние от края структуры до проводника $d=2w_1$. Значение автосегментации $0,1 \cdot 10^{-4}$.

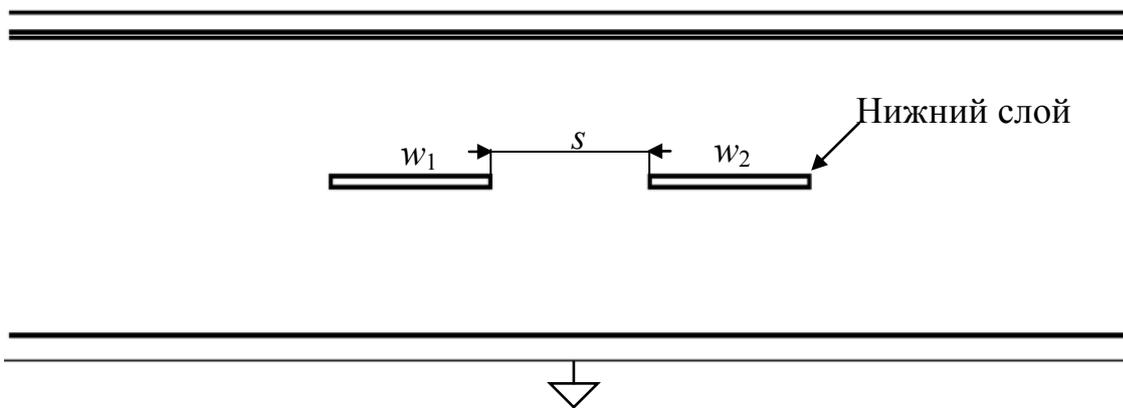


Рис. 3.10. Поперечное сечение исследуемой структуры при $s=0,5$ мм, $w_1=w_2=0,5$ мм

Вычисленные зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau$ от s с шагом $0,1$ мм при $w_1=w_2=0,5-2$ мм представлены на рис. 3.11, 3.12. Видно, что при изменении расстояния s на графиках задержек мод τ_e , τ_o появляются максимумы и минимумы и есть значение s , при котором $\Delta\tau = 0$. Кроме того, есть области, где $\Delta\tau$ имеет разные знаки, и чем больше значение w , тем меньше значение s , при котором $\Delta\tau = 0$.

На рис. 3.13 показана зависимость параметра s , при котором $\Delta\tau = 0$, от значения w . Видно, что, чем больше s , тем меньше w .

В результате минимальное значение $\Delta\tau_{\min} = -0,42629$ нс/м наблюдается в структуре при $w_1=w_2=0,5$ мм и $s=0,1$ мм, а максимальное $\Delta\tau_{\max} = 0,11015$ нс/м — при $w_1=w_2=2$ мм и $s=1,9$ мм.

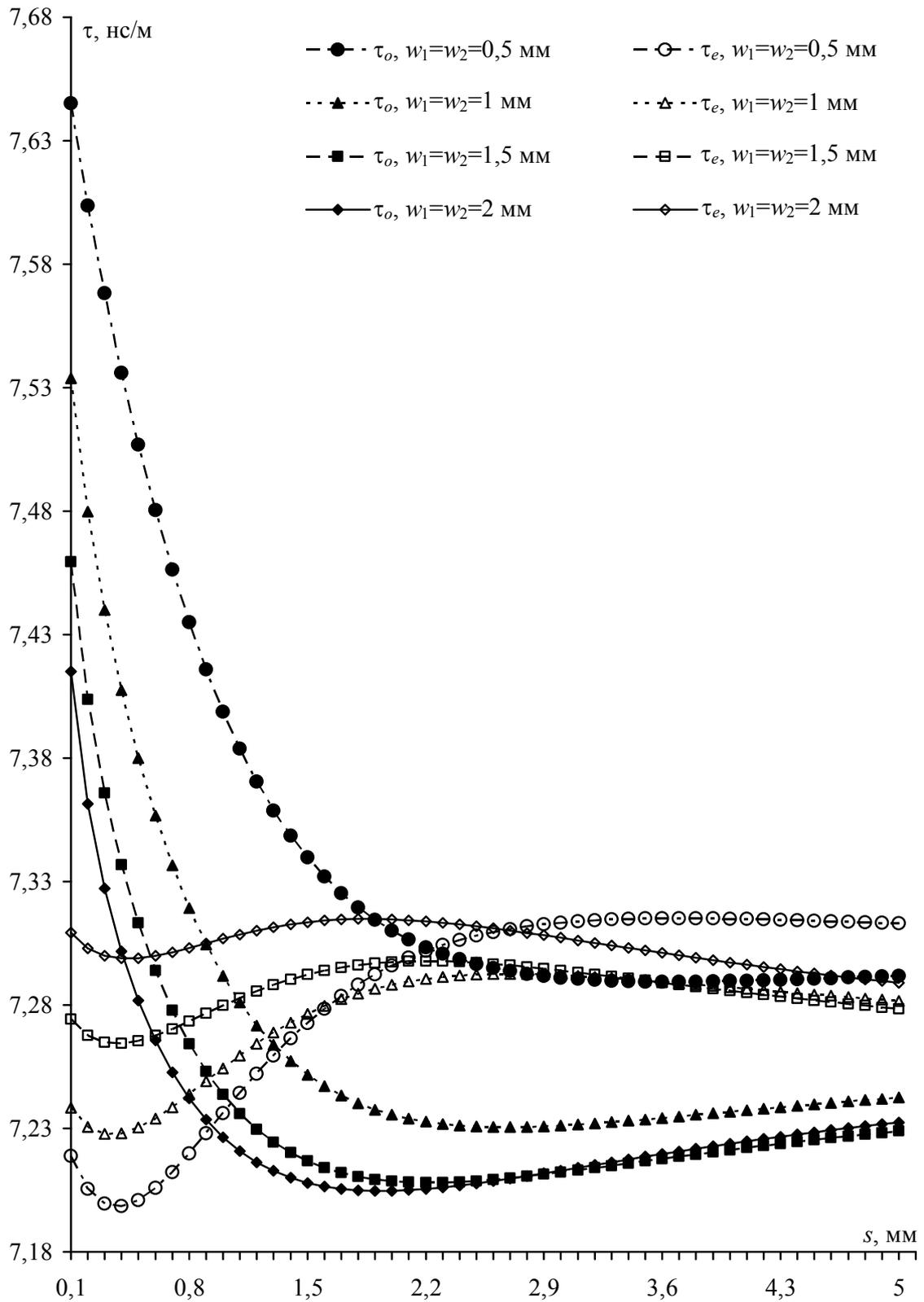


Рис. 3.11. Зависимости задержек мод τ_e и τ_o от параметра s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

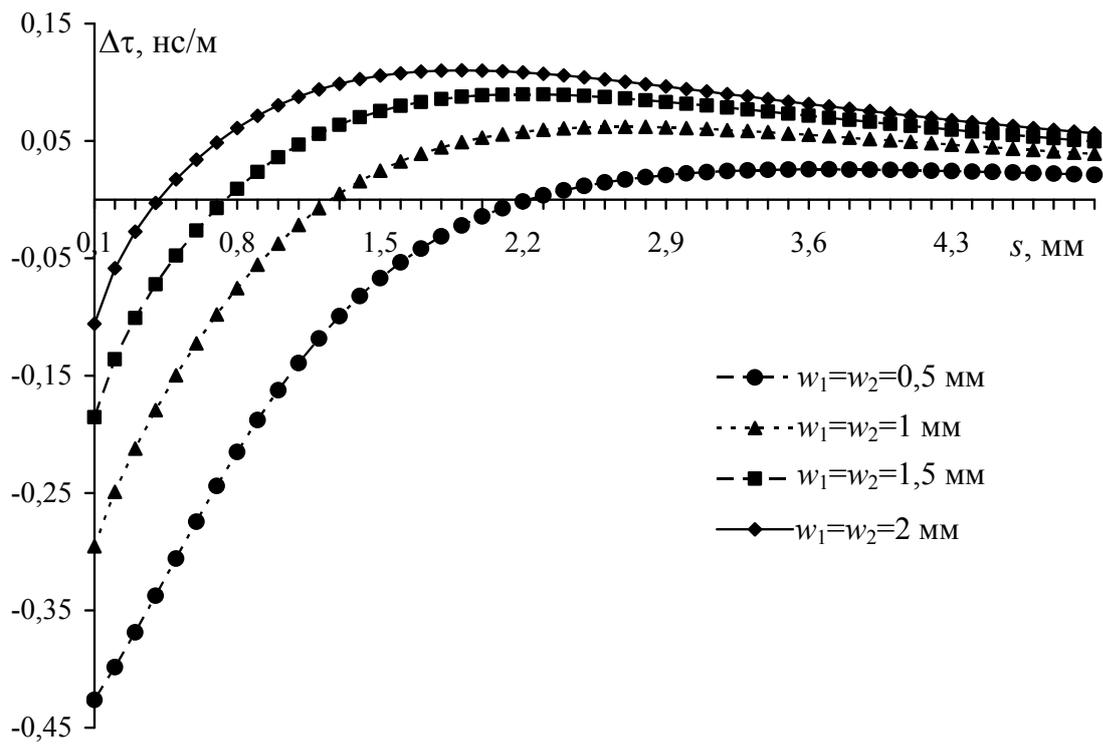


Рис. 3.12. Зависимость разности задержек мод $\Delta\tau$ от параметра s при $w_1=w_2=0,5-2$ мм

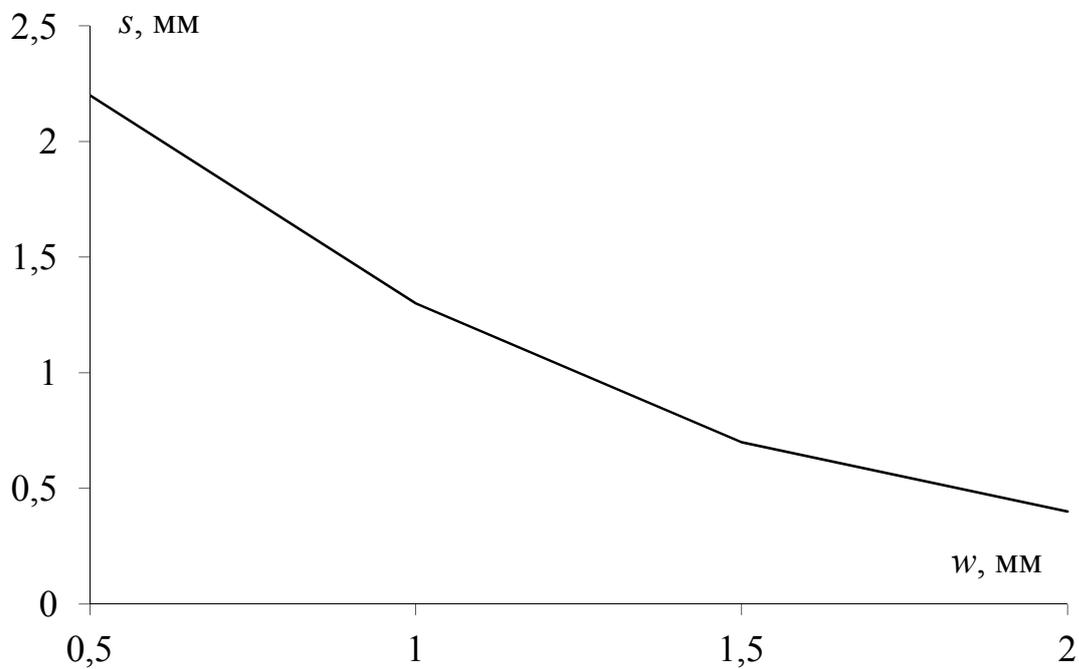


Рис. 3.13. Зависимость расстояния s , при котором $\Delta\tau=0$, от параметра w

3.2. Печатная плата с подвешенными и обращенными линиями без лака и с лаком

3.2.1. Плата без лака

Исследуем связанные полосковые линии: обращенные полосковые линии (ОПЛ), подвешенные полосковые линии (ППЛ), подвешенные обращенные полосковые линии (ПОПЛ) на печатной плате без лака и с лаком.

Структура поперечного сечения фрагмента платы показана на рис. 3.14, где $t = 35$ мкм, w — толщина и ширина проводников, d — расстояние от проводника до края структуры. Печатная плата на основе стеклотекстолита толщиной $h_2 = (0,25 \pm 0,04)$ мм с $\epsilon_{r2} = 5,4$ и $\text{tg } \delta_2 = 0,025$ прессуется к металлической пластине через диэлектрический слой толщиной $h_1 = 0,248$ мм с $\epsilon_{r1} = 5,4$ и $\text{tg } \delta_1 = 0,025$, сверху покрыта лаком $h_3 \approx 3 \cdot (18-22)$ мкм, $\epsilon_{r3} = 3,5$, $\text{tg } \delta_3 = 0,01$, расстояние от края структуры $d = 2w$.

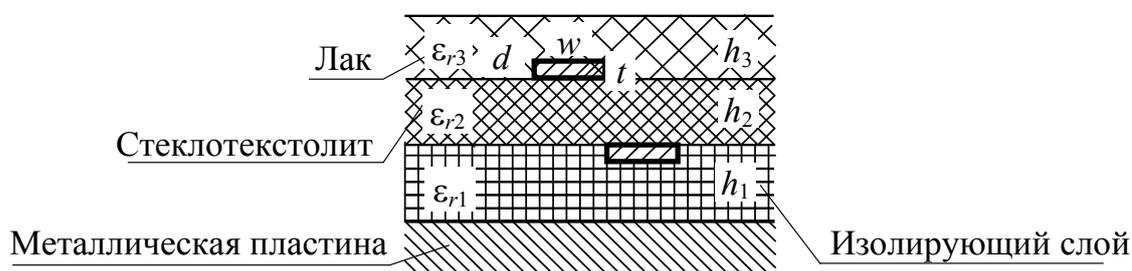


Рис. 3.14. Фрагмент поперечного сечения печатной платы

Рассмотрим прежде всего печатную плату без лака. Вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено для значений ширины проводника $w = 0,5; 1; 2$ мм при изменении расстояния между проводниками в диапазоне $s = 0,5-5$ мм. Поперечные сечения связанных ОПЛ, ППЛ, ПОПЛ представлены на рис. 3.15.

В результате для ОПЛ получено, что значения погонных задержек мод и их разности практически не изменяются с увеличением расстояния между проводниками и ширины проводников и находятся в диапазоне: $\tau_e = (7,429 \pm 0,023)$ нс/м, $\tau_o = (7,364 \pm 0,021)$ нс/м, $|\Delta\tau| = (0,0653 \pm 0,0453)$ нс/м.

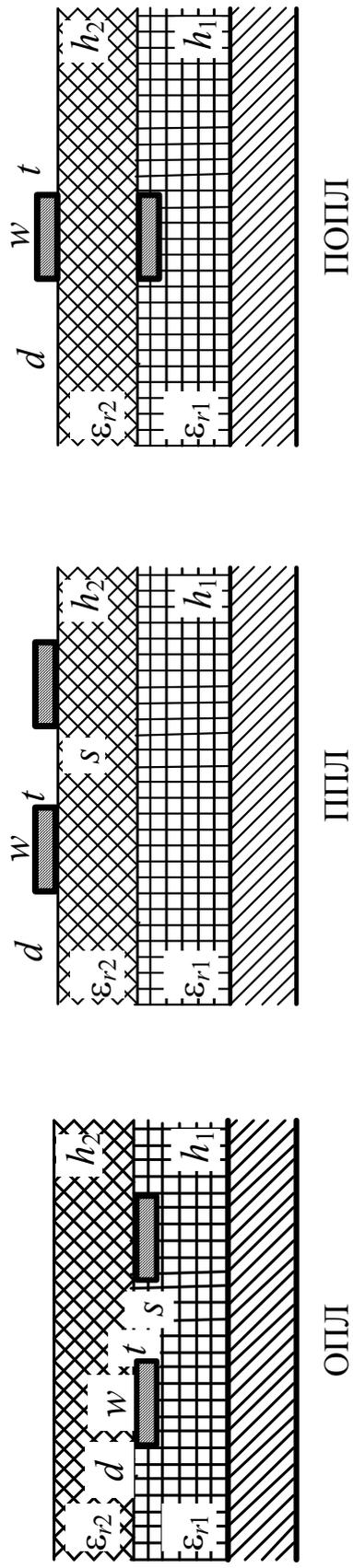


Рис. 3.15. Поперечные сечения связанных ОПЛ, ПШЛ и ПОШЛ

Для всех ППЛ полученные зависимости представлены на рис. 3.16, 3.17. Видно, что с увеличением расстояния между проводниками для всех трех вариантов графики имеют одинаковый характер и при увеличении ширины проводников значения погонных задержек мод увеличиваются.

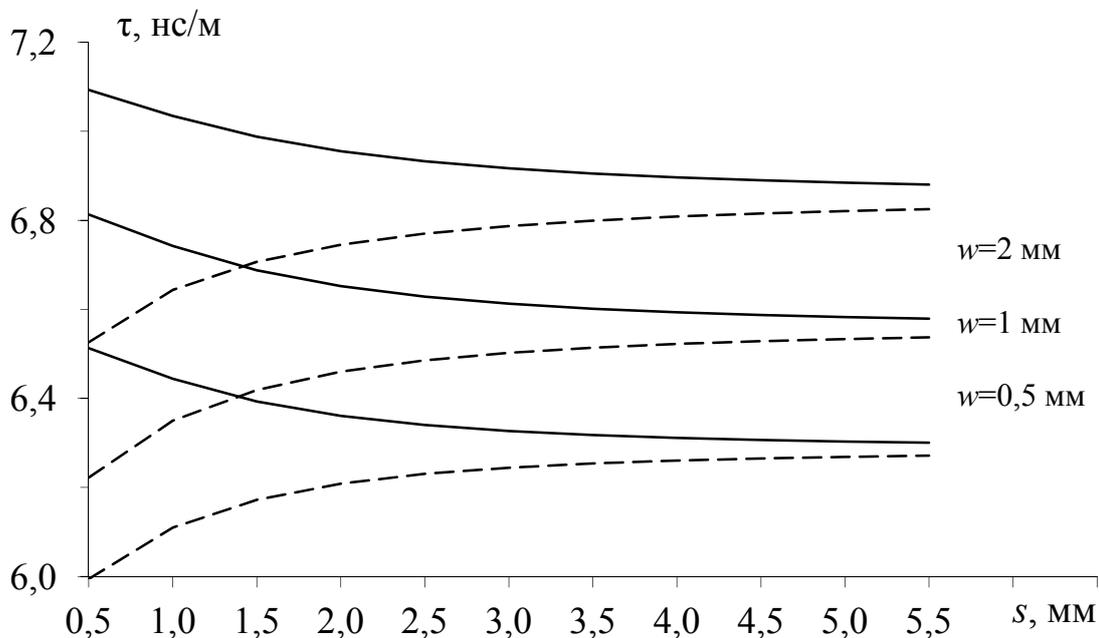


Рис. 3.16. Зависимость погонных задержек мод τ_e (—), τ_o (---) связанных ППЛ от расстояния s

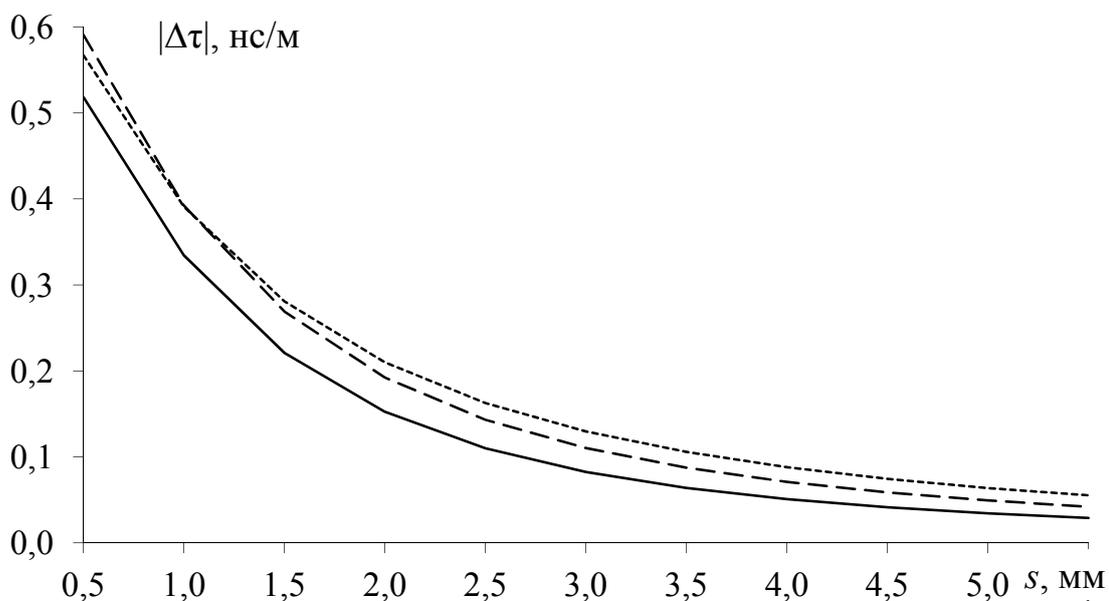


Рис. 3.17. Зависимость разности погонных задержек мод связанных ОПЛ от расстояния s : $w=2$ мм (---), 1 мм (---), $0,5$ мм (—)

Разность погонных задержек мод с увеличением расстояния между проводниками уменьшается, а при $s=1$ мм не зависит от ширины проводников, что полезно исследовать более детально.

Для связанных ПОПЛ вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено для значений ширины проводника $w=0,5; 1; 2$ мм при изменении расстояния между центрами проводников в диапазоне $\Delta=0-4,5$ мм (рис. 3.18, 3.19).

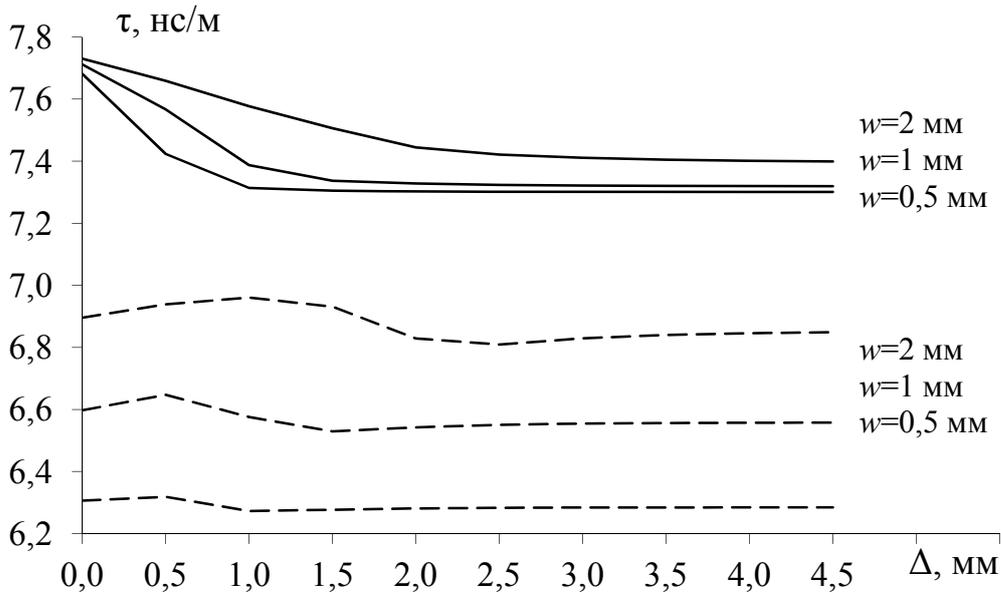


Рис. 3.18. Зависимость погонных задержек мод τ_e (—), τ_o (---) связанных ПОПЛ от расстояния между центрами проводников

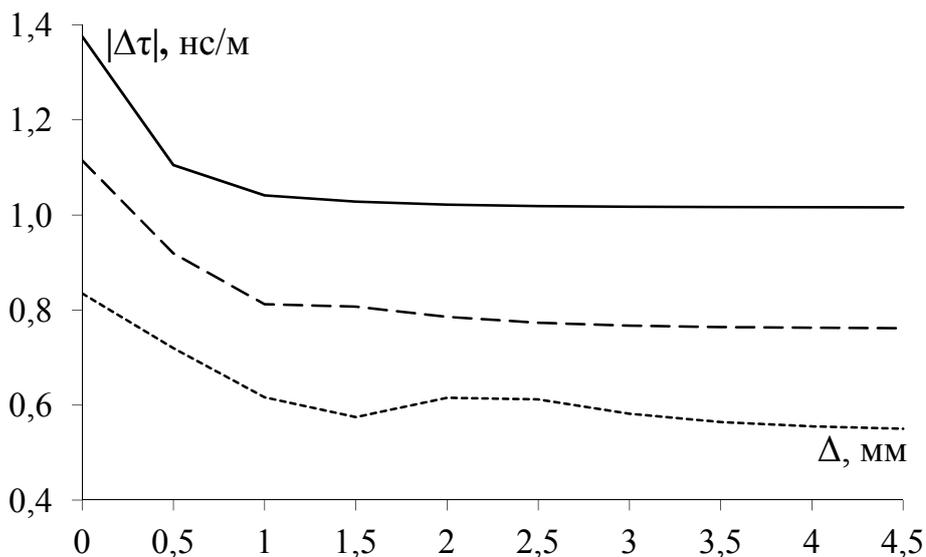


Рис. 3.19. Зависимости разности погонных задержек мод связанных ПОПЛ от расстояния между центрами проводников: $w=2$ мм (---), $w=1$ мм (-.-.-), $w=0,5$ мм (—)

Видно, что для варианта, когда проводники находятся строго друг под другом, разность погонных задержек мод имеет максимальное значение. При этом максимальное значение разности погонных задержек равно 1,4 нс/м при $w=0,5$ мм.

3.2.2. Плата с лаком

Поперечные сечения рассматриваемых структур представлены на рис. 3.20. При вычислениях толщина слоя лака изменялась в диапазоне $h_3 = 0-0,5$ мм при $s = 0,5$ мм, $w = 2$ мм.

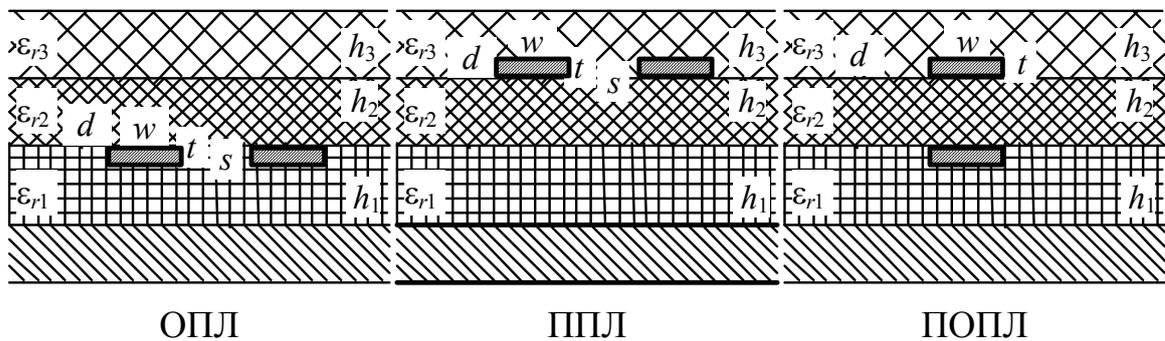


Рис. 3.20. Поперечные сечения связанных ОПЛ, ППЛ и ПОПЛ с лаком

Вычисленные разности задержек мод при изменении толщины лака представлены на рис. 3.21.

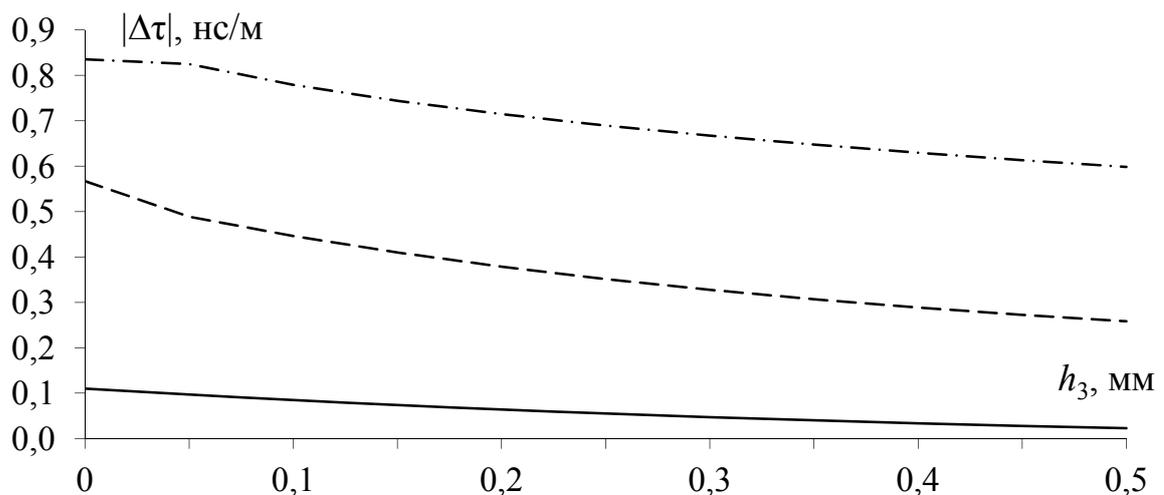


Рис. 3.21. Зависимость разности погонных задержек мод от толщины лака для ОПЛ (—), ППЛ (---), ПОПЛ (-·-·-·-)

Из рис. 3.21 видно, что максимальное значение разности погонных задержек для ОПЛ составляет 0,12 нс/м; ППЛ — 0,58 нс/м; ПОПЛ — 0,83 нс/м. Зависимости имеют почти линейный характер, и при увеличении толщины слоя лака до $h_3=0,5$ мм значения разности погонных задержек уменьшаются: в 5 раз для ОПЛ; в 2,25 раза для ППЛ; в 1,4 раза для ПОПЛ.

Наиболее перспективной из исследуемых пар связанных линий является ПОПЛ, так как она имеет максимальное значение модуля погонной разности задержек мод (1,4 нс/м при $w=0,5$ мм), которое в меньшей степени подвержено влиянию лака.

3.3. Многослойная печатная плата

3.3.1. Изменение разноса проводников

Поперечное сечение печатной платы с плоскостью земли и двумя проводниками (1 и 2), погруженными в слой диэлектрика ($\epsilon_{r2}=5,4$), с воздухом над ним ($\epsilon_{r1}=1$) представлено на рис. 3.22. Проводники 1 и 2 располагались на разной высоте h . Ширина проводников принята равной 0,5 мм, толщина — 35 мкм.

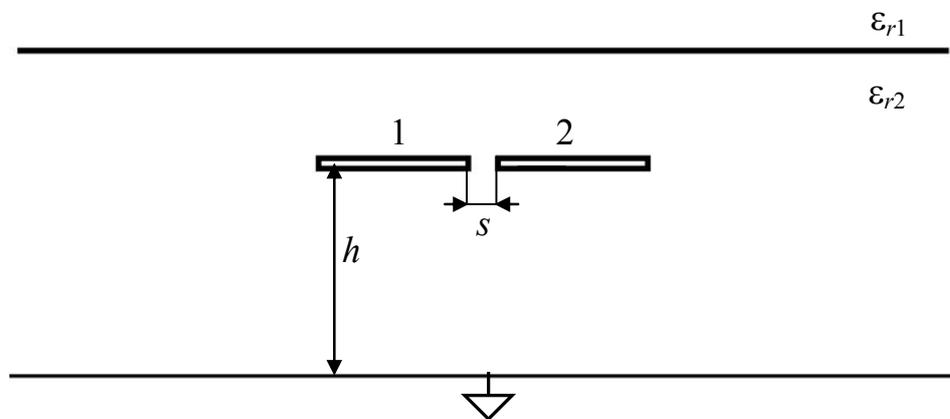


Рис. 3.22. Поперечное сечение печатной платы

На рис. 3.23 показаны зависимости задержек мод τ_o и τ_e от расстояния s при разной высоте h . Видно, что, чем больше проводники погружены в диэлектрик, тем больше τ_o и τ_e . Увеличение высоты h ведет к тому, что задержки мод τ_o и τ_e становятся равными при меньшем расстоянии s .

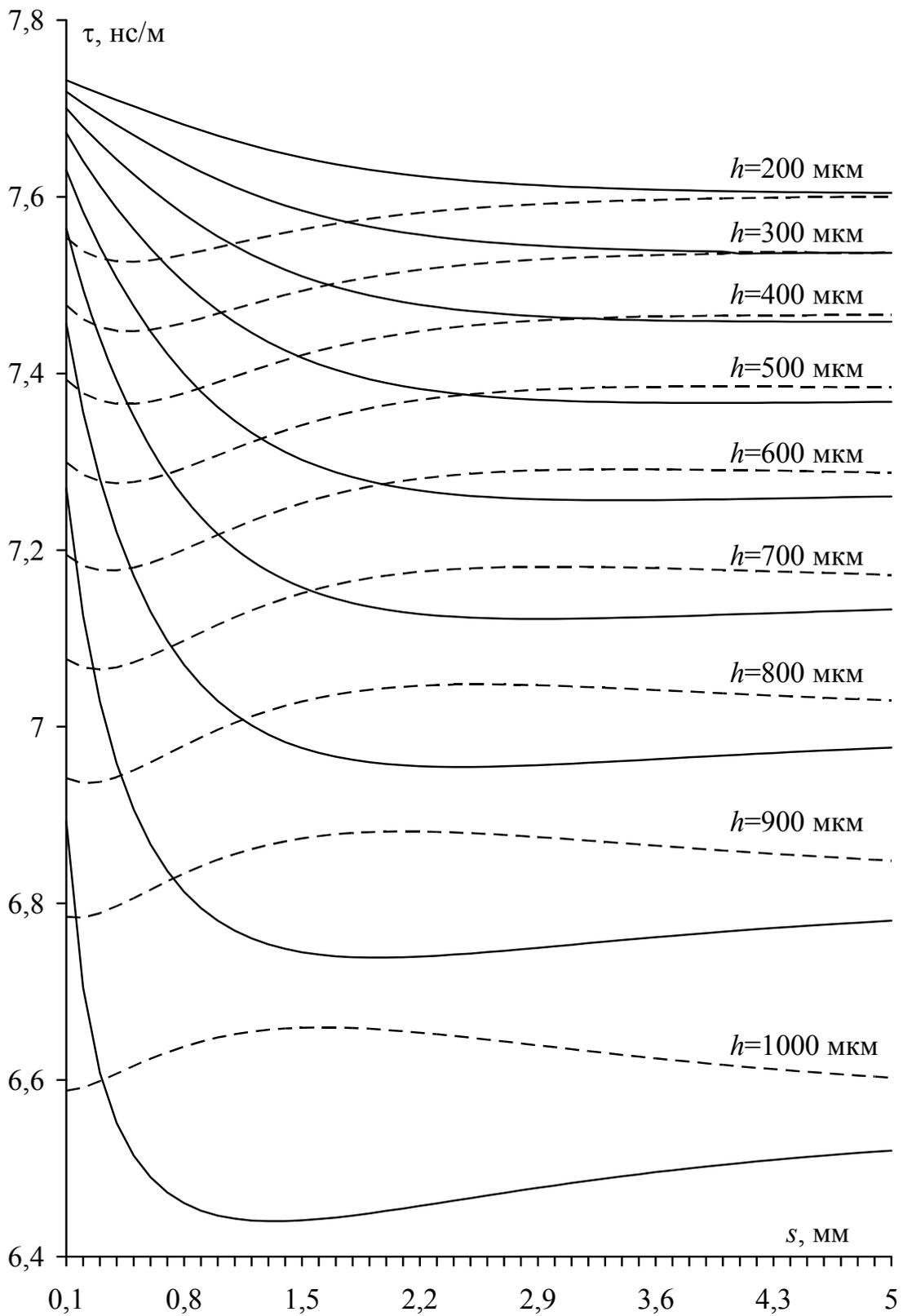


Рис. 3.23. Зависимость задержек мод τ_o (—) и τ_e (---) от расстояния s при разной высоте проводников h

На рис. 3.24 показаны зависимости разности задержек мод $\Delta\tau$ от параметра s при разных значениях h . Видно, что есть области, где $\Delta\tau$ имеет положительные и отрицательные значения, и, чем больше значение h , тем меньше расстояние s , при котором $\Delta\tau=0$.

На рис. 3.25 показана зависимость высоты h от расстояния s , при котором $\Delta\tau=0$. Видно, что, чем больше параметр s , тем меньше высота h .

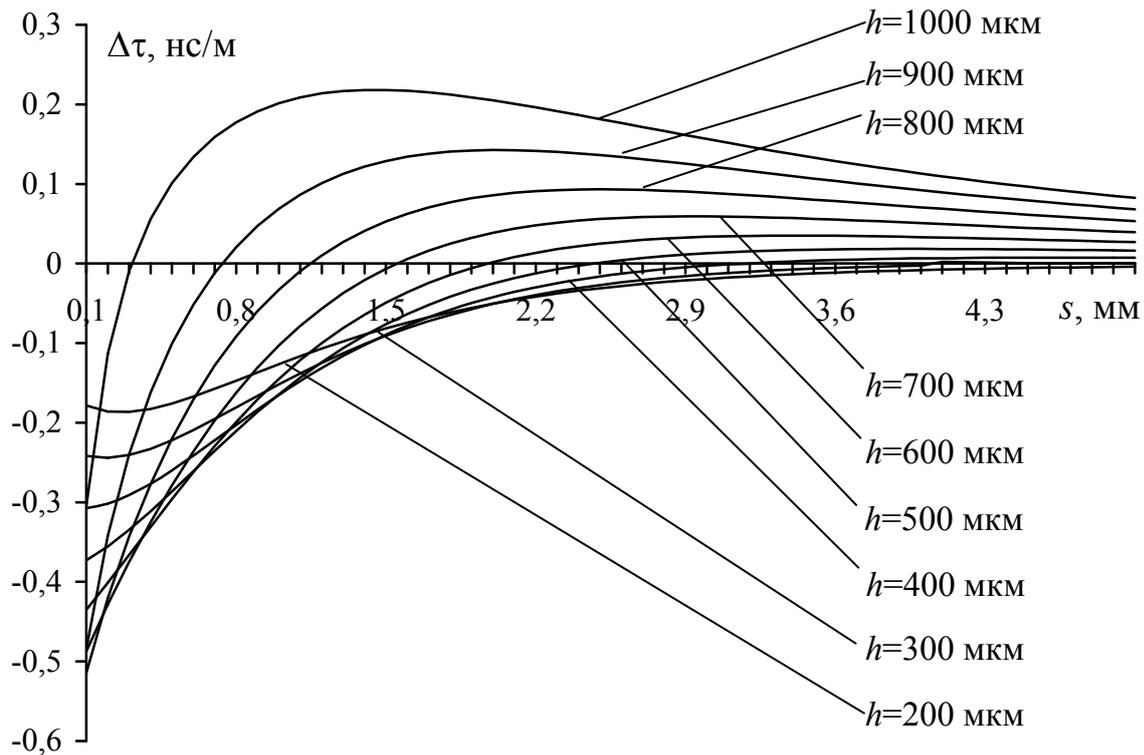


Рис. 3.24. Зависимость разности задержек мод $\Delta\tau$ от расстояния s при разной высоте проводников h

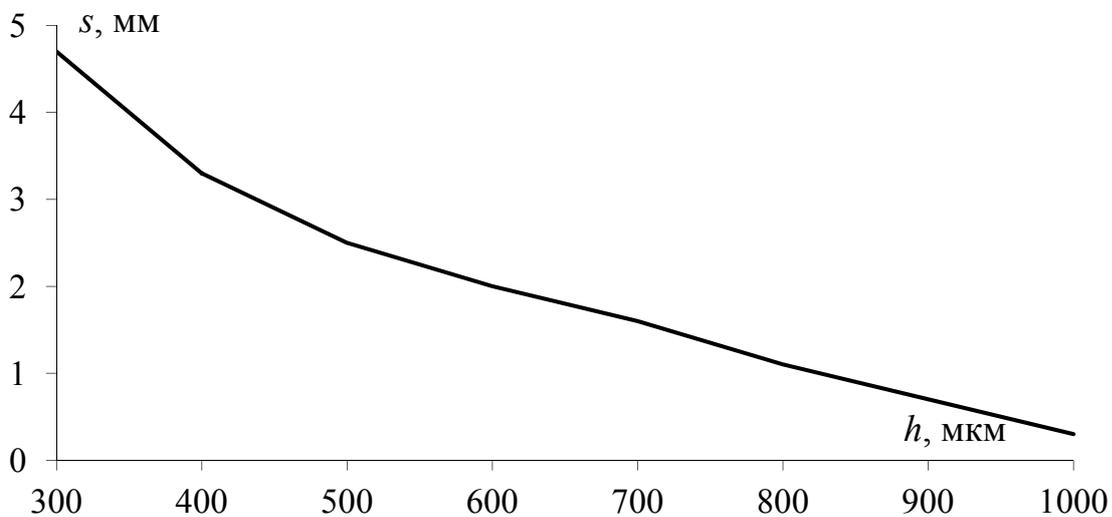


Рис. 3.25. Зависимость высоты h от расстояния s , при котором $\Delta\tau=0$

3.3.2. Изменение высоты опорного проводника

Поперечное сечение печатной платы с тремя проводниками, погруженными в слой диэлектрика ($\epsilon_{r2} = 5,4$), и воздушным заполнением ($\epsilon_{r1} = 1$) представлено на рис. 3.26, где О — опорный проводник, А и П — активный и пассивный проводники. Высота опорного проводника h изменялась от 0,3 до 1,1 мм. Разнос s между активным и пассивным проводниками увеличивался от 0,1 до 5 мм с шагом 0,1 мм. Ширина проводников принята равной 0,5 мм, а толщина — 35 мкм. Расстояние активного и пассивного проводников до нижней границы диэлектрика принято равным 300 мкм, а расстояние между границами диэлектриков — 1100 мкм.

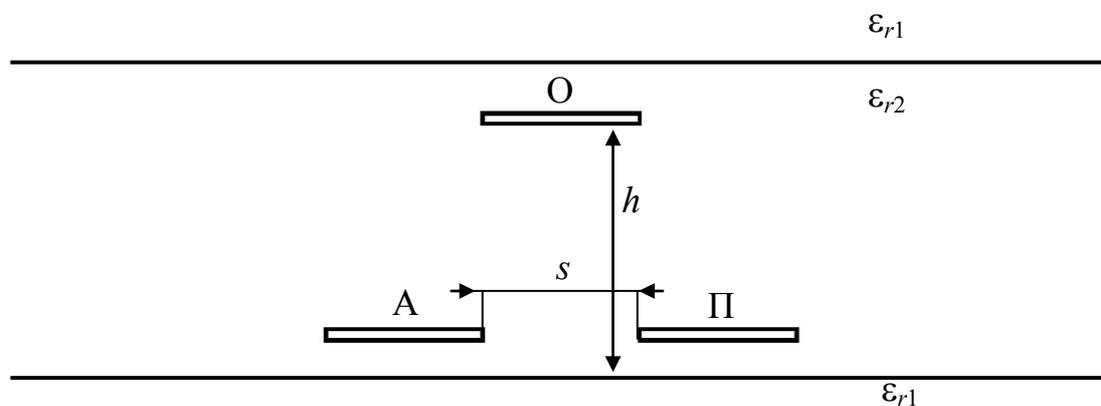


Рис. 3.26. Поперечное сечение печатной платы

На рис. 3.27 показаны зависимости задержек мод τ_o и τ_e от расстояния s при разной высоте h . Видно, что, чем больше h , тем меньше τ_o и τ_e . Увеличение значения h ведет к тому, что задержка τ_o становится меньше τ_e .

На рис. 3.28 показаны зависимости разности задержек мод $\Delta\tau$ от параметра s при разных значениях высоты h . Видно, что есть области, где $\Delta\tau$ имеет положительные и отрицательные значения, при увеличении высоты h появляется такое значение параметра s , при котором $\Delta\tau = 0$.

Из полученных результатов видно, что в исследуемой структуре в зависимости от ее параметров можно получить изменение знака разности задержек мод $\Delta\tau$. Так, при одном наборе параметров получится структура с положительной разностью $\Delta\tau$, а при другом — с отрицательной.

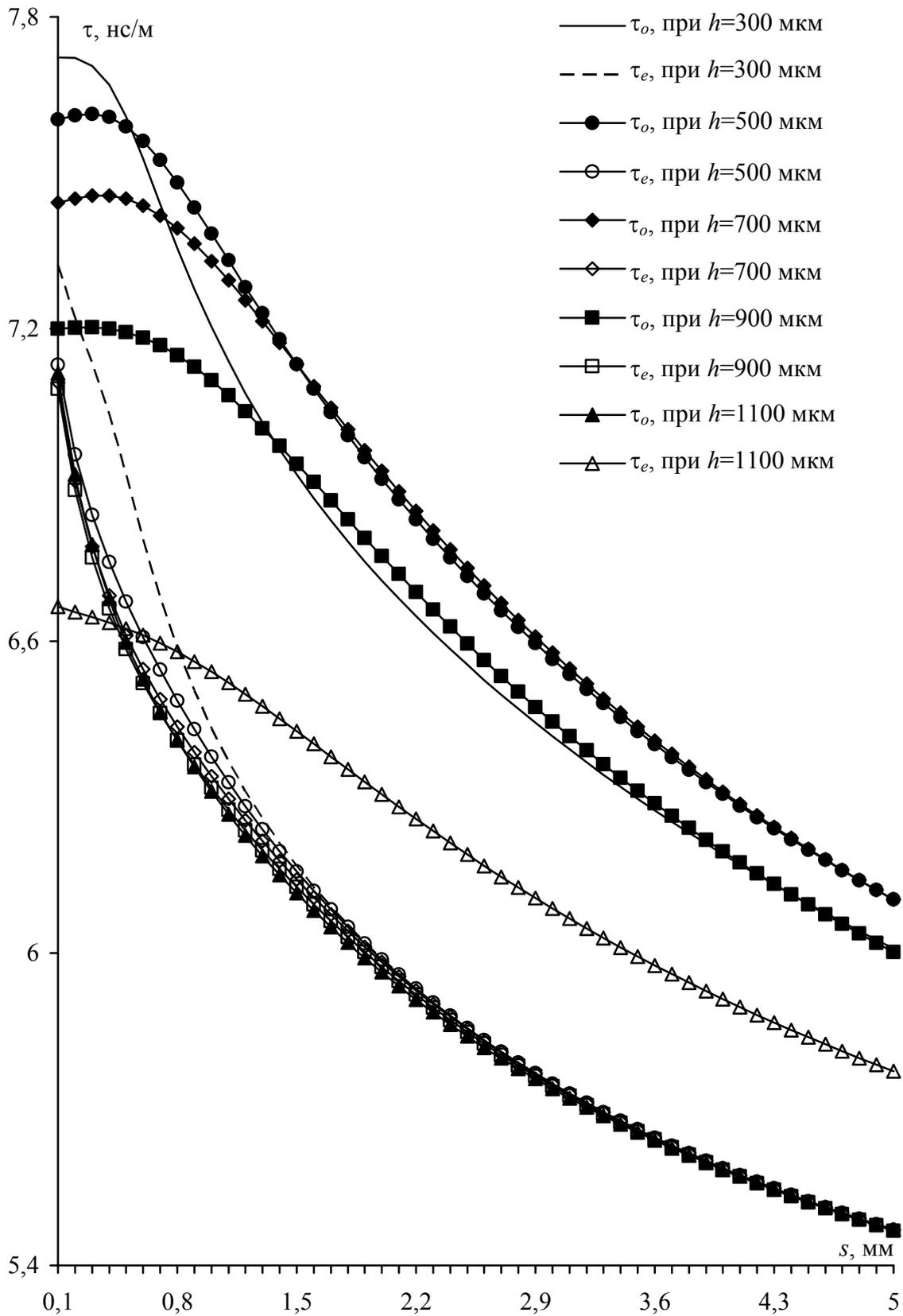


Рис. 3.27. Зависимость задержек мод τ_o и τ_e от расстояния s при разной высоте h

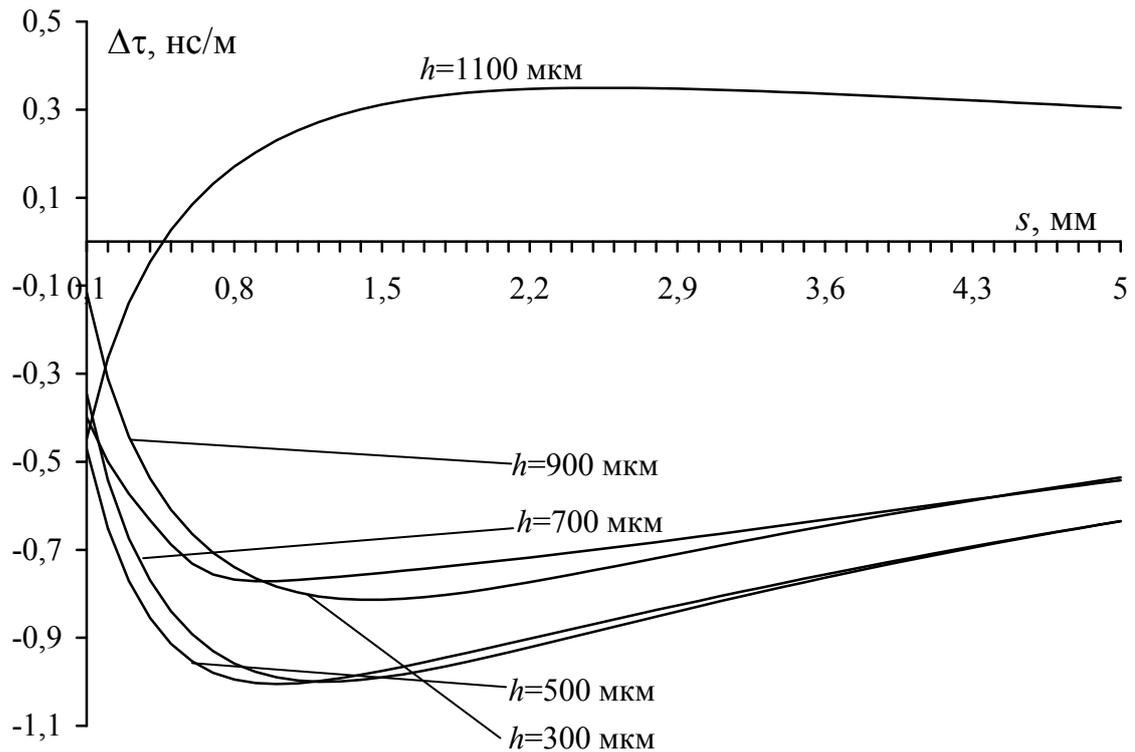


Рис. 3.28. Зависимость разности задержек мод $\Delta\tau$ от расстояния s при разной высоте h

Такая ситуация возможна, если опорный проводник будет расположен на максимальной высоте, как можно ближе к границе с воздухом или на границе между воздухом и диэлектриком. Примечательно, что при этом структура становится близкой к рассмотренной ранее структуре с расположением опорного проводника на одной границе подложки, а сигнального и пассивного — на другой. Только здесь они углублены и это приводит к уменьшению значения $\Delta\tau$ при малых значениях расстояния между проводниками s и даже к смене знака.

4. Однокаскадный модальный фильтр с лицевой связью

4.1. Симметричный модальный фильтр

4.1.1. Структура поперечного сечения

Структура модального фильтра с лицевой связью (рис. 4.1) основана на связанных линиях с лицевой электромагнитной связью. При этом, как было показано в подразделе 1.2, амплитуда импульсов разложения меньше, чем для структур со слабой связью, и определяется выражением для нормированных амплитуд (1.4).

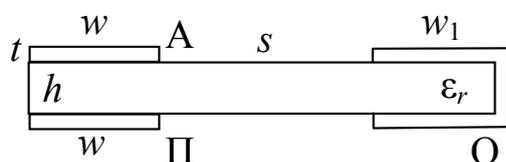


Рис. 4.1. Модальный фильтр с лицевой связью. Проводники: А – активный, П – пассивный, О – опорный

Параметры структуры: ширина активного и пассивного проводников $w=1$ мм, опорного (с одной стороны диэлектрика) — $w_1=1,15$ мм, толщина всех проводников $t=105$ мкм, расстояние между активным (пассивным) и опорным проводником $s=4,87$ мм, толщина диэлектрической подложки $h=0,29$ мм, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 5$.

Зависимость амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки h , которая, в частности, влияет на связь в линии, построенная с использованием формулы (1.4), приведена на рис. 4.2.

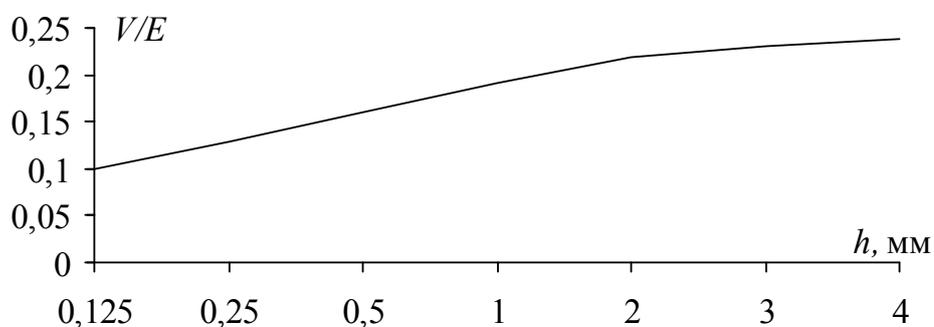


Рис. 4.2. Зависимость нормированных амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки

Видно, что при меньших толщинах диэлектрика можно получить импульсы разложения на выходе МФ с меньшими амплитудами.

4.1.2. Параметрическая оптимизация

Оптимизация выполнялась по критерию максимизации значения $\Delta\tau$ с учетом требований миниатюризации, экономической целесообразности и максимального пропускаемого тока. Используя генетический алгоритм, можно найти оптимальные значения геометрических параметров для фиксированного значения одной из характеристик исследуемой структуры. В данном случае такой характеристикой является волновое сопротивление, значение которого выбрано равным $Z = 50$ Ом в соответствии с измерительным трактом осциллографа, к которому подключается макет.

Параметрическая оптимизация генетическим алгоритмом проводилась для диапазона значений ширины полосок $w = 2-3,4$ мм, $w_1 = 0,5-1,7$ мм и расстояния между полосками $s = 2-3$ мм. Диапазоны значений этих геометрических параметров устанавливались, исходя из ограниченной общей ширины реального поперечного сечения структуры. Толщина полосок $t = 0,105$ мм и диэлектрического материала $h = 0,29$ мм была выбрана из широко распространенного ряда значений с учетом максимального пропускаемого тока в проводниках. Материал с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 5$ (стеклотекстолит) выбран из соображений дешевизны и общедоступности.

Результатом оптимизации стали следующие значения геометрических параметров линии: $w=3,35$ мм, $s=3$ мм, $w_1=1,62$ мм. В табл. 4.1 приведены значения геометрических параметров и вычисленных характеристик МФ.

Таблица 4.1

Геометрические параметры и вычисленные характеристики
модального фильтра с лицевой связью

w , мм	s , мм	w_1 , мм	h , мм	t , мм	$\Delta\tau$, нс/м	V_1 , В	V_2 , В	Z_o , Ом	Z_e , Ом	$(Z_o Z_e)^{1/2}$, Ом
3,35	3	1,62	0,29	0,105	3,26	0,1	0,1	6,56	386,8	50,4

Из таблицы видно, что ширина w активного проводника примерно в 2 раза больше ширины w_1 опорного, что важно при максимально допустимых значениях пропускаемого тока. Значение s получилось максимальным, что дает наибольшую разность задержек мод $\Delta\tau$ при ограниченной ширине поперечного сечения структуры с волновым сопротивлением $Z=50$ Ом. Общая ширина поперечного сечения структуры составила 8 мм. Разность погонных задержек мод $\Delta\tau = 3,26$ нс/м, амплитуды импульсов разложения $V_1=V_2=0,1$ В при ЭДС 1 В. Обеспечивается условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра — равенство значений сопротивлений на его концах среднегеометрическому значению импедансов четной (Z_e) и нечетной (Z_o) мод.

4.1.3. Моделирование параметров и характеристик

Фотография макета модального фильтра представлена на рис. 4.3 [46]. Значения геометрических параметров макета отличаются от полученных при оптимизации ($w=3,35$ мм, $s=3$ мм, $w_1=1,62$ мм), поэтому необходимо провести исследование влияния отклонения геометрических параметров изготовленного макета на его характеристики. Для этого геометрические параметры макета длиной $l = 65$ см измерялись через каждые 5 см. Результаты измерений сведены в табл. 4.2.

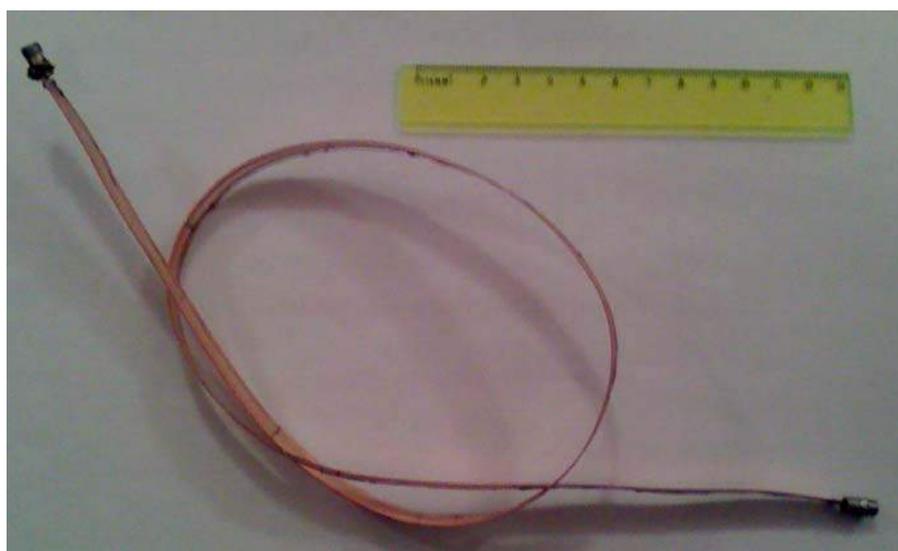


Рис. 4.3. Макет модального фильтра, свернутый петлей

Таблица 4.2

Значения параметров макета модального фильтра

Параметр	Длина линии l , см													
	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65
w , мм	3,5	3,8	4	3,4	3,3	3,3	3,3	3,1	3	3,6	3,2	3	2,5	3
s , мм	3	3,3	2,5	3	3,6	3,7	3,6	3,3	3,7	3	3,2	3,9	3,8	4
w_1 , мм	1,7	1,9	2,5	1,4	2,2	2,3	2,1	2,2	1,9	2,2	2	1,6	2	1,6

По данным табл. 4.2 вычислены средние арифметические значения для каждого из трех геометрических параметров: $w=3,3$ мм, $s=3,6$ мм, $w_1=2,1$ мм. Для них в системе TALGAT вычислены характеристики МФ. Результаты вычислений для исходных и средних измененных значений приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Значения характеристик макета модального фильтра

Параметры	w , мм	s , мм	w_1 , мм	$\Delta\tau$, нс/м	V_1 , В	V_2 , В	Z_o , Ом	Z_e , Ом	$(Z_o Z_e)^{1/2}$, Ом
Исходные	3,35	3	1,62	3,26	0,1	0,1	6,56	386,8	50,4
Измеренные	3,3	3,6	2,1	3,36	0,1	0,1	6,65	411,2	52,3

Из табл. 4.3 видно, что значения характеристик изготовленного макета модального фильтра имеют незначительные отклонения. Значения $\Delta\tau$ отличаются на 3 %. Важно, что волновое сопротивление $Z = (Z_e Z_o)^{1/2} = 52,3$ Ом незначительно (на 4,6 %) отличается от сопротивления 50 Ом измерительного тракта осциллографа, к которому планируется подключить изготовленный макет МФ.

4.1.4. Натурный эксперимент

Рассмотрим результаты, экспериментально подтверждающие разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре с лицевой связью. Испытания проводились с помощью осциллографа С9-11. Фотография макета МФ длиной $l=0,65$ м приведена на рис. 4.3, а схема включения ($R1=R3=R2=R4=50$ Ом) — на рис. 4.4.

На рис. 4.5,а представлена осциллограмма входного воздействия — это треугольный импульс амплитудой 229 мВ (с учетом

аттенюатора 20 дБ) и длительностью около 800 пс. Такое воздействие подавалось между активным и опорным проводником в соответствии со схемой включения, используемой при компьютерном моделировании (см. рис. 4.4). Отличительной особенностью схемы включения для натурального эксперимента является наличие разъемов СРГ-50 на концах МФ.

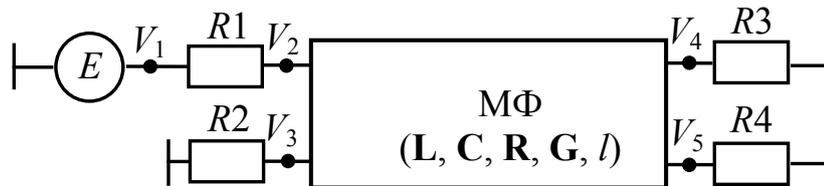


Рис. 4.4. Схема включения модального фильтра:
 V_1-V_5 – измерительные точки; R_1, R_3 – внутренние сопротивления источника ЭДС и канала осциллографа;
 R_2, R_4 – согласующие резисторы

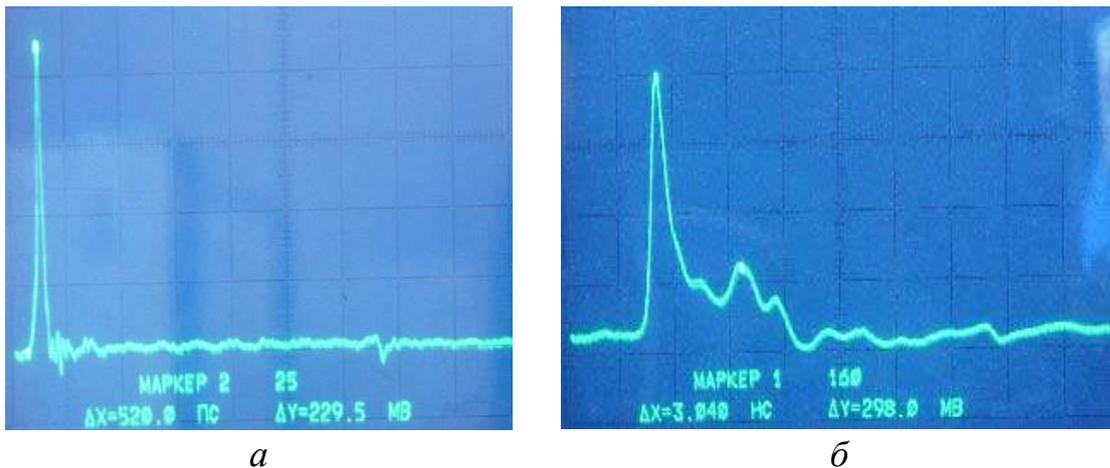


Рис. 4.5. Осциллограммы напряжения модального фильтра с лицевой связью: *а* – на входе (с аттенюатором 20 дБ);
б – на выходе (без аттенюатора)

На рис. 4.5,б показана осциллограмма сигнала на выходе МФ, измеренного без аттенюатора. Видно, что выходной сигнал представляет собой сумму двух импульсов, как и при компьютерном моделировании, что подтверждает возможность ослабления сверхкороткого импульса в МФ с лицевой связью. Временной интервал между вершинами (разность задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод), как зафиксировано маркерами осциллографа, составляет 3 нс, что на 0,7 нс больше, чем при компьютерном моделировании. Фор-

мы импульсов на выходе МФ значительно отличаются от форм, полученных при компьютерном моделировании, — они намного шире и сливаются в один импульс. Их амплитуды составляют 38 мВ и 10 мВ (с учетом аттенюатора 20 дБ), что соответственно в 6 и 23 раза меньше амплитуды входного воздействия. Это объясняется тем, что основная часть нечетной моды сигнала распространяется в диэлектрике, следовательно, она подвергается большему влиянию диэлектрических потерь, чем четная мода. Кроме этого, влияет и различие волновых сопротивлений мод.

Таким образом, уменьшение входного воздействия почти в 5 раз и эффект модального разложения в МФ с лицевой связью имеют место. Следовательно, результаты экспериментов подтверждают возможность ослабления помех в МФ с лицевой связью.

4.2. Асимметричный модальный фильтр

4.2.1. Структура поперечного сечения

Приведенные выше результаты моделирования показали, что модальный фильтр с лицевой связью на основе ПОПЛ имеет наибольшую разность задержек мод. Экспериментальное моделирование [47] исследуемого макета МФ свидетельствует, что он, действительно, обладает большой разностью задержек мод и способностью разлагать СКИ. Поэтому спроектирован ряд новых МФ с лицевой связью в виде печатных плат с заданными параметрами поперечного сечения. Для этого в системе TALGAT была спроектирована структура МФ с лицевой связью, поперечное сечение которой представлено на рис. 4.6. Особенностью такой структуры является отсутствие П-образной общей полоски, что упрощает ее размещение на печатной плате.

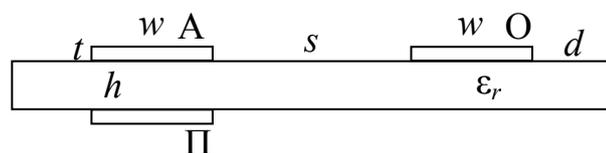


Рис. 4.6. Поперечное сечение новой структуры модального фильтра

На рис. 4.7 представлен временной отклик на входное воздействие длительностью 1 нс при длине структуры всего в 0,2 м на нагрузке 50 Ом.

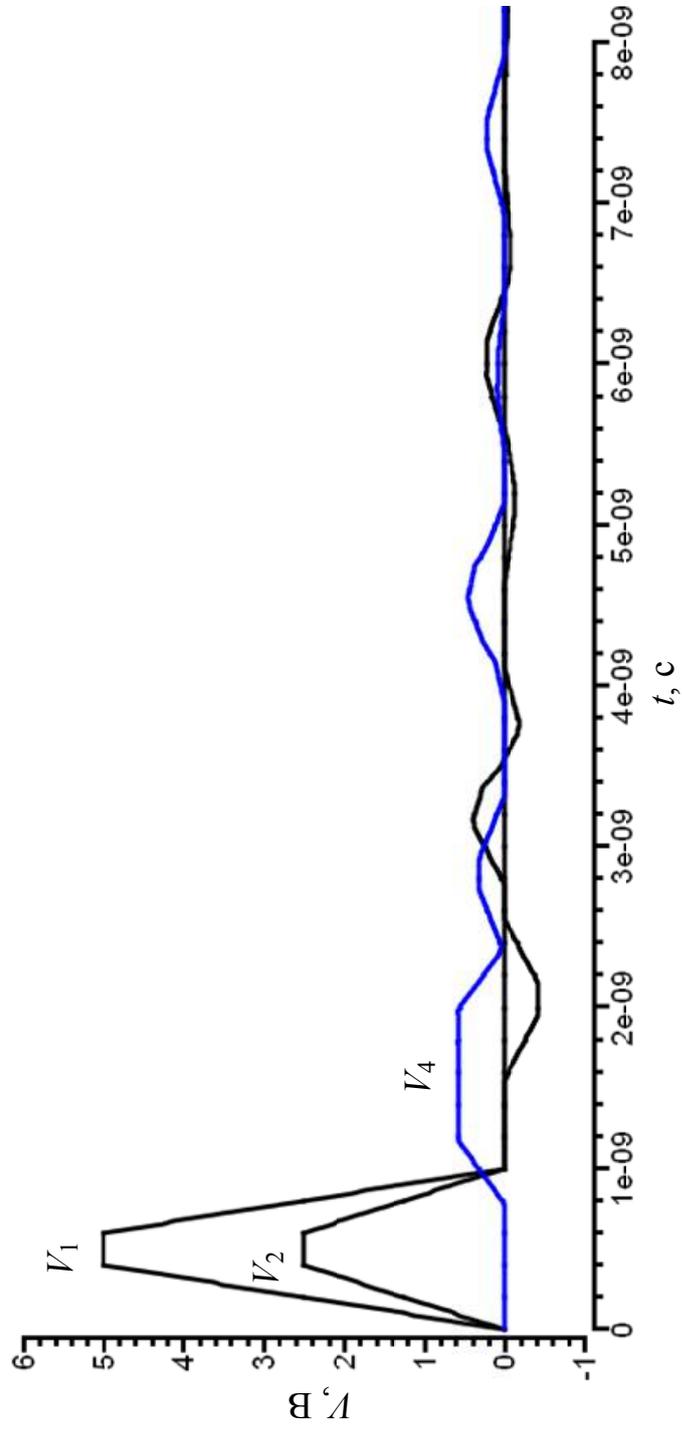


Рис. 4.7. Временной отклик на входное воздействие длительностью 1 нс при длине структуры 0,2 м

Видно, что такой длины недостаточно для полного разложения импульса, однако это не так важно, поскольку полное разложение не приведет к большему ослаблению входного сигнала, а лишь увеличит длину структуры. В данном случае наблюдается ослабление входного воздействия в 5 раз при разности погонных задержек распространения мод 3 нс/м.

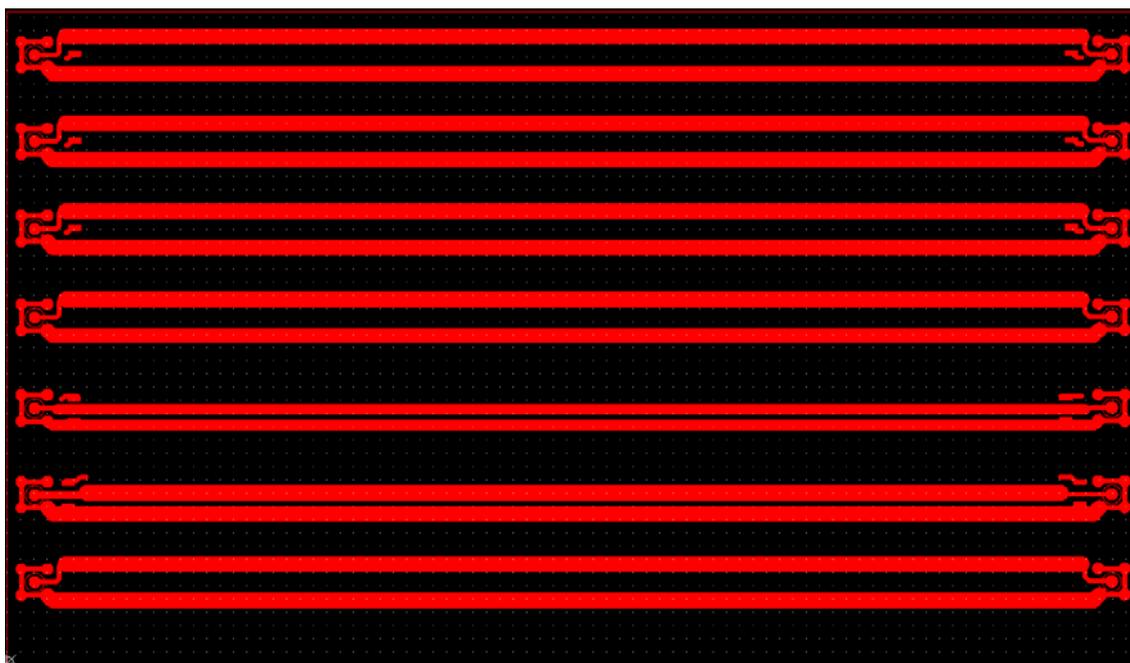
4.2.2. Конструкция макетов

Поперечное сечение, фотография и фотошаблоны семи макетов приведены на рис. 4.6, 4.8 и 4.9 соответственно. Схема включения макетов осталась прежней (см. рис. 4.4) при длине структуры $l = 0,2$ м.

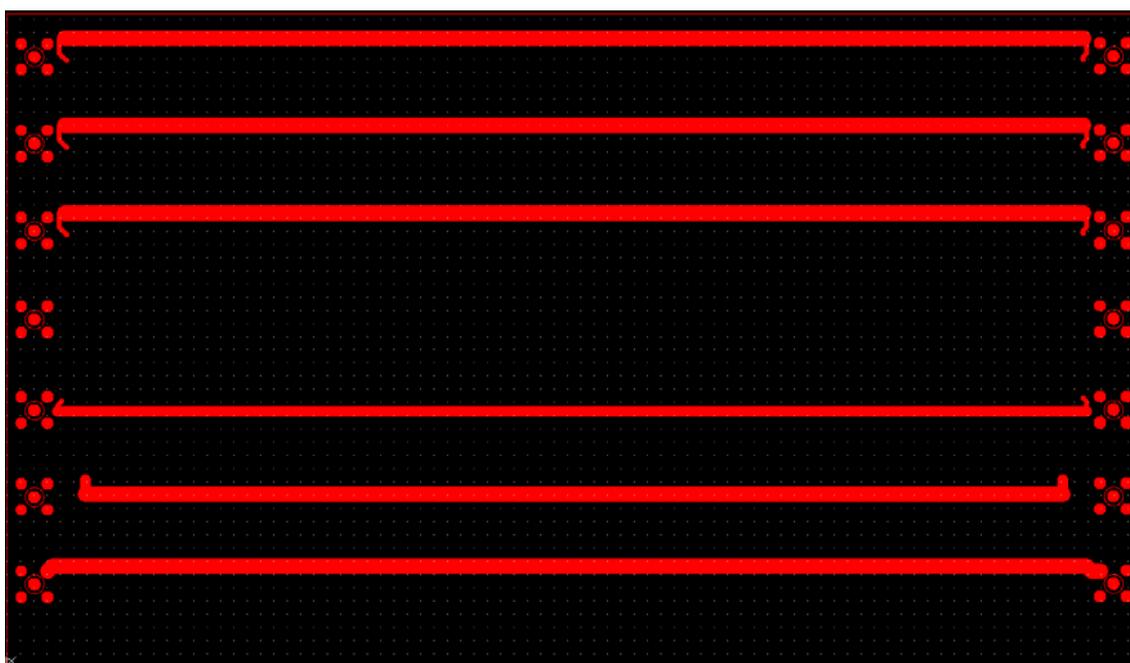


Рис. 4.8. Фотография макетов модальных фильтров

Все семь макетов изготовлены из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с толщиной диэлектрика 0,18 мм и толщиной фольги 35 мкм. Ко входам и к выходам каждого из макетов для стыковки с измерительными устройствами припаяны SMA-разъемы.



a



б

Рис. 4.9. Фотошаблоны стороны А (*a*) и Б (*б*) спроектированной платы

Для удобства каждому макету присвоен порядковый номер.

1. Макет с параметрами $w=3$ мм, $s=4$ мм без пассивного проводника и без лака.

2. Макет МФ с параметрами $w=3$ мм, $s=4$ мм без лака.

3. Макет МФ с параметрами $w=3$ мм, $s=4$ мм в лаке.
4. Макет МФ с параметрами $w=3$ мм, $s=4$ мм на металлическом основании без лака.
5. Макет МФ с параметрами $w=3$ мм, $s=4$ мм с закороченными между собой пассивным и общим проводниками без лака.
6. Макет МФ с параметрами $w=3$ мм, $s=1$ мм без лака.
7. Макет МФ с параметрами $w=2$ мм, $s=1$ мм без лака.

4.2.3. Экспериментальное исследование временных характеристик макета

В качестве входного воздействия выбран треугольный импульс амплитудой 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительностью 820 пс по уровню 0,1 (рис. 4.10). Входное воздействие с учетом влияния измерительного тракта (два перехода с метрической резьбы на дюймовую) и разъемов SMA (рис. 4.11) амплитудой 583 мВ и длительностью по уровню 0,1 около 1 нс также представлено на рис. 4.10. Как видно, переходы и соединители незначительно уменьшают сигналы по амплитуде и вносят отраженные импульсы. Для всех приведенных здесь и далее осциллограмм цена деления составляет 100 мВ и 1 нс.

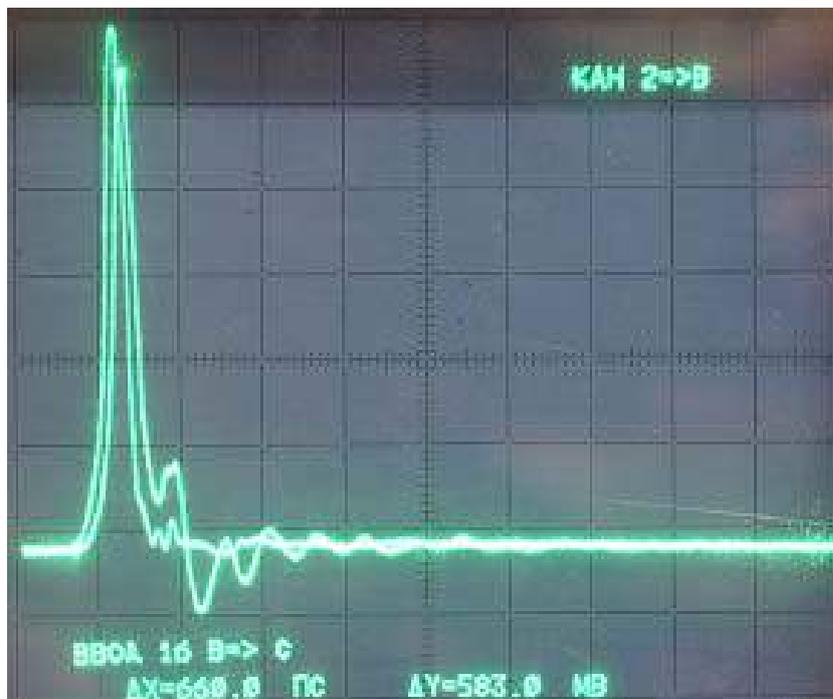


Рис. 4.10. Входное воздействие без учета и с учетом влияния измерительного тракта и разъемов SMA



a



б

Рис. 4.11. Измерительный тракт (*a*) и включенные в него разъемы SMA (*б*)

На рис. 4.12 приведены временные отклики макета 1 с учетом и без учета влияния разъемов. Они сильно отличаются от входного воздействия, что объясняется наличием отражений в структуре исследуемого макета из-за его рассогласования с измерительным трактом. Макет 1 сделан специально для сравнения с результатами экспериментального моделирования макетов МФ. Отличием макета 1 от макетов МФ является отсутствие пассивного проводника во втором слое (т.е. этот макет состоит только из прямого и обратного проводников и поэтому не является МФ), что резко меняет его характеристики. Важно отметить, что перерасчет волнового сопротивления привел бы к изменению структуры поперечного сечения этого макета, а именно к уменьшению расстояния между прямым и обратным проводниками. Таким образом, макет 1 по сравнению с макетами МФ имел бы отличия не только в отсутствии пассивного проводника. Следовательно, сравнивать результаты экспериментального моделирования МФ с таким макетом было бы некорректно.



Рис. 4.12. Временной отклик макета 1 с учетом влияния SMA-разъемов (*а*) и без учета их влияния (*б*)

На рис. 4.13,*а* более наглядно представлены временные отклики макета 1 с учетом и без учета влияния SMA-разъемов, наложенные друг на друга. Видно, что наличие разъемов изменяет отражения импульса.

На рис. 4.14 представлен временной отклик макета МФ 2 отдельно и в сравнении с временным откликом макета 1. В результате влияния модального разложения амплитуды выходных импульсов

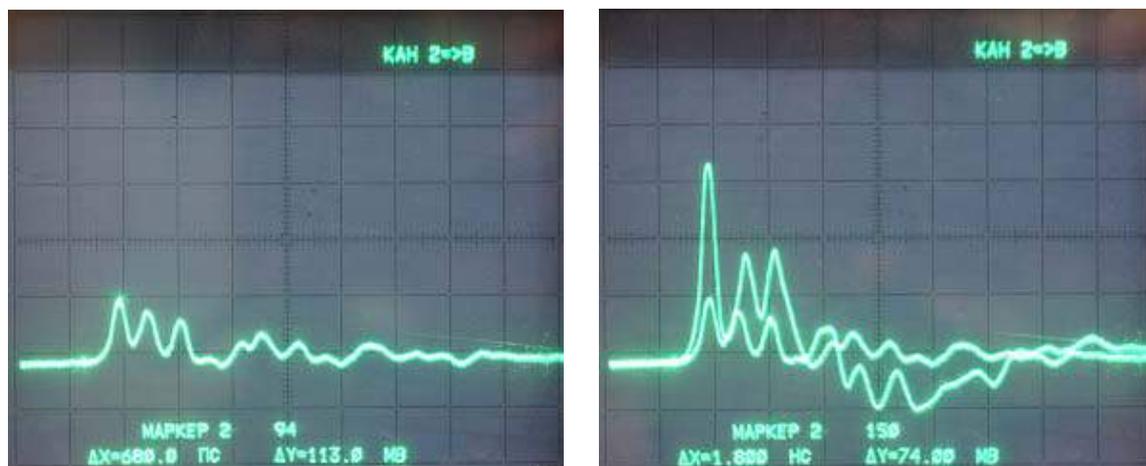
составили 113 мВ (первый импульс) и 91 мВ (второй импульс), что примерно в 3 раза меньше амплитуды импульса на выходе макета 1 (рис. 4.14,б) и в 6 раз меньше амплитуды входного воздействия (рис. 4.15,а). Разность задержек распространения этих импульсов составляет примерно 0,6 нс, что совпадает с результатами предварительного компьютерного моделирования ($3 \text{ нс/м} \times 0,2 \text{ м} = 0,6 \text{ нс}$).



a

б

Рис. 4.13. Временные отклики макета 1: *a* – с учетом влияния SMA-разъемов и без учета их влияния; *б* – с учетом влияния SMA-разъемов в сравнении с входным воздействием (*б*)



a

б

Рис. 4.14. Временной отклик макета МФ 2 отдельно (*a*) и с откликом макета 1 (*б*)

Третий импульс амплитудой 74 мВ и последующие импульсы являются отраженными, так как приходят к выходу макета МФ с двойной задержкой, что наглядно видно из рис. 4.15,а.

На рис. 4.15,б представлены отклики макетов МФ 2 и МФ 3, отличающиеся только наличием покрытия из лака. Видно, что влияние лака на распространение сигнала в таких МФ не существенно.



Рис. 4.15. Временные отклики макетов МФ 2 и МФ 1 с входным воздействием (а) и макетов МФ 2 и МФ 3 (б)

На рис. 4.16 показан сигнал, прошедший через макет МФ 4 (изготовленный на металлическом основании). Видно, что он не подвергся влиянию модального разложения. Амплитуда сигнала на выходе этого макета, как и на выходе макета 1, составила 358 мВ.

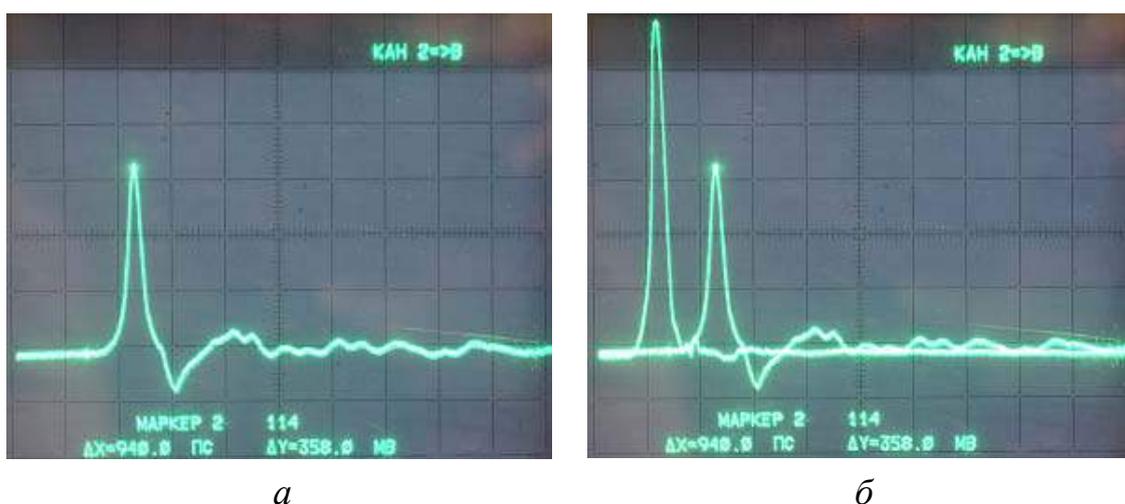


Рис. 4.16. Временной отклик макета МФ 4 отдельно (а) и с входным воздействием (б)

На рис. 4.17 показан сигнал, прошедший через макет МФ 5 (с КЗ на его концах). Сигнал уменьшился по амплитуде до 280 мВ.

На рис. 4.18, 4.19 представлены отклики макетов МФ 6 и МФ 7 (с меньшими значениями параметров w и s) с максимальными амплитудами выходных импульсов 150 мВ и 140 мВ, которые ненамного больше амплитуд импульсов на выходе макетов МФ 2 и МФ 3 (113 мВ). Однако расстояние между активным и общим проводниками в макетах МФ 6 и МФ 7 уменьшено в 4 раза и составляет 1 мм. Разность задержек этих импульсов, так же как и в макетах МФ 2 и МФ 3, составляет 0,6 нс.

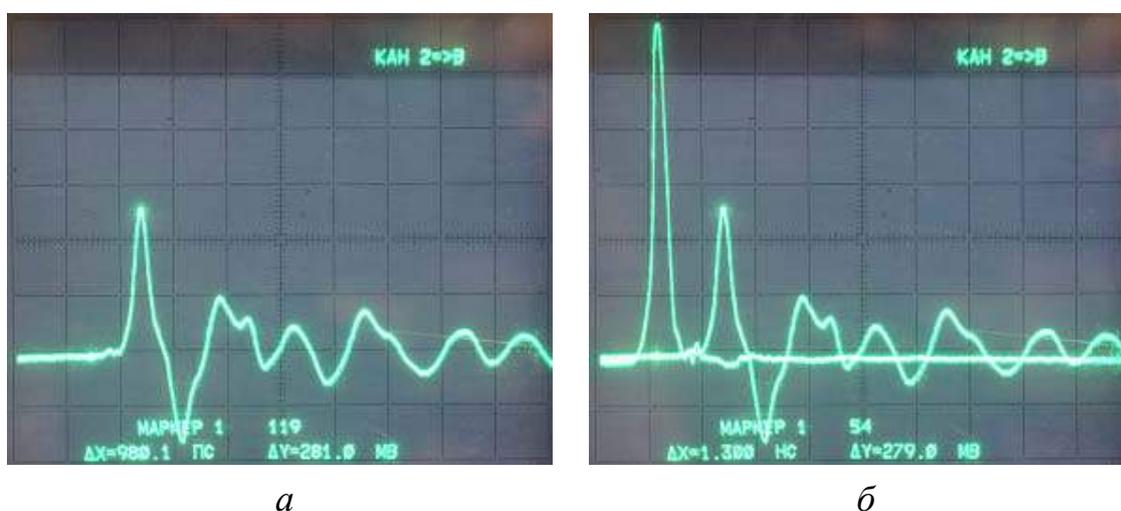


Рис. 4.17. Временной отклик макета МФ 5 отдельно (а) и с входным воздействием (б)

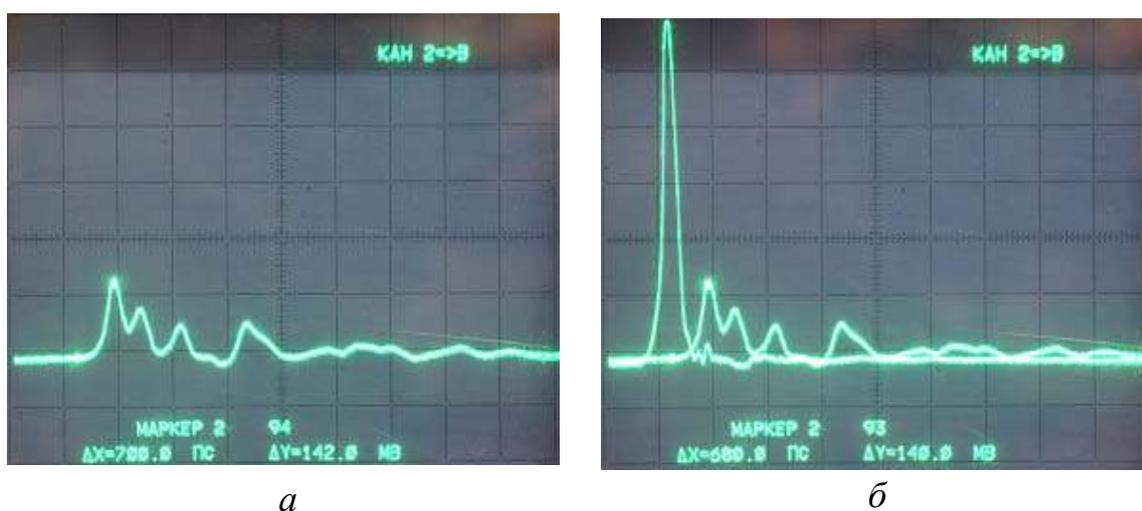


Рис. 4.18. Временной отклики макета МФ 6 отдельно (а) и с входным воздействием (б)



Рис. 4.19. Временной отклики макета МФ 7 отдельно (а) и с входным воздействием (б)

Таким образом, уменьшение входного воздействия (почти в 5 раз) и эффект модального разложения в МФ с лицевой связью имеют место. Следовательно, экспериментально подтверждено разложение СКИ в структурах МФ с лицевой связью.

4.2.4. Экспериментальное исследование частотных характеристик макета

Экспериментальное исследование частотных характеристик макета 1 и макета МФ 2 проводилось с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-40.

Графики измеренных частотных зависимостей модуля коэффициентов передачи ($|S_{21}|$) и отражения ($|S_{11}|$) макетов МФ 2 и макета 1 в диапазоне частот до 1 ГГц представлены на рис. 4.20, 4.21.

Из рис. 4.20 видно, что полоса пропускания макета МФ 2 очень узка (около 40 МГц по уровню 3 дБ). На частоте 800 МГц (частота первого резонанса) значение модуля коэффициента передачи резко падает до минус 40 дБ (в 100 раз). Для сравнения результатов компьютерного и экспериментального моделирования воспользуемся формулой, связывающей частоту первого резонанса с разностью задержек мод в многопроводной линии передачи, а именно $f_0 = 1/(2l|\tau_e - \tau_o|)$.

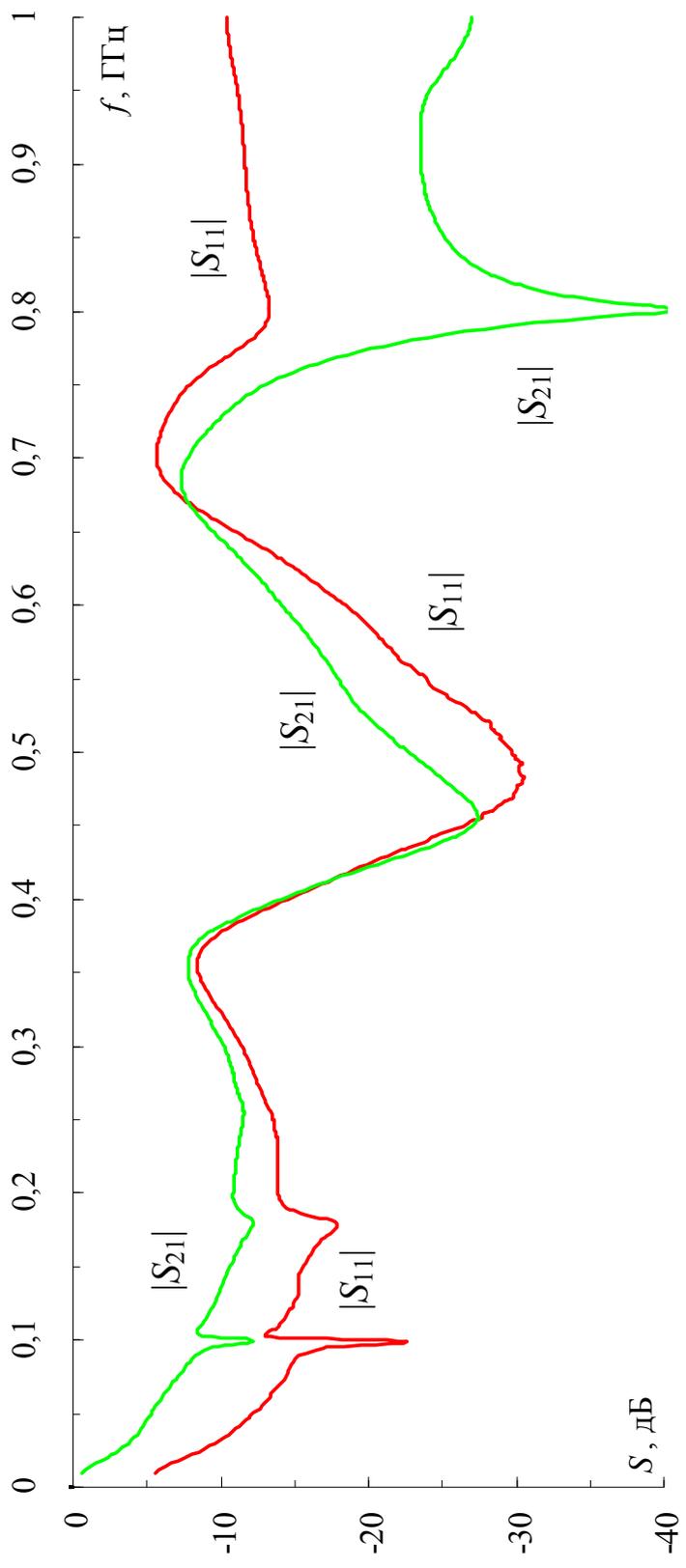


Рис. 4.20. Частотные зависимости коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и отражения $|S_{11}|$ макета МФ 2

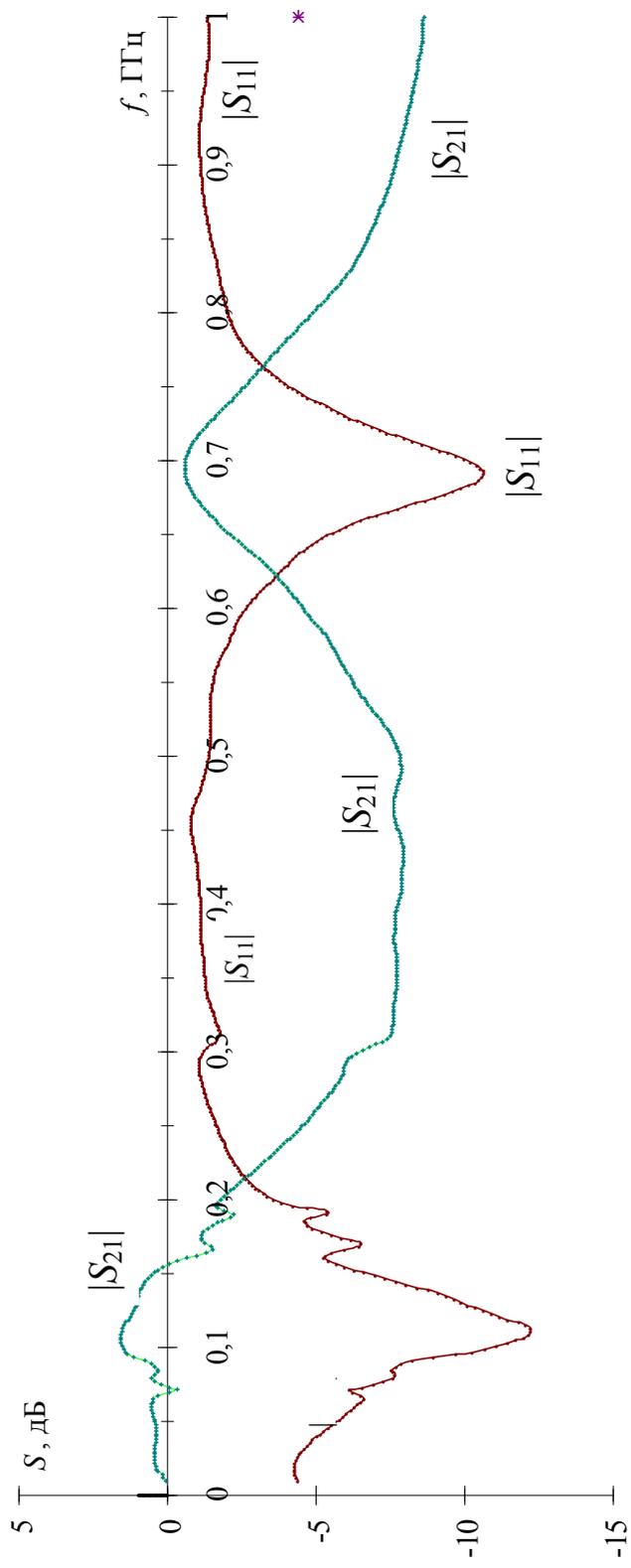


Рис. 4.21. Частотные зависимости коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и отражения $|S_{11}|$ макета 1

Подставив в нее значения длины исследуемого макета МФ $l = 0,2$ м и погонной разности задержек распространения мод 3 нс/м, получим $f_0 = 833$ МГц, что с незначительным отклонением (4 %) соответствует результату, измеренному прибором Р2М-40.

Как видно из рис. 4.21, кривая модуля коэффициента передачи макета 1 (только прямой и обратный проводники) имеет совершенно другую форму и на частоте 800 МГц резонанс отсутствует.

Таким образом, экспериментально подтверждено наличие сильного затухания (40 дБ) на частоте первого резонанса МФ с лицевой связью.

5. Модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля

5.1. Структура поперечного сечения

В бортовой аппаратуре космических аппаратов для обеспечения связи между блоками используются гибкие печатные кабели (ГПК) [48–50] (рис. 5.1).

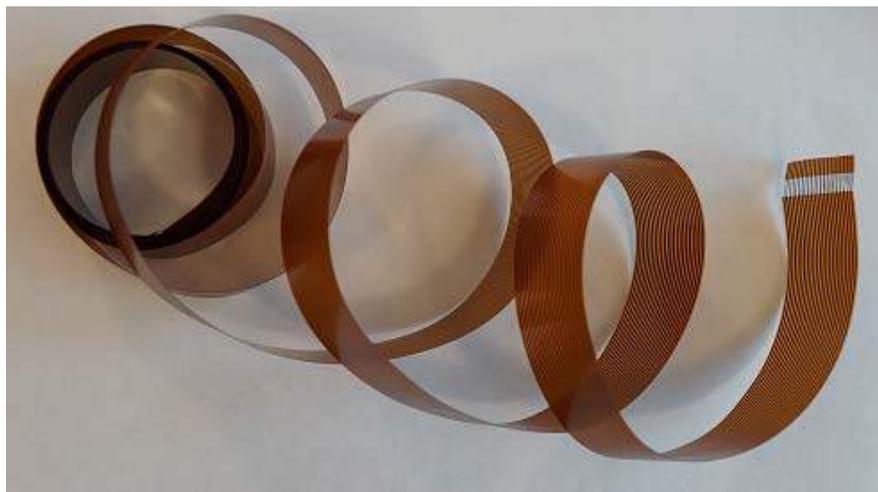


Рис. 5.1. Гибкий печатный кабель

Фрагмент электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления 765.1516-0 представлен на рис. 5.2. На рис. 5.2,*а* видно, что общие проводники (Общ) чередуются с сигнальными (SR-1, F4M-1, DOUT-1 и т.д.), уменьшая их взаимовлияние. На рис. 5.2,*б* видно, что двумя общими проводниками (Общ) разделены сигнальные проводники (Di07-1, Di08-1). На рис. 5.2,*в* показано, что для разделения сигнальных проводников (3 проводника +Н1*[^]Zцпм) и шин питания (3 проводника -Б шины питания -27 В, 3 проводника +Б шины питания +27 В и 8 проводников шины питания +100 В) используются незаземленные проводники (отсутствующие контакты 5, 9, 12). В связи с различным количеством контактов в рядах соединителя (20 для стороны А и 22 для стороны Б унифицированного электронного модуля (УЭМ)) в кабеле остаются неиспользованными крайние проводники, которые в соответствии с техническими условиями являются технологическими (предохраняют изоляцию на близлежащем печатном проводнике). Однако их можно использовать для реализации МФ в кабеле. Таким образом, часть МФ в таком кабеле уже присутствует.

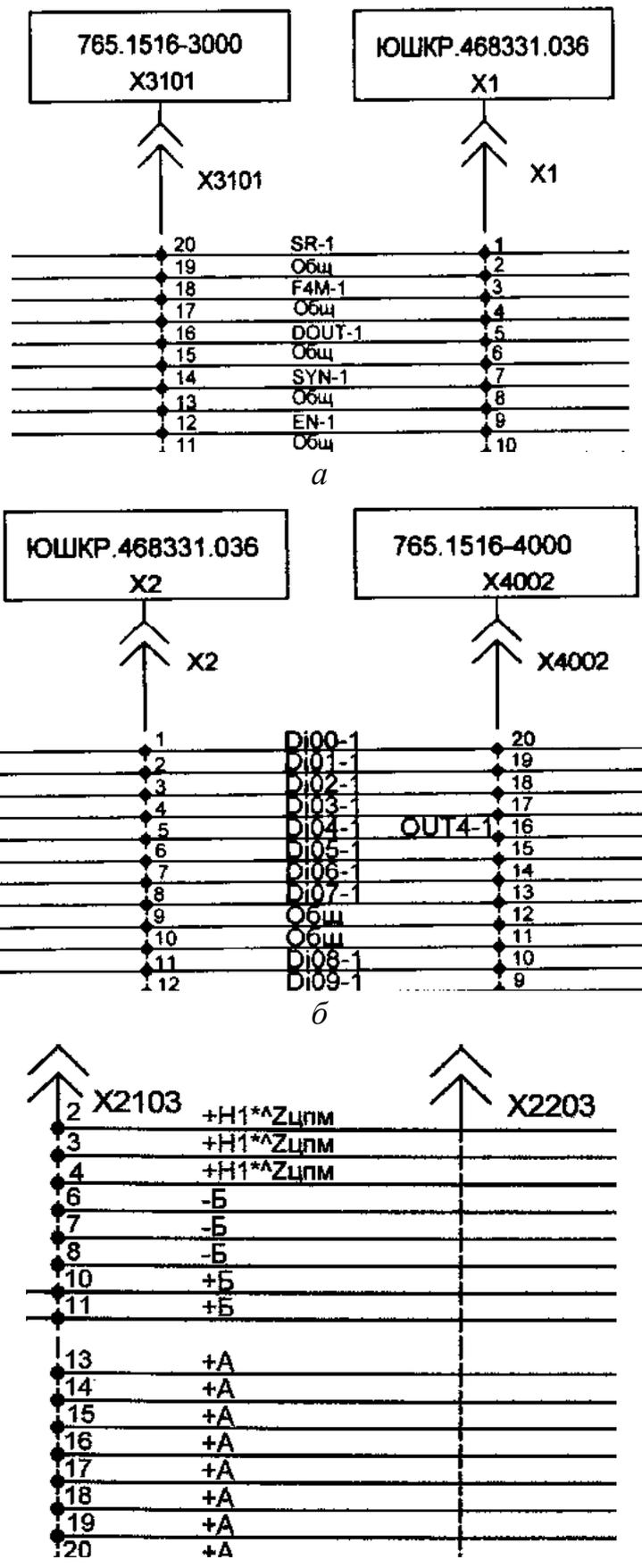


Рис. 5.2. Фрагменты электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

Наиболее просто и удобно расположить МФ по краям кабеля, так как крайние проводники являются технологическими и их можно использовать как опорные или пассивные. В соответствии с фрагментом схемы, представленным на рис. 5.3, крайние проводники кабеля (не технологические) могут быть как сигнальными (SR-1), так и опорными (Общ). Следовательно, предварительное компьютерное моделирование, рассматривая для простоты пока только три крайних проводника кабеля, актуально провести для двух структур, поперечное сечение которых представлено на рис. 5.4.

Полученные поперечные сечения по расположению активного и пассивного проводников относительно общего для краткости назовем симметричной (рис. 5.4,а) и несимметричной (рис. 5.4,б) структурой.

При анализе отрезка лучше сначала рассмотреть симметричный случай, как можно более близкий к согласованию на концах отрезка, поскольку при этом отраженные волны сигналов минимальны и своим наложением на падающие волны не усложняют общую картину волновых процессов. Поэтому значения сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , R_3 , R_4 приняты равными среднему геометрическому значению сопротивлений четной и нечетной мод $R=180$ Ом, что выравнивает и минимизирует отражения сигналов каждой моды [51].

Схема включения отрезка ГПК для таких структур представлена на рис. 5.5 (опорный проводник не показан, поскольку обозначен землей). Моделирование проводилось в системе TALGAT с учетом потерь в проводниках (медь) и диэлектрике (полиимид).

На рис. 5.6 представлена геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры из трех проводников. Как видно, учитывались закругления верхних углов проводников и диэлектрика вблизи них. Размеры структуры соответствуют реальным: ширина проводников $w=0,65$ мм; расстояние между проводниками $s=0,6$ мм; толщина проводников $t=0,05$ мм; расстояние от края структуры до крайнего проводника $d=0,5$ мм; толщина полиимида между проводниками $h=0,75$ мм. Значение относительной диэлектрической проницаемости полиимида принято равным 4, а тангенса угла диэлектрических потерь — 0,003. Их частотная зависимость не учитывалась, т.е. именно эти значения полагались для всех частот спектра воздействующего сигнала.

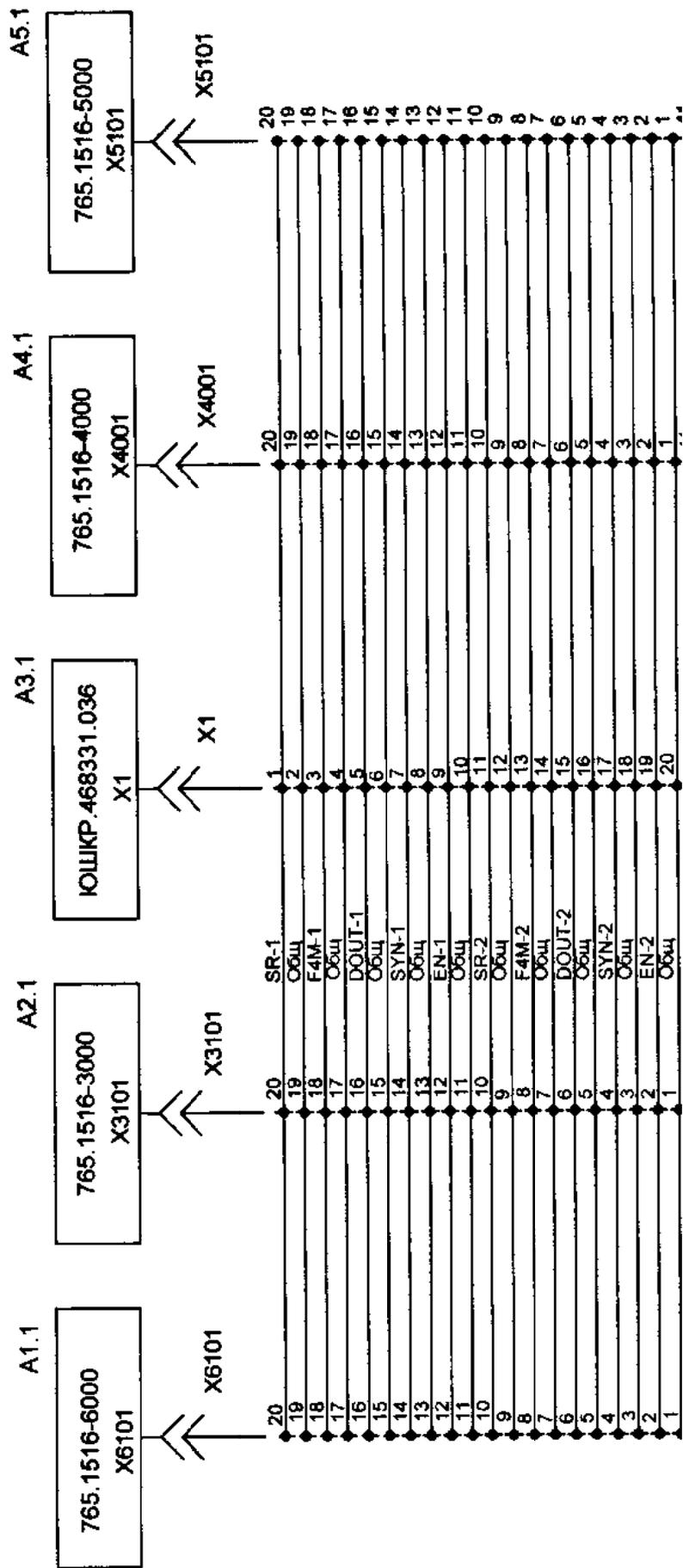


Рис. 5.3. Фрагмент электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

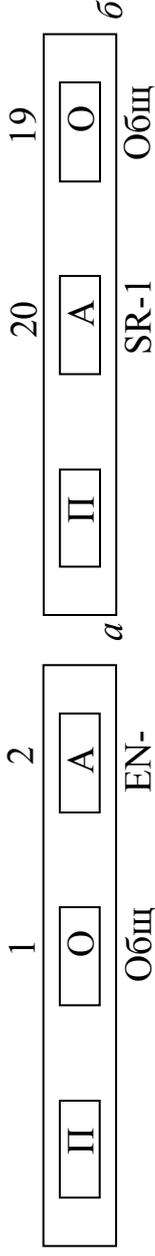


Рис. 5.4. Поперечное сечение симметричной (а) и несимметричной (б) структур:
 О – общий, А – активный, П – пассивный проводник,
 числами обозначены номера контактов соединителя

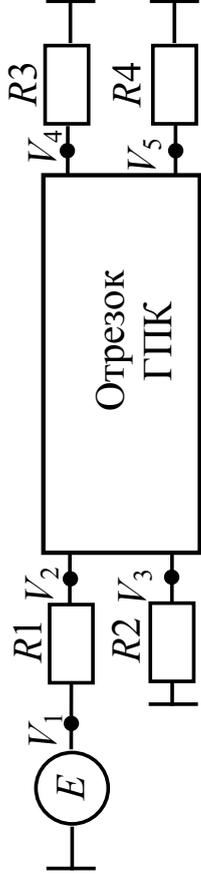


Рис. 5.5. Схема включения отрезка гибкого печатного кабеля:
 V_1-V_5 – измерительные точки; R_1-R_4 – согласующие резисторы

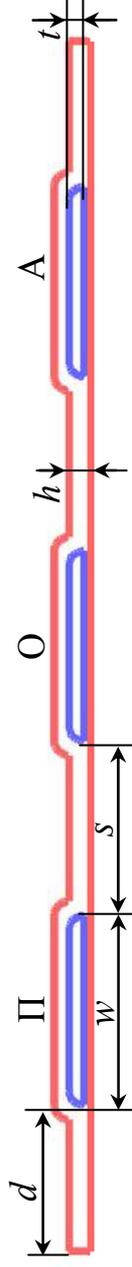


Рис. 5.6. Геометрическая модель поперечного сечения трех крайних проводников гибкого печатного кабеля, построенная в системе TALGAT

Методом моментов [52] для поперечного сечения отрезка ГПК вычислены значения элементов матриц погонных коэффициентов электромагнитной L и электростатической C индукции, проводимостей G и сопротивлений R для учета потерь в диэлектрике и проводниках. Из них получены значения производных величин (элементов матрицы импедансов Z , импедансов четной Z_e и нечетной Z_o мод и их среднего геометрического сопротивления R , погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод и их разности). Эти значения необходимы для дальнейшего моделирования и приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Вычисленные параметры отрезка гибкого печатного кабеля

L_{11} , нГн/м	L_{12} , нГн/м	C_{11} , пФ/м	C_{12} , пФ/м	Z_{11} , Ом	Z_{12} , Ом	Z_e , Ом	Z_o , Ом	R , Ом	τ_e , нс/м	τ_o , нс/м	$\tau_e - \tau_o$, нс/м
733	232	22	-6	189	55	244	134	180	3,95	3,74	0,21

5.2. Симметричная структура

Вычисленные временные отклики (формы напряжения в начале V_2 и конце V_4 активного проводника относительно опорного) симметричной структуры длиной 0,1; 0,2; 1 м на воздействие импульса в форме трапеции амплитудой ЭДС 5 В и общей длительностью 0,3; 3; 30 нс представлены на рис. 5.7–5.9.

Из рис. 5.7 видно, что при малых длинах структуры сигнал на ее выходе почти не меняется. При длине 1 м наблюдается частичное разложение исходного импульса на два импульса меньшей амплитуды, что объясняется влиянием модальных явлений. Отметим, что импульс дифференциальной моды приходит в момент времени, точно соответствующий значению для τ_o из табл. 5.1, а синфазной — примерно на 0,2 нс позже. При длине структуры 1,5 м имеет место эффект полного разложения входного импульса на два импульса половинной амплитуды (с поправкой на затягивание фронтов и изменение амплитуды импульсов из-за дисперсии). Однако в целях защиты от коротких импульсов достаточно и неполного разложения, поскольку нужно уменьшение амплитуды импульса,

что и имеет место: результирующая амплитуда сигнала в конце линии примерно в 2 раза меньше амплитуды импульса в ее начале.

С увеличением общей длительности входного воздействия от 0,3 до 3 нс и далее до 30 нс общая картина распространения сигнала в отрезке ГПК не меняется. Сигналы на выходе отрезков ГПК разной длины лишь незначительно уменьшаются по амплитуде, что объясняется наличием потерь в проводниках и диэлектрике.

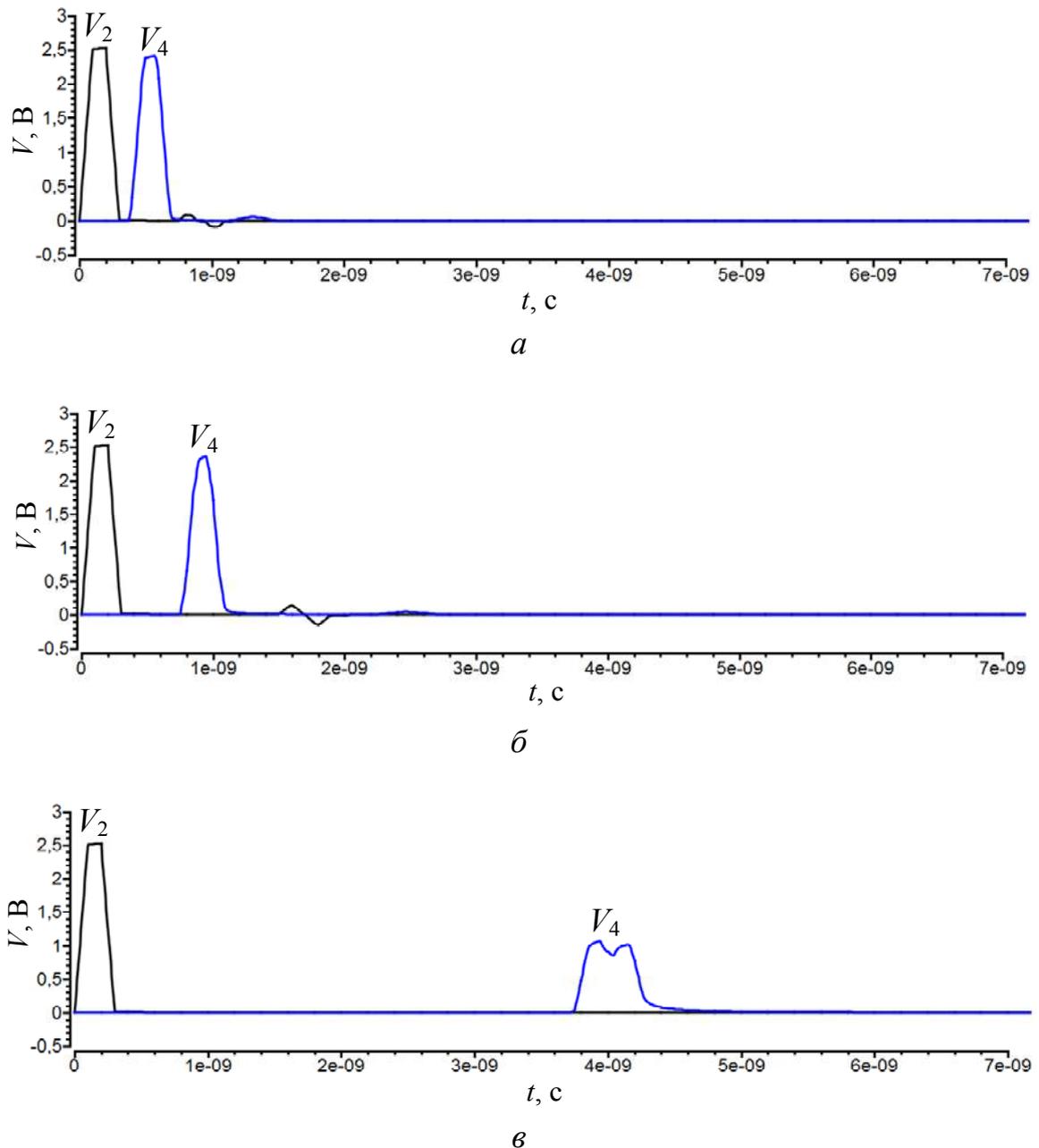
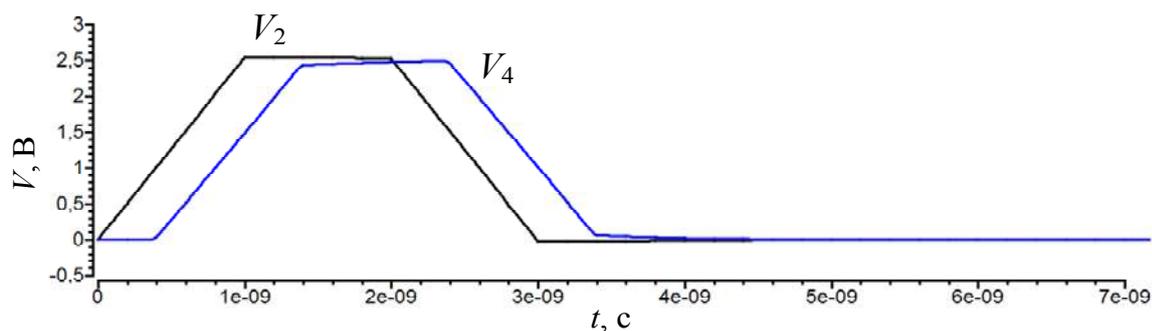
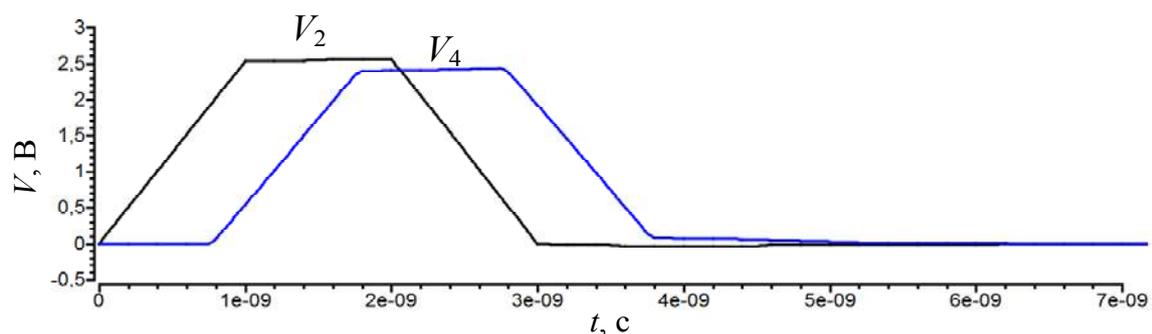


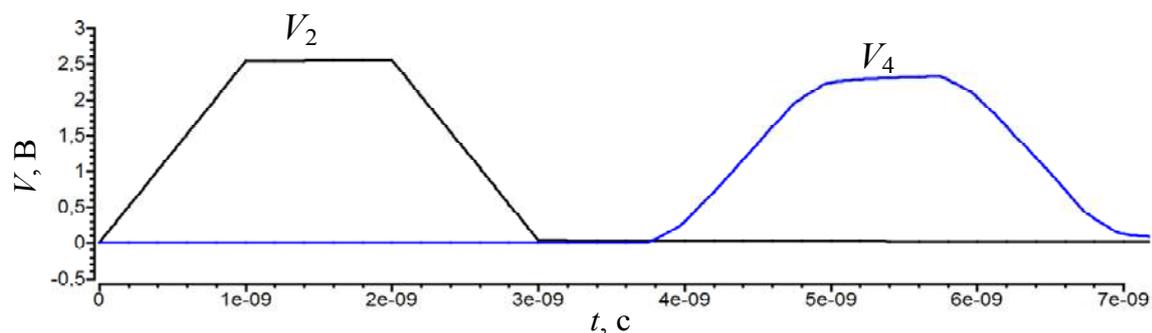
Рис. 5.7. Временной отклик симметричной структуры длиной 0,1 м (а); 0,2 м (б); 1 м (в) на воздействие общей длительностью 0,3 нс



a



б

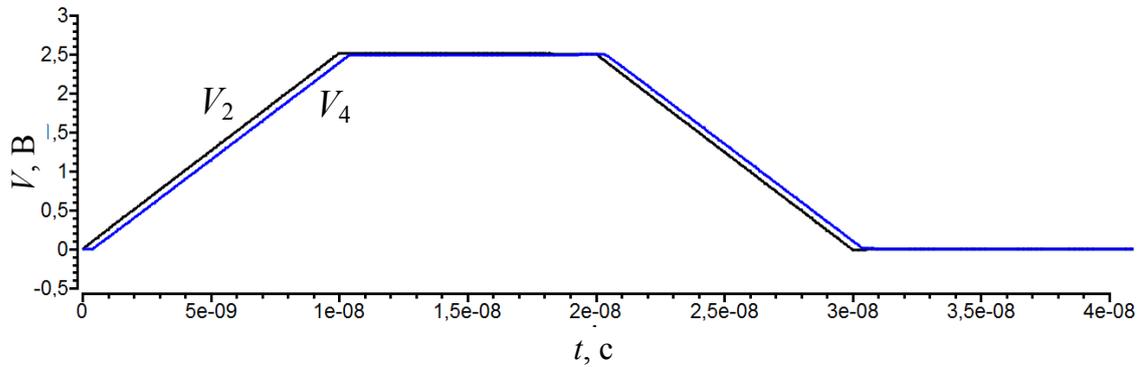


в

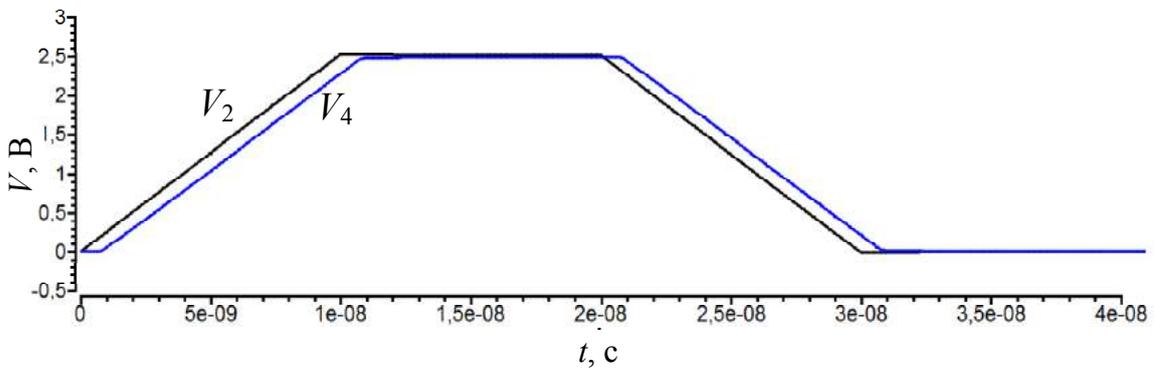
Рис. 5.8. Временной отклик симметричной структуры длиной 0,1 м (*a*); 0,2 м (*б*); 1 м (*в*) на воздействие общей длительностью 3 нс

Таким образом, исследованное распространение импульсов в отрезках ГПК разной длины с симметричной структурой показало уменьшение амплитуды импульса длительностью 0,3 нс в 2 раза в отрезке ГПК длиной 1 м, что демонстрирует возможность защиты БА от сверхкоротких импульсов опасной амплитуды за счет их модального разложения, присущего самой конструкции ГПК. С увеличением длительности импульса входного воздействия влияние эффекта модального разложения на форму импульса при его распространении по отрезку ГПК уменьшается и уже практически

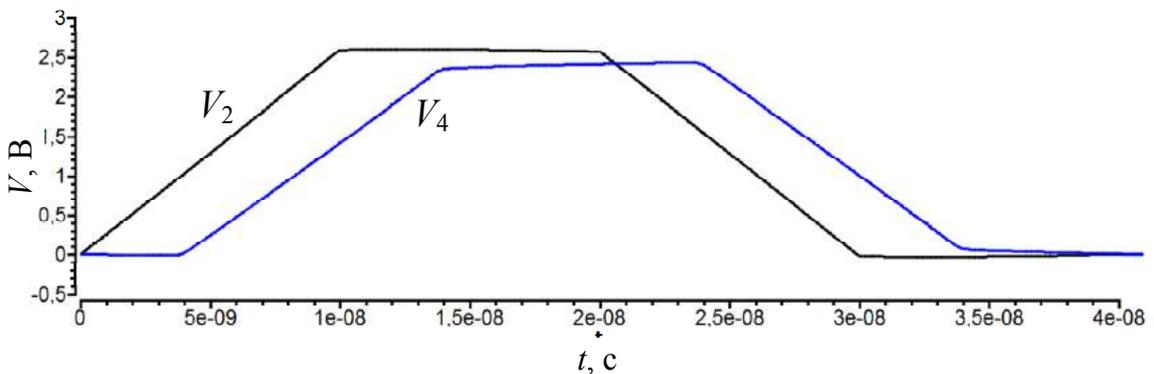
не проявляется при длительности импульса 3 нс. Следовательно, полезные сигналы, длительность которых намного больше помеховых, такому эффекту подвергаться не будут.



a



б



в

Рис. 5.9. Временной отклик симметричной структуры длиной 0,1 м (*a*); 0,2 м (*б*); 1 м (*в*) на воздействие общей длительностью 30 нс

Частотные отклики (V_2 и V_4 — начало и конец активного проводника, V_3 и V_5 — начало и конец пассивного проводника) на гармоническое воздействие с ЭДС 1 В (в диапазоне частот от 1 МГц до

50 ГГц с шагом 10 МГц) для симметричной структуры длиной 0,1; 0,2; 1 м представлены на рис. 5.10. Видно, что входной сигнал при прохождении через отрезок ГПК распределяется между активным и пассивным проводником. В частотных точках экстремума сигналы на концах этих проводников находятся в противофазе, при этом минимум сигнала в активном проводнике соответствует максимуму сигнала в пассивном.

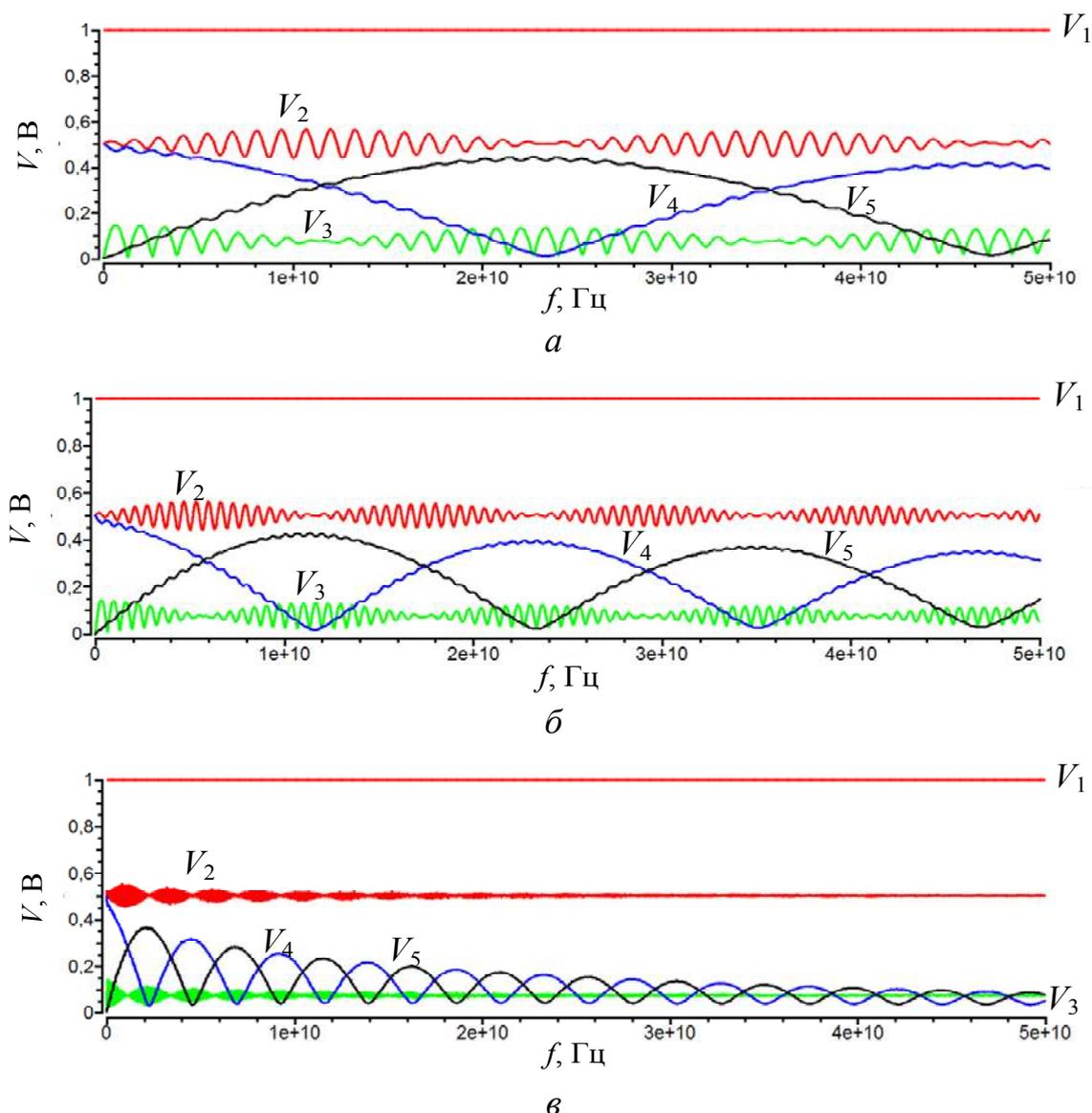


Рис. 5.10. Частотные отклики для симметричной структуры длиной 0,1 м (а); 0,2 м (б); 1 м (в) на гармоническое воздействие с ЭДС 1 В

Таким образом, возможно полное подавление сигнала определенной частоты f в отрезке ГПК путем выбора его длины l . Для слу-

чая без потерь значение этой частоты равно обратному двойному модулю разности задержек мод в линии [30], откуда длина отрезка $l = 1/(2f|\tau_e - \tau_o|)$.

5.3. Несимметричная структура

Получены временные отклики на входное воздействие амплитудой 5 В общей длительностью 0,3 нс при моделировании несимметричной структуры длиной 0,1; 0,2; 1 м (рис. 5.11).

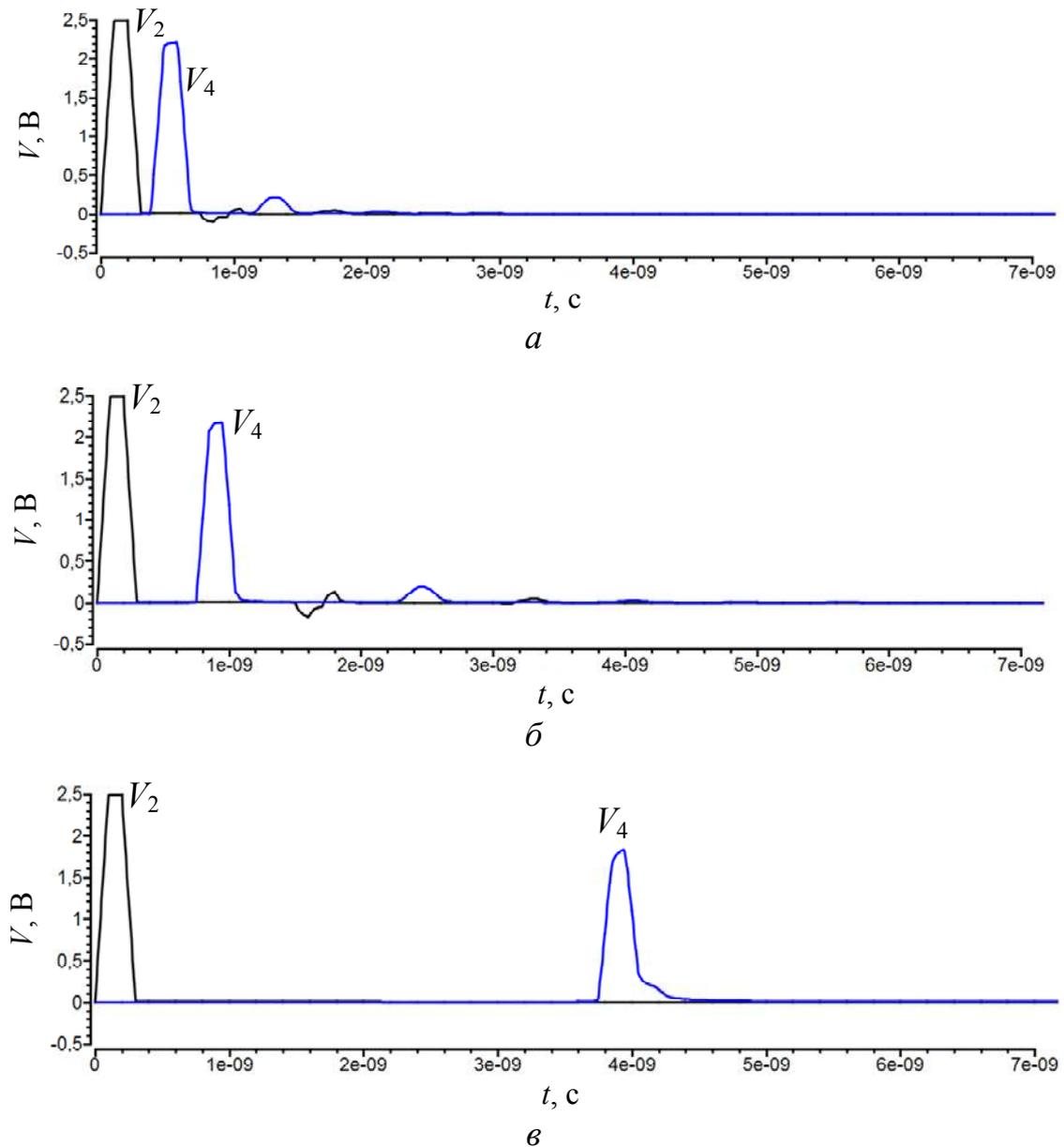


Рис. 5.11. Временной отклик несимметричной структуры длиной 0,1 м (а); 0,2 м (б); 1 м (в) на воздействие общей длительностью 0,3 нс

Аналогичные результаты при общей длительности импульса входного воздействия 3 и 30 нс приведены на рис. 5.12 и 5.13 соответственно.

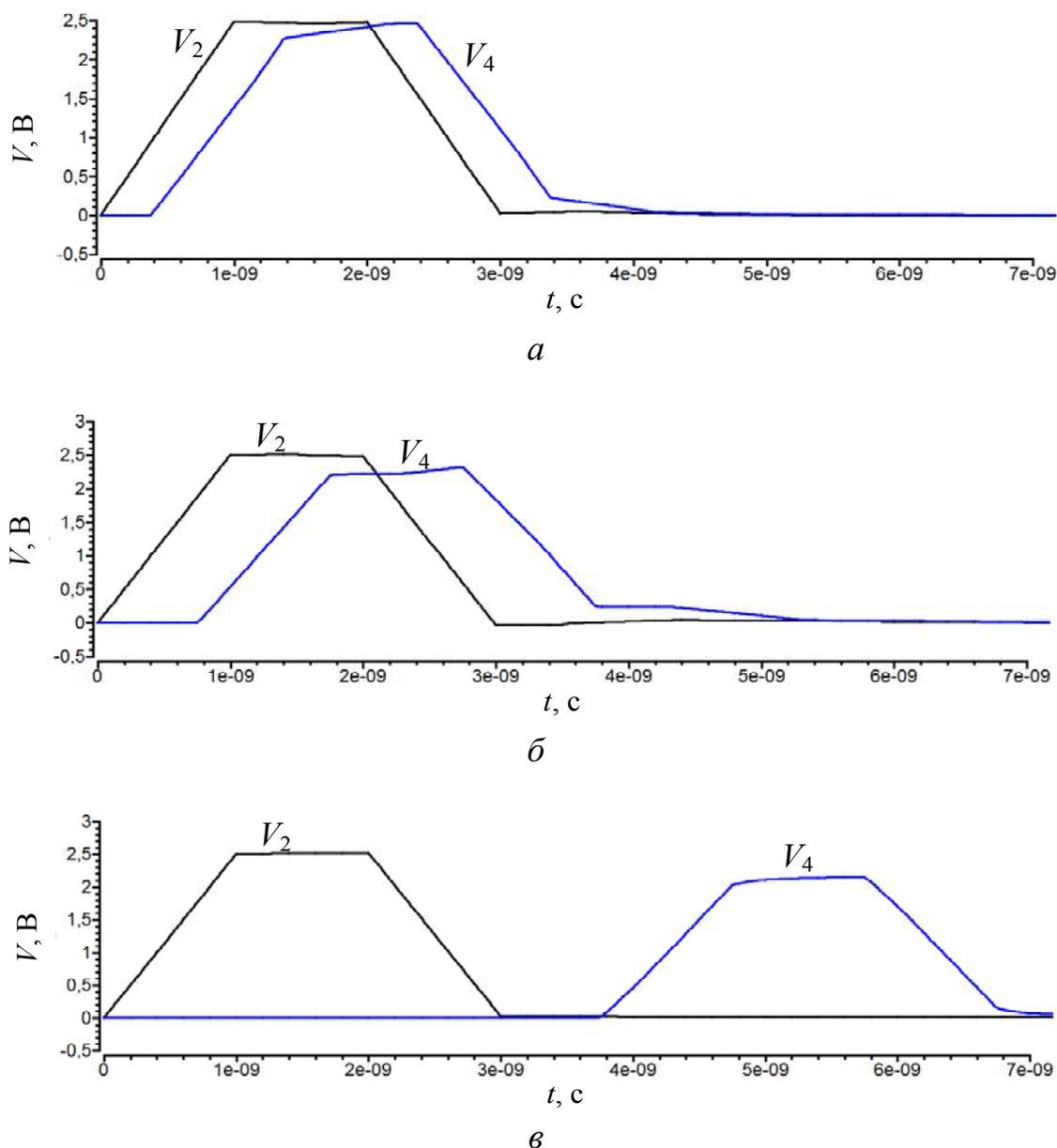
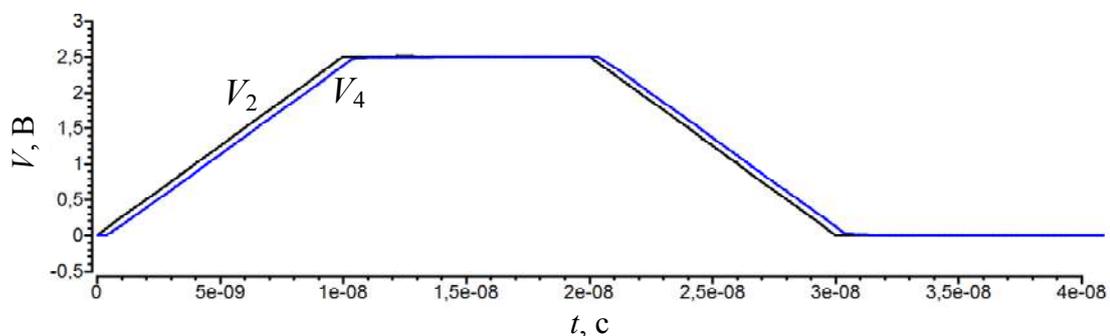


Рис. 5.12. Временной отклик несимметричной структуры длиной 0,1 м (а); 0,2 м (б); 1 м (в) на воздействие общей длительностью 3 нс

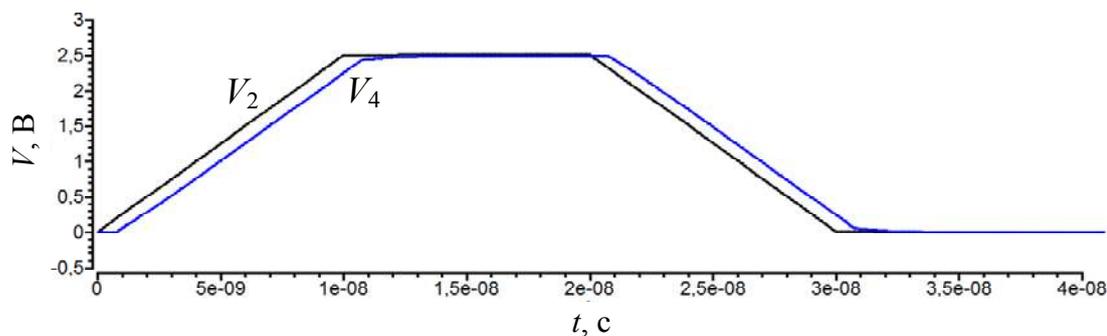
На рис. 5.14 представлены частотные отклики несимметричной структуры длиной 0,1; 0,2; 1 м на гармоническое воздействие с ЭДС 1 В в диапазоне частот от 1 МГц до 50 ГГц с шагом 10 МГц.

Результаты моделирования временного отклика несимметричной структуры показывают отсутствие значительного уменьшения

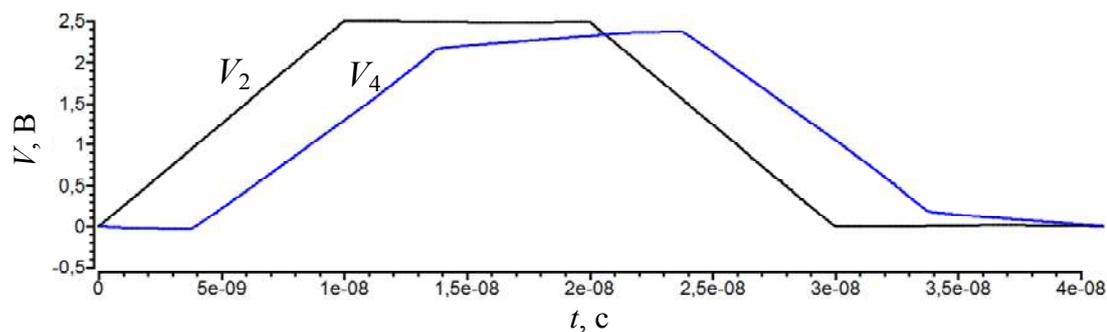
амплитуды импульса в конце активного проводника, а частотного — отсутствие уменьшения амплитуды до нулевого уровня. Следовательно, возможность модальной фильтрации в ГПК зависит от того, между какими проводниками подается воздействие.



a



б



в

Рис. 5.13. Временной отклик несимметричной структуры длиной 0,1 м (*a*); 0,2 м (*б*); 1 м (*в*) на воздействие общей длительностью 30 нс

Таким образом, проведен анализ межблочных связей УЭМ из состава интерфейсного блока бортового комплекса управления современным КА.

Выявлено, что специфика межблочных связей позволяет использовать технологические и общие проводники ГПК для защиты УЭМ от высокочастотных кондуктивных воздействий за счет модальной фильтрации.

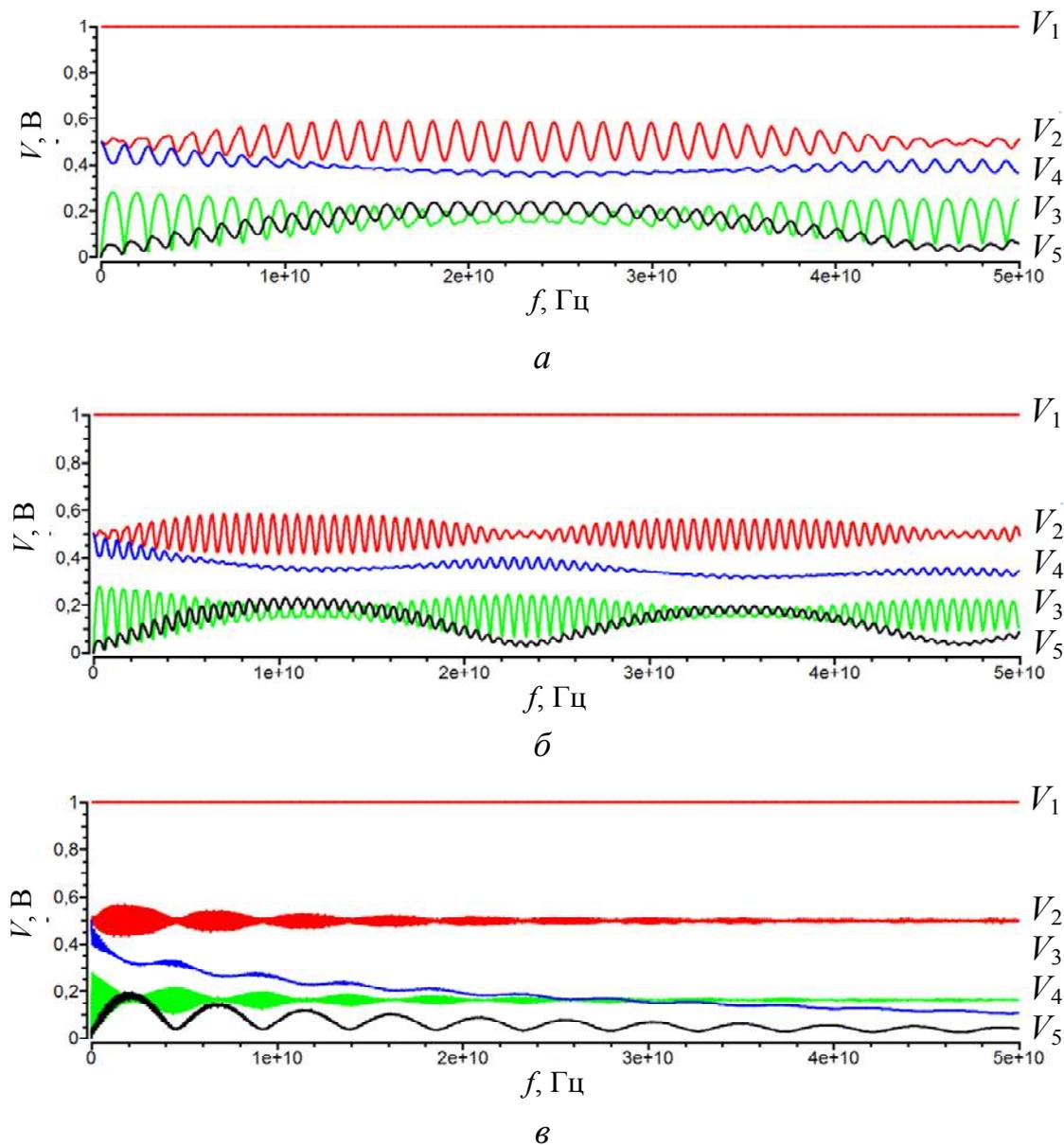


Рис. 5.14. Частотные отклики несимметричной структуры длиной 0,1 м (*a*); 0,2 м (*б*); 1 м (*в*) на гармоническое воздействие с ЭДС 1 В

Выполнено имитационное моделирование распространения СКИ наносекундного диапазона и высокочастотного гармонического сигнала в отрезке ГПК. Представлены и проанализированы полученные временные и частотные отклики на входные воздействия. По временным откликам выявлена возможность защиты УЭМ от

СКИ путем его разложения на импульсы половинной амплитуды; по частотным — возможность частичного или полного (в зависимости от длины отрезка ГПК и расположения его проводников в структуре) подавления гармонического сигнала определенной частоты.

5.4. Двухслойная структура

Разность погонных задержек мод трехпроводного ГПК мала (0,21 нс/м), поэтому рассматривалась структура двухслойного ГПК, в котором имеет место сильная лицевая связь. Двухслойная структура (рис. 5.15) представляет собой два слоя ГПК, представленного на рис. 5.6. Воздушный слой между ними здесь полагается отсутствующим. Подобная структура используется в БА КА для подведения сигналов и питания к платам, припрессованным к разным слоям металлического основания УЭМ.

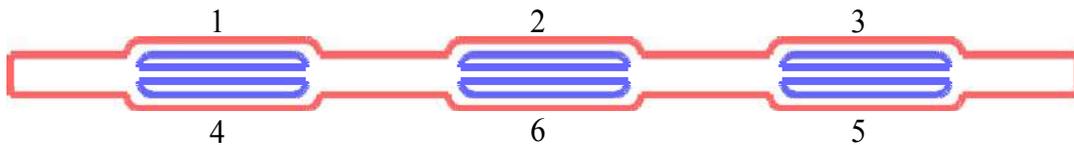


Рис. 5.15. Геометрическая модель поперечного сечения двухслойной структуры гибкого печатного кабеля, построенная в системе TALGAT

Входное воздействие подавалось между проводниками 1 и 6 (проводники 2 и 6 соединены между собой резистором номиналом 1 Ом). При прохождении через эту структуру сигнал на выходе будет состоять не из двух мод, как было в случае с тремя проводниками, а из пяти. Каждая из них будет иметь свою задержку распространения. Результаты компьютерного моделирования такой структуры длиной 9 м представлены на рис. 5.16.

Из полученных данных видно полное разложение входного воздействия длительностью 3 нс при длине структуры 9 м. Следовательно, действующую разность погонных задержек мод в структуре можно полагать равной 0,33 нс/м, что немного превосходит значение разности погонных задержек мод в однослойной структуре.

В табл. 5.2 представлены вычисленные значения погонных задержек всех пяти мод структуры. Видно, что для мод 3–5 они максимальны и очень близки и отличаются от моды 2 на 0,33 нс/м, а от моды 1 на 2,6 нс/м.

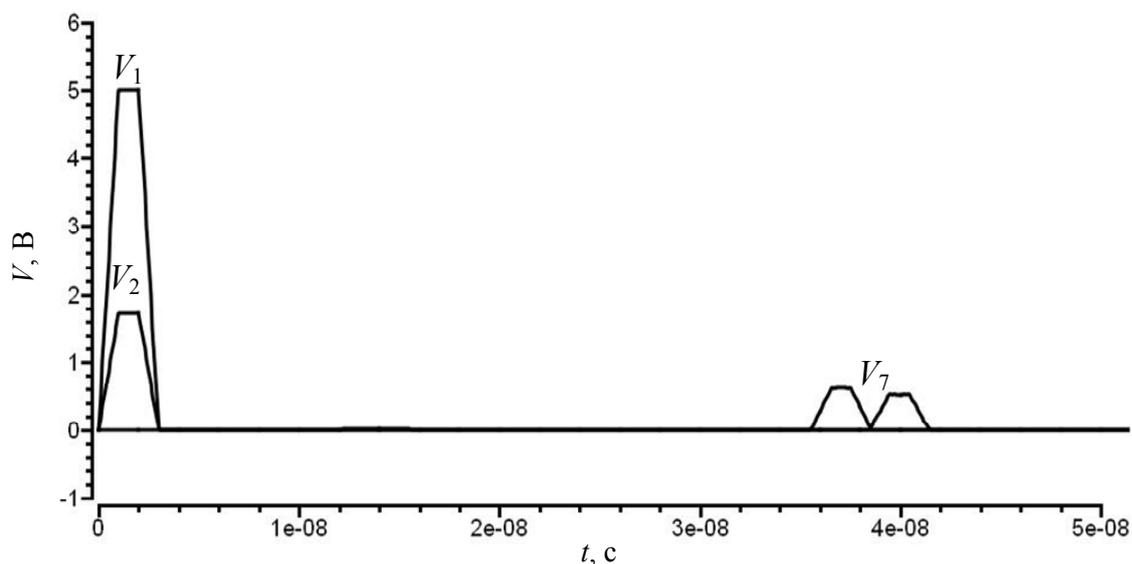


Рис. 5.16. Временной отклик (V_2 – начало, V_7 – конец проводника 1) на входное воздействие (V_1) длительностью 3 нс при длине структуры 9 м

Таблица 5.2

Вычисленные значения задержек мод двухслойной структуры ГПК (нс/м)

τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5
3,94977	4,27353	6,57317	6,53119	6,54759

При рассмотренном воздействии разложение импульса получилось при действующей разности погонных задержек 0,33 нс/м, но можно предположить, что существует такое воздействие, которое увеличит ее вплоть до 2,6 нс/м.

Следует отметить, что моделирование ГПК проводилось без оптимизации по критерию максимальной разности задержек мод, так как объектом моделирования служил реальный ГПК. Следовательно, полученная разность погонных задержек распространения мод является максимальной только для структуры ГПК именно с такими геометрическими параметрами, то есть не исключено, что

можно добиться еще большего ее значения для ГПК с другими геометрическими параметрами.

Далее проведем моделирование характеристик МФ на основе гибкого печатного кабеля.

5.5. Электродинамический анализ

Рассмотрим результаты электродинамического анализа ГПК. Сигнал воздействия имел форму гауссова импульса со спектром 0–40 ГГц. Расчет выполнен при длинах кабеля 30, 60, 90, 120, 150 мм. Поперечное сечение, которым моделировался реальный ГПК, показано на рис. 5.17, а исследуемая структура, 2 двухпроводных кабеля с зазором между ними 0,01 мм, — на рис. 5.18, где изображено также продольное расположение 50-омных портов для вывода формы сигналов на концах структуры.



Рис. 5.17. Поперечное сечение одного двухпроводного гибкого печатного кабеля

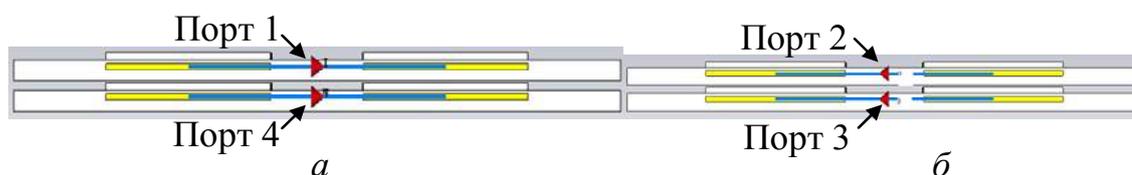


Рис. 5.18. Продольное расположение портов в начале (а) и конце (б) структуры из двух двухпроводных гибких печатных кабелей

Геометрические параметры моделируемой структуры (рис. 5.19): $w=0,8$ мм; $s=0,45$ мм; $t=0,035$ мм; $h_1=0,0525$ мм; $h_2 = h_1 + t = 0,0875$ мм. Для полиимида принято $\epsilon_r = 3,5$.

Были получены формы сигналов при длинах кабеля 30, 60, 90, 120, 150 мм и зазоре 0,01 мм (табл. 5.3). Анализ графических данных показывает сильную выраженность модальных явлений в исследуемой структуре, возрастающую с длиной ГПК.

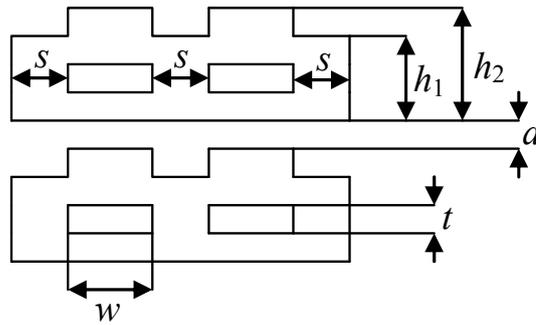


Рис. 5.19. Геометрические параметры моделируемой структуры

Входной сигнал достигает пикового значения в момент времени 44 пс, следовательно, для оценки относительной (к средней задержке) разности задержек импульсов разложения $|\Delta\tau|/\tau_{\text{ср}}$ необходимо вычесть по 44 пс из задержки каждого импульса. Тогда для порта 2 из последнего графика табл. 5.3

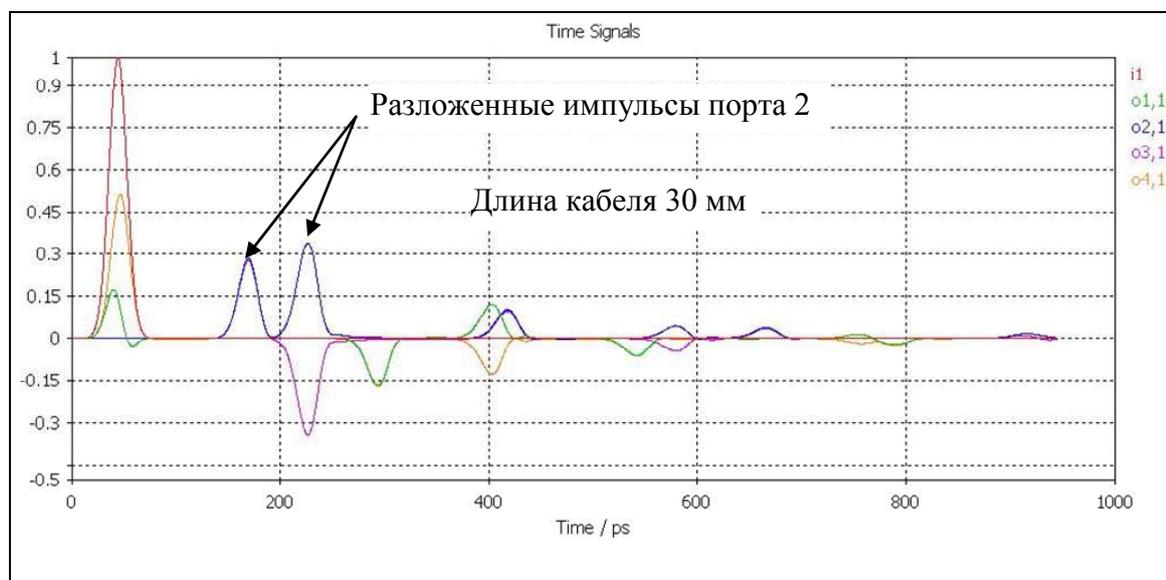
$$|\Delta\tau|/\tau_{\text{ср}} = |\tau_1 - \tau_2| \times 100\% / ((\tau_1 + \tau_2 - 2 \times 44) \times 0,5) =$$

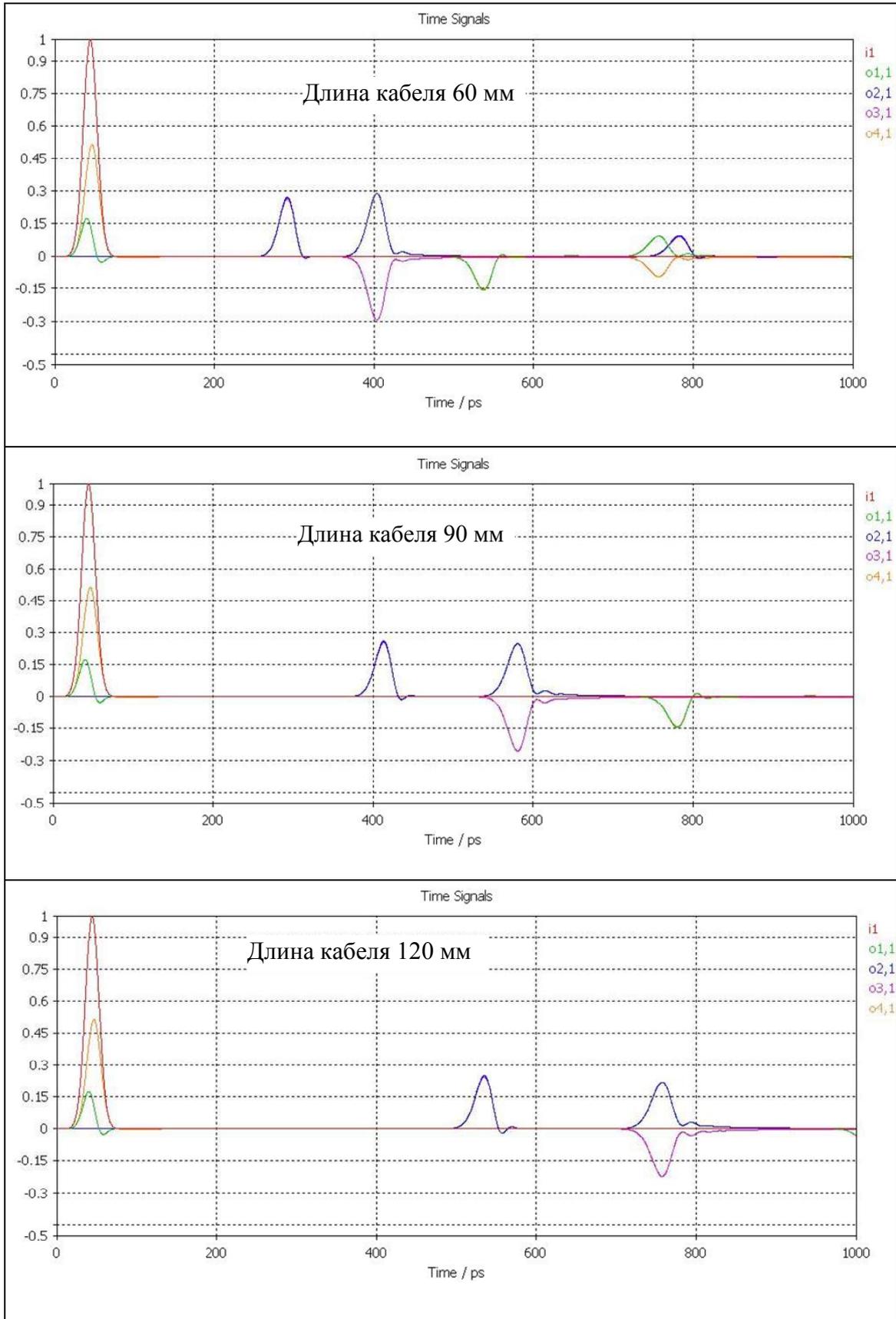
$$= 276,4 \times 100\% / ((657,3 + 933,71 - 2 \times 44) \times 0,5) = 37\%,$$

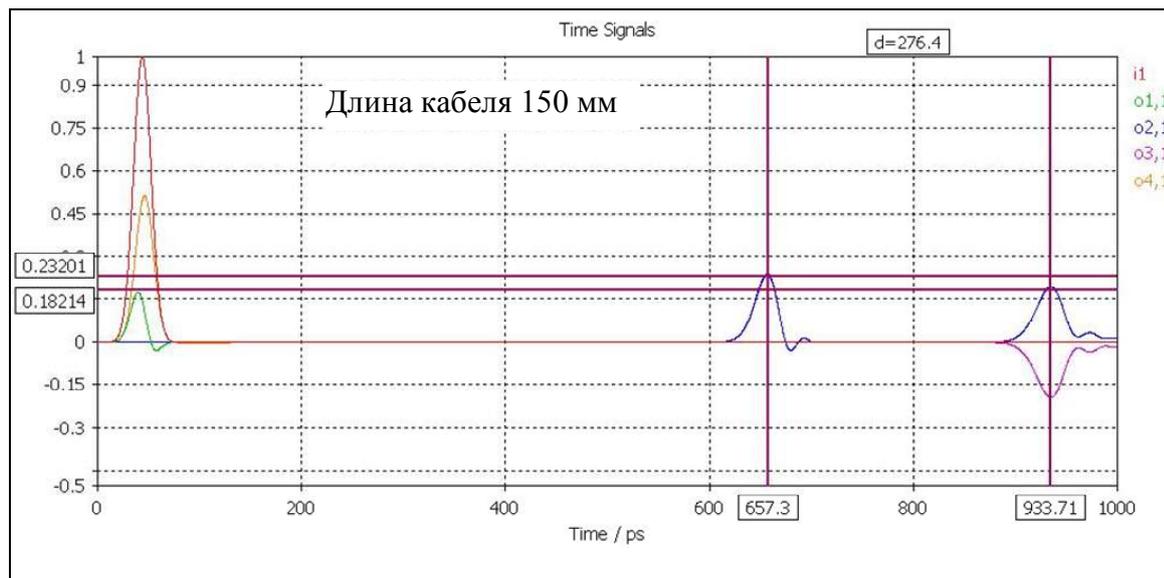
что весьма значительно. Разность погонных задержек доминирующих мод $\Delta\tau = -1,8$ нс/м (с учетом того, что мода, близкая к дифференциальной, приходит позже моды, близкой к синфазной).

Таблица 5.3

Формы сигналов, при продольном воздействии гауссовым импульсом на ГПК разной длины с зазором 0,01 мм





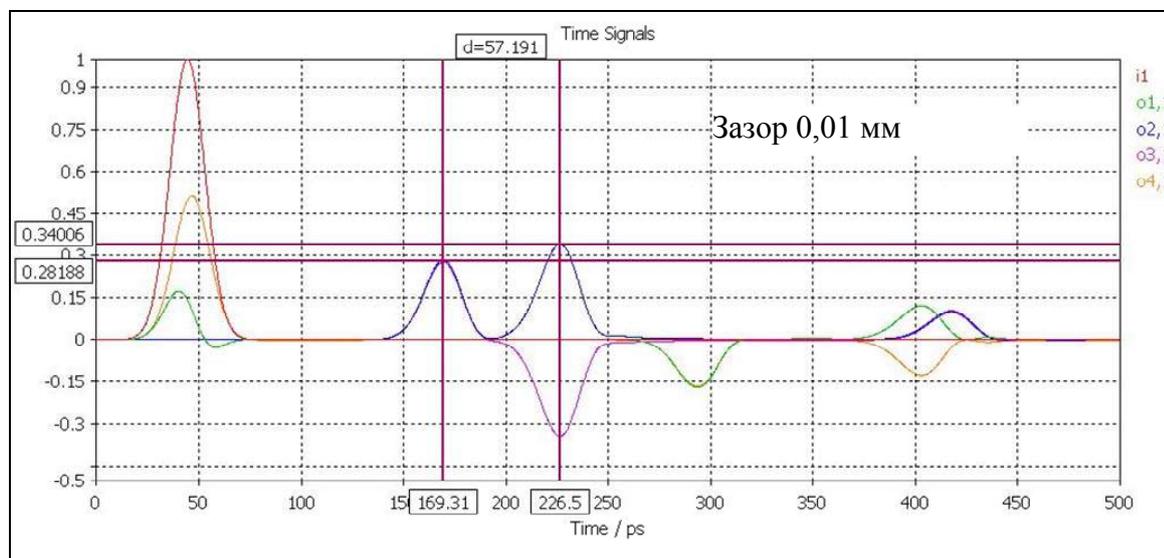


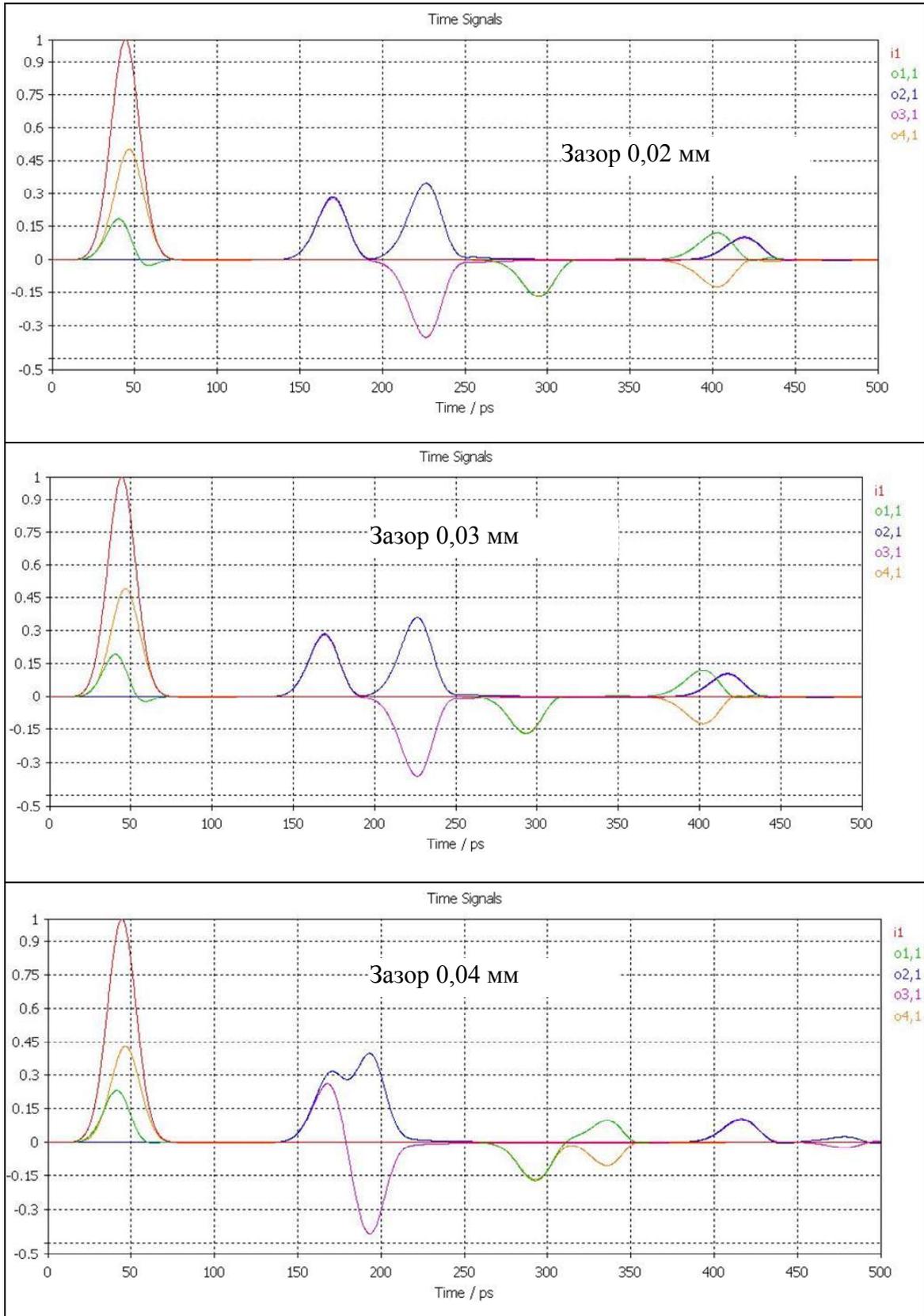
Исследовались формы сигналов при различных (от 0,01 до 5 мм) зазорах между ГПК длиной $l = 30$ мм (табл. 5.4). Анализ полученных графических данных позволяет заключить, что, чем меньше зазор, тем больше разность задержек мод в ГПК при продольном воздействии гауссовым импульсом.

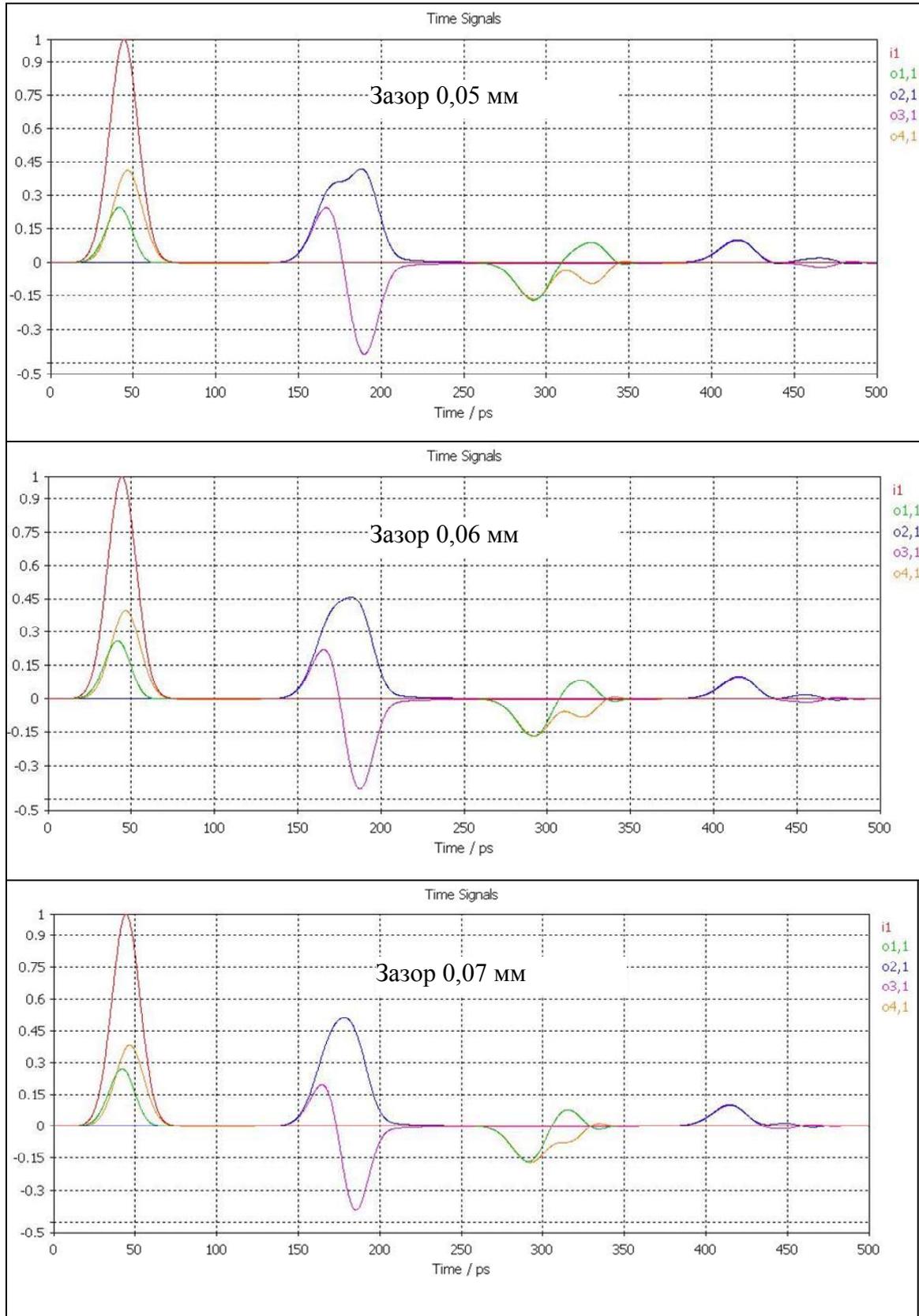
Результаты аналогичного исследования, но для поперечного расположения портов (рис. 5.20) приведены в табл. 5.5. Анализ полученных графических данных показывает, что при поперечном воздействии разложение импульса не происходит.

Таблица 5.4

Формы сигналов при продольном воздействии гауссовым импульсом на ГПК длиной $l=30$ мм с различным зазором







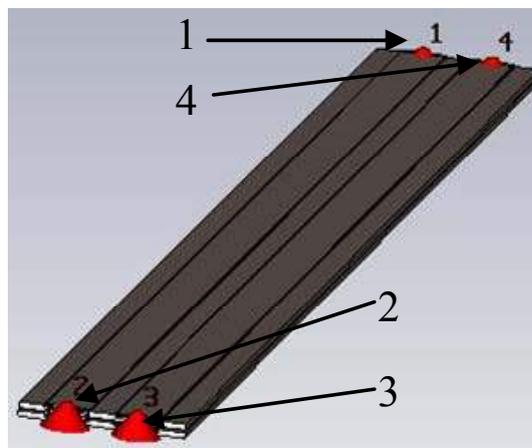
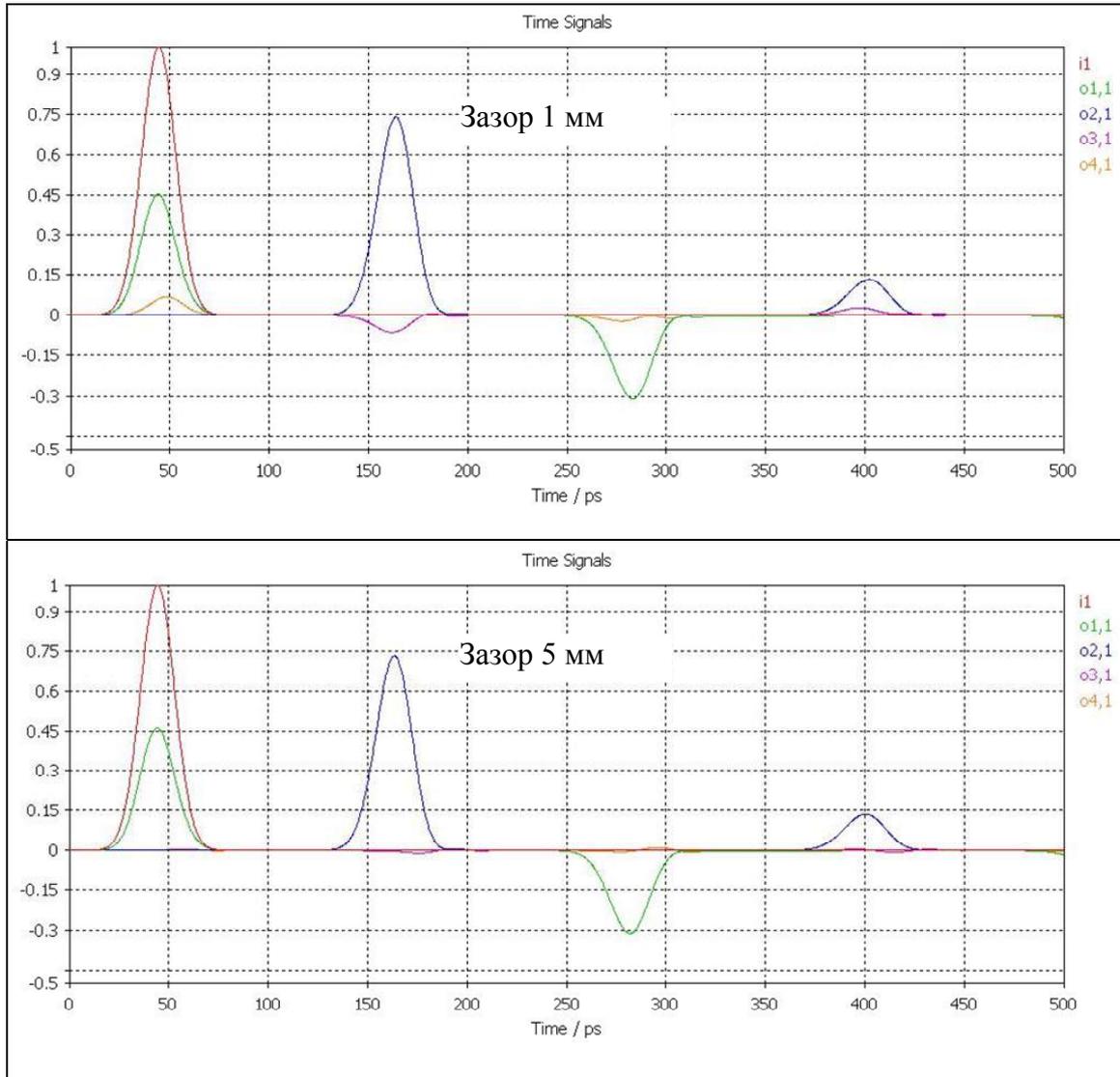
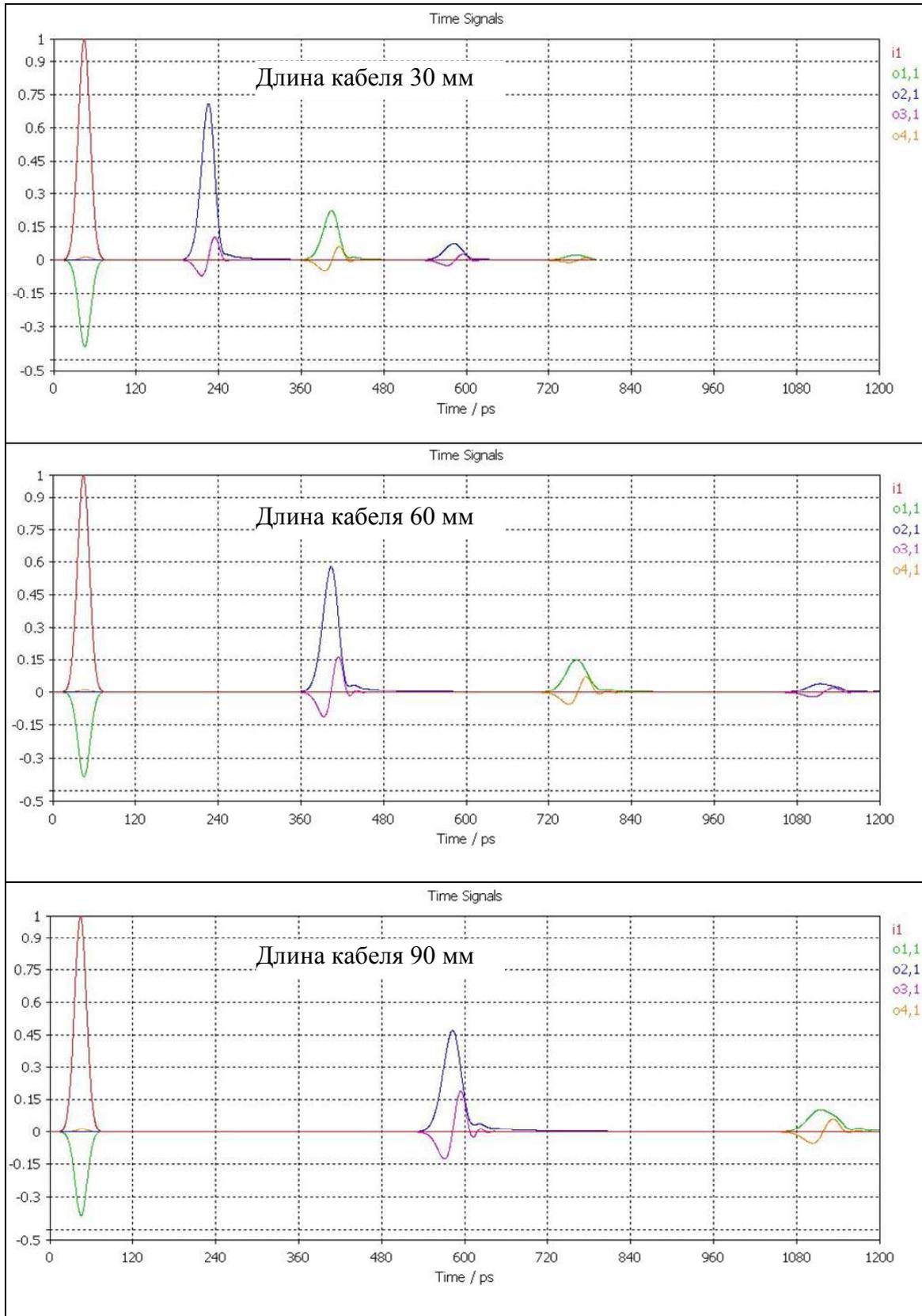
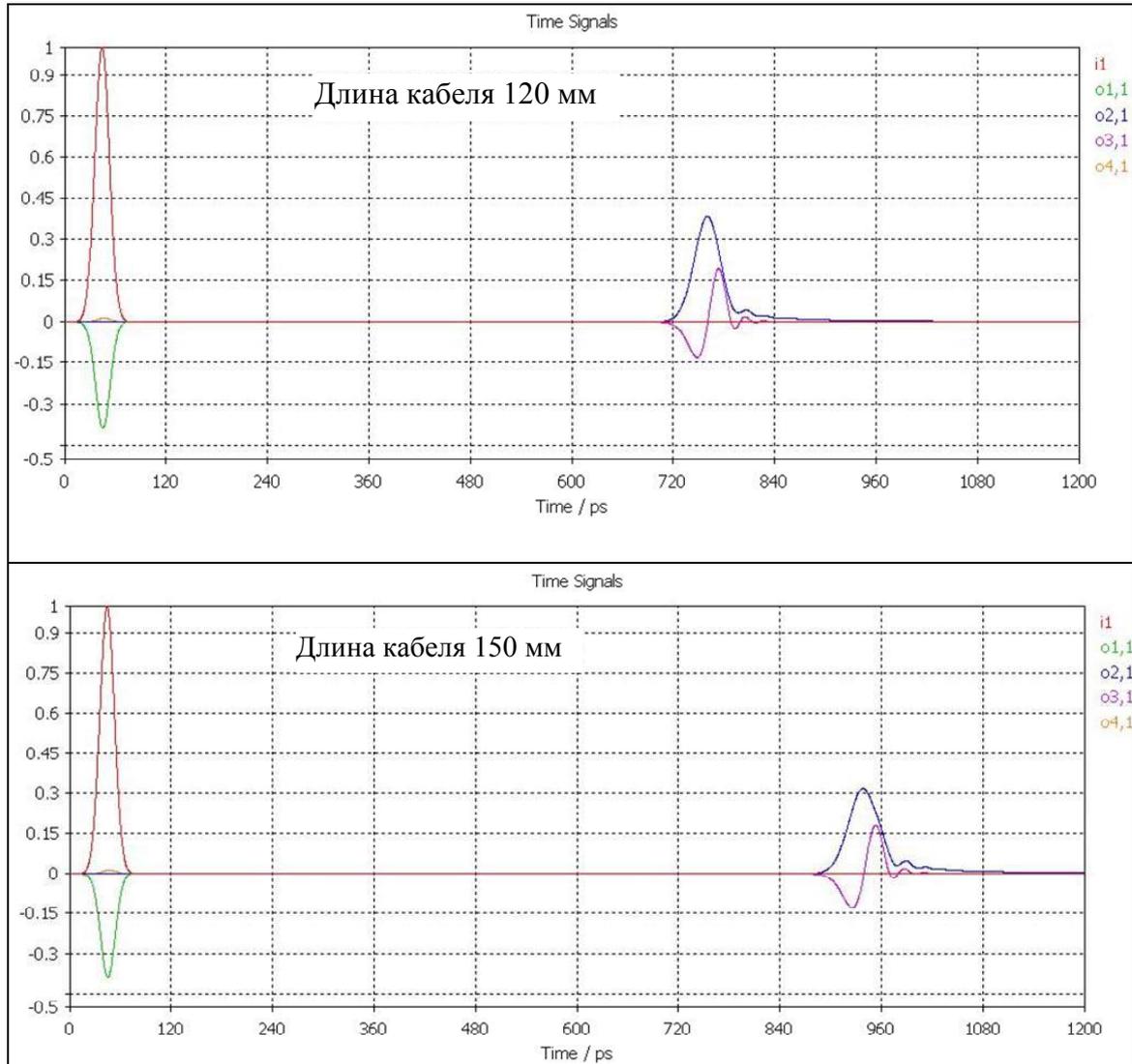


Рис. 5.20. Поперечное расположение портов

Таблица 5.5

Формы сигналов при поперечном воздействии гауссовым импульсом на ГПК различной длины с зазором 0,01 мм



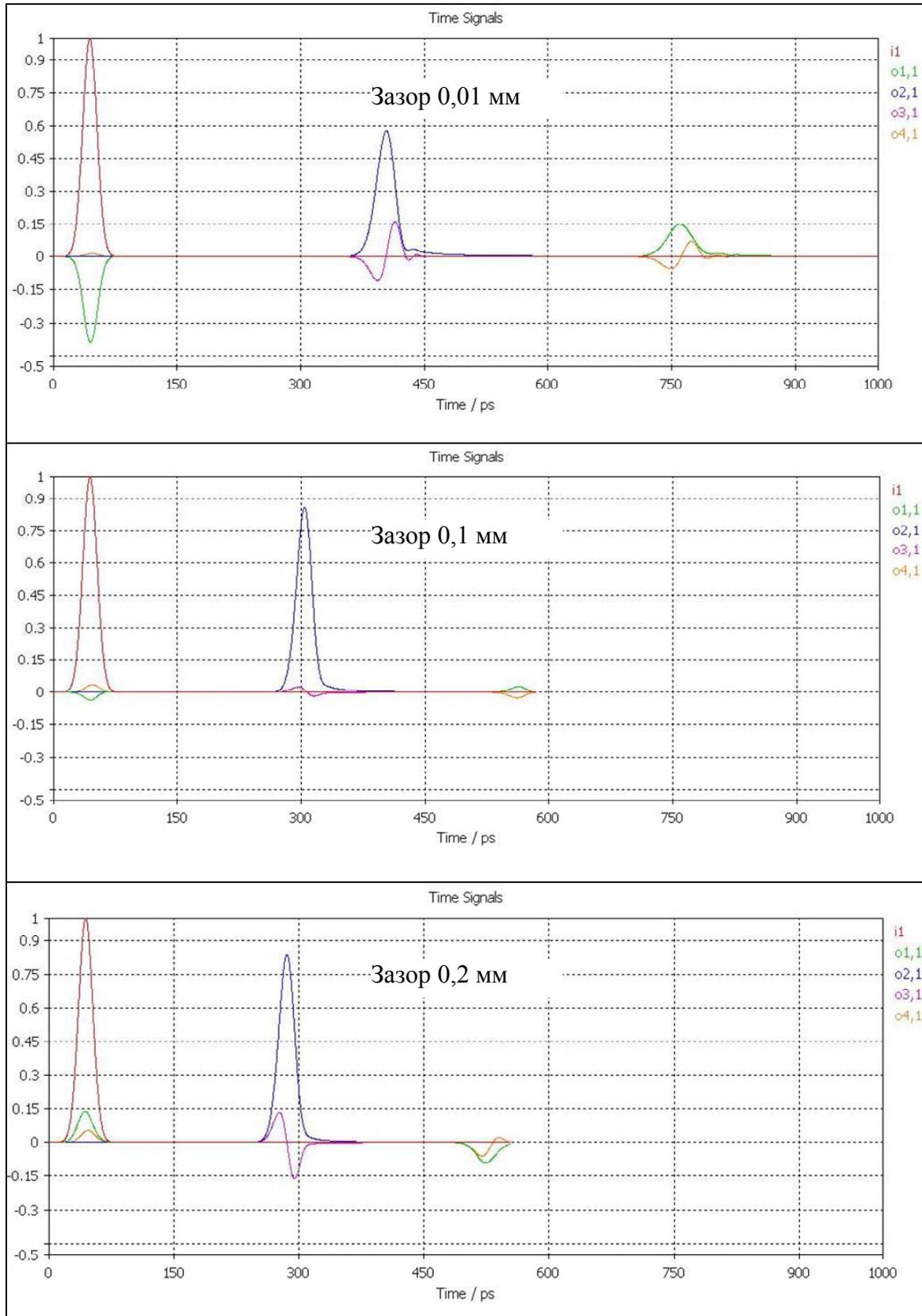


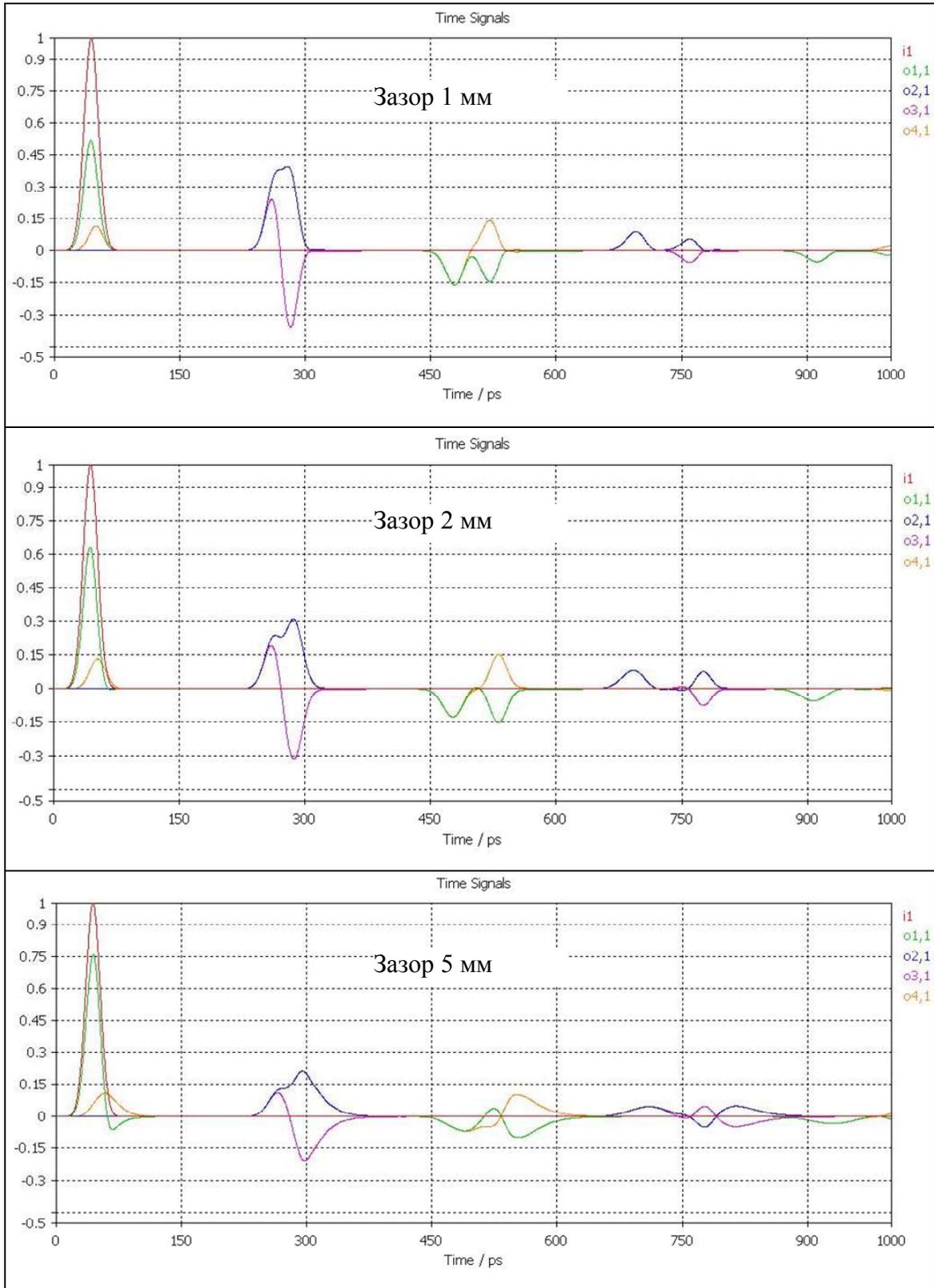
Формы сигналов при увеличении зазора между кабелями от 0,01 до 5 мм приведены в табл. 5.6, длина кабелей $l = 60$ мм. Видно, что, чем больше зазор, тем больше выражены модальные явления.

Таким образом, при продольном воздействии гауссовым импульсом имеет место сильная выраженность модальных явлений в структуре из двух ГПК. Чем меньше зазор, тем больше разность задержек мод в ГПК. При поперечном воздействии гауссовым импульсом разложение импульса в структуре из двух ГПК с малым зазором не происходит. С увеличением зазора явление разложения импульса возникает.

Таблица 5.6

Формы сигналов при поперечном воздействии гауссовым импульсом на ГПК длиной $l=60$ мм с различным зазором





5.6. Сравнение результатов квазистатического и электродинамического анализа

5.6.1. Одиночная линия

Сначала моделировался отрезок одиночной линии передачи (рис. 5.21). На рис. 5.22 представлено поперечное сечение исследуемой структуры в системе TALGAT, а на рис. 5.23 — CST MWS.

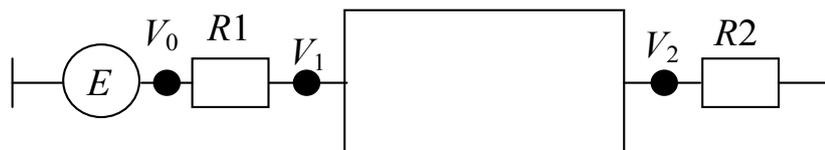


Рис. 5.21. Отрезок одиночной линии передачи

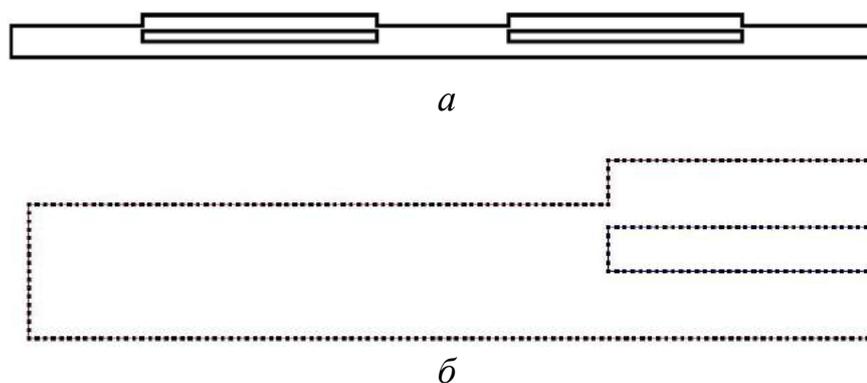


Рис. 5.22. Поперечное сечение исследуемой структуры (а) и его увеличенный фрагмент (б)

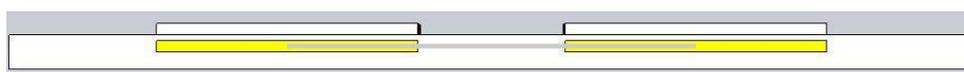


Рис. 5.23. Поперечное сечение гибкого печатного кабеля в CST MWS

Вычислен временной отклик для тестовой схемы по рис. 5.21. Параметры линии: длина $l = 0,09$ м; вычисленные в системе TALGAT при материале оболочки кабеля из полиимида ($\epsilon_r = 3,5$) погонные индуктивность и емкость $L = 6,41$ нГн/м, $C = 24,27$ пФ/м, характеристический импеданс $Z_c = 162,5$ Ом. Параметры элементов цепей: $R1 = R2 = 50$ Ом. На проводник подается трапецевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0 = 5$ В, длительность плоской вершины импульса $t_d = 1$ нс, время фронта и спада $t_r = t_f = 1$ нс. На рис. 5.24 представлены результаты моделирования в системе

TALGAT. Максимальные значения амплитуд $V_1 = 3,55$ В, $V_2 = 2,39$ В. Задержка составляет 0,4 нс.

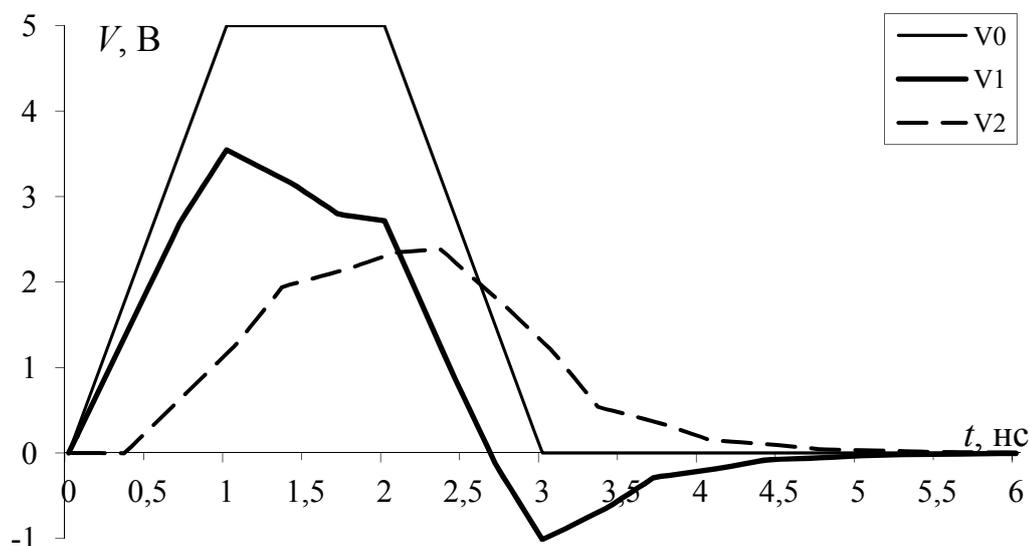


Рис. 5.24. Результаты моделирования тестовой схемы по рис. 5.21 в системе TALGAT при $R_1=R_2=50$ Ом: V_0 – форма сигнала ЭДС входного воздействия; V_1 – форма сигнала в начале линии; V_2 – форма сигнала в конце линии

Вычислен временной отклик для тестовой схемы по рис. 5.21 при прежних параметрах линии и параметрах элементов цепей $R_1=10$ мкОм, $R_2=50$ Ом. На рис. 5.25 представлены результаты моделирования в системе TALGAT. Максимальные значения амплитуд $V_1 = 5$ В, $V_2 = 3,98$ В. Задержка составляет 0,375 нс.

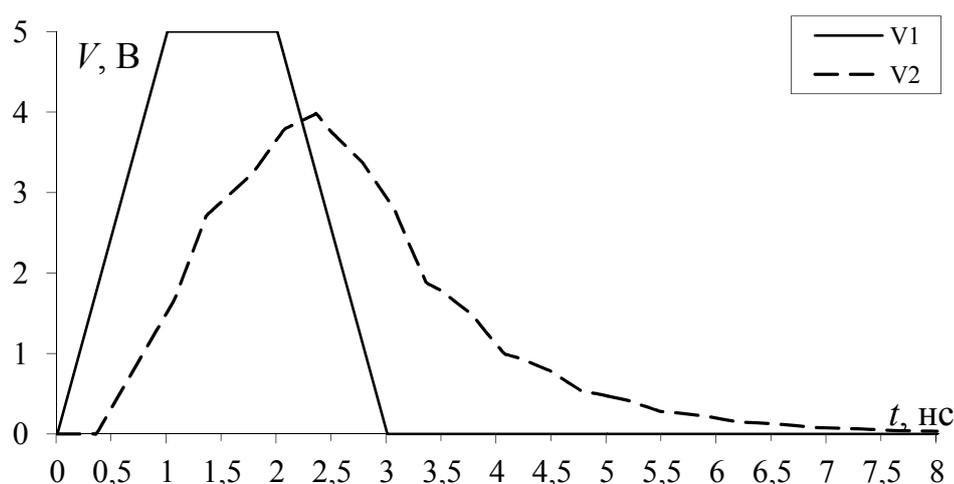


Рис. 5.25. Результаты моделирования тестовой схемы по рис. 5.21 в системе TALGAT при $R_1=10$ мкОм, $R_2=50$ Ом: V_1 – форма сигнала в начале линии; V_2 – форма сигнала в конце линии

Формы сигналов, полученных в системах TALGAT и CST MWS без нагрузки в начале линии, приведены на рис. 5.26, 5.27.

Анализ графических данных, полученных в системе CST MWS, позволяет заключить, что максимальная амплитуда напряжения сигнала в конце линии без потерь $V_{\max} = 4,29$ В, с потерями $V_{\max} = 4,34$ В. Задержка в случае без потерь 0,4 нс, с потерями 0,36 нс.

Аналогичное моделирование выполнено для разных длин линии: $l = 0,09; 0,06; 0,03$ м. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT и CST MWS, приведены на рис. 5.28–5.33.

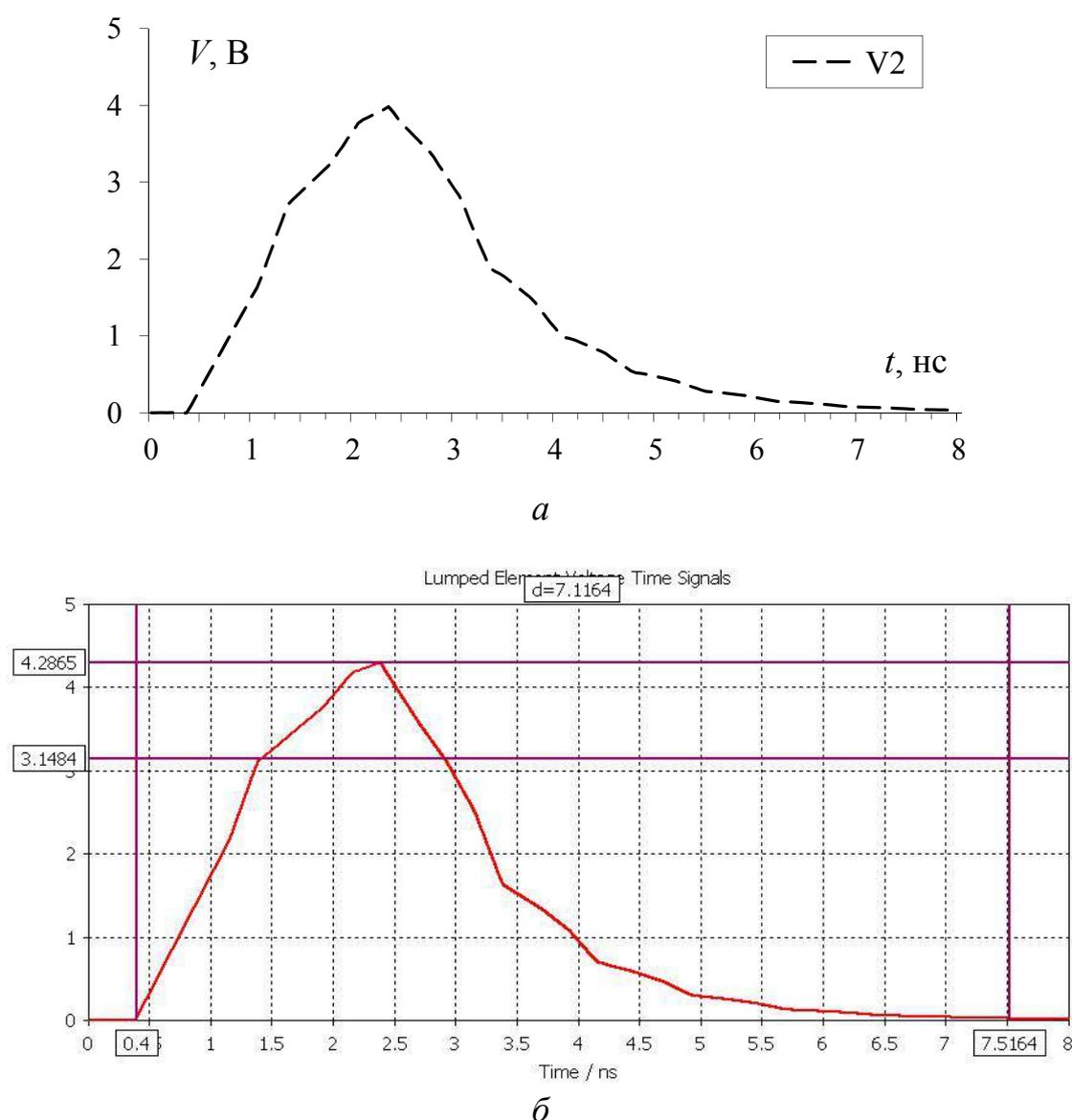


Рис. 5.26. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), без учета потерь

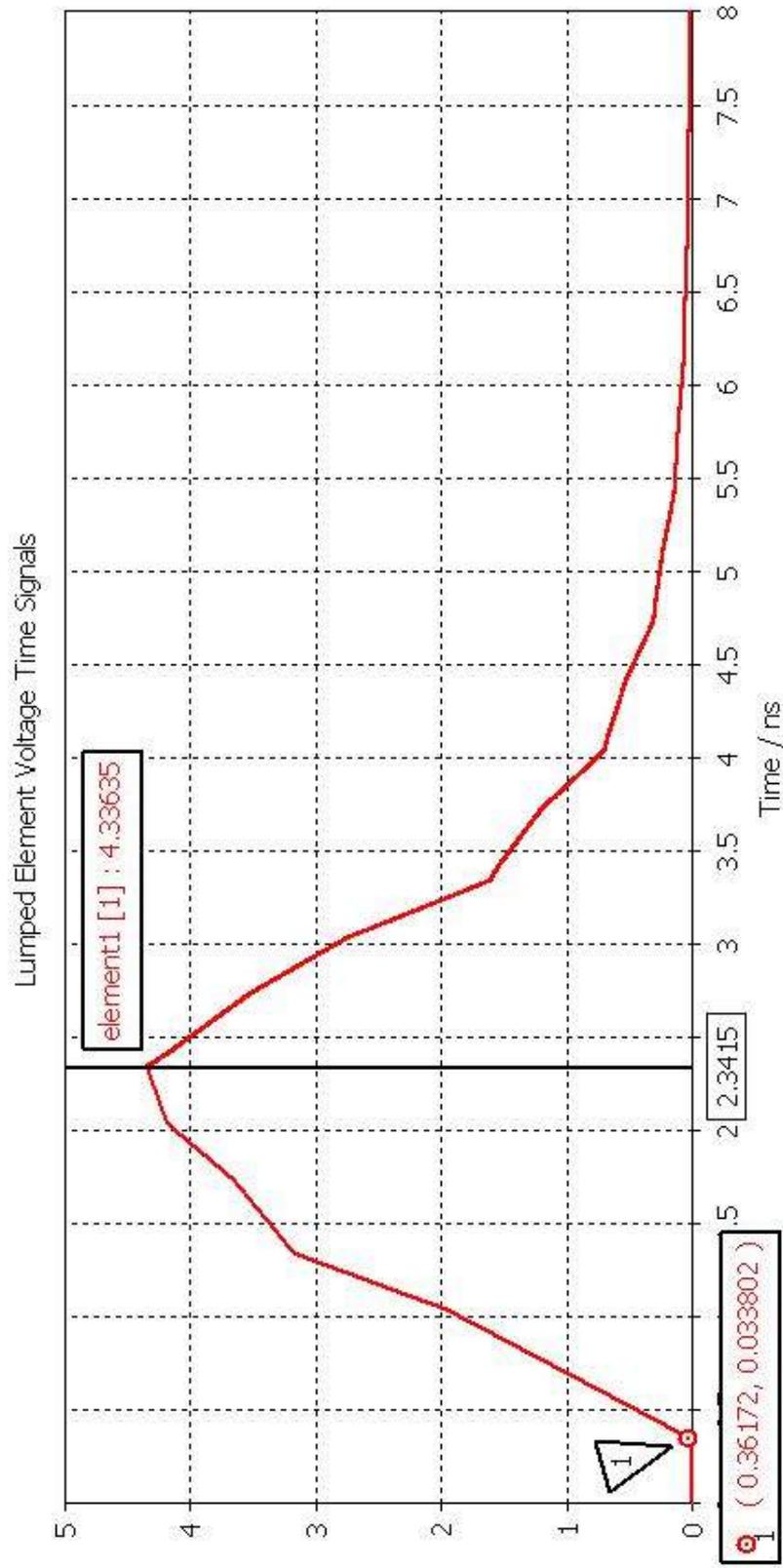
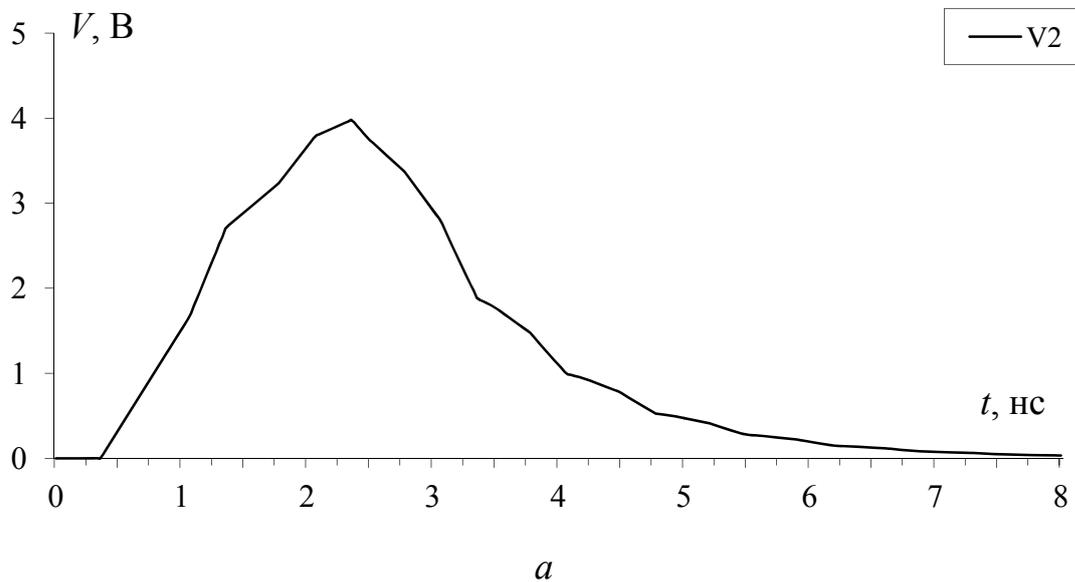


Рис. 5.27. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь



б

Рис. 5.28. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), без учета потерь:

$$l = 0,09 \text{ м}; t_d = 1 \text{ нс}; t_r = t_f = 1 \text{ нс}$$

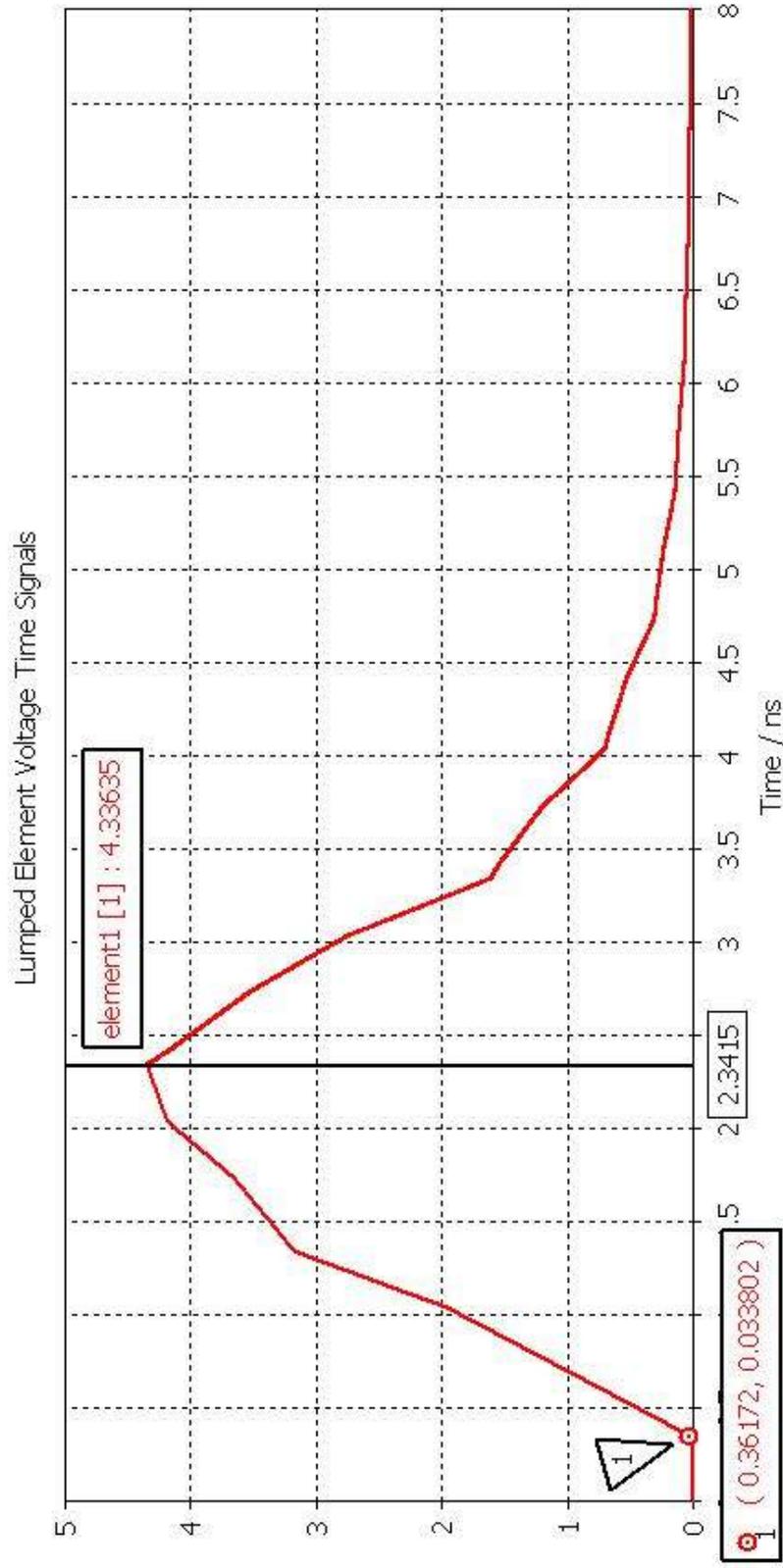


Рис. 5.29. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь: $l = 0,09$ м; $t_d = 1$ нс; $t_r = t_f = 1$ нс

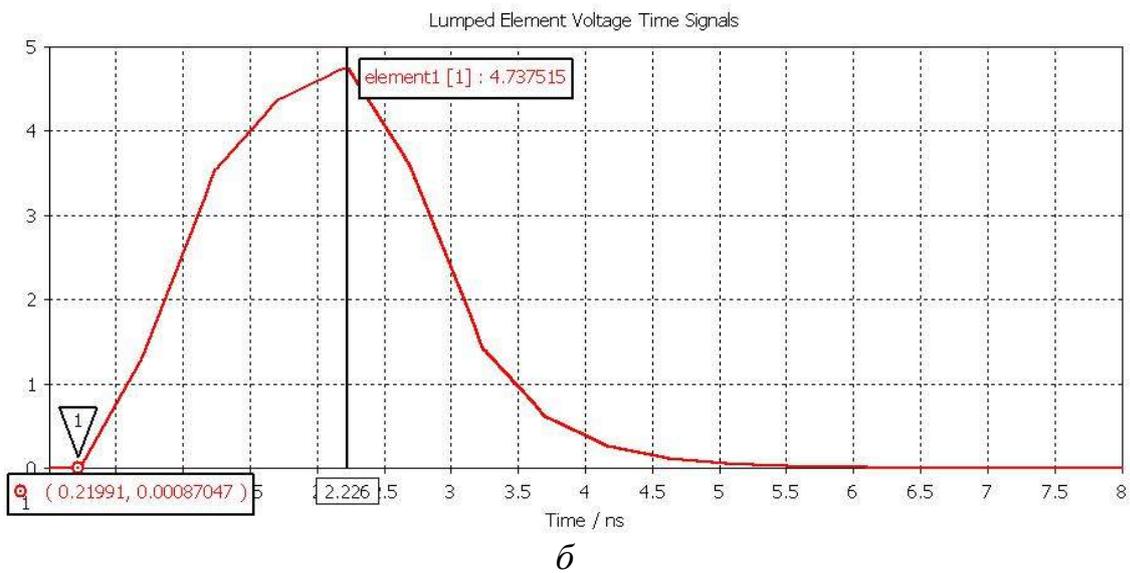
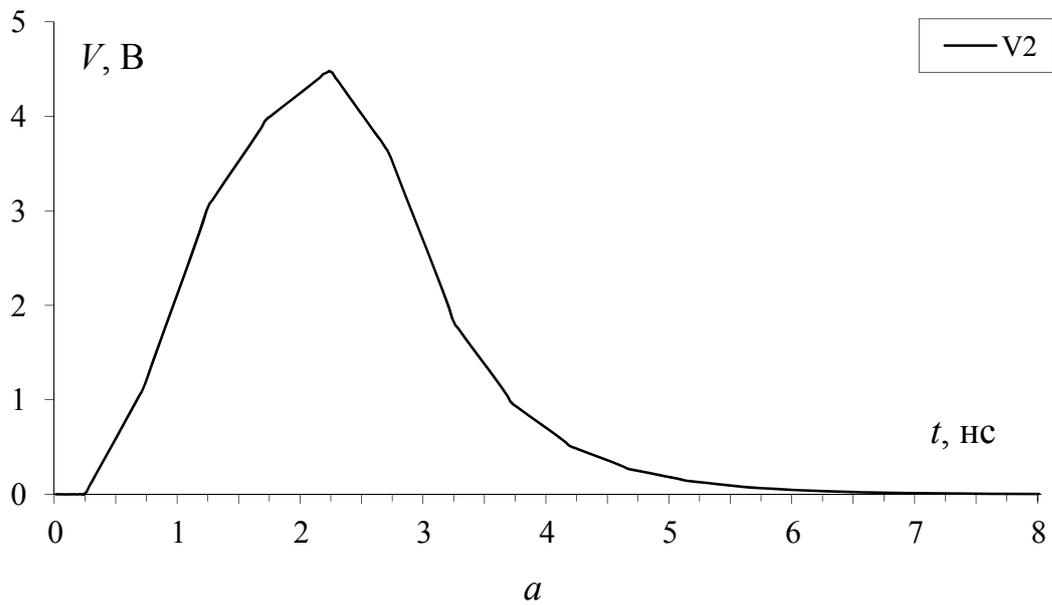


Рис. 5.30. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (a) и CST MWS (б), без учета потерь: $l=0,06 \text{ м}$ при $t_d = 1 \text{ нс}$; $t_r = t_f = 1 \text{ нс}$

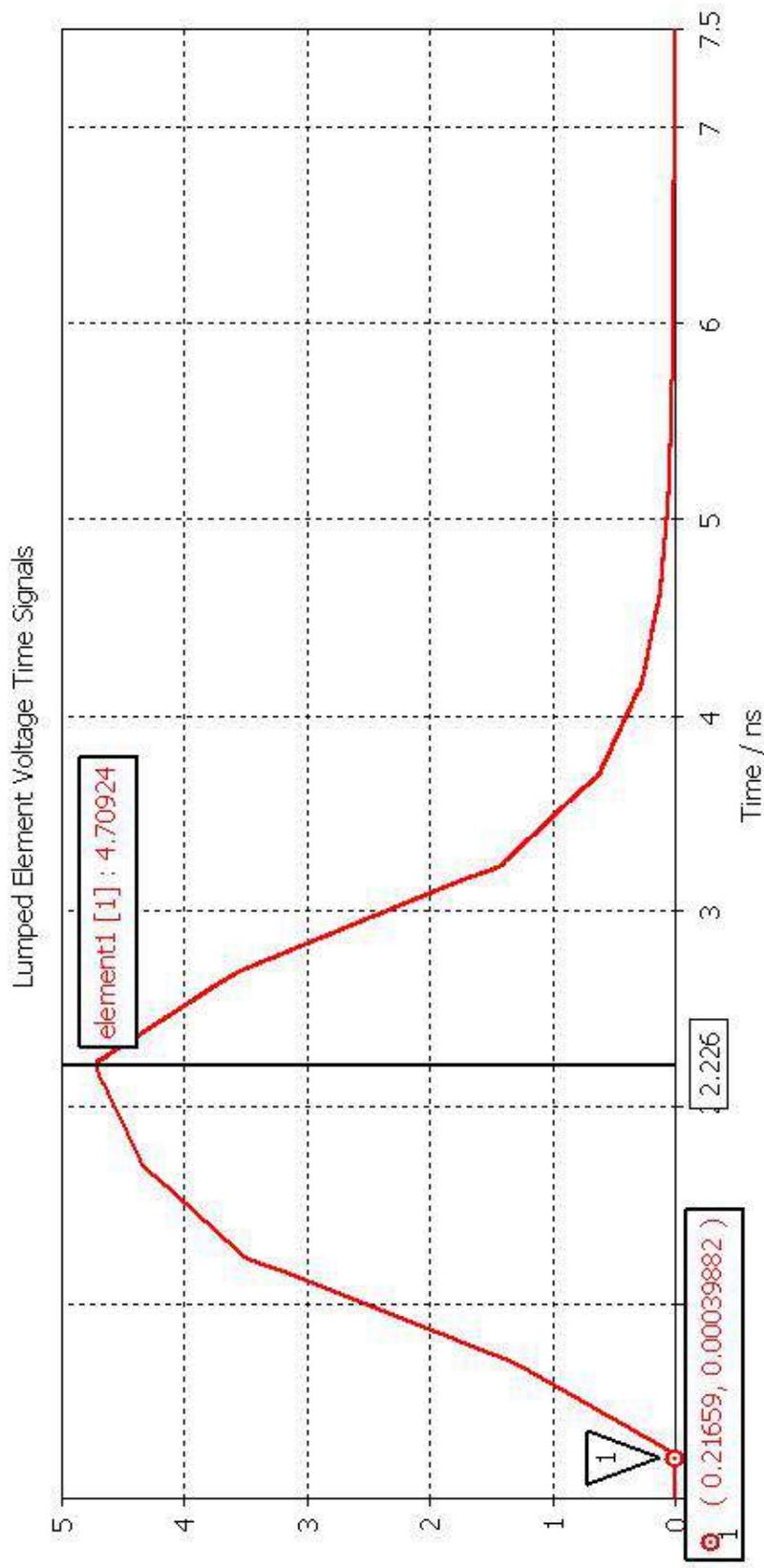
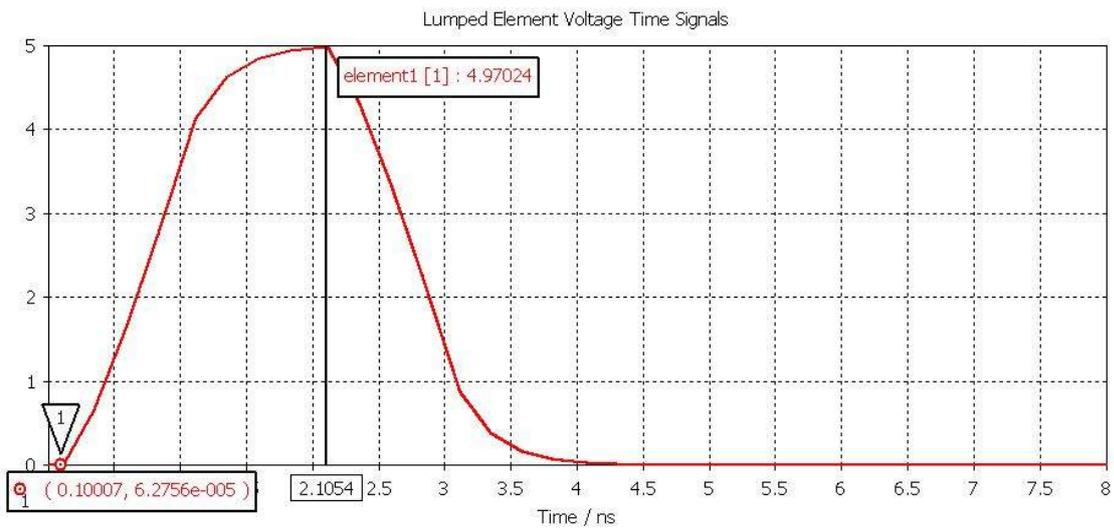
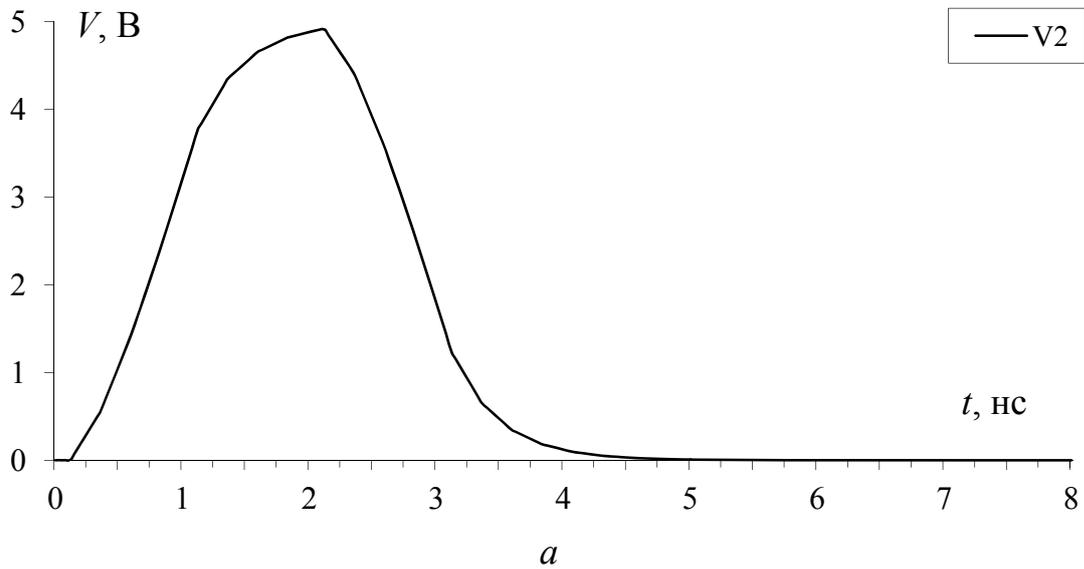


Рис. 5.31. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь: $l=0,06$ м; $t_d = 1$ нс; $t_r = t_f = 1$ нс



b

Рис. 5.32. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (*a*) и CST MWS (*b*), без учета потерь:
 $l=0,03$ м; $t_d = 1$ нс, $t_r = t_f = 1$ нс

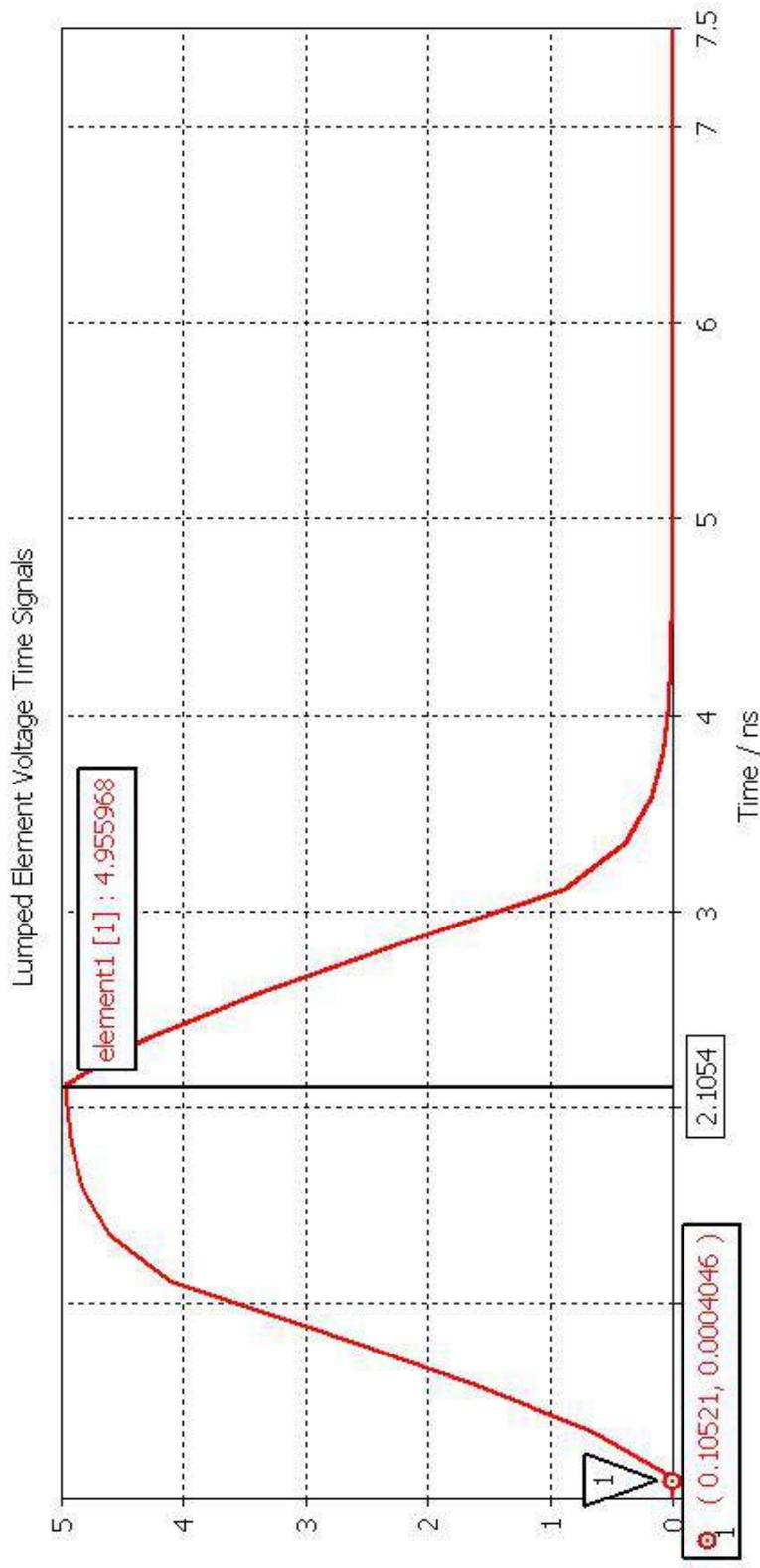
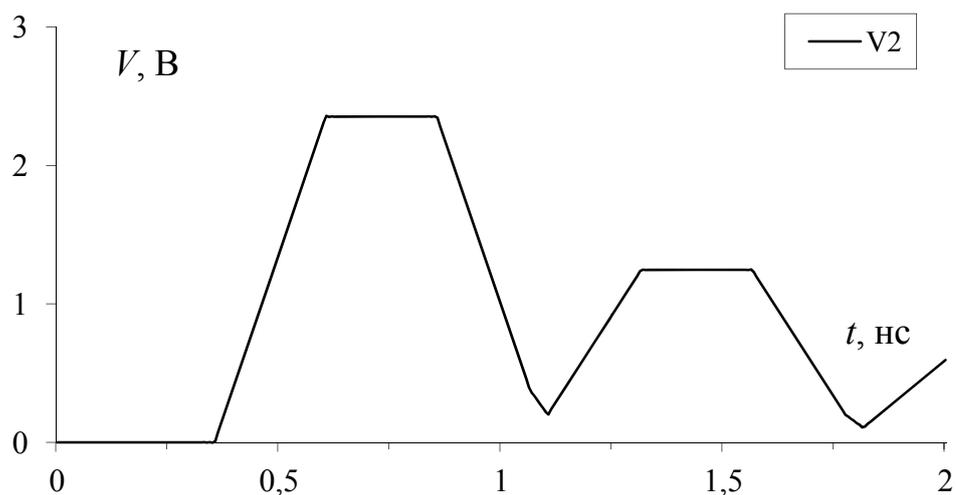
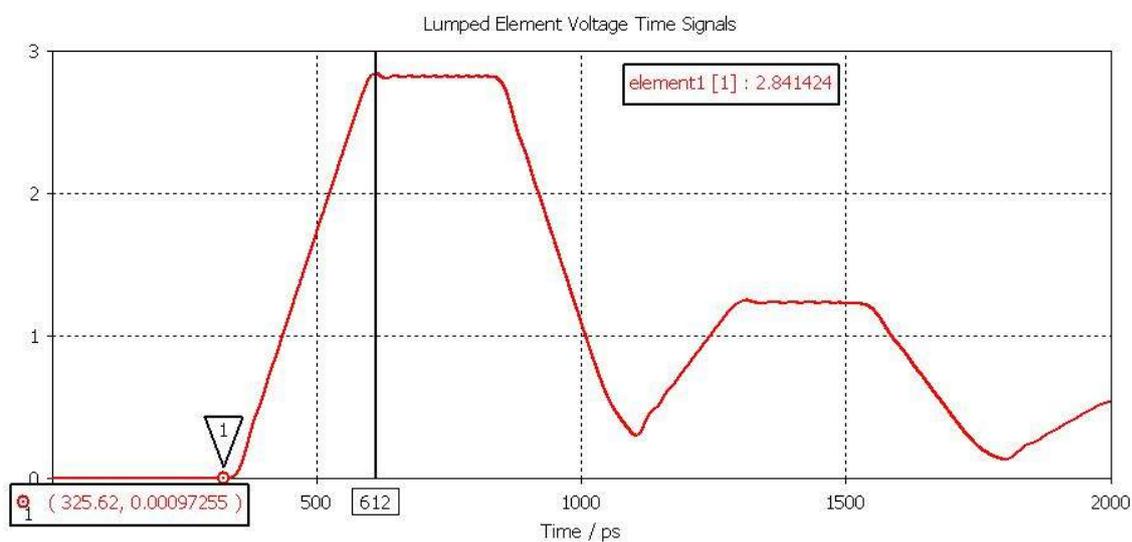


Рис. 5.33. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь: $l=0,03$ м; $t_d=1$ нс, $t_r=t_f=1$ нс

Далее подавался трапецевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0 = 5$ В, $t_d = 250$ пс, $t_r = t_f = 250$ пс. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT и CST MWS, приведены на рис. 5.34–5.39. Они показывают хорошее совпадение результатов электромагнитного и квазистатического моделирования одиночных линий.



a



б

Рис. 5.34. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (*a*) и CST MWS (*б*), без учета потерь:
 $l=0,09$ м; $t_d=250$ нс; $t_r=t_f=250$ нс

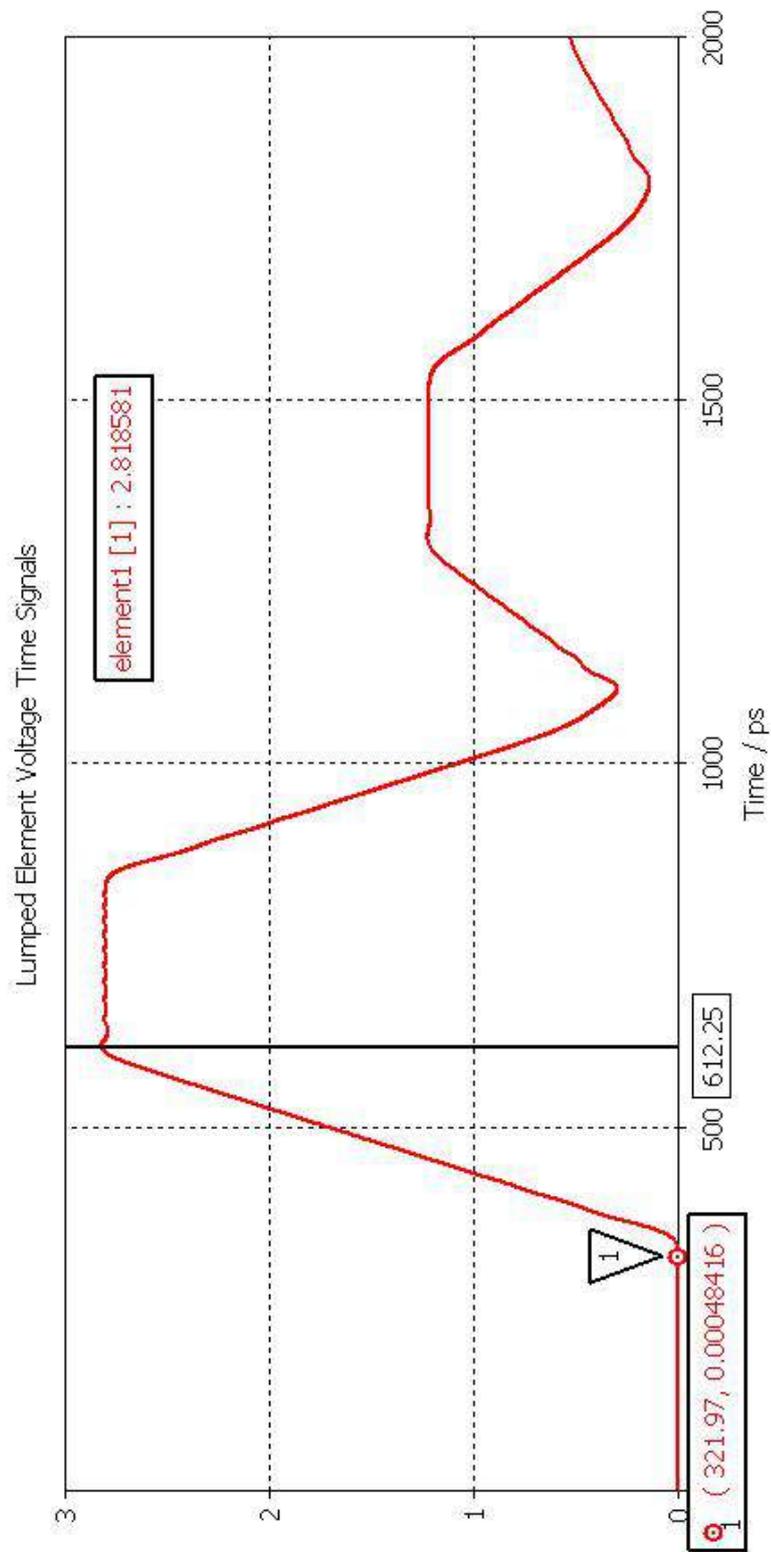
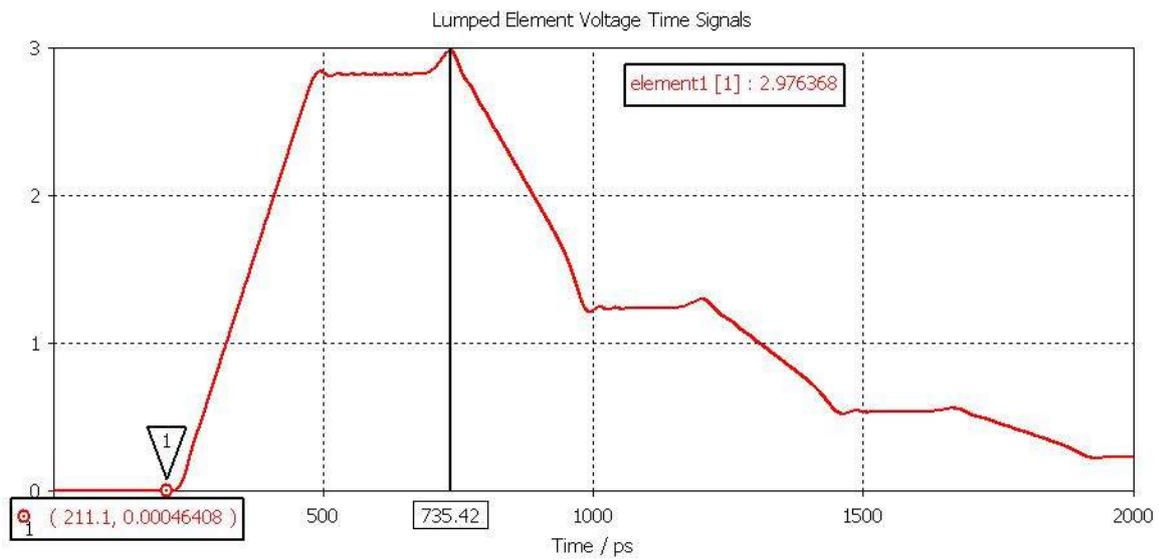
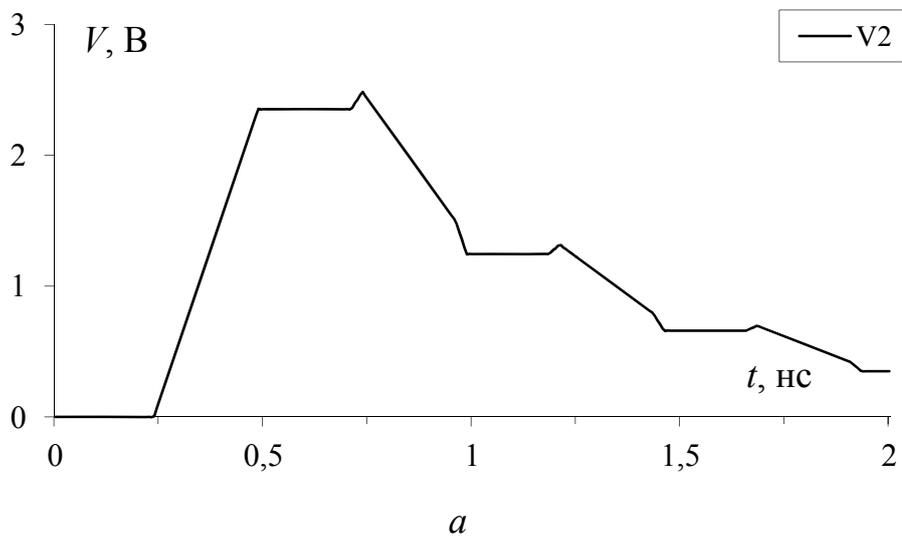


Рис. 5.35. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь: $l=0,09$ м; $t_d = 250$ нс; $t_r = t_f = 250$ нс



б

Рис. 5.36. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (*a*) и CST MWS (*б*), без учета потерь:
 $l=0,06 \text{ м}$; $t_d=250 \text{ нс}$; $t_r=t_f=250 \text{ нс}$

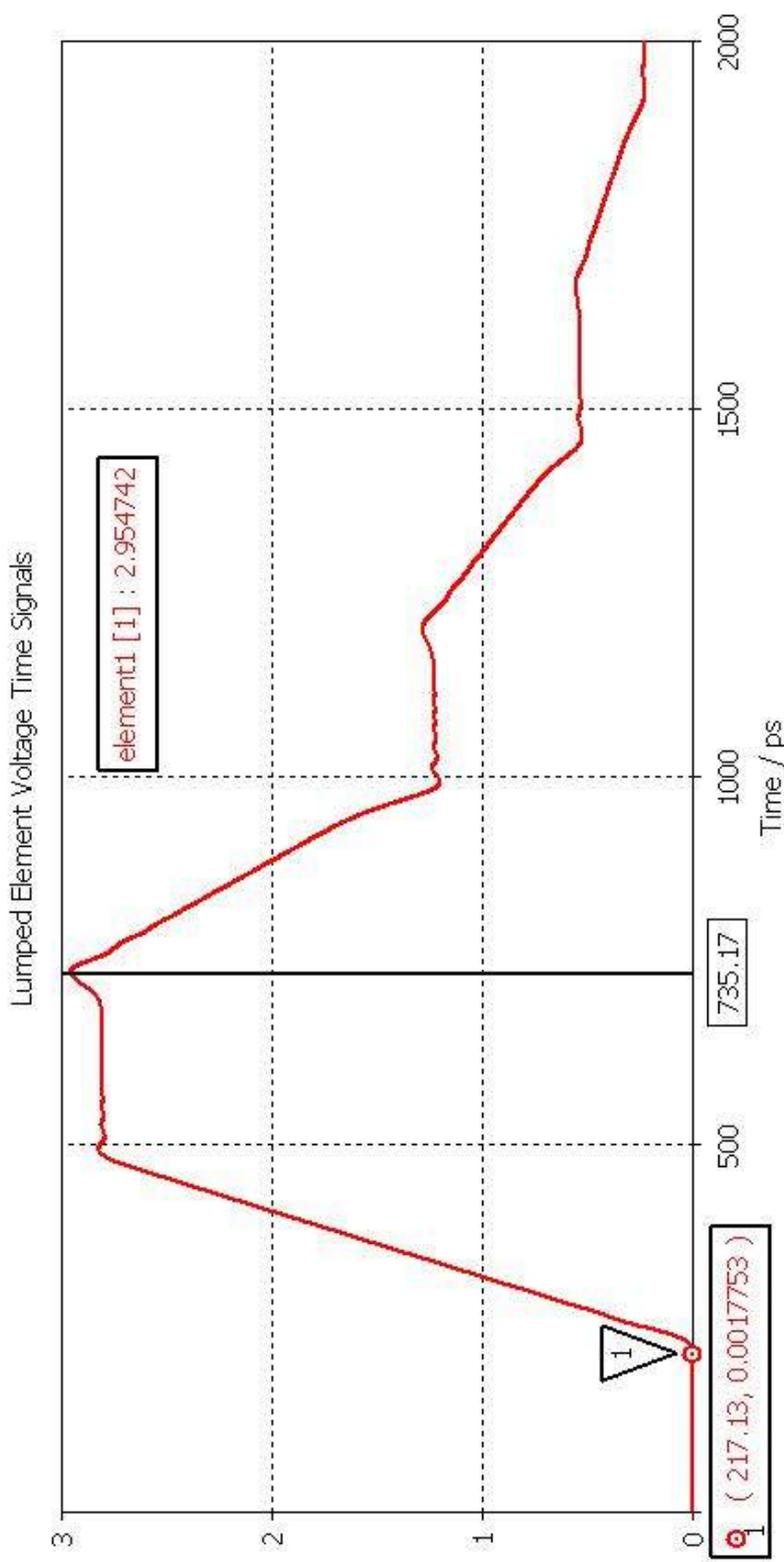


Рис. 5.37. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь:
 $l=0,06$ м; $t_d = 250$ нс; $t_r = t_f = 250$ нс

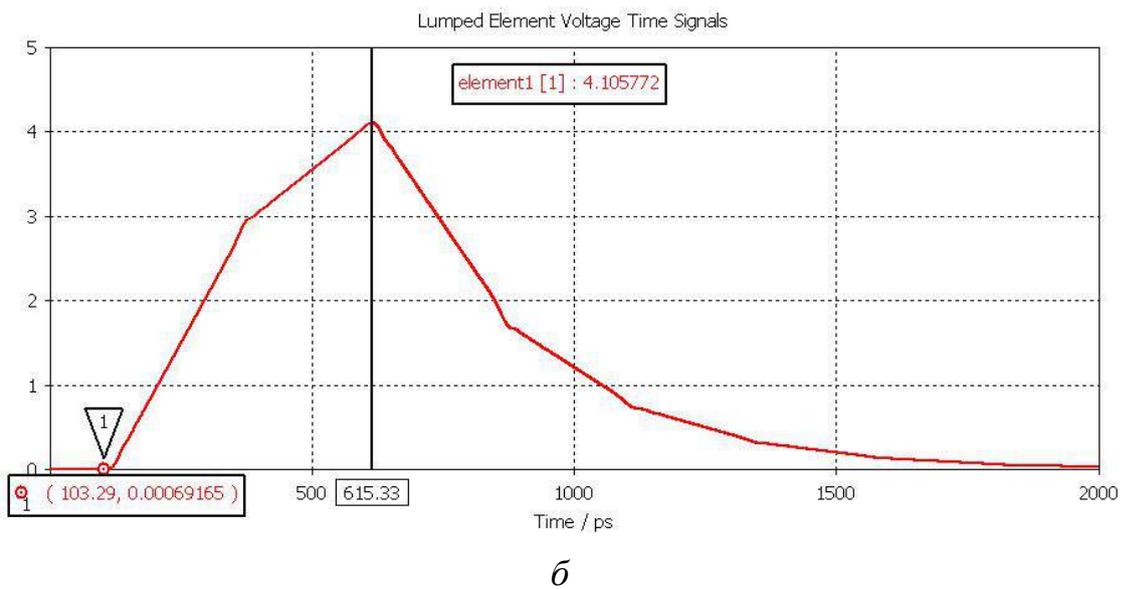
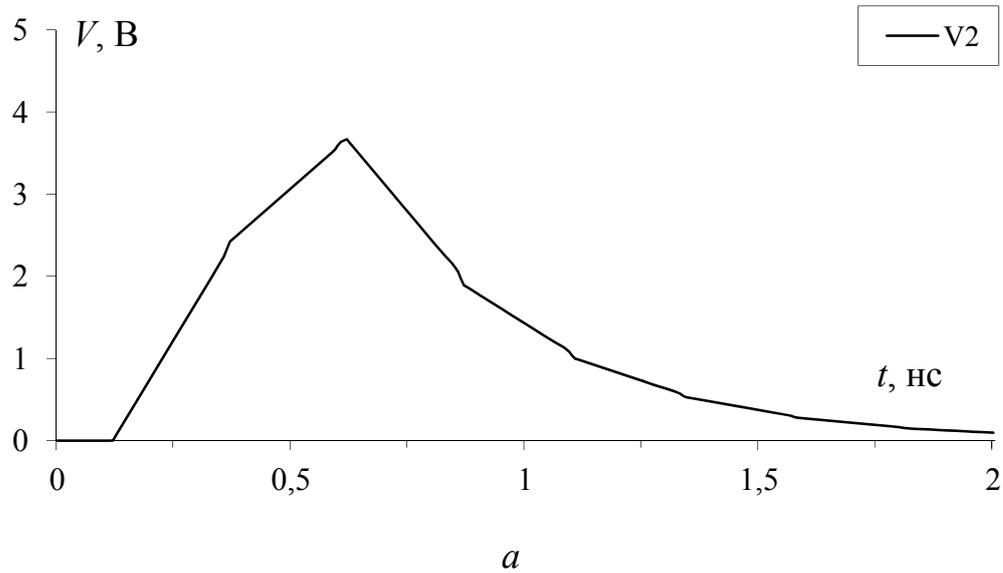


Рис. 5.38. Формы сигналов, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), без учета потерь:
 $l=0,03 \text{ м}$; $t_d=250 \text{ нс}$; $t_r=t_f=250 \text{ нс}$

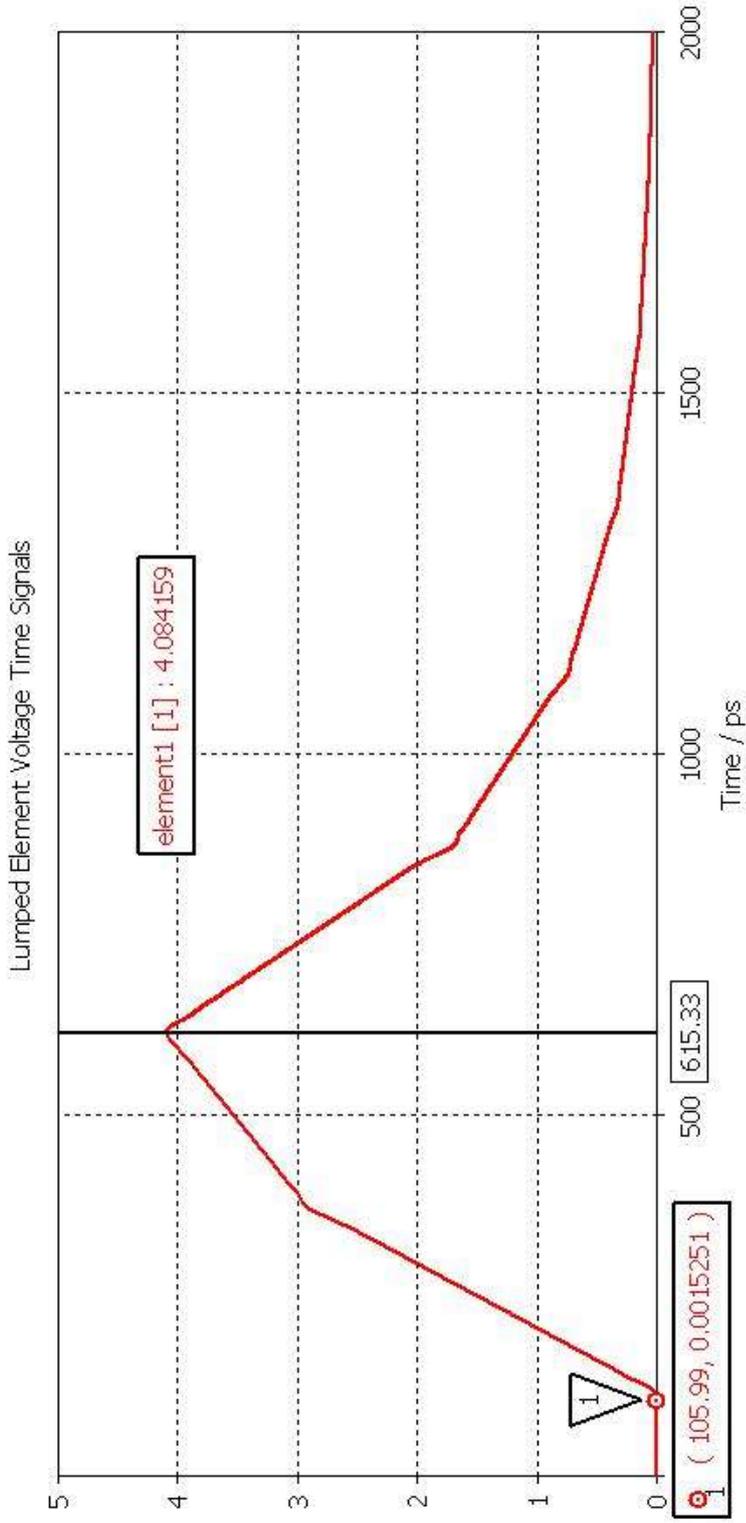


Рис. 5.39. Форма сигнала, полученная в системе CST MWS, с учетом потерь:
 $l=0,03$ м; $t_d = 250$ нс; $t_r = t_f = 250$ нс

5.6.2. Связанные линии

Рассмотрим модель отрезка связанных линий передачи (рис. 5.40).

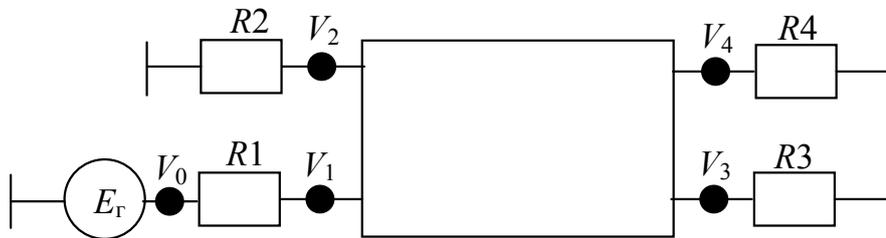


Рис. 5.40. Отрезок связанных линий передачи

Вычислялся временной отклик для тестовой схемы по рис. 5.40. Параметры линии: длина $l=0,09$ м, $R1=157,693$ Ом, $R2=240,795$ Ом, $R3=157,693$ Ом, $R4=240,795$ Ом. Подавался трапециевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0=5$ В, длительность плоской вершины импульса $t_d=250$ пс, время фронта и спада $t_r=t_f=250$ пс.

На рис. 5.41 представлено поперечное сечение исследуемой структуры в системах CST MWS и TALGAT: проводник 1 — пассивный, проводник 2 — активный, проводник 3 — опорный.

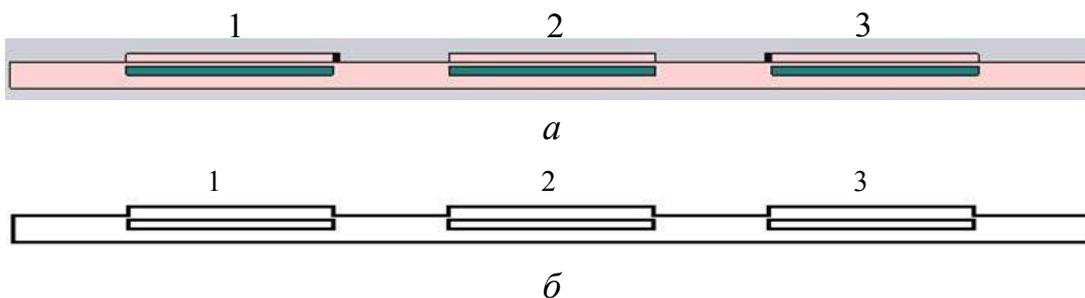


Рис. 5.41. Поперечное сечение трехпроводного гибкого печатного кабеля в системах CST MWS (а) и TALGAT (б)

Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT и CST MWS, без учета потерь, для разных длин отрезка представлены на рис. 5.42–5.46, где V_0 — форма сигнала, генератора; V_1 — форма сигнала в начале активной линии; V_2 — форма сигнала в начале пассивной линии; V_3 — форма сигнала

в конце активной линии; V_4 — форма сигнала в конце пассивной линии.

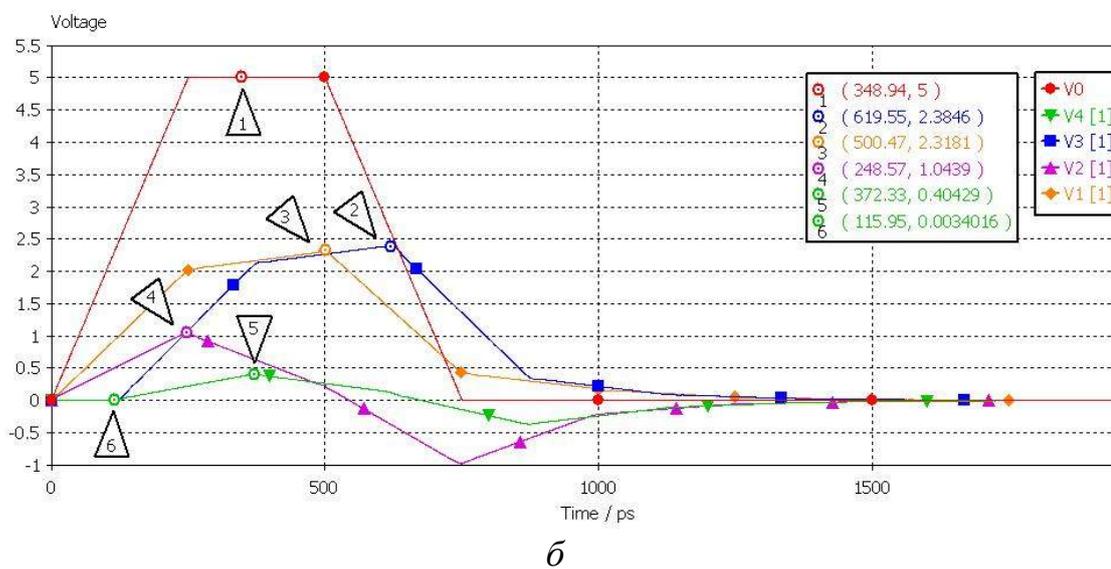
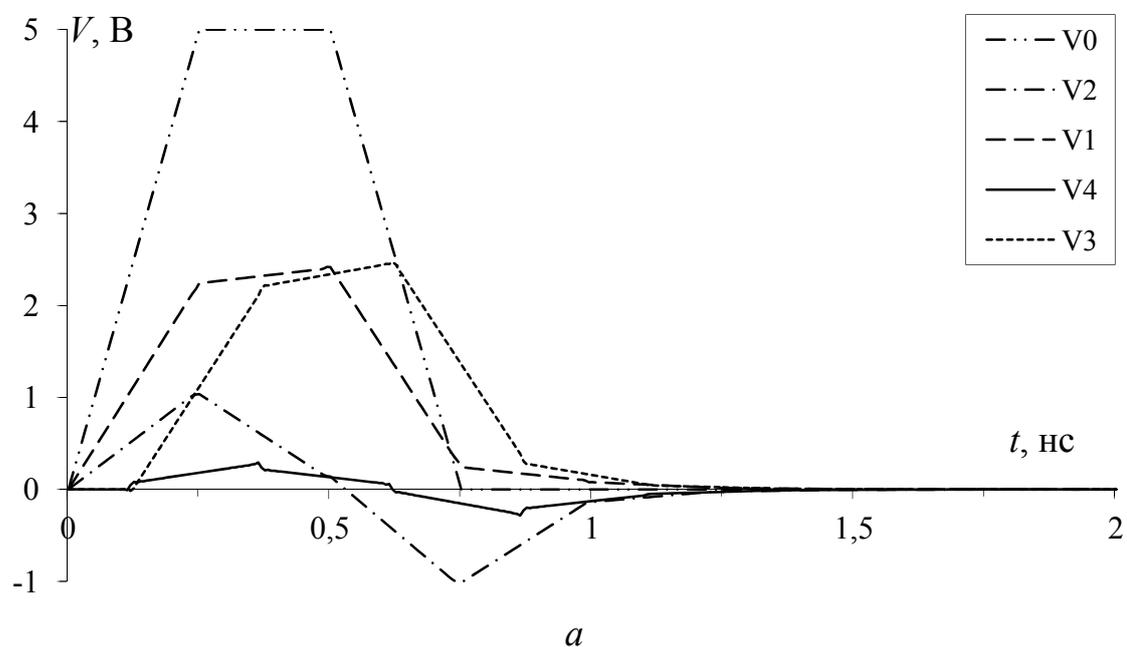


Рис. 5.42. Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), для отрезка длиной $l=0,03$ м

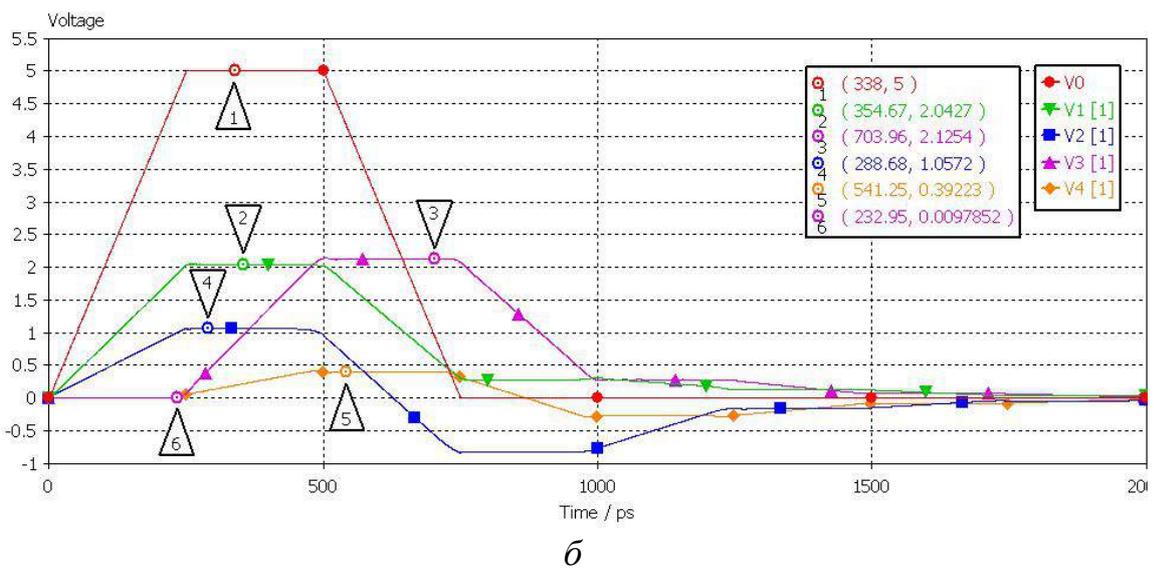
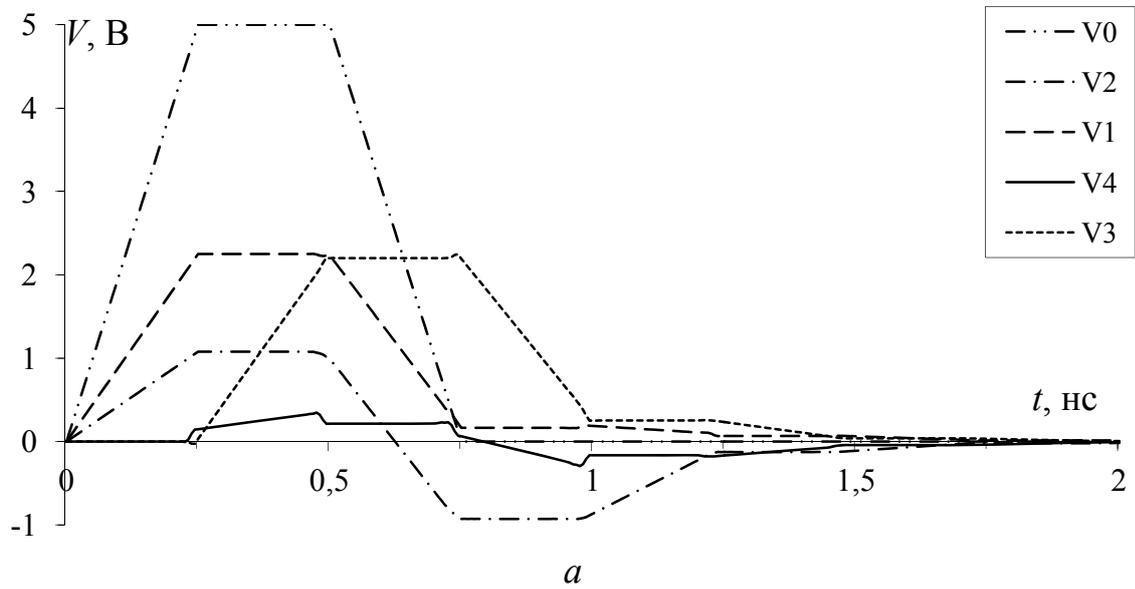


Рис. 5.43. Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), для отрезка длиной $l=0,06$ м

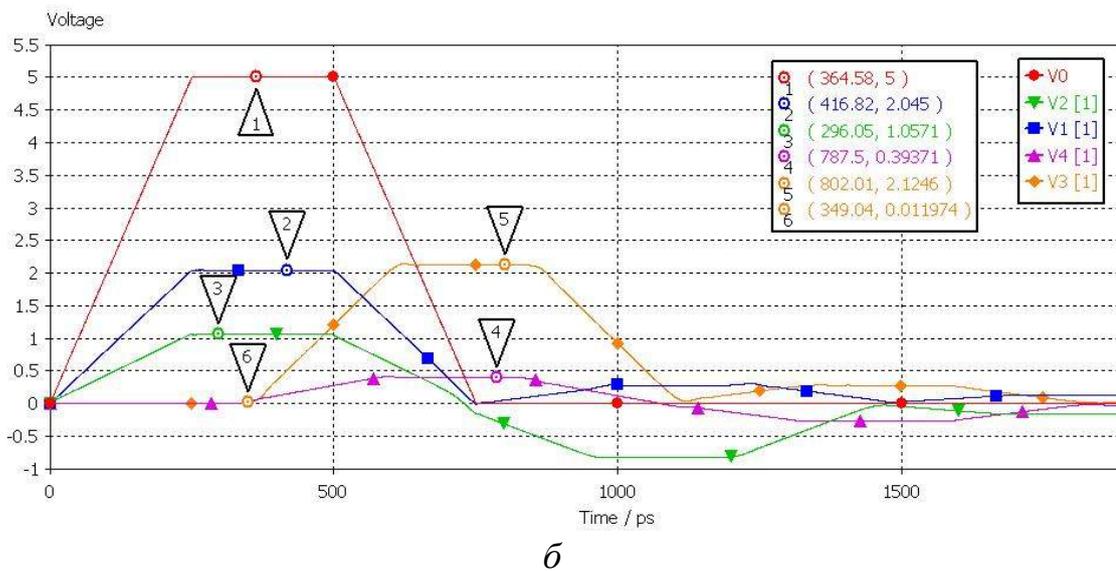
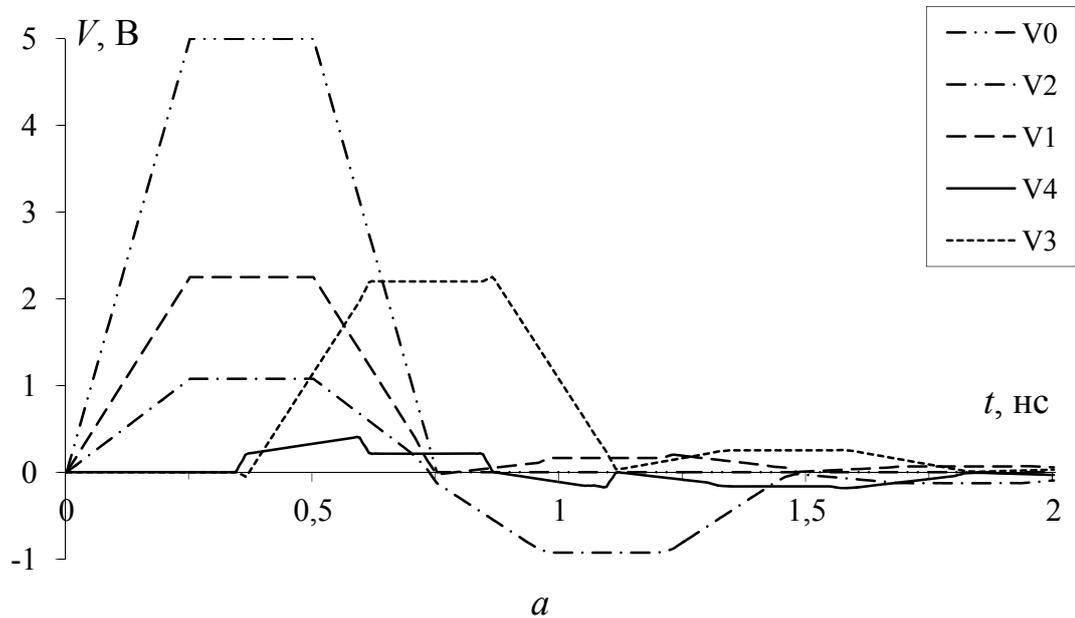
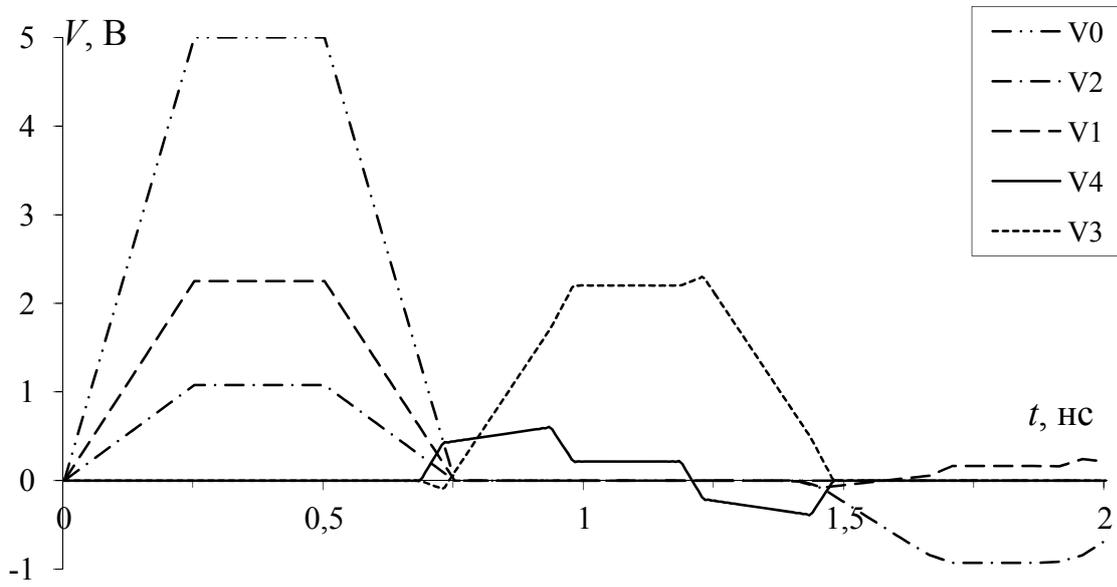
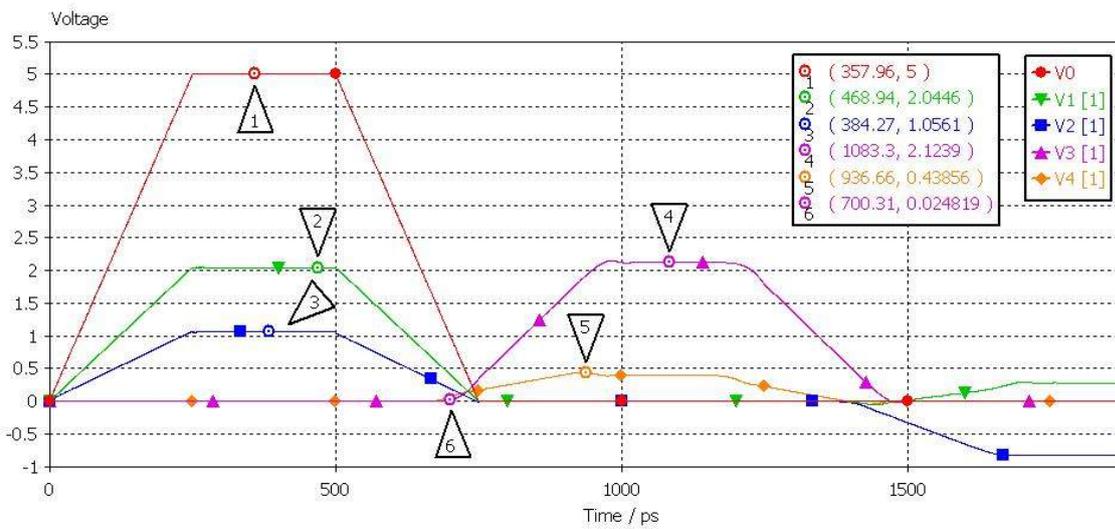


Рис. 5.44. Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT (а) и CST MWS (б), для отрезка длиной $l=0,09$ м

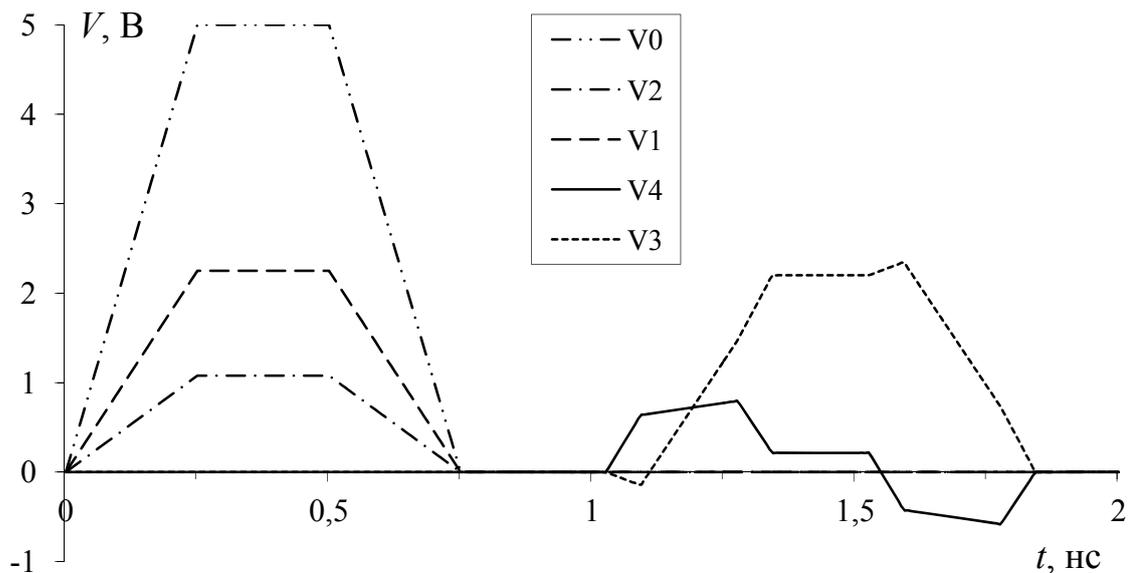


a

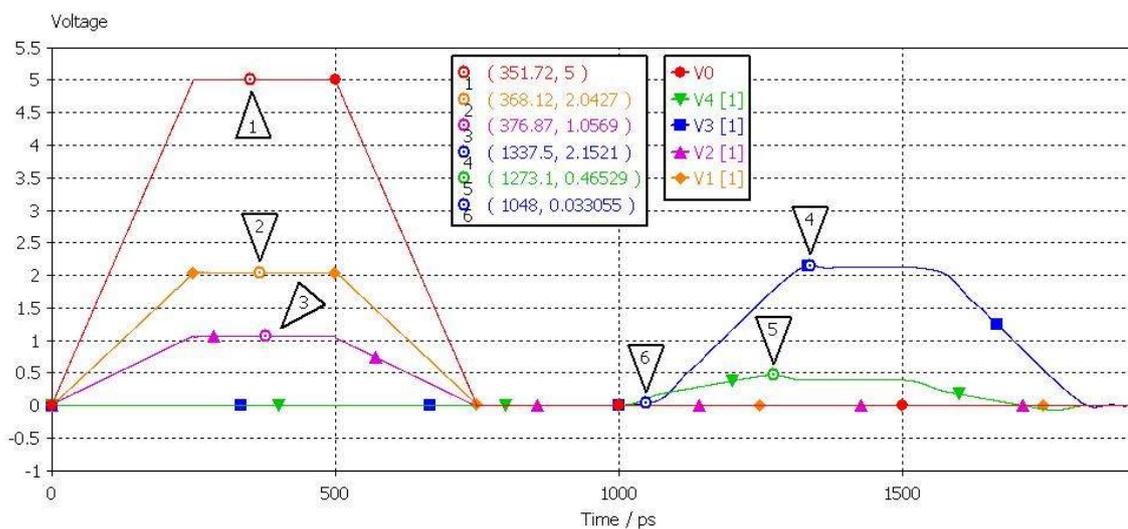


б

Рис. 5.45. Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT (a) и CST MWS (б), для отрезка длиной $l=0,18$ м



a



б

Рис. 5.46. Формы сигналов тестовой схемы по рис. 5.40, полученных в системах TALGAT (a) и CST MWS (б), для отрезка длиной $l=0,27$ м

Анализ полученных числовых и графических данных позволяет заключить, что результаты вычислительного эксперимента, выполненного в системах CST MWS и TALGAT для плоского кабеля с различным числом проводников, для одиночной линии и пары связанных линий, согласуются между собой. Поэтому достаточно проводить квазистатический анализ в системе TALGAT и обойтись без электродинамического анализа в системе CST MWS при исследовании погонных задержек мод в печатных платах БА КА.

5.7. Затухающее высокочастотное воздействие

Исследовалась специфика распространения высокочастотного затухающего помехового сигнала в модальном фильтре на основе ГПК. Показано, что МФ на основе ГПК можно использовать как устройство защиты блоков управления КА от высокочастотных помех. Сформулированы физические и технические принципы интегрированной защиты на основе модальной фильтрации.

Рассмотрено влияние модальных искажений на скорость передачи сигналов в связанных линиях передачи длиной $l = 1$ м и установлено, что амплитуда выходного сигнала может быть равной нулю, если частота сигнала $f_0 = 1/(2l|\tau_e - \tau_0|)$ [48] (рис. 5.47). Другими словами, для любой частоты входного воздействия можно подобрать такую длину l линии передачи, при которой четная и нечетная составляющие проходящего по линии сигнала сдвинутся по временной оси относительно друг друга так, что в момент их прихода к концу линии слияние сигналов произойдет таким образом, что полупериоды противоположной полярности взаимокомпенсируются.

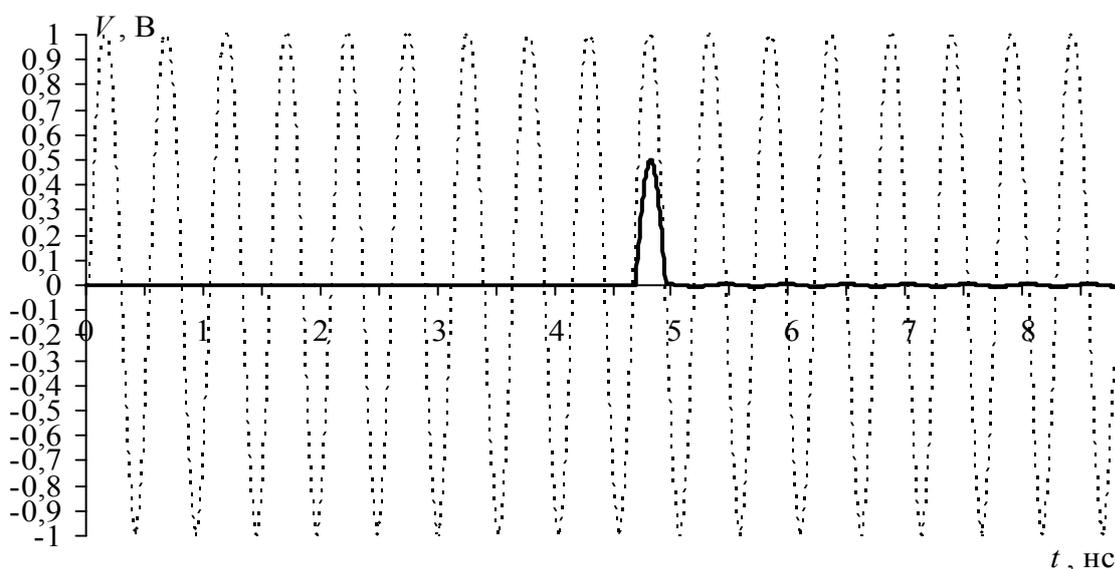


Рис. 5.47. Формы напряжений в начале (-----) и конце (—) отрезка связанной микрополосковой линии длиной 1 м

Эту особенность можно использовать в БА КА для защиты полезных сигналов от высокочастотных помех, однако исследования

в этой области до сих пор не проводились. К тому же неизвестно, какую форму будет иметь затухающий сигнал на выходе отрезка линии передачи. Учет данной специфики позволит провести оценку возможностей использования модальной фильтрации для защиты от таких воздействий, что важно для принятия решений о перспективах ее применения для защиты БА проектируемых КА.

Объект исследования и методика оценки те же, что и в предыдущих подразделах. В качестве входного воздействия взяты сильно- и слабозатухающие синусоидальные сигналы частотой 1 ГГц, с учетом которой вычислена длина 2,38 м. Форма затухающей синусоиды взята в соответствии со стандартом MILSTD 461:

$$I(t) = e^{-(\pi ft)/Q} \sin(2\pi ft), \quad (51.)$$

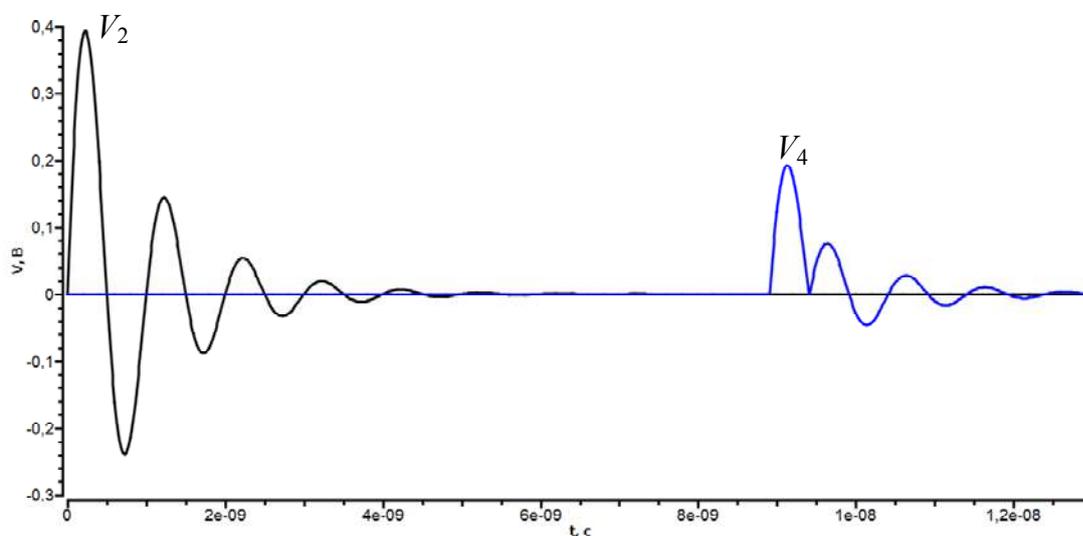
где f — частота; t — время; Q — коэффициент затухания.

Использовалась схема включения отрезка ГПК, представленная на рис. 5.5. Моделирование выполнялось без учета потерь в проводниках и диэлектрике, а также с их учетом. В соответствии со схемой включения сигналу на входе отрезка ГПК соответствует форма сигнала в точке V_2 , а на его выходе — в точке V_4 .

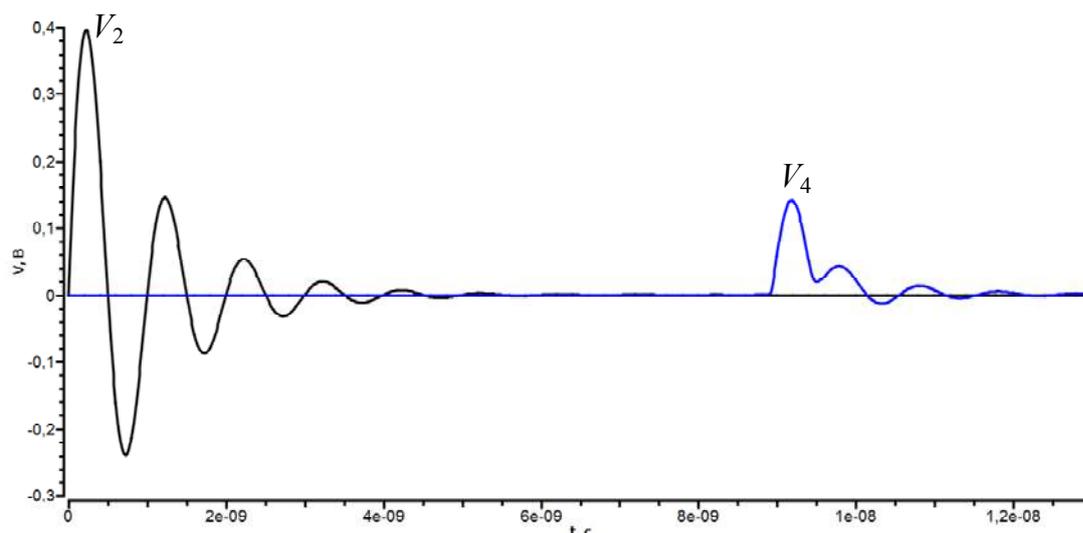
Результаты моделирования для сильно- и слабозатухающего сигнала приведены на рис. 5.48. Как видно, в результате модального слияния сигналов на выходе отрезка ГПК присутствует последовательность неполностью компенсированных полупериодов (см. рис. 5.47), наличие которой объясняется затуханиями входного воздействия. Примечательно, что после первого полупериода сигнал инвертируется относительно исходного и размах напряжения затухающей синусоиды изменяется не в 2 раза (как при импульсном воздействии), а больше (примерно в 3 раза). На рис. 5.48,б форма выходного сигнала подверглась влиянию потерь в проводниках и диэлектрике, однако общая картина модального слияния сигналов практически не изменилась.

Для выявления тенденции изменения формы сигналов на выходе отрезка ГПК входное воздействие взято менее затухающим. Анализ результатов (рис. 5.49) показал, что с уменьшением коэффициента затухания неполностью компенсированные полупериоды выходного сигнала становятся менее выраженными и общая картина модального слияния сигналов стремится к результату, представленному на рис. 5.47. Размах после первого полупериода уменьшился в 4 раза. Примечательно, что он больше при учете потерь,

чем без учета. Это можно объяснить различным влиянием потерь на разные моды.



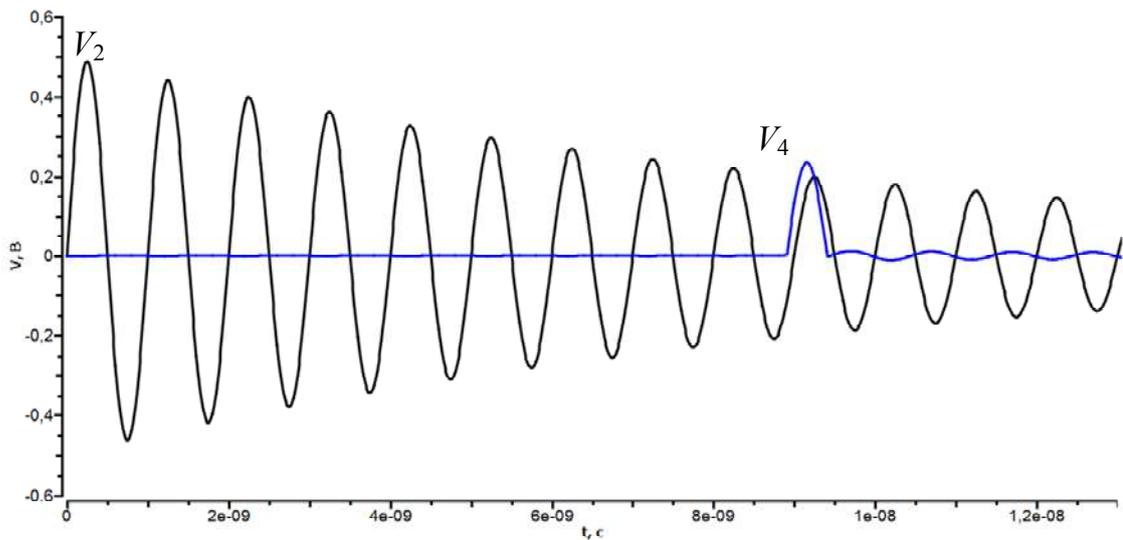
a



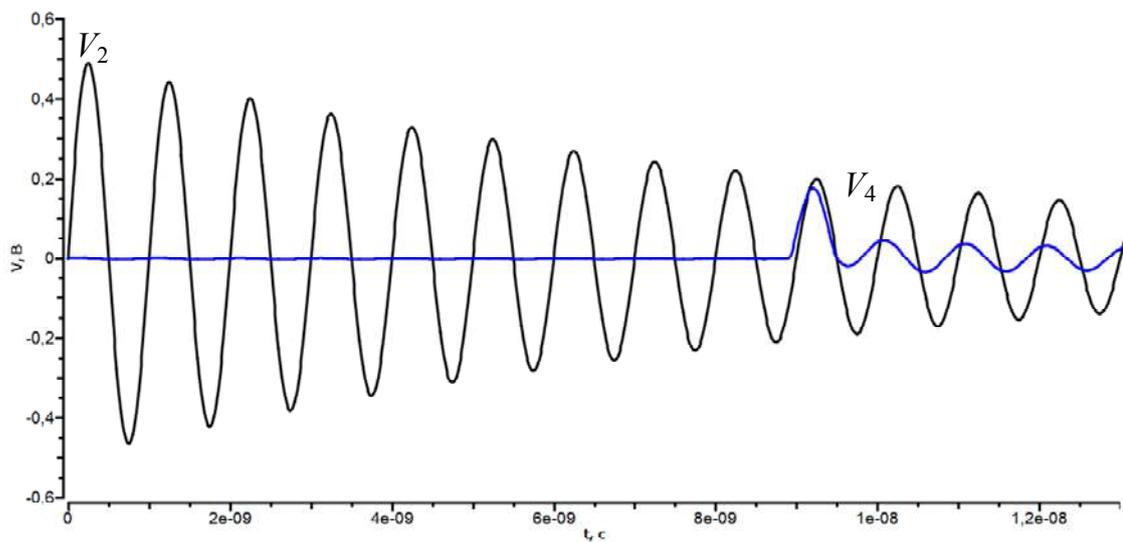
б

Рис. 5.48. Формы напряжения сильнозатухающего сигнала на входе (V_2) и выходе (V_4) отрезка гибкого печатного кабеля без учета потерь в проводниках и диэлектрике (*a*) и с их учетом (*б*)

Дополнительное моделирование с кратным изменением частоты помехового сигнала показало, что его полупериоды на выходе отрезка ГПК компенсируются аналогично.



a



б

Рис. 5.49. Формы напряжения слаботзухающего сигнала на входе (V_2) и выходе (V_4) отрезка гибкого печатного кабеля без учета потерь в проводниках и диэлектрике (*a*) и с их учетом (*б*)

Таким образом, наличие затуханий в помеховом сигнале частотой 1 ГГц при его прохождении через отрезок ГПК длиной 2,38 м не меняет общую картину модального слияния сигналов на выходе отрезка ГПК.

5.8. Воздействие электростатического разряда

В данной работе [53] впервые рассмотрена специфика воздействия электростатического разряда на модальный фильтр. Получены предварительные результаты имитационного моделирования кондуктивного воздействия с формой тока по стандарту IEC 61000-4-2 [54] на МФ в виде ГПК.

Определение объекта исследования, по-существу, сводится к выбору типа МФ, который зависит от вида защищаемого устройства. Несмотря на универсальность защиты с помощью модальной фильтрации, актуальность защиты именно бортовых вычислителей и блоков управления КА требует выбора конкретного типа модального фильтра, соответствующего защищаемому объекту. Предварительный анализ показывает, что общими элементами для защищаемых объектов такого типа являются отрезки кабелей питания и связи, причем как внешних, так и внутренних (между отдельными частями объекта). В бортовой аппаратуре КА часто применяют ГПК с медными проводниками в полиимиде, поэтому резонно рассмотреть возможность использования отрезка ГПК, кроме основного его назначения, еще и в качестве МФ.

Выбор методики исследования при строгом подходе требует тщательного математического моделирования исследуемого явления, подготовки и проведения физического эксперимента, а также моделирования эксперимента с помощью имитационных математических моделей. Однако такой подход, как уже отмечалось, затрачен и для начального этапа исследований является избыточным. Поэтому для первых оценок представляется целесообразным выполнение математического моделирования без эксперимента, а поскольку квазистатическое моделирование дает корректные результаты, экономя при этом вычислительные ресурсы, также принято решение выполнить именно квазистатическое, а не электродинамическое моделирование. При этом потери и дисперсия в проводниках и диэлектриках намеренно не учитывались, чтобы выявить влияние на ослабление сигнала помехи именно разности задержек мод, без влияния различия ослабления и частотной зависимости каждой моды, что невозможно сделать в эксперименте. Такой подход дает ясное понимание модальных искажений [55].

Задание воздействия ЭСР требует знания параметров реальных ЭСР. Несмотря на то что ЭСР в космосе имеет специфику, нельзя исключать и воздействие ЭСР от человека во время наземных этапов жизненного цикла бортовой аппаратуры. Параметры реальных ЭСР в космосе определить затруднительно, тогда как параметры воздействия ЭСР от человека исследованы весьма детально, хотя и имеют значительный разброс. Глубокий анализ таких исследований выполнен экспертами мирового уровня в ходе разработки стандарта IEC 61000-4-2 [54]. В нем, в частности, особо отмечено сильное влияние длины искрового промежутка в момент разряда на начальную часть формы тока разряда, и если построить зависимость времени фронта от длины промежутка, то наблюдается тенденция, показанная на рис. 5.50 [57].

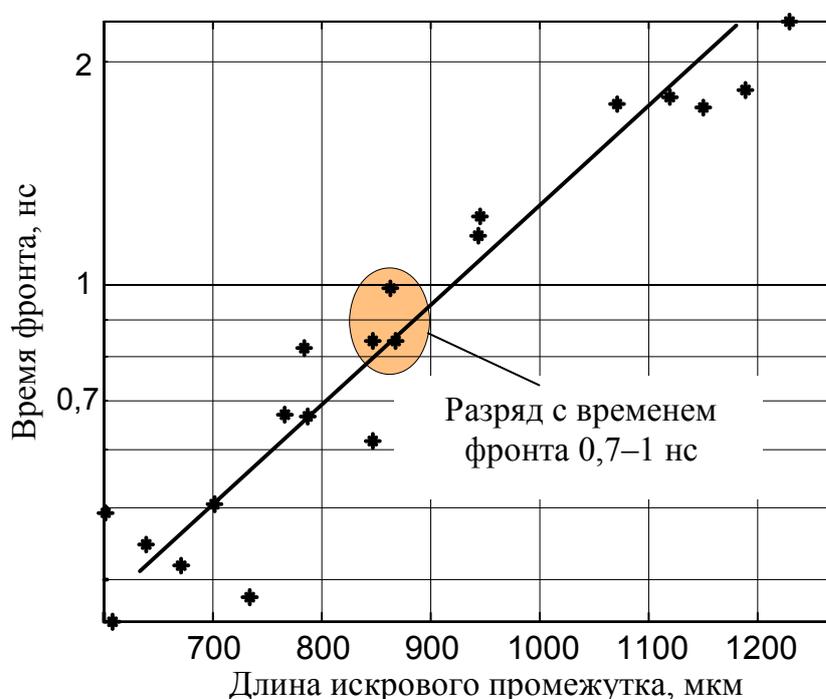


Рис. 5.50. Измеренные соотношения между длиной искрового промежутка и временем фронта для электростатического разряда от человека на металл при 5 кВ на уровне моря

Видно, что время фронта может быть менее 0,4 нс. Кроме того, в стандарте отмечается, что время фронта может быть намного меньше для разрядов на более низких напряжениях или на более высоких напряжениях при пониженной влажности и более высоких скоростях приближения. Тем не менее, стандарт предлагает ориентироваться на время фронта порядка 0,7–1 нс как типовое.

В частности, на этой основе задается форма тока разряда в виде суммы двух биэкспоненциальных импульсов со строго определенными в стандарте параметрами. Эту форму импульса рекомендуется использовать в испытательных генераторах ЭСР, а также для моделирования. Поэтому при задании воздействия ЭСР на МФ целесообразно воспользоваться именно этой формой (рис. 5.51) [54].

Для моделирования использовались исходные параметры ГПК, представленного на рис. 5.6, и вычисленные параметры из табл. 5.1. Схема включения отрезка ГПК показана на рис. 5.52. Отрезок ГПК моделируется как отрезок связанной линии передачи, полностью описываемый его матрицами \mathbf{L} и \mathbf{C} , а также длиной l . При анализе отрезка прежде всего следует рассмотреть случай псевдосогласования на его концах, поскольку при этом отраженные волны сигналов минимальны и не накладываются на падающие волны, т.е. не усложняют понимание общей картины волновых процессов. Поэтому значения сопротивлений резисторов R_2 , R_3 , R_4 приняты равными значению R из табл. 5.1. По той же причине ему принято равным и значение R_0 , имитирующее внутреннее сопротивление генератора ЭСР. Резистор R_1 присутствует на схеме лишь для общности (например, для возможного учета сопротивления стыка генератора и отрезка) и его значение принято равным 1 Ом, чтобы не нарушать согласование. Форма тока генератора I соответствует стандартной [54]. Значение разности (в том числе ее знак) погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_0 мод, равное 0,21 нс/м, очень важно для эффективности модальной фильтрации, однако оно невелико и для разложения заданного воздействия может потребоваться довольно большая и непрактичная длина отрезка. Но для выяснения специфики распространения воздействия ЭСР через МФ это не очень важно, поэтому моделирование выполнялось для значений длины отрезка $l = 10, 20, 30, 40, 50, 60$ м.

Результаты моделирования приведены на рис. 5.53. Исходная форма напряжения в начале отрезка ГПК (V_2) в момент времени $t = 0$ состоит из двух импульсов: короткого (около 10 нс) и длинного (около 200 нс), причем амплитуда первого примерно в 2 раза превышает амплитуду второго, а на стыке импульсов имеется характерный провал. Формы напряжения на выходе отрезков ГПК (V_4) длиной 10, 20, 30, 40, 50, 60 м последовательно сдвинуты по времени относительно исходной формы на 37 нс — время задержки в отрезке длиной 10 м.

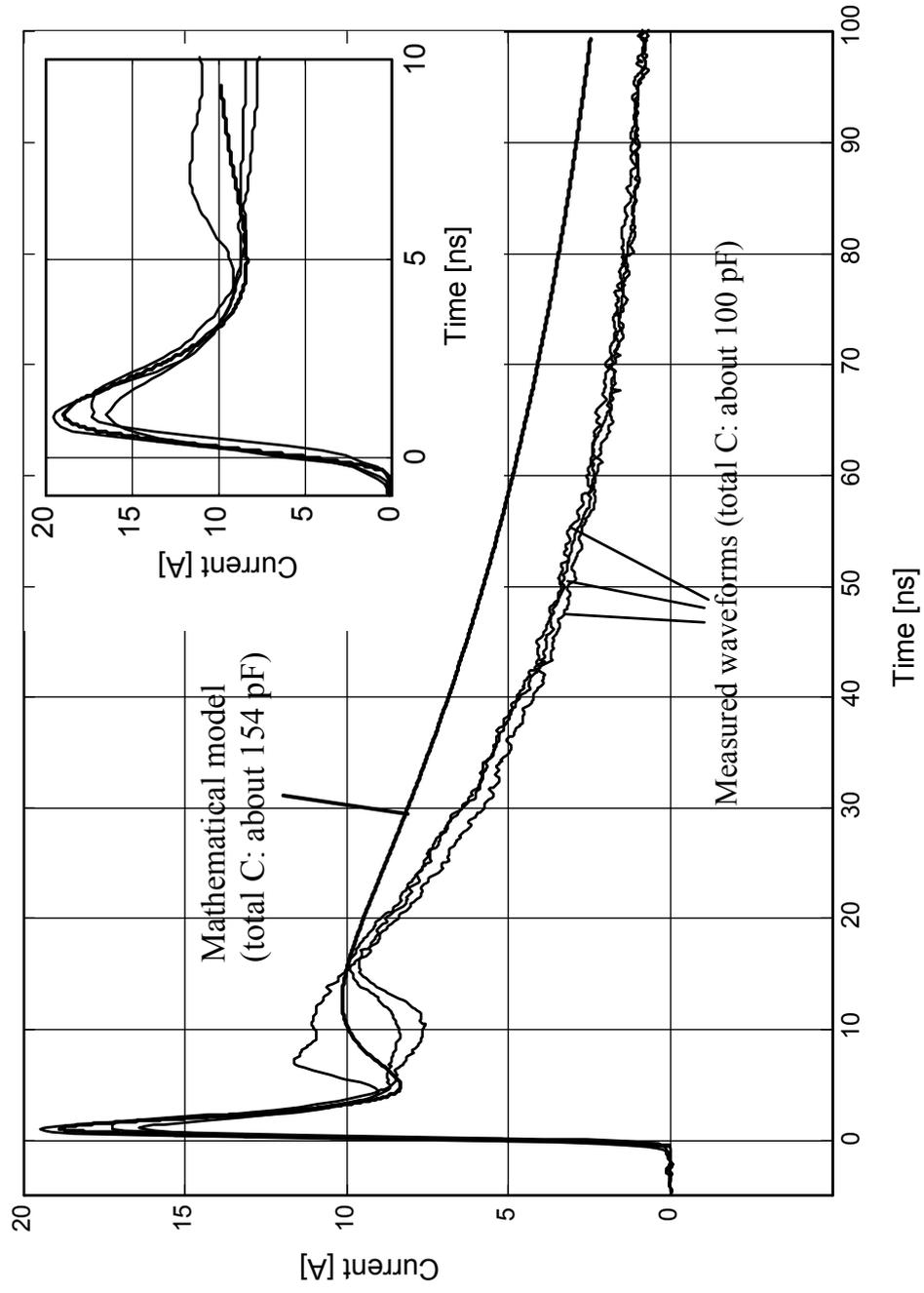


Рис. 5.51. Форма тока генератора электростатических разрядов при напряжении заряда 5 кВ

С ростом длины отрезка пиковое значение напряжения на его выходе уменьшается до 1180 В при длине 20 м (т.е. на 30 % от 1670 В в начале отрезка), а затем незначительно возрастает.

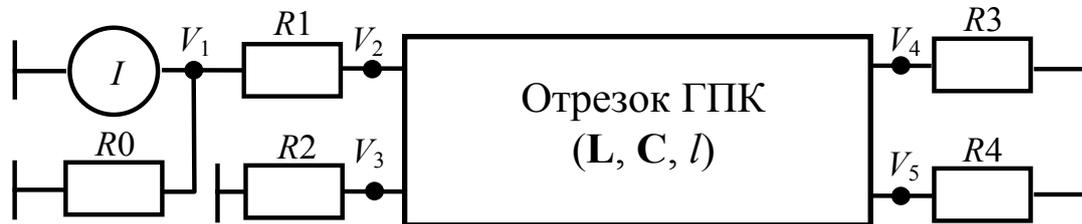


Рис. 5.52. Схема включения отрезка гибкого печатного кабеля:
 I – источник тока; R_0 – внутреннее сопротивление источника тока;
 V_1 – V_5 – измерительные точки; R_1 – R_4 – согласующие резисторы

Анализ результатов моделирования показывает следующее. Поскольку моделирование проводилось без учета потерь в проводниках и диэлектрике, а также при граничных условиях, близких к согласованию, то при равных задержках мод к выходу отрезка ГПК должен приходиться сигнал почти такой же амплитуды и формы, что и на входе, так как моды приходят одновременно и просто складываются по амплитуде. Однако из-за различия задержек мод одна из них приходит к концу отрезка раньше другой. Короткого импульса первой моды еще явно не видно из формы сигнала для длины 10 м, но косвенно его влияние уже сказывается в уменьшении пикового напряжения до 1260 В. Он становится все более выраженным в начале последующих форм сигнала, причем его пиковое напряжение 800 В не меняется и составляет половину входного.

Между тем пиковое напряжение общего сигнала уменьшается лишь до 1400 В, поскольку короткий импульс поздней моды начинает накладываться на длинный импульс ранней (и именно в этом сказывается специфика формы ЭСР). Это напряжение минимально, когда разность задержек мод становится примерно равной промежутку времени между первым максимумом и минимумом исходного сигнала. Последующее увеличение разности задержек мод увеличивает пиковое напряжение общего сигнала. Оно достигает максимального значения, когда разность задержек мод становится примерно равной промежутку времени между первым максимумом (короткого импульса) и вторым максимумом (длинного импульса) исходного сигнала.

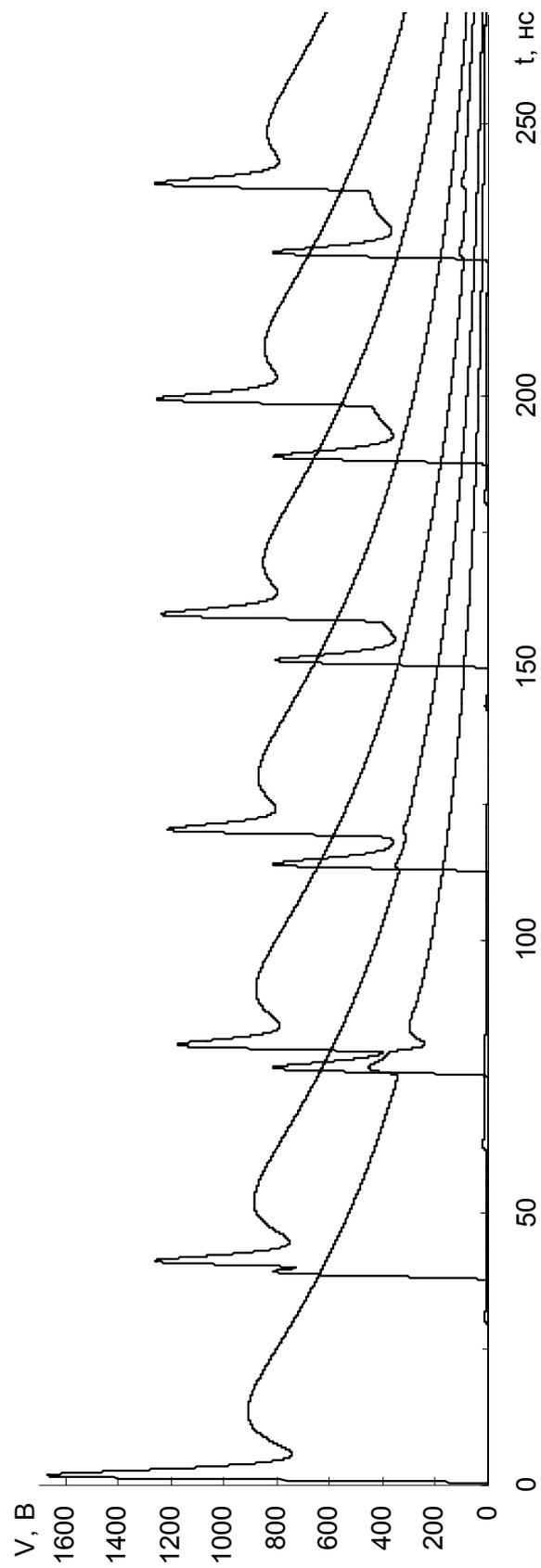


Рис. 5.53. Формы напряжения на входе (V_2) и выходе (V_4) отрезков ГПК
длинной 10, 20, 30, 40, 50, 60 м

Это происходит при длине отрезка 60 м, дальнейшее увеличение которой будет последовательно, но очень медленно, из-за полого спада длинного импульса, уменьшать пиковое напряжение общего сигнала до 800 В.

Таким образом, специфика формы импульса ЭСР, с характерным провалом по амплитуде, показывает существование оптимального значения длины модального фильтра и нецелесообразность большего ее увеличения. При этом значении получается минимальная амплитуда выходного сигнала, которая на 30 % меньше амплитуды исходного сигнала. Такое ослабление происходит потому, что модальным фильтром ослабляется примерно в 2 раза лишь короткий импульс воздействия ЭСР и почти не ослабляется длинный импульс.

Между тем специфика данного ослабления может иметь высокую значимость для стойкости бортовых вычислителей и блоков управления космическими аппаратами к воздействию ЭСР. Это предположение основано на следующих фактах [5]. Одной из главных причин отказа всей системы является выход из строя полупроводникового прибора. Модель Вунша – Белла дает адекватную оценку энергии, достаточной для теплового повреждения полупроводникового прибора, в зависимости от длительности микроволнового импульса (>100 нс). Однако при уменьшении длительности импульса от 100 до 5 нс происходит значительное снижение (примерно в 10 раз) энергии, достаточной для повреждения, показывающее, что именно электрическое поле, а не тепло, является главной причиной повреждения. Трудно однозначно утверждать, что эти количественные оценки применимы к воздействию ЭСР. Однако они дают основания предполагать, что уменьшение амплитуды короткого импульса в ЭСР гораздо более значимо, чем уменьшение амплитуды длинного импульса. А именно это и обеспечивает модальная фильтрация воздействия ЭСР.

5.9. Натурный эксперимент

Представим результаты, экспериментально подтверждающие разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре на основе гибкого печатного кабеля. Испытания проводились с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11.

Схема включения и геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры представлены на рис. 5.5, 5.6. Отличием от компьютерного моделирования является отсутствие согласующих резисторов. Поперечные сечения симметричной и несимметричной структур представлены на рис. 5.4. Исследовался отрезок ГПК длиной 2 м (см. рис. 5.1). В качестве входного воздействия выбран такой же импульс, как и представленный на рис. 4.10,*а*.

Из откликов симметричной и несимметричной структур отрезка ГПК видно, что только в симметричной структуре эффект модального разложения имеет место (рис. 5.54).



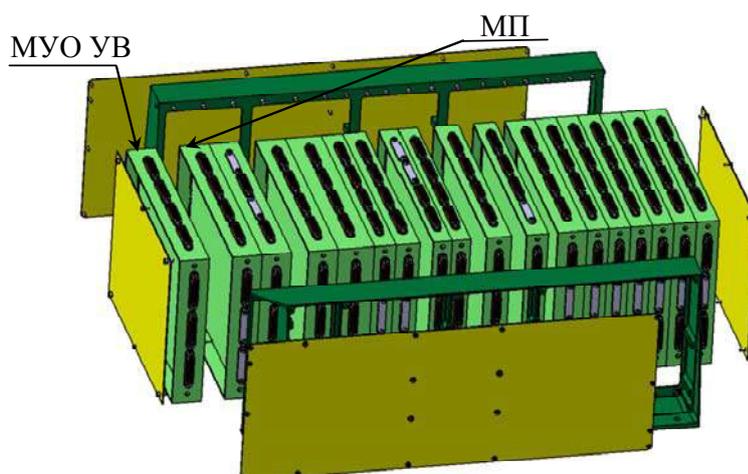
Рис. 5.54. Входное воздействие и временные отклики отрезка гибкого печатного кабеля для симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур

Амплитуда выходного сигнала для симметричной структуры составляет 74 мВ, а для несимметричной — 225 мВ, т.е. различается в 3 раза. Входное воздействие при распространении по такому отрезку ГПК задерживается на 7 нс.

Заключение. Возможное расположение модального фильтра и оценка эффективности его использования

Для практической реализации модальной фильтрации представляется целесообразным выполнить детальный анализ вариантов МФ в составе корпуса прибора с УЭМ.

1. МФ в виде отдельного модуля, располагаемого в требуемых местах блока. В случае использования многокаскадных МФ, способных существенно ослабить нежелательные сигналы, или в случае отсутствия свободного места на других УЭМ можно разместить МФ на отдельном УЭМ в требуемом месте блока, например между модулем управления обогревателем на участке выведения (МУО УВ) КА и модулем питания (МП) в интерфейсном блоке бортового комплекса управления, как показано на рисунке.



Конструкция интерфейсного блока бортового комплекса управления

Достоинства. Такое расположение позволит завести первичные шины питания БИ БКУ и МУО УВ через «боевые» соединители встроенного УЭМ, отфильтровать их и вывести через межблочные соединители на соответствующие модули; вариант хорош для снижения кондуктивных помех по цепям питания, не исключая и критичные сигнальные цепи. Наличие большой площади позволит разместить на УЭМ любые МФ с минимальными затратами времени на разработку за счет отсутствия существенных ограниче-

ний. Возможность использования не металлического, а диэлектрического основания обеспечит наилучшие характеристики МФ. При УЭМ на металлическом основании для модальной фильтрации возможно использование его двух сторон. Применение дополнительного УЭМ с МФ открывает возможность использовать БКС без экранирующей оплетки и снизить массу БКС до 20 %. Такой вариант улучшает помехоустойчивость отдельных частей прибора, не меняя структуру остальных УЭМ, т.е. можно использовать прежние решения УЭМ, но при этом иметь повышенную защищенность от кондуктивных воздействий.

Недостатки. Нерациональное увеличение массы БА, поскольку вес МФ гораздо меньше веса «рамки». Использование отдельных УЭМ без УЭМ с МФ оставляет их помехозащищенность на прежнем уровне. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ необходимо проработать возможность выреза металла под МФ.

2. МФ, занимающий часть модуля. При проектировании БА КА оставляют резерв свободной площади, сосредоточив его по возможности в одном месте. В некоторых случаях, например в релейном МУО УВ, резерв свободной площади на УЭМ составляет до 30 % от площади каждой из сторон. Эту площадь можно использовать для расположения МФ или для освобождения места для него путем переноса других компонентов на данную площадь.

Достоинства. Размещение МФ, интегрированных в УЭМ, делает такие УЭМ помехозащищенными, их можно «автономно» использовать без УЭМ, состоящего только из МФ. Вырез металлического основания под МФ может привести к уменьшению массы УЭМ. Размещение МФ в части УЭМ использует свободную площадь печатной платы.

Недостатки. При расположении МФ на свободном от печатных проводников и ЭРИ месте УЭМ можно улучшить помехоустойчивость только тех сигналов, которые проходят непосредственно через этот УЭМ. Для оценки практической реализации МФ на свободной от ЭРИ и печатных проводников части УЭМ необходимо провести полный анализ БА на наличие резерва свободного места. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ нужно выявить возможность выреза металла под МФ.

3. МФ, занимающий сторону модуля. При проектировании БА КА ЭРИ располагаются по обеим сторонам УЭМ. Это часто

обусловлено наличием основного и резервного комплекта в каждом УЭМ, что исключает возможность расположения МФ полностью на одной из его сторон. Однако в некоторых случаях одна сторона УЭМ может оказаться свободной и использоваться под МФ.

4. МФ, занимающий слой трассировки модуля. Из-за высокой плотности ЭРИ, а следовательно, сложной трассировки печатных проводников при проектировании БА КА используются МПП, расположенные на УЭМ. Представляется возможным использование одного из этих слоев под МФ.

Достоинства. Использование отдельного слоя трассировки под МФ позволит устанавливать МФ в УЭМ любой сложности. Унификация УЭМ любой сложности. Данный вариант может подойти для фильтрации импульсных помех в критичных сигнальных цепях.

Недостатки. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ необходимо выявить возможность выреза металла под МФ и влияние этого выреза на другие печатные проводники и некоторые ЭРИ. Использование дополнительного слоя под МФ усложнит трассировку УЭМ.

5. МФ, занимающий участок на слое модуля. В зависимости от сложности трассировки на сторонах УЭМ можно выделить свободные от печатных проводников участки слоев, что позволит расположить на них МФ.

Достоинства. «Автономность» УЭМ с интегрированными МФ.

Недостатки. Для оценки практической реализации МФ на свободном от печатных проводников участке слоя УЭМ необходимо провести полный анализ БА на наличие резерва свободного места на слоях УЭМ. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ нужно определить возможность выреза металла под МФ.

6. МФ в неиспользуемом пространстве корпуса блока. При изготовлении БА КА соединенные между собой УЭМ со всех сторон закрываются металлическими крышками, образуя корпус блока. Внутренние поверхности таких крышек могут являться механическим основанием для расположения МФ не только внутри корпуса блока, но и с торцевых сторон, где находятся крайние УЭМ. К неиспользуемому пространству внутри корпуса блока также относится пространство между соседними УЭМ.

7. МФ на внутренней стороне торцевых крышек блока. Внутренняя сторона крышки блока имеет свободную поверхность, которую можно использовать как основание для крепления МФ.

Достоинства. Благодаря большой площади внутренней стороны крышки на ней можно расположить любой МФ. Критичные цепи с разъемов удобно разводить через МФ, находящийся на внутренней стороне крышки, из-за близкого расположения крышки и разъемов УЭМ.

Недостатки. Для минимизации или полного исключения влияния металлической крышки на МФ необходимо проработать возможность разделения МФ и пластины. Для простой и надежной распайки критичных цепей следует оценить возможность использования ГПК. Увеличение помехоустойчивости только одной стороны УЭМ, поскольку, как правило, контакты 1–20 первого ряда соединителя СНП339 приходят только на сторону А, а контакты 21–42 второго ряда — только на сторону Б. Это можно преодолеть, но за счет усложнения конструкции и трассировки в области соединителя.

8. МФ в свободном пространстве между УЭМ. Между соседними УЭМ можно поместить металлическую пластину, которая будет основанием для установки двух плат МФ (с обеих сторон пластины). Другим вариантом является использование диэлектрического основания вместо металлического, т.е. использование одной платы МФ.

Достоинства. Пластина является основанием МФ для двух соседних УЭМ. Благодаря большой площади пластины, на ней можно расположить любой МФ. Край пластины находится в непосредственной близости от разъемов.

Недостатки. Необходимость более глубокого исследования влияния разделения соседних УЭМ металлической пластиной. Остается неисследованной возможность разложения СКИ в МФ из стеклотекстолита, наклеенного на металлическую основу. Возможность частичного выреза основания пластины для размещения МФ также остается неисследованной. Увеличение массы БА.

9. МФ на стенке (перпендикулярной платам) металлической рамки. Неиспользованным местом внутри УЭМ является стенка металлической рамки, расположенная перпендикулярно основанию УЭМ. Необходимо проработать возможность расположения МФ

по периметру такой стенки с учетом неровности ее поверхности, а также влияния корпуса на МФ.

Достоинства. Близость к разъемам. Удаленность от диэлектриков: высокая разность задержек мод.

Недостатки. Небольшая площадь для размещения МФ. Отсутствие возможности выреза основания под МФ.

10. МФ в конструкции соединителя. При таком расположении МФ следует учесть небольшие размеры конструкции соединителя. Для практической реализации расположения МФ в конструкции соединителя необходимо провести анализ структуры кроссплаты, находящейся внутри соединителя. Можно предположить, что в данном случае МФ будет обладать небольшой разностью задержек мод в линии из-за небольшой длины линии передачи. Однако это не исключает возможность его использования для разложения более коротких импульсов.

Достоинства. Простота изготовления. Практически нет увеличения массы БА. Возможность защиты любых цепей. Удобство использования существующей кроссплаты для монтажа резисторов МФ. Возможность реализации МФ из последовательного соединения нескольких структур: гибкого печатного кабеля, трасс на кроссплате, контактов соединителя, трасс на плате УЭМ. Возможность использования корпуса соединителя.

Недостаток. Небольшая разность задержек мод из-за малой длины кроссплаты.

11. МФ на основе гибкого печатного кабеля. Наиболее практичным представляется МФ на основе ГПК, соединяющего различные УЭМ.

Достоинства. Улучшение помехоустойчивости всего блока. Недействующие печатные проводники, которые можно использовать в качестве пассивных или общих проводников МФ. Отсутствие дополнительных компонентов, массы.

Недостатки. Длина МФ ограничена длиной ГПК. Усложнение структуры ГПК и уменьшение его гибкости (в случае добавления новых проводников).

Литература

1. Иванов В.А. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / В.А. Иванов, В.Ю. Кириллов, Е.П. Морозов ; под ред. В.Ю. Кириллова. – М. : Изд-во МАИ, 2012. – 168 с.
2. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т.Р. Газизова. – Томск : Том. гос. ун-т, 2002. – 206 с.
3. Кечиев Л.Н. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк, П.В. Степанов. – М. : Группа ИДТ, 2008. – 478 с.
4. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях : моногр. / З.М. Гизатуллин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2012. – 254 с.
5. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие / Т.Р. Газизов. – Томск : ТМЛ-Пресс, 2007. – 199 с.
6. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск : Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.
7. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы уменьшения искажений импульсных сигналов в них / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken : LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.
8. Газизов Т.Р. Искажения в межсоединениях и электромагнитный терроризм / Т.Р. Газизов. – Germany, Saarbrücken : LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 359 с.
9. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Germany, Saarbrücken : LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.
10. Горностаев А.И. Применение магистрально-модульного принципа при построении бортовой аппаратуры бортового комплекса управления космических аппаратов / А.И. Горностаев // Материалы XIII Междунар. науч. конф. / Сибирский государственный

аэрокосмический университет. – Красноярск, 2009. – Ч. I. – С. 122–125.

11. MIL-STD-461F. Department of Defence Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 10 December 2007.

12. Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Equipment And Systems, Aerospace Report No. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.

13. МЭК 61000-2-13. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Ч. 2–13: Электромагнитная обстановка. Излучаемые и кондуктивные электромагнитные явления большой мощности.

14. AIAA S-121-2009, Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems.

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

16. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.

17. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития / И.Н. Белоконь [и др.] // Технологии ЭМС. – 2010. – № 1. – С. 49–57.

18. IEEE P1642 D5 Draft. Recommended practice for protecting public accessible computer systems from intentional EMI, 22 July 2010.

19. IEC 61000-2-13: Electromagnetic compatibility (EMC). Part 2–13: Environment High-power electromagnetic (HPEM) environments — radiated and conducted, 2005.

20. IEC/TR 61000-1-5: Electromagnetic compatibility. Part 1–5: General – High power electromagnetic effects on civil systems, 2004.

21. Акишин А.И. Электризация космических аппаратов / А.И. Акишин, Л.С. Новиков // Космонавтика, астрономия. – М. : Знание, 1985. – № 6.

22. Garret H.B. The charging of spacecraft surfaces / H.B. Garret // Reviews of geophysics and space physics. – 1981. – V. 19, № 4. – P. 577–616.

23. Бабкин Г.В. Проблемные вопросы взаимодействия космической плазмы с космическим аппаратом при решении задач повышения устойчивости его бортовых систем к негативным эффектам электростатической зарядки / Г.В. Бабкин, В.А. Иванов, Е.П. Моро-

зов // Космонавтика и ракетостроение. – 2004. – № 1(34). – С. 92–102.

24. Новые наукоемкие технологии в технике. Воздействие космической среды на материалы и оборудование космических аппаратов. – М. : Энцитех, 2000.

25. Кечиев Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев. – М. : Технологии, 2005. – 352 с.

26. Бабкин Г.В. Методология идентификации обусловленных электризацией сбоев и отказов аппаратуры и систем космического аппарата по результатам анализа аномалий их функционирования при летно-конструкторских испытаниях / Г.В. Бабкин, В.А. Иванов, Е.П. Морозов // Космонавтика и ракетостроение. – 2003. – № 1(30). – С. 63–69.

27. Вудс А.Дж. Методы расчета воздействия на электронную аппаратуру спутника импульсов электромагнитного излучения, генерируемого искровыми разрядами на деталях из диэлектрических материалов / А.Дж. Вудс, Э.П. Уинас // Аэрокосмическая техника. – 1986. – № 3. – С. 146–167.

28. Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда : учеб. пособие / З.М. Гизатуллин, С.Ф. Чермошенцев. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. – 102 с.

29. 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.

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

31. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП–3×0,5 и RJ-12 для контроля модальных явлений / А.М. Заболоцкий [и др.] // Материалы 9-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 15 февраля 2007 г. – Томск, 2007. – С. 19–22.

32. Самотин И.Е. Распространение короткого импульса в плоских кабелях силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», г. Томск, 10–11 апреля 2008 г. – Томск, 2008. – С. 67–69.

33. Самотин И.Е. Разложение короткого импульса в отрезках кабеля силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Материалы науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 29–30 сентября 2008 г.

34. Пат. 79355 на полезную модель Российская Федерация. Модальный фильтр / 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. – № 2008127527/22(033781); приоритет полезной модели 07.07.2008; опубл. 27.12.2008, Бюл. № 36.

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

36. Simple and free mitigation of short pulse lightning effects by flat power cables / T.R. Gazizov [et al.] // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection, Sept. 13–17. Cagliari, Italy. – P. 993-1–993-3.

37. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov [et al.] // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection, Sept 13–17. Cagliari, Italy. – P. 1246-1–1246-3.

38. 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.

39. Broyde F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F. Broyde, E. Clavelier // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2005. – Vol. 52, № 2. – P. 405–416.

40. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра / И.Е. Самотин // Технологии ЭМС. – 2010. – № 4(35). – С. 31–34.

41. Jones E.M. Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers / E.M. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – № 4. – P. 75–81.

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

43. Самотин И.Е. Подходы к созданию модального фильтра для защиты от сверхкороткого импульса / И.Е. Самотин // Электронные и электромеханические системы и устройства : тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов, Томск, 22–23 апреля 2010 г. – Томск, 2010. – С. 263–266.

44. Разработка конструкции и технологии изготовления макетов модальных фильтров для сети Fast Ethernet / О.М. Кузнецова-Таджибаева [и др.] // Докл. ТУСУР. – 2010. – № 2(22), ч. 1. – С. 164–168.

45. ГОСТ 23751-86. Печатные платы. Основные параметры конструкции. Классификация, номенклатура и общие нормы. – М. : Изд-во стандартов, 1986.

46. Долганов Е.С. Исследование параметров и характеристик макета модального фильтра на основе линии с лицевой связью / Е.С. Долганов // Материалы всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2011». – Томск, 2011. – Т. 1. – С. 119–121.

47. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov [et al.] // Book of abstracts 31 International Conference on Lightning Protection (ICLP), 2–7 September 2012, Vienna, Austria. – P. 204.

48. Долганов Е.С. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных кондуктивных помех / Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – № 7. – С. 18–27.

49. Заболоцкий А.М. Моделирование гибкого печатного кабеля в системе TALGAT / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов // Материалы 13-й всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР». – Томск, 2008. – С. 57–60.

50. Долганов Е.С. Моделирование экранированного гибкого печатного кабеля в системе TALGAT / Е.С. Долганов, А.И. Горностаев // Материалы 13-й междунар. науч. конф. «Решетневские чтения». – Красноярск, 2009. – С. 23–25.

51. Самотин И.Е. Ослабление импульсных сигналов в модальных фильтрах с сильной лицевой связью / И.Е. Самотин // Докл. ТУСУР. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 169–171.

52. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries / T.R. Gazizov // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium, Montreal, Canada, August 13–17, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.

53. Газизов Т.Р. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда / Т.Р. Газизов, Е.С. Долганов, А.М. Заболоцкий // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 39–43.

54. IEC 61000-4-2 (2003), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.

55. 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.

Оглавление

Список сокращений.....	3
Введение.....	4
1. МОДАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ	
1.1. Актуальность	7
1.2. Теоретические основы	11
1.3. Общие подходы к использованию	16
2. СЕМИКАСКАДНЫЙ МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С ТОРЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ НА ПОДЛОЖКЕ ИЗ СТЕКЛОТЕКСТОЛИТА	
2.1. Моделирование характеристик	18
2.1.1. Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения	18
2.1.2. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой.....	23
2.2. Конструкция макетов	30
2.3. Натурный эксперимент	32
3. ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА: МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОГОННЫХ ЗАДЕРЖЕК МОД СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ	
3.1. Типовая печатная плата	36
3.1.1. Параметры исследуемой печатной платы.....	36
3.1.2. Верхний слой.....	38
3.1.3. Средний слой.....	41
3.1.4. Нижний слой	44
3.2. Печатная плата с подвешенными и обращенными линиями без лака и с лаком.....	47
3.2.1. Плата без лака	47
3.2.2. Плата с лаком	51
3.3. Многослойная печатная плата.....	52
3.3.1. Изменение разноса проводников.....	52
3.3.2. Изменение высоты опорного проводника	55
4. ОДНОКАСКАДНЫЙ МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ	
4.1. Симметричный модальный фильтр.....	58
4.1.1. Структура поперечного сечения.....	58
4.1.2. Параметрическая оптимизация.....	59
4.1.3. Моделирование параметров и характеристик	60
4.1.4. Натурный эксперимент	61

4.2. Асимметричный модальный фильтр.....	63
4.2.1. Структура поперечного сечения.....	63
4.2.2. Конструкция макетов	65
4.2.3. Экспериментальное исследование временных характеристик макета	67
4.2.4. Экспериментальное исследование частотных характеристик макета	73
5. МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ ГИБКОГО ПЕЧАТНОГО КАБЕЛЯ	77
5.1. Структура поперечного сечения	77
5.2. Симметричная структура	82
5.3. Несимметричная структура	87
5.4. Двухслойная структура	91
5.5. Электродинамический анализ	93
5.6. Сравнение результатов квазистатического и электродинамического анализа	104
5.6.1. Одиночная линия	104
5.6.2. Связанные линии	120
5.7. Затухающее высокочастотное воздействие.....	126
5.8. Воздействие электростатического разряда.....	130
5.9. Натурный эксперимент	136
Заключение. Возможное расположение модального фильтра и оценка эффективности его использования.....	138
Литература	143

Научное издание

Заболоцкий Александр Михайлович

Газизов Тальгат Рашитович

**МОДАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ЗАЩИТЫ
БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ
КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

Монография

Корректор Л.И. Кирпиченко

Компьютерная верстка Е.Н. Ворониной

Подписано в печать 22.11.13. Формат 60x84/16.

Усл.-печ. л. 8,84. Тираж 500 экз. Заказ 1150.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.